

ELECTRONIQUE APPLICATIONS

I.S.S.N. 0243 489X

Bimestriel N° 22 - Février/Mars 1982 - 18 F



SUISSE : 9,00 FS - TUNISIE : 2070 MIL. - CANADA : CAN \$ 3,00 - ESPAGNE : 350 PESETAS - ITALIE : 4800 LIRES - BELGIQUE : 146 F.B.

Le droit chemin. RCA μ P CMOS

Fiabilité à toute épreuve Famille complète Support de développement à très faible coût

La famille des microprocesseurs 1800 de RCA ou le chemin le plus direct dans la conception de microordinateurs CMOS.

Vous bénéficiez de l'expérience la plus vaste en ce domaine.

En effet, RCA fût le concepteur de cette technologie et garde sa place parmi les leaders mondiaux.

Nous avons bâti notre renommée sur la fiabilité et ceci vous garantit non seulement un niveau de qualité exceptionnelle mais aussi une très grande disponibilité d'informations de conception.

Une grande famille

La famille 1800 de RCA est la gamme la plus complète de microprocesseurs existants et les boîtiers plastiques disponibles pour tous nos circuits vous permettent de bénéficier à très faible coût de tous les avantages de la technologie CMOS: très faible consommation, plage de températures et de tensions de fonctionnement très étendue.

Tous nos produits sont 100 % pur

CMOS.

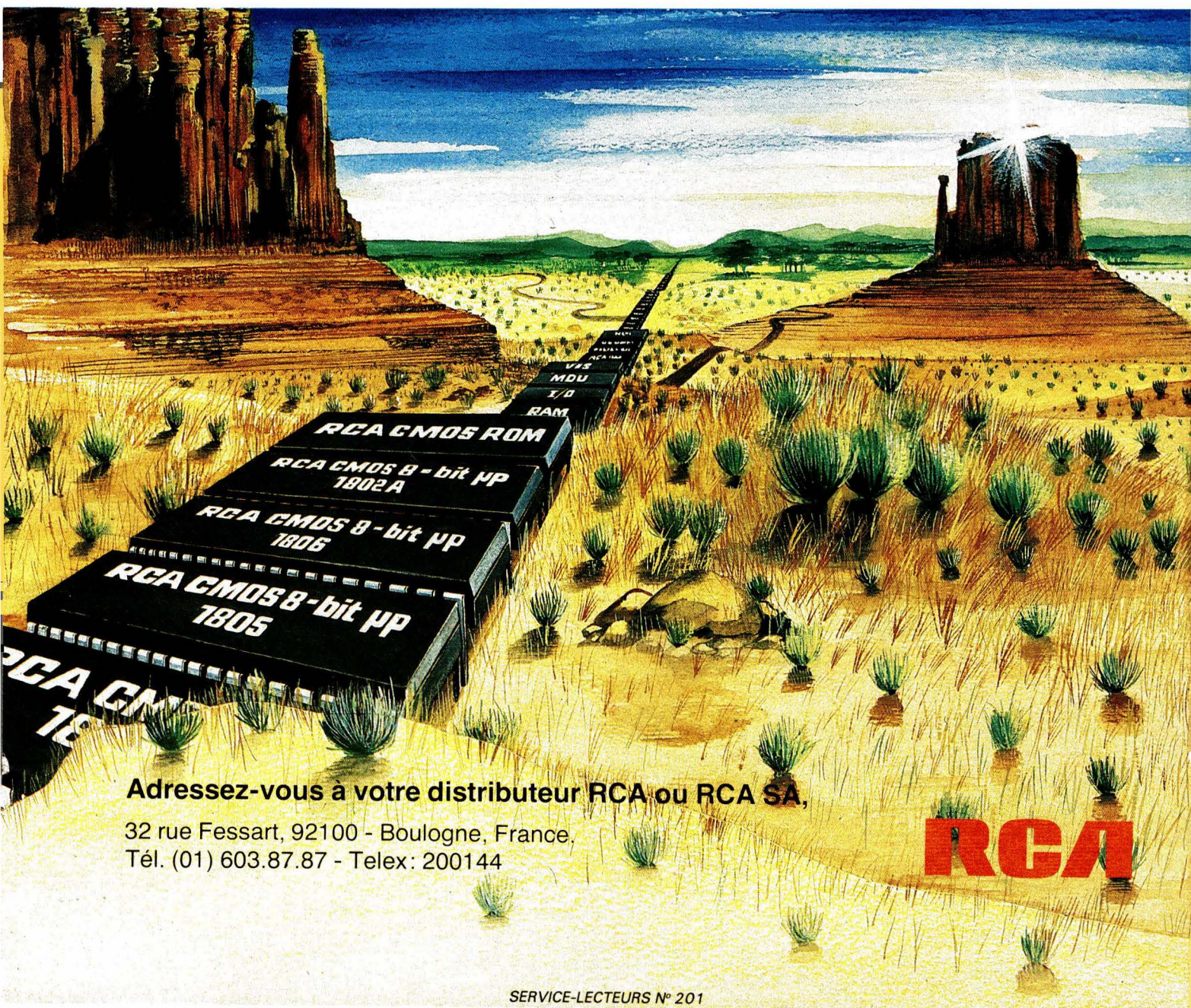
Nous avons ajouté, pour répondre à tous les besoins, 30 microcartes CMOS immédiatement disponibles.

Coût de développement "écrasé"

Le nouveau système de développement, le MCDS, par exemple vendu au prix de 3.180 FF est sans conteste l'investissement le plus rentable que vous puissiez faire pour entrer dans le monde des microprocesseurs CMOS.

En conclusion, un SEUL fournisseur à retenir en technologie CMOS (la technologie des années 80 par excellence!)... RCA.

Ne vous laissez pas détourner du droit chemin!



Adressez-vous à votre distributeur RCA ou RCA SA,

32 rue Fessart, 92100 - Boulogne, France.
Tél. (01) 603.87.87 - Telex: 200144

RCA

ELECTRONIQUE APPLICATIONS

Bimestriel N° 22 - Février/Mars 1982 - 16 F



RUSSE : 9,00 F. - TUNISIE : 2070 ML. - CANADA : C\$ 9,30. - ESPAGNE : 350 PESETAS. - ITALIE : 4800 LIRE. - BELGIQUE : 145 F.B.

Société Parisienne d'Édition

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

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

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

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

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

Ont participé à ce numéro : **R. Aschen, J.-M. Berland, J. Ceccaldi, J.-C. Chêne, F. de Dieuleveult, P. Gueulle, J.-C. Laborier, P. Lemeunier, P. Porta, R. Rateau, J. Sabourin, H. Schreiber, Ph. Thomas, J. Trémolières, D. Vuillaume.**

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

Ce numéro a été tiré à
60 000 exemplaires

Abonnements : 2 à 12, rue de Bellevue, 75019 Paris.
1 an (6 numéros) : **87 F (France) - 110 F (Etranger)**
Copyright 1982 - Société Parisienne d'Édition
Dépôt légal : 1^{er} trimestre 1982 N° éditeur : 955

« 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^{er} de l'article 40).
« Cette représentation ou reproduction, par quelque procédé que ce soit constituerait donc une contrefaçon sanctionnée par les articles 425 et suivants du Code Pénal. »

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

Distribué par SAEM Transports Presse - Imprimerie Edicis, 91019 EVRY

SOMMAIRE



La mesure du temps 47



Un programmeur pour synthétiseur de fréquence 13
Réalisation d'un synthétiseur de signaux 19
La « distribution de l'heure » par France-Inter :
réception et utilisation des signaux 55
Réalisation d'un système d'appel de personnes 107



La tomographie d'émission cardiaque :
une nouvelle approche de la dynamique cardiaque 71



Technologie et application des commutateurs analogiques 31
La structure « cascode » MOS-bipolaire
et ses applications 75
Conception d'un amplificateur d'instrumentation 83
Connexion d'une imprimante à aiguille
à un microprocesseur « 6800 » 93
Utilisation pratique du ZX-80 :
extension mémoire à 8 K-octets 99



Les technologies de la micro-électronique 5
Accumulateurs électriques : technologie et emploi 63

Calendrier 90
Bibliographie 111
Quelques applications des thyristors et triacs 115
Nouveautés-Informations 117
Formulaire d'abonnement 128
Répertoire 1981 129
Cartes « Service-Lecteurs » 131-132

MAINTENANT LES PUCES NE SORTENT PLUS TOUTES NUES.

THOMSON-EFCIS LES HABILLE EN MINI

MICROBOITIERS THOMSON-EFCIS

Les gros boîtiers classiques font perdre une partie de la miniaturisation acquise grâce à l'intégration. Les circuits livrés sous forme de "puces" sont fragiles et d'une utilisation difficile. EFCIS lance les MICROBOITIERS, solution élégante qui allie un encombrement minimum, une robustesse maximum et une utilisation simple.

**UNE MISE EN ŒUVRE FACILE,
UN TEST A 100 %.**

D'une taille peu supérieure à celle de la puce qu'il contient, le MICROBOITIER est

et est une garantie supplémentaire de qualité et de fiabilité.

POUR GAGNER DE LA PLACE EN GAGNANT DE L'ARGENT.

Grâce aux économies qu'il engendre, par sa taille, sa facilité de mise en œuvre, son test à 100 % et sa robustesse, le MICROBOITIER THOMSON-EFCIS est une solution de progrès non seulement pour le montage en hybride mais aussi sur circuit imprimé.

PRODUITS DISPONIBLES

REFERENCE	BOITIER
AMPLIFICATEURS OPERATIONNELS	
TDB 0158 FP	SO - 8
TDB 1033 FP	SO - 8
SFC 2301 AUC	SO - 8
SFC 2308 UC	SO - 8
SFC 2318 UC	SO - 8
SFC 2458 UC	SO - 8
SFC 2741 UC	SO - 8
SFC 2776 UC	SO - 8
TDB 0084 FP	SO - 14
TDB 0124 FP	SO - 14
TDB 3403 FP	SO - 14
TDB 0146 FP	SO - 16
COMPARATEURS	
TDB 0193 FP	SO - 8
SFC 2311 UC	SO - 8
TDB 0119 FP	SO - 14
TDB 0139 FP	SO - 14
REGULATEUR	
SFC 2723 UC	SO - 14
PORTE ANALOGIQUE	
ESM 883	SO - 4

identifié par un marquage complet. Grâce à sa robustesse, il se manipule aisément et permet l'utilisation des techniques classiques de montage automatique : placement et soudure.

Son test à 100 % en statique et dynamique (impossible pour les puces) simplifie le contrôle d'entrée, diminue les rebuts



THOMSON-CSF
COMPOSANTS

EFCIS DIRECTION COMMERCIALE, 45, AV. DE L'EUROPE, 78140 VELIZY - TEL. (3) 946.97.19 - TÉLEX : 698886.

RÉSEAU DE DISTRIBUTION

BOULOGNE :
GEDIS TEL. (1) 604.81.70

CHARENTON :
CODICOM TEL. (1) 375.95.92

COURNON-D'AUVERGNE :
AUVERLEC TEL. (73) 84.76.62

FRESNES : COMPOSANTS S.A.
TEL. (1) 666.32.46

LIMOGES : AUVERLEC
TEL. (55) 37.42.81

MEYLAN :
SEGRE TEL. (76) 90.71.18

MONNAIE :
GEDIS TEL. (47) 52.96.07

MONS-EN-BARCEUL :
SIDE TEL. (20) 04.75.08

PESSAC - CANEJEAN :
AQUITAINE COMPOSANTS
TEL. (99) 54.01.53

POITIERS :
AQUITAINE COMPOSANTS
TEL. (49) 88.60.50

RENNES :
OUEST COMPOSANTS
TEL. (56) 36.40.40

ROUEN :
SIDE TEL. (35) 98.22.99

SAINT-ETIENNE :
SEGRE TEL. (77) 32.80.57

STRASBOURG : SELFCO
TEL. (88) 22.08.88

TOULON : DIMEL
TEL. (94) 41.49.63

TOULOUSE :
AQUITAINE COMPOSANTS
TEL. (61) 42.78.82

SODIMEP :
TEL. (61) 52.01.21

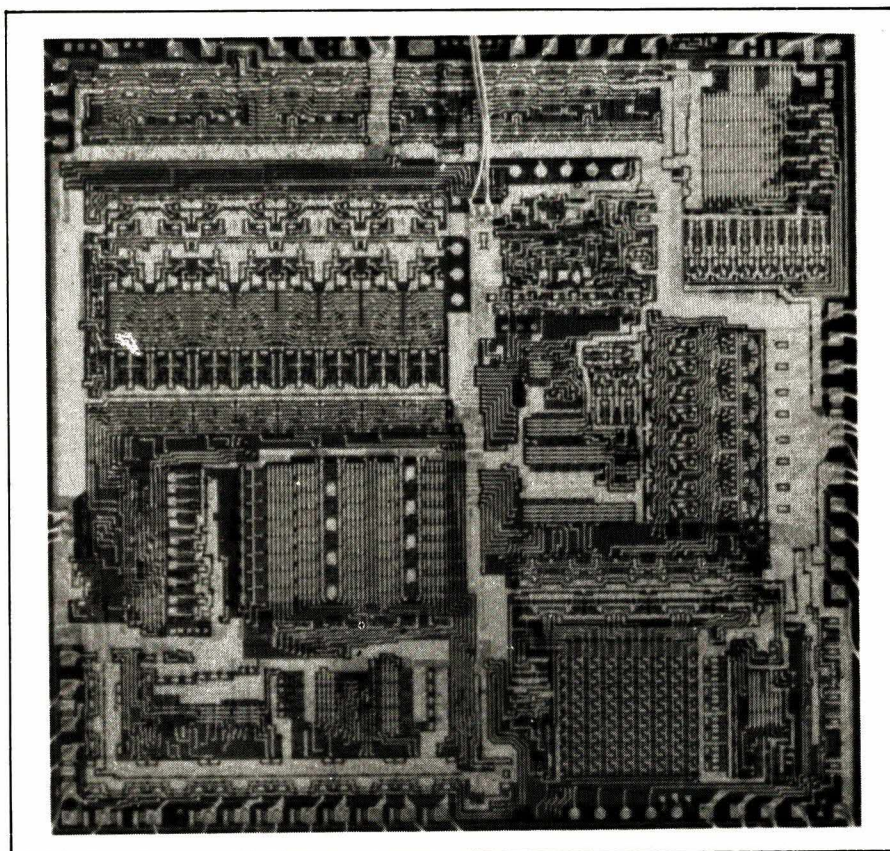
TROYES : CODICOM
TEL. (25) 82.17.43

VILLEURBANNE : SEGRE
TEL. (7) 868.30.96

L'apparition, depuis quelques années, de micro-circuits sans cesse plus complexes a été rendue possible par une étroite collaboration entre concepteurs, électroniciens, physiciens du solide et chimistes. Cette œuvre commune a permis de dégager des « filières » de fabrication dont la connaissance, même élémentaire, ne peut être négligée par les techniciens de l'électronique.

Les technologies de la micro-électronique

A leur intention, l'étude qu'on va lire fait le point sur les différentes technologies mises en œuvre, sans développements théoriques inutiles, mais avec le souci d'être complète.



Un exemple représentatif de la technologie microélectronique d'aujourd'hui : le microprocesseur — ici, le 8 x 300 (RTC).

Historique

Il y a trente ans environ, la découverte du transistor dans un laboratoire américain mettait fin au règne prépondérant du tube à vide. Depuis cette date, l'électronique a connu un développement rapide. C'est ainsi que, dix ans après la découverte du transistor, survient une découverte non moins remarquable : la techno-

logie Planar développée par Fairchild. L'élément de base de cette technologie est la diffusion localisée par masque d'oxyde, ce qui permet une fiabilité accrue dans la réalisation des semi-conducteurs et une réduction des coûts due à une production de masse. Grâce à cette technologie, le transistor est alors réalisé sur une surface plane. Il va donc être possible de fabriquer plu-

sieurs composants sur une même plaquette et de les interconnecter : c'est la naissance du circuit intégré.

Les fabricants se livrent alors une bataille féroce, visant à offrir aux consommateurs, pour un prix plus bas, des circuits de plus en plus complexes. Ainsi, des quelques dizaines de transistors sur le même substrat, nous arrivons aujourd'hui à parler de plusieurs centaines de milliers de transistors sur la même « puce », et le chiffre du million n'est plus utopique.

Pour arriver à cette miniaturisation, les recherches s'orientent sur deux tableaux :

- d'une part, la diminution de la taille du transistor élémentaire qui est due principalement aux progrès technologiques ;

- d'autre part, une conception plus poussée des circuits permettant un arrangement optimum sur la puce.

Il est bien entendu que l'un ne peut pas aller sans l'autre et que le concepteur d'un circuit intégré ne peut se passer du technologue, lequel fixe les règles précises d'implantation sur le substrat.

C'est d'ailleurs cet aspect technologique que nous allons développer ici.

Pour réaliser un circuit intégré, il faut mettre en œuvre de nombreuses opérations. Il est possible de schématiser ces opérations en trois grandes phases.

La préparation du substrat

Une première série d'opérations permet d'amener, à l'aide de différents traitements, le silicium sous forme de monocristal brut. Nous nous trouvons alors en présence d'un cylindre de quelques centimètres de diamètre et dans lequel des rondelles de quelques millimètres d'épaisseur vont être découpées.

Les opérations collectives

Les rondelles de silicium obtenues lors de la préparation du substrat vont subir une série d'opérations à l'issue desquelles nous obtiendrons sur la plaquette quelques dizaines et même quelques centaines de circuits intégrés.

Parmi ces opérations, citons : L'oxydation ; l'épitaxie ; la diffusion ; l'implantation ionique ; la photogravure ; les dépôts métalliques.

Les opérations individuelles

Les circuits se trouvant encore sur la plaquette, vont être testés séparément afin d'éliminer ceux qui présentent des imperfections. L'opération suivante consiste à découper chaque circuit, à le fixer sur un support rigide, à réaliser les connexions avec les « pattes » du circuit et à procéder à l'encapsulation. Le circuit est alors prêt à être distribué.

Dans cet article, nous étudierons chacune de ces différentes phases en détail. Dans la suite de notre étude, qui paraîtra dans le numéro 23 de notre revue, nous analyserons concrètement la technologie bipolaire et la technologie MOS en développant pour chacune d'elles quelques exemples.

La fin de l'article sera consacrée à l'exposé des caractéristiques de chacune de ces technologies, en mettant l'accent sur leurs points forts respectifs.

La préparation du substrat

La purification ultime des éléments qui constitueront le monocristal n'est pas une opération effectuée, en général, par l'industrie électronique. Ces produits ultra purs, ou de grade électronique, sont fournis par l'industrie chimique.

La première étape de la préparation du substrat est la réalisation d'un lingot de silicium monocristallin. Ce lingot est généralement obtenu par la méthode de tirage en creuset (dite de Czochralsky).

Méthode du tirage vertical en bain fondu (méthode de Czochralsky)

La figure 1 montre l'appareil permettant le tirage du silicium. On commence par fondre dans un creuset le matériau dont on veut obtenir un monocristal (ici du silicium). Si le chauffage par induction haute-fréquence a été longtemps préféré pour sa souplesse et sa propreté, le chauffage par effet Joule, à résistance de graphite est maintenant largement répandu, particulièrement pour les grosses installations, où il assure plus aisément une répartition homogène de température. Le silicium ayant une température de fusion de 1 420 °C, il est nécessaire d'interposer une coupelle de silice à l'intérieur du creuset. Une fois la fusion réalisée, la température du bain est stabilisée à quelques degrés au-

dessus du point de fusion. On amène alors un germe (amorce monocristalline) au contact du bain. A ce stade, il est possible de commencer le tirage.

Pour cela, on élève verticalement le germe à une vitesse bien définie, tout en imprimant au cristal une rotation autour de son axe, ceci pour maintenir la symétrie thermique du système.

Toute l'opération s'effectue dans une enceinte où circule un gaz inerte ou réducteur (argon, hélium, hydrogène...).

Le système de chauffage du creuset nécessite un asservissement, indispensable pour maintenir une consigne de température fixe ou programmée dans le temps. Dans cette opération, la mesure de la température est réalisée par une lunette infrarouge qui vise l'interface solide-liquide.

Le diamètre du lingot est fonction de deux paramètres : vitesse de tirage et température.

● La vitesse de tirage

Une diminution de cette vitesse accroît le diamètre du lingot. Cette vitesse est néanmoins maintenue entre des limites assez étroites ($\pm 30\%$). Il est à noter que cette action est presque instantanée.

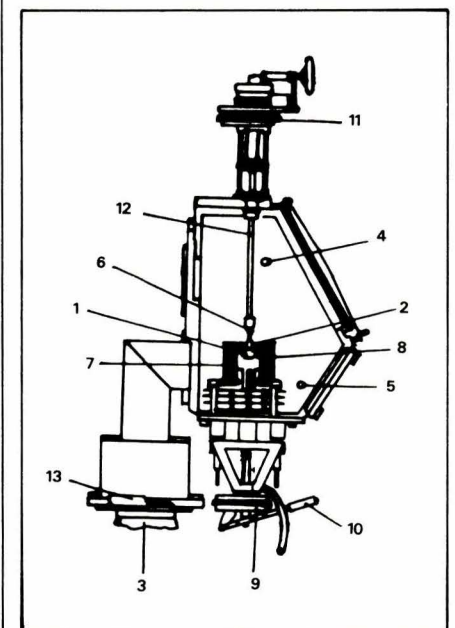


Fig. 1. — Méthode de tirage vertical dite de Czochralsky. (1) Coupelle de quartz ; (2) Cristal ; (3) Pompe à diffusion ; (4) Entrée du gaz ; (5) Sortie du gaz ; (6) Germe monocristallin ; (7) Résistance de chauffage ; (8) Creuset de silicium ; (9) Dispositif de rotation du creuset ; (10) Levier de manœuvre de hauteur du creuset ; (11) Dispositif de rotation du cristal ; (12) Axe de tirage ; (13) Vanne d'isolement du vide.

● La température

En diminuant la température, on augmente le diamètre du lingot. Cette action est retardée par l'inertie thermique du bain.

Les appareils modernes utilisés pour la production peuvent produire des lingots allant jusqu'à une trentaine de kilogrammes et ayant un diamètre pouvant aller jusqu'à 125 mm.

Parallèlement à cette opération de tirage, s'effectue le dopage du silicium. En effet, sous sa forme intrinsèque, le silicium ne possède pas les propriétés des semi-conducteurs. Il faut pour cela le doper à l'aide d'impuretés. Dans la méthode de Czochralsky, le dopant est ajouté initialement dans le bain, soit pur, soit allié au silicium. Les dopants les plus utilisés sont le bore et le phosphore. Lorsque l'on désire obtenir de faibles résistivités, l'arsenic et l'antimoine sont préférables.

L'opération suivante va consister à découper et à traiter de fines plaquettes sur lesquelles seront fabriqués ultérieurement les circuits intégrés.

Sciage des plaquettes

Une fois tiré, le lingot est ensuite scié, au moyen de scies diamantées, en tranches variant entre 300 à 450 μm d'épaisseur, suivant les applications. Cette épaisseur peut difficilement être minimisée à cause de la rigidité du silicium.

Un rodage des plaquettes est effectué chaque fois que les tolérances géométriques l'exigent. On utilise pour cela une poudre abrasive en suspension dans de l'eau ou de l'huile minérale. L'opération de rodage permet d'obtenir une dispersion finale en épaisseur des tranches inférieure à $\pm 5 \mu\text{m}$. Les plaquettes ont alors une épaisseur de 200 à 250 μm (fig. 2 et 3).

La dernière étape est le polissage d'une des faces de la plaquette avec une qualité optique. On utilise ici un abrasif beaucoup plus fin que lors du rodage (SiO_2 , Al_2O_3 ,...). A l'action d'usure par l'abrasif s'ajoute une action de dissolution fournie par le li-

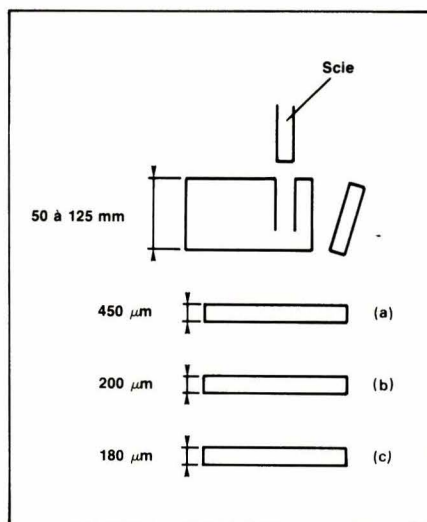


Fig. 2. — Préparation des plaquettes.
(a) : plaquette sciée ; (b) plaquette rodée ; (c) : plaquette présentant une face polie.

quide en suspension. Pour une plaquette de 50 mm d'épaisseur, l'épaisseur finale est de 180 μm .

Nous allons maintenant voir en détail les différentes opérations qui pourront être réalisées sur cette plaquette.

Les opérations collectives

Le but de ce chapitre est de présenter chacune de ces opérations séparément, afin d'éclaircir les descriptions détaillées des différentes technologies qui seront proposées dans la suite de l'article. Nous étudierons successivement les phénomènes d'oxydation, d'épitaxie, de diffusion, d'implantation ionique, de photogravure et de dépôt métallique.

Oxydation

● L'oxyde de silicium ou verre de silice (SiO_2)

Les propriétés remarquables du verre de silice ont conduit à la généralisation de l'emploi du silicium comme semi-conducteur pour la réalisation des composants électroniques. En effet, lorsqu'il est employé en phase vitreuse, il n'y a aucun problème de compatibilité entre l'oxyde de silicium et le silicium.

● Rôle de l'oxyde de silicium

L'oxyde de silicium joue plusieurs

Type/dopant	p/Boron
Resistivity target	FZ : min. 1 Ω/cm , max. 100 Ω/cm CZ : min. 1 Ω/cm max. 50 Ω/cm
Resistivity variation	FZ : Sampling plan D/ max. 10 %, typ. 8 % CZ : Sampling plan A/ center - R/2 maximum 6 %, typical 2 Sampling plan B/ center - 6 mm from edge maximum 7 %, typical 3 %
Orientation	1-0-0 within 1 degree
Diameter	100,0 $\pm$ 0,8 mm
Thickness	525 μm 575 μm 625 μm
Thickness tolerance	97 % of all slices within $\pm 15 \mu\text{m}$ (0,6 mil) remainder up to $\pm 20 \mu\text{m}$ (0,8 mil) typ. $\pm 10 \mu\text{m}$ (0,4 mil)
Bow	max. 50 μm (2 mil), typ. 20 μm (0,8 mil)
Taper	max. 15 μm (0,6 mil), typ. 8 μm (0,3 mil)
Surface flatness	max. 6,5 μm (0,25 mil), typ. 3 μm (0,12 mil)
Primary flat	1-1-0 within 1 degree
a) orientation	
b) width	32,5 $\pm$ 2,5 mm
Secondary flat	90 degrees either side of primary
a) location	
b) width	18,0 $\pm$ 2,0 mm
Dislocation density	100/ cm^2 maximum
At least 75 % of all slices are within the typical values.	

Fig. 3. — Préparation du substrat : exemple de spécifications de caractéristiques des plaquettes proposées par l'industrie chimique.

rôles dans la fabrication des circuits intégrés :

- c'est un parfait isolant. Il est utilisé pour isoler du substrat les grilles des transistors MOS, les connexions entre composants et les armatures des condensateurs ;

- l'oxyde de silicium agit comme un masque lors de la diffusion d'impuretés. En pratiquant des ouvertures (appelées aussi « fenêtres ») aux endroits appropriés dans la couche d'oxyde, il est possible de faire diffuser des impuretés de type *N* et *P* localement ;

- l'oxyde de silicium protège et passive les jonctions.

● Obtention

Le moyen le plus simple à l'heure actuelle est l'oxydation thermique. Il faut opérer à une température suffisamment élevée (aux alentours de 900 à 1 100 °C) en présence d'oxygène pur, de vapeur d'eau ou des deux à la fois.

Un des paramètres intéressant la technologie est la variation de l'épaisseur d'oxyde en fonction du temps d'exposition et de la température. Il faut retenir les règles suivantes :

- l'épaisseur d'oxyde croît approximativement comme la racine carrée du temps ;

- le traitement est plus rapide avec de l'oxygène humide par rapport à l'oxygène sec. Néanmoins, dans ce cas, le processus est plus difficilement contrôlable (fig. 4).

Epitaxie

C'est une technique permettant de faire croître une couche monocrist-

talline sur un substrat monocristallin, et cela à une température inférieure à la température de fusion du matériau. Lorsque la couche et le substrat sont de même nature, on parle d'isoépitaxie. Dans le cas contraire, on utilise le terme d'hétéroépitaxie.

Le procédé le plus utilisé consiste à décomposer un composé gazeux du silicium, au contact du silicium porté à une température de l'ordre de 1 000 à 1 200 °C.

L'appareillage utilisé est dessiné à la figure 5. L'équipement est ici du type horizontal. On y distingue principalement un tube réacteur en quartz à l'intérieur duquel est placé le support destiné à recevoir les substrats. Ce support est appelé suscepteur. L'uniformité de la température est réglée par la position des spires du générateur haute fréquence. Le circuit de distribution du gaz comprend une ligne principale d'alimentation en hydrogène dans laquelle peuvent être introduits les gaz nécessaires successivement au décapage des substrats, puis au dépôt de silicium dopé *N* ou *P*. L'automatisation de ce circuit est assurée par des électrovannes commandées par un système d'horloges séquentielles.

Le mode opératoire est le suivant. On utilise principalement le tétrachlorure de silicium (SiCl_4) ou le silane (SiH_4). Les réactions chimiques s'écrivent alors globalement :

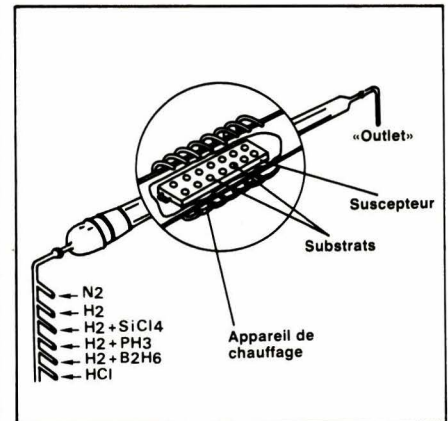
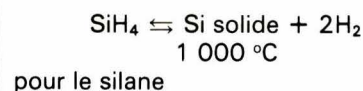
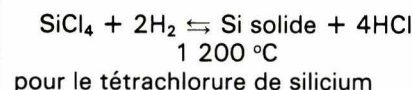


Fig. 5. — Réacteur d'épitaxie. Système de chauffage, et suscepteur supportant les plaquettes.

Nous allons étudier en particulier, l'épitaxie du silicium par réduction du tétrachlorure de silicium par l'hydrogène.

On commence par effectuer une purge à l'azote, puis on introduit l'hydrogène principal. Le chauffage est alors mis en marche. La température requise, de l'ordre de 1 200 °C (1 000 °C pour le silane), est atteinte au bout d'une dizaine de minutes. Cette température est stabilisée en maintenant la puissance du dispositif à un niveau constant, grâce à un contrôle effectué à l'aide d'un pyromètre optique. Le dépôt peut alors commencer. Pour cela, on introduit simultanément le courant d'hydrogène porteur de la vapeur de tétrachlorure de silicium et le dopeur. Le débit du dopeur nous permet de contrôler la concentration en impuretés, donc la résistivité du produit final. Dans ces conditions, la vitesse de croissance est voisine de 1 μm par minute. Les tolérances, en ce qui concerne la croissance épitaxiale, sont voisines de 15 % pour une résistivité inférieure à 10 Ω . De 10 à 50 Ω , les écarts peuvent atteindre 30 %. Ces tolérances portent sur la résistivité de la couche, l'homogénéité d'un lot et la reproductibilité en épaisseur.

Il est à noter que la précision en résistivité est meilleure dans le cas du type *N* que du type *P*.

Diffusion

● Principe

Lorsque l'on met en présence deux corps et qu'il existe entre eux un gradient de concentration, il se produit le phénomène suivant : les atomes de l'un des corps pénètrent dans l'autre, suivant le signe du gradient. Ce mouvement résulte de l'agitation thermique.

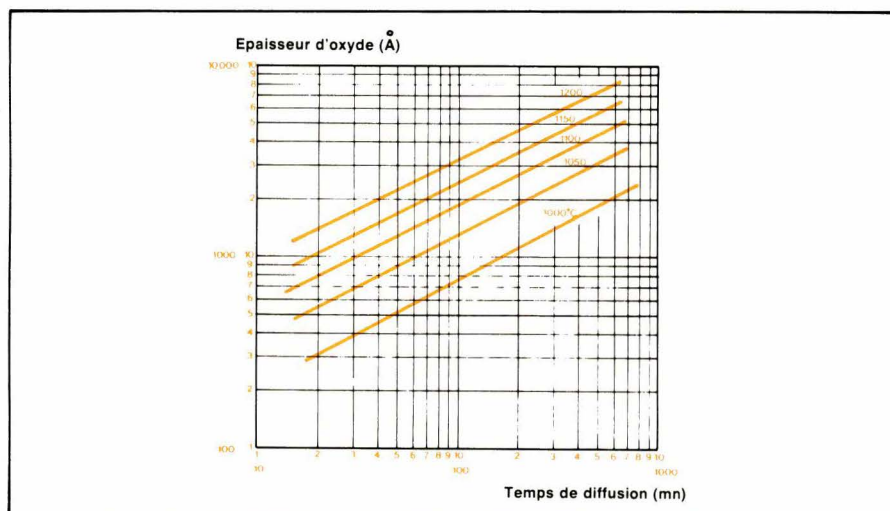


Fig. 4. — Vitesse d'oxydation en fonction du temps d'exposition, avec la température comme paramètre.

Nous allons étudier plus en détail la diffusion de certains corps dans le silicium monocristallin. Suivant le type et la concentration des impuretés diffusées, nous allons modifier :

- le type de conductivité (*P* ou *N*) ;
- la valeur de la conductivité.

Grâce à la diffusion, il va donc être possible de modifier ou de créer des zones de type *P* ou *N*, de concentration variable, qui formeront différents éléments des circuits intégrés.

Pour éliminer les différentes parties à diffuser, on se sert d'un masque d'oxyde réalisé à l'aide de la photogravure. L'oxyde étant « imperméable » à la diffusion, les impuretés seront arrêtées partout où l'oxyde n'aura pas été gravé.

Il est possible de jouer sur la profondeur de diffusion en faisant varier la température et le temps de diffusion.

Les impuretés diffusées peuvent être de deux types :

- donneurs (*P*, *Sb*) ;
- accepteurs (*B*, *Al*, *Ga*).

● Théorie

Il existe deux manières différentes de faire diffuser des impuretés dans un réseau cristallin de silicium. Tout d'abord, les atomes d'impureté peuvent prendre des positions correspondantes au réseau de silicium. C'est la diffusion par substitution.

Pour ce faire, il faut créer, par agitation thermique, des lacunes dans le réseau cristallin. La densité de ces lacunes croît avec la température. Les dopants *P* et *N* diffusent de cette manière.

Une autre solution consiste à faire diffuser les impuretés par interstice. Dans ce cas, les atomes d'impureté se glissent entre les atomes de silicium. L'or, par exemple, est diffusé de cette manière.

Il est possible de représenter mathématiquement la diffusion grâce aux lois de *Fick*.

- la première loi est valable en régime stationnaire. Elle s'écrit :

$$J = -D \frac{\partial N}{\partial x} + D \frac{\xi}{V_T} N$$

avec : *J* : flux d'atomes diffusants ;
D : constante de diffusion ; *N* : concentration en atomes diffusants ;
 ξ : champ électrique ; $V_T = kT/q$.

Généralement, le champ électrique n'intervient que très peu et l'équation se résume alors à :

$$J = -D \frac{\partial N}{\partial x}$$

- la deuxième loi de *Fick* nous donne l'équation de la diffusion en régime variable. Elle s'écrit :

$$\frac{\partial N}{\partial t} = D \frac{\partial^2 N}{\partial x^2}$$

Ces deux lois forment une équation différentielle dont les conditions aux limites donnent deux solutions particulières.

Diffusion à concentration superficielle *N_s* constante avec le temps

Si l'on calcule la valeur de la concentration *N* à la profondeur *x* et au temps *t*, on obtient :

$$N(x,t) = N_s \left[1 - \operatorname{erf} \frac{x}{\sqrt{D\Delta t}} \right]$$

$$= N_s \operatorname{erfc} \left[\frac{x}{\sqrt{D\Delta t}} \right]$$

ou *erf* est l'intégrale d'erreur de *Gauss* définie par :

$$\operatorname{erf}(w) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^w \exp(-\alpha^2) d\alpha$$

avec *erf*(0) = 0 ; *erf*(∞) = 1

erfc(*w*) = 1 - *erf*(*w*)

$\sqrt{D\Delta t}$ est appelée longueur caractéristique.

La quantité d'impuretés introduites *Q* (par *cm*²) sera :

$$Q = 2 N_s \sqrt{\frac{D_1 t_1}{\pi}}$$

ou *t*₁ est le temps de diffusion. On obtient alors un profil en *erfc*.

Diffusion à source d'impuretés limitée

Le principe est ici de déposer à la surface du silicium une quantité donnée *Q* d'impuretés par *cm*². La concentration est donnée par :

$$N(x,t) = \frac{Q}{\sqrt{\pi D t}} \exp\left(-\frac{x^2}{4 D t}\right)$$

On obtient par cette méthode un profil Gaussien. Les deux types de profil pouvant être obtenus sont représentés à la **figure 6**.

Le mode opératoire est le suivant.

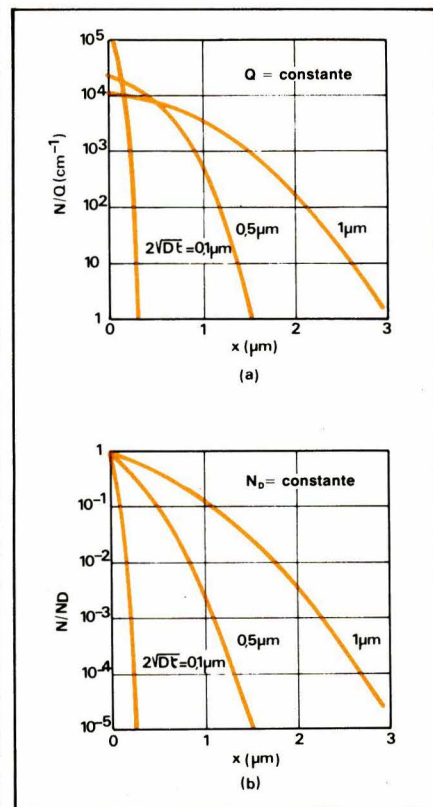


Fig. 6. — Deux types de profil pouvant être obtenus par diffusion. (a) : profil gaussien ; (b) : profil en « *erfc* ».



Photo 1. — Partie d'un centre de diffusion « hyperpropre » pour C.I. très rapides ou à très grande densité (RTC).

Deux étapes sont nécessaires dans l'opération de diffusion :

- Dans un premier temps, on introduit à la surface la quantité d'impuretés désirée, c'est le *prédépôt*. Deux techniques sont utilisées pour effectuer cette opération. Tout d'abord, le *prédépôt* peut être réalisé par *implantation ionique*. L'avantage de cette technique réside dans le fait qu'elle permet un contrôle très précis et qu'elle s'effectue à température ambiante. Néanmoins, l'appareillage de l'implantation ionique reste onéreux, et ne peut être utilisé que dans des cas bien précis. La deuxième technique est le *prédépôt à haute température*. C'est une méthode économique, mais qui, comme son nom l'indique, s'effectue entre 800 et 1 200 °C. La température doit alors être contrôlée à ± 1 °C. Les impuretés peuvent provenir de sources liquides (POCl_3 , BBr_3), gazeuses (PH_3 , B_2H_6) ou même solides.

- L'étape suivante consiste à faire pénétrer les impuretés à l'intérieur du substrat, c'est le « *drive-in* ». Alors que l'opération de *prédépôt* était localisée en surface, le « *drive-in* » va faire diffuser les impuretés à haute température. La concentration est maintenant :

$$N(x, t_2) = 2 N_s \sqrt{\frac{D_1 t_1}{D_2 t_2}} \exp\left(-\frac{x^2}{4 D_2 t_2}\right)$$

ou ($D_1 t_1$) et ($D_2 t_2$) sont respectivement la constante de diffusion et le temps de diffusion, à la température T_1 du *prédépôt*, et à la température T_2 du « *drive-in* ».

Implantation ionique

● Principe

Le but de cette opération est d'ioniser des atomes de dopant (bore ou phosphore en général) puis de les accélérer dans un canon à l'aide d'une énergie élevée (> 20 keV) pour bombarder la plaquette de silicium que l'on désire doper.

● Appareillage

Le schéma de l'implanteur d'ions est donné à la **figure 7**. Il est à noter que tout le système se trouve sous vide propre (10^{-6} torr).

● Principaux paramètres

Ce sont :

- L'énergie d'implantation E . Elle s'exprime en keV. En général, E est comprise entre 20 keV et 200 keV suivant les applications.

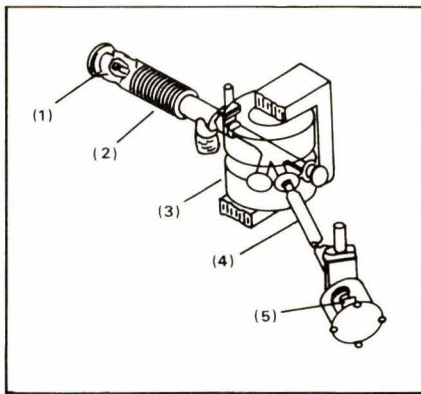


Fig. 7. — Schéma d'un implanteur ionique.

- (1) : source d'ions.
(2) : tube d'accélération.
(3) : électro-aimant de séparation.
(4) : balayage X-Y.
(5) : chambre à cible.

- La quantité totale d'ions implantés Φ par unité de surface :

$$10^{11} \text{ cm}^{-2} < \Phi < 10^{16} \text{ cm}^{-2}$$

● Intérêts

L'implantation ionique présente plusieurs avantages vis-à-vis de la diffusion :

- La profondeur de la concentration est très bien contrôlée. Il suffit pour cela de doser convenablement l'énergie des ions (**fig. 8**).

- Le profil de concentration est variable à volonté, cela grâce à une combinaison de plusieurs implantations de caractéristiques différentes ou en faisant varier l'énergie d'accélération en fonction du temps.

- Contrairement à la diffusion, il n'y a pas de débordement latéral sous l'oxyde.

- La concentration est bien contrôlée, à faible dopage, ce qui permet d'obtenir des résistances de forte valeur.

Aujourd'hui, l'implantation ionique est utilisée principalement dans la réalisation des circuits MOS (notamment pour contrôler précisément la valeur de la tension de seuil). On arrive ainsi, par ce principe, à diminuer les capacités parasites et augmenter la vitesse. L'implantation ionique est aussi utilisée dans la réalisation des caissons pour les circuits intégrés C.MOS et des résistances de forte valeur dans les circuits bipolaires.

Le seul frein au développement généralisé de ce système est le coût. En effet, que ce soit par la complexité de l'appareillage nécessaire ou par sa faible capacité de traitement comparé à la diffusion, le prix de revient de l'implantation ionique est très élevé.

Le fait d'implanter des ions dans un réseau cristallin provoque des défauts dans ce réseau. Pour les faire disparaître, il faut procéder à un recuit au cours duquel l'agitation thermique permet aux éléments dopant de prendre une position de substitution.

De plus, il est à noter que la profondeur de pénétration des ions dépend fortement de l'inclinaison du faisceau par rapport aux directions cristallographiques. Si l'angle d'incidence est faible, on est alors en présence du phénomène de « *channeling* » qui fait que les ions pénètrent beaucoup plus profondément dans le

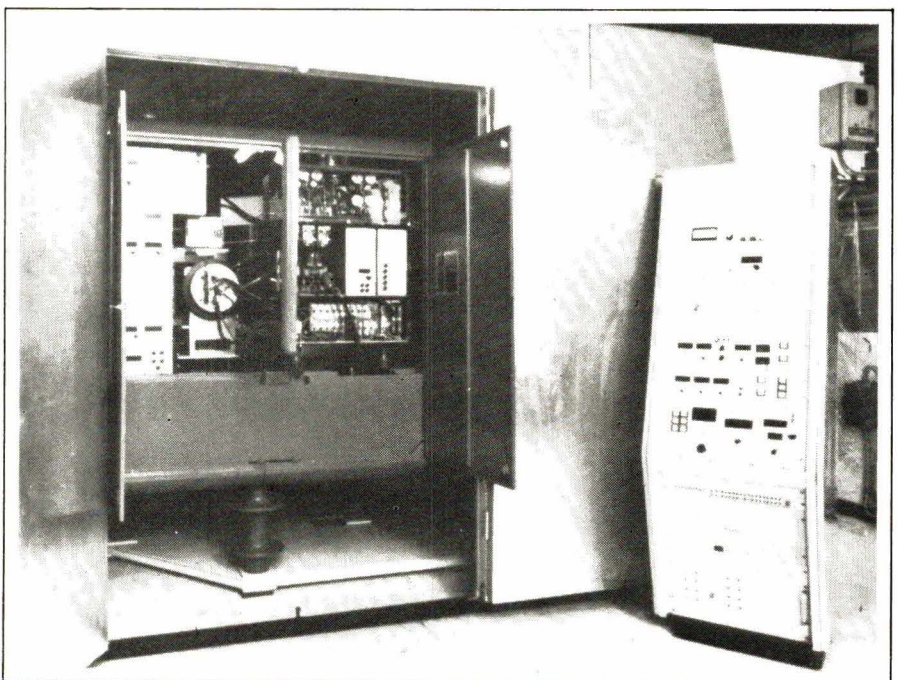


Photo 2. — Implanteur ionique fort courant (RTC).

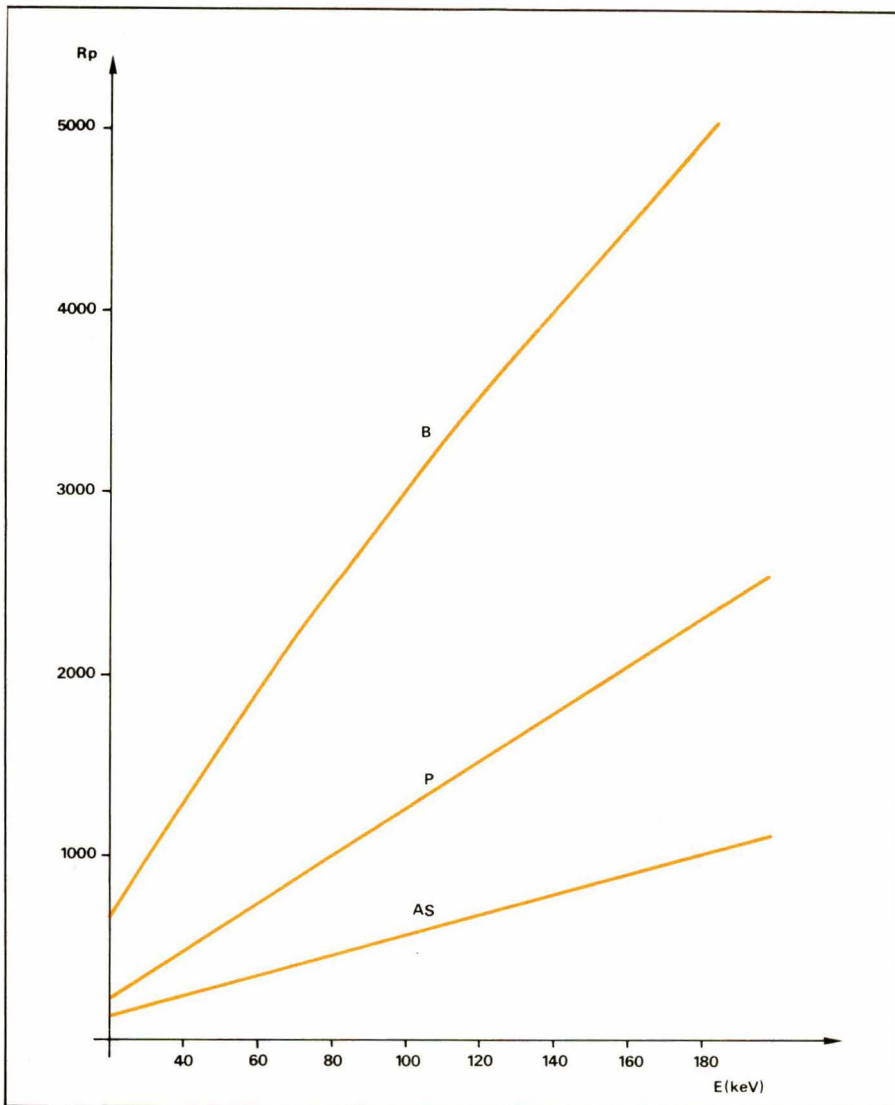


Fig. 8. — Implantation ionique. Profondeur de pénétration (R_p) pour différents dopants : bore, phosphore, arsenic, en fonction de l'énergie d'implantation « E ».

cristal que prévu. Ce phénomène étant difficilement reproductible, il est à éviter. Généralement, la valeur de l'angle d'inclinaison du faisceau est de 7° .

Photogravure

La photogravure est une technique de base de la technologie Planar. Le but de la photogravure est de pratiquer des ouvertures dans la couche d'oxyde de silicium par exemple, afin d'effectuer une diffusion aux endroits désirés. En fait, la photogravure intervient chaque fois qu'une opération doit s'effectuer localement sur le substrat. C'est le cas pour :

- la photogravure du SiO_2 avant diffusion ;
- la photogravure de l'aluminium afin de réaliser les interconnexions.

Avant d'effectuer une opération de photogravure, il est nécessaire de disposer d'un masque à l'échelle 1 représentant les diverses zones à

conserver. Ce masque comporte des zones claires qui laissent passer les rayons ultraviolets et des zones sombres qui les arrêtent.

Nous allons maintenant voir en détail les différentes étapes de la photogravure (fig. 9). On commence tout d'abord par déposer, par la méthode d'étalement par centrifugation, une couche uniforme de résine photosensible. Ce genre de résine a la propriété de se polymériser lorsqu'elle est illuminée par des rayons ultraviolets. Après cuisson à température moyenne et application du masque, on expose le tout aux U.V. La partie polymérisée devient plus dure et il est alors possible de dissoudre sélectivement (grâce à un solvant approprié) la partie non illuminée. Nous avons pratiqué des fenêtres mettant à nu la couche sur laquelle la résine avait été déposée.

Il existe deux types de résines :

- les résines positives ;
- les résines négatives.

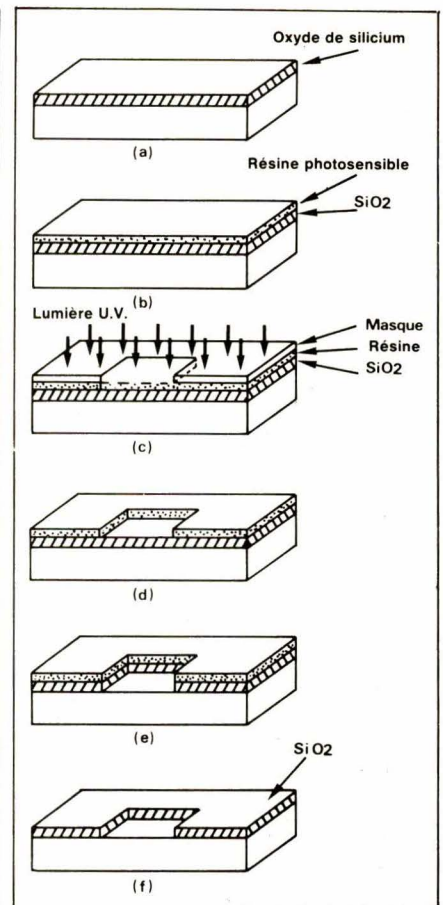


Fig. 9. — Photogravure : (a) : dépôt d'une couche d'oxyde de silicium ; (b) : dépôt d'une couche de résine photosensible ; (c) : exposition aux U.V. à travers un masque ; (d) : développement de la résine ; (e) : gravure de l'oxyde ; (f) : nettoyage de la résine.

Nous voyons le principe et les applications de ces deux types de résine à la figure 10. Bien entendu, quel que soit le type utilisé, le résultat

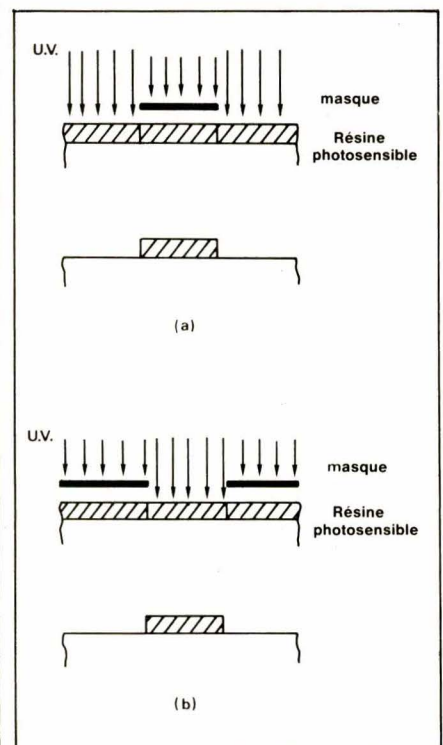


Fig. 10. — Différents types de résines utilisés : (a) : résine positive ; (b) : résine négative.

tat obtenu dans chaque cas est identique. La **figure 9** montre les différentes étapes de la photogravure dans le cas de l'oxyde de silicium.

Les diverses photogravures qui interviennent dans la réalisation d'un circuit intégré sont parmi les opérations les plus délicates. Les problèmes les plus épineux que l'on rencontre à ce niveau, sont des problèmes de recouvrement de masque et de défauts dans les couches de photorésist.

Puisque l'évolution tend à minimiser la taille du transistor élémentaire, il est vital d'améliorer ces techniques de masquage électronique dans lesquelles les plaques photosensibles sont impressionnées par un faisceau d'électrons. Ce faisceau ayant un diamètre de $0,05 \mu\text{m}$, il a

10^{-6} torr), puis on chauffe le corps à évaporer. On utilise pour cela une coupelle ou un creuset, chauffé à $1\,200\text{ }^{\circ}\text{C}$. Deux modes de chauffage peuvent être adoptés :

- le chauffage par effet *Joule*. Dans ce cas, le creuset est entouré d'un fil de tungstène ;
- le bombardement électronique, utilisé lorsque l'on désire une température localisée. Dans ce cas, la température est difficilement mesurable.

Il est possible de contrôler l'épaisseur de la couche déposée sur le substrat. Pour cela, on mesure la fréquence d'oscillation d'un quartz sur lequel la couche métallique est déposée en même temps que sur les substrats. La variation de masse entraîne alors une variation de fré-

quences. On se contente alors de vérifier quelques unes de leurs fonctions internes. Pour faciliter cette opération, les concepteurs essayent maintenant de placer des points de test aux endroits stratégiques du circuit.

Cette opération de test est souvent automatisée, ainsi que la progression d'un circuit à un autre. De plus, des inspections visuelles permettent d'éliminer les circuits comportant un défaut (craquelure, rayure des métallisations, etc.).

L'étape suivante consiste à découper chacune des puces. Cela est réalisé en rainurant la plaquette grâce à une pointe en diamant et en la brisant selon les rainures afin de séparer les circuits les uns des autres. Aujourd'hui, il existe une nouvelle technique pour réaliser cette opération : c'est la découpe des circuits par rayon laser.

Chaque puce est alors fixée au fond d'un boîtier, et les connexions de la puce avec les pattes de sortie sont effectuées à l'aide de fils d'or ou d'aluminium dont le diamètre est compris entre 15 et $25 \mu\text{m}$.

— Dans le cas des fils d'or, on utilise la thermocompression. Cette soudure est obtenue par pression à une température de l'ordre de $300\text{ }^{\circ}\text{C}$. Le principal inconvénient de cette méthode provient des contacts des fils d'or avec les zones d'aluminium de la puce. En effet, à température élevée ($200\text{ }^{\circ}\text{C}$), des composés Au-Al peuvent se former et réduire la fiabilité des contacts ;

— Une deuxième méthode, plus difficile à maîtriser, mais tendant à se généraliser est la soudure par ultrasons, pour les fils en aluminium.

Chaque circuit va alors être encapsulé. Différents types de présentation sont possibles : les boîtiers plats à connexions dans le plan du boîtier ; les boîtiers enfichables (« Dual-In-Line »).

De plus, les boîtiers utilisés pour l'encapsulation peuvent être étanches ou plastiques. Dans le premier cas, ils demandent une haute technicité et sont chers. Les applications les plus courantes sont d'ordre militaire ou spatial. En ce qui concerne les boîtiers plastiques, ils sont peu coûteux et faciles d'emploi. Leur utilisation est néanmoins réservée aux applications ne nécessitant pas de contraintes climatiques sévères.

Les circuits sont soumis à un test final, lui aussi automatisé, et peuvent désormais être livrés.

(A suivre.)

P. Porta

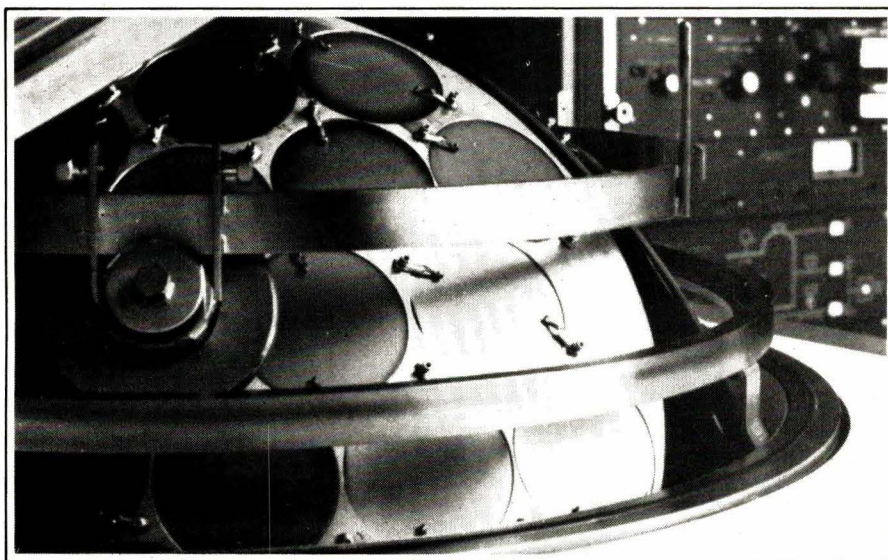


Photo 3. — Bâti de métallisation pour production en série de C.I. TTL (RTC).

été possible d'améliorer la résolution dans un rapport 10.

Métallisation

Le principe utilisé à l'heure actuelle est l'évaporation sous vide. L'appareillage est décrit à la **figure 11**. On commence par faire un vide poussé dans la cloche (10^{-5} à

quence. Par ce système, il est possible d'obtenir une reproductivité à 10% près.

L'évaporation se fait à travers un masque métallique. Pour éviter les effets d'ombre, le masque doit avoir une faible épaisseur tout en gardant une certaine rigidité.

Les opérations individuelles

A ce stade, les circuits sont réalisés sur une même plaquette. La première opération à effectuer est un test afin de supprimer tous les circuits présentant un défaut. En ce qui concerne les circuits logiques simples, le test est facile et rapide. Par contre, lorsque nous nous trouvons en face d'un circuit complexe, ayant des séquences internes, le test complet n'est pas réalisable, ou, économiquement parlant, sans intérêt. On se contente alors de vérifier quelques unes de leurs fonctions in-

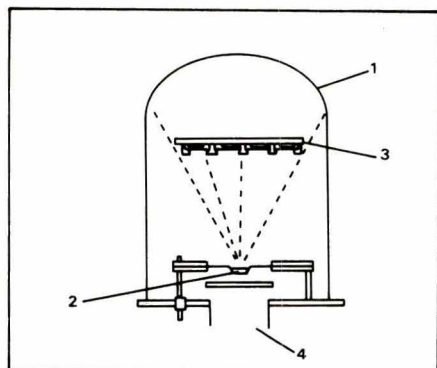


Fig. 11. — Métallisation sous vide. (1) : cloche ; (2) : creuset ; (3) : support des substrats ; (4) : système de pompe.

En complément au synthétiseur de fréquence décrit dans le n° 20 d'« Electronique Applications », l'étude ci-après propose la réalisation pratique d'un module programmeur avec affichage numérique.

Un programmeur pour synthétiseur de fréquence

Certes, les microprocesseurs peuvent être d'un grand secours dans la programmation des synthétiseurs de fréquence ; ils ont malgré tout l'inconvénient de ne pas pouvoir être mis en œuvre d'une manière simple ni surtout rapide. L'appareil proposé ici résout un grand nombre de problèmes en mettant en jeu un faible nombre de composants. Il génère le code approprié et affiche simultanément, en décimal, le nombre « N », additionné ou non à un offset « R » choisi au préalable.

Ainsi que nous le faisons maintenant systématiquement pour les études donnant lieu à une réalisation concrète, circuits imprimés et plans d'implantation des composants sont donnés en détail.

Principe

Etudié pour être couplé au circuit *Plessey NJ 8811*, cet appareil peut très facilement être adapté au *NJ 8812 Plessey*, *MC 145 151* ou *MC 145 152 Motorola* ou encore *S187 B Siemens*. Il rendra de nombreux services lors de l'étude et de la mise au point d'un système à synthèse de fréquence en éliminant le temps de calcul d'un nouveau code par exemple.

Nous verrons par la suite qu'un choix judicieux des composants permet de visualiser : soit le nombre « N », soit directement la fréquence de sortie. Il est bien évident que le champ d'application de cet appareil ne s'étend pas jusqu'aux circuits *RTC HEF 4750/4751* avec lesquels le codage est direct (la conversion étant opérée par le circuit), ou le circuit *Hughes HCTR 0320* codé binaire et BCD, le problème ne se posant alors pas.

Pour certains circuits japonais, le problème peut être envisagé sous deux faces : le produit est un circuit d'usage général, la connexion avec le programmeur peut être envisagée ; le produit est spécialement

destiné à la CB, il comporte une ROM de transcodage et le programmeur est inutile.

Sans revenir sur le principe de la synthèse de fréquence par boucle à accrochage de phase, rappelons que la fréquence de sortie du VCO est liée à la fréquence du signal de comparaison par la relation : $f = M \cdot f_{REF}$. Selon la technique ou le principe utilisé, « M » peut prendre plusieurs aspects. Pour les circuits intégrés *NJ 8811* et *NJ 8812*, on met en jeu un prédiviseur à quatre modules ou un prédiviseur à double module. La fréquence de sortie est donnée par la relation :

$$f_{VCO} = (N + R) f_{COMP} \quad (1)$$

Pour le *NJ 8811*, « N » est codé en binaire pur et R vaut 3840 ou 36608, selon l'état d'une broche de commande : entrée gamme 0 ou 1. N étant représenté par 16 bits peut varier de 0 à 65 535, les deux plages utilisables sont donc : 3 840 à 69 375 et 36 608 à 102 143. Pour le *NJ 8812*, le codage est scindé en deux parties : $N = N_1 + N_2$ où N_1 est un nombre binaire comportant 6 bits et devant rester

dans l'intervalle 0,39, et N_2 un nombre binaire de 8 bits. N peut alors s'écrire :

$$N = n_0 2^0 + n_1 2^1 + n_2 2^2 + n_3 2^3 + n_4 2^4 + n_5 2^5 + 40 (n_6 2^0 + n_7 2^1 + n_8 2^2 + n_9 2^3 + n_{10} 2^4 + n_{11} 2^5 + n_{12} 2^6 + n_{13} 2^7)$$

Le couplage direct avec le programmeur est impossible, mais une modification de comptage rend les codes compatibles.

Avec le circuit *Motorola* MC 145 151, le problème peut être ramené au cas précédent : NJ 8811, en annulant les deux bits de plus fort poids. En effet, ce circuit comporte un diviseur entièrement binaire commandé par 14 bits.

N peut donc s'écrire :

$$N = n_0 2^0 + n_1 2^1 + n_2 2^2 + \dots + n_{13} 2^{13}$$

Avec $R = 0$ dans la relation (1).

Le dernier cas à envisager est celui du comptage par prédiviseur à module double : circuit *Motorola* HC 145 152 ou *Siemens* S 187 B. Le prédiviseur divise soit par N , soit par $N + 1$, la gestion du rapport est confié au deux compteurs A et B. La fréquence de sortie du VCO et la fréquence de comparaison sont alors liés par la relation :

$$f_{VCO} = (AN + B) f_{COMP} \quad (2)$$

Où A et B sont des compteurs binaires comportant respectivement « a » et « b » bits. Les diverses variétés de compteurs $N/N + 1$ sont telles qu'il est impossible de les citer

toutes. Retenons pourtant un cas intéressant : si l'on choisit N de la manière suivante : $N = 2^{(b+1)}$, le système est entièrement binaire sur (a + b) bits et l'on est ramené au cas simple d'un circuit comme le MC 145 151 où la relation (1) est de forme élémentaire :

$$f_{VCO} = N f_{COMP}$$

Grâce à cette technique, les possibilités de comptage sont étendues ; pour le MC 145 151, la programmation est réalisée sur 14 bits donnant à N une valeur comprise entre 0 et 16 384. Si un diviseur par 64/65 est couplé au MC 145 152, la programmation est assumée par 16 bits et N est compris entre 0 et 65 536.

Si $N \neq 2^{b+1}$, les modifications à apporter au circuit deviennent plus importantes et nous abandonnerons ce cas.

Le programmeur

Le schéma synoptique du programmeur est représenté à la figure 1. Il s'agit en fait d'une simple conversion BCD-BIN. La conversion BCD-BIN peut être effectuée d'une manière statique ; mais on peut montrer qu'au-delà de 12 bits binaires, le nombre de circuits intégrés à mettre en œuvre devient prohibitif.

Le système utilisé est assez classique, une chaîne de compteurs binaires et une chaîne de compteurs BCD comptant simultanément les impulsions délivrées par une horloge

annexe. Au bout de « p » impulsions, le résultat est disponible sur les sorties binaires et sur les sorties BCD couplées aux décodeurs puis aux afficheurs.

Dans un premier temps, nous supposons que T n'existe pas ou : $T = 1$.

Il ne reste désormais qu'à prendre en compte le nombre R de la relation (1), élémentaire si l'on utilise des compteurs prépositionnables. Chaque compteur BCD ou BIN reçoit 4 bits de prépositionnement ; si l'appareil est destiné plus particulièrement au laboratoire et au développement, un système de roues codeuses sera très approprié ; si le programmeur ne doit fonctionner qu'avec un seul type de circuit, R a une valeur bien définie et peut être « câblé ». Tous les bits de prépositionnement des compteurs binaires sont à zéro.

Le diagramme des temps, à la mise sous tension est donné à la figure 2. Toutes les opérations pré-alables sont définies par trois constantes de temps : R_1-C_1 , R_2-C_2 et R_3-C_3 , citées dans l'ordre croissant. La mise en forme et la combinaison des trois signaux résultants de la charge du condensateur à travers la résistance permet la génération d'une séquence de remise à zéro, de prépositionnement des compteurs BCD et de la validation du signal d'horloge.

Bien sûr, la fréquence de ce signal annexe n'a aucune influence sur le codage à proprement parler, mais

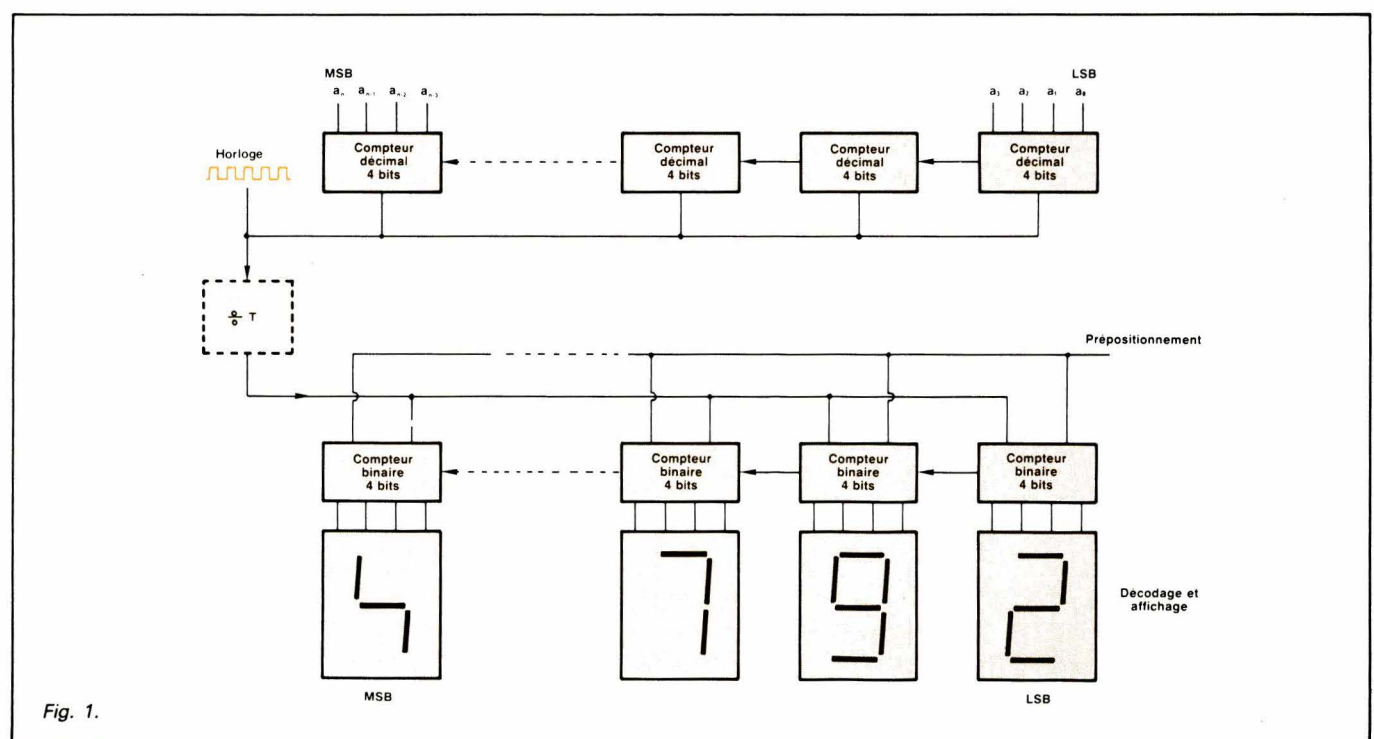


Fig. 1.

La **figure 2** montre que la combinaison des charges de C_1 et C_2 donne une impulsion positive de remise à zéro qui sera appliquée à tous les compteurs, la combinaison de C_2 et C_3 donne l'impulsion de chargement des données de préposition et C_3 le signal de validation pour l'horloge annexe.

La **figure 3** représente le schéma électrique du programmeur. Seules, quatre commandes sont nécessaires au fonctionnement : l'inter-

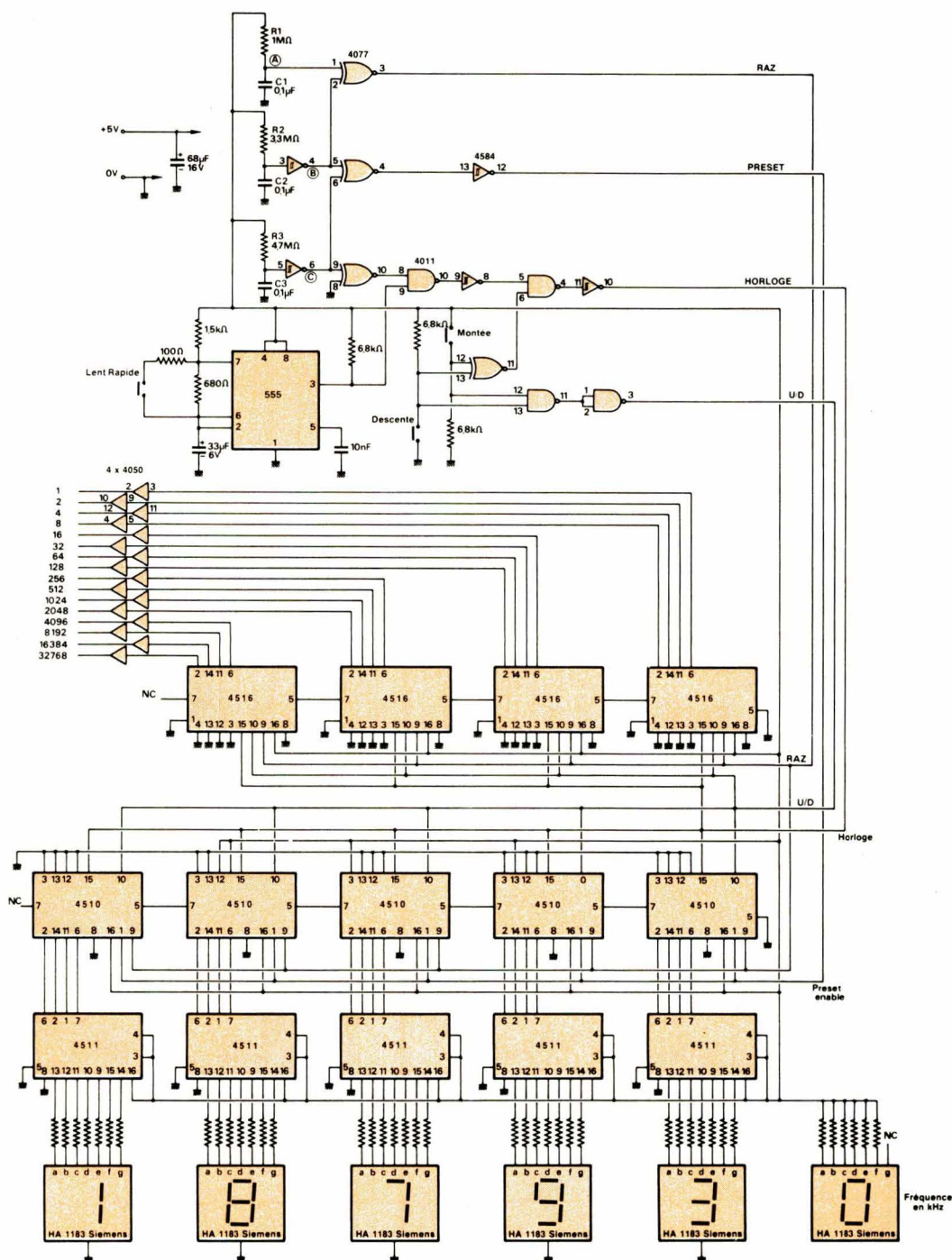
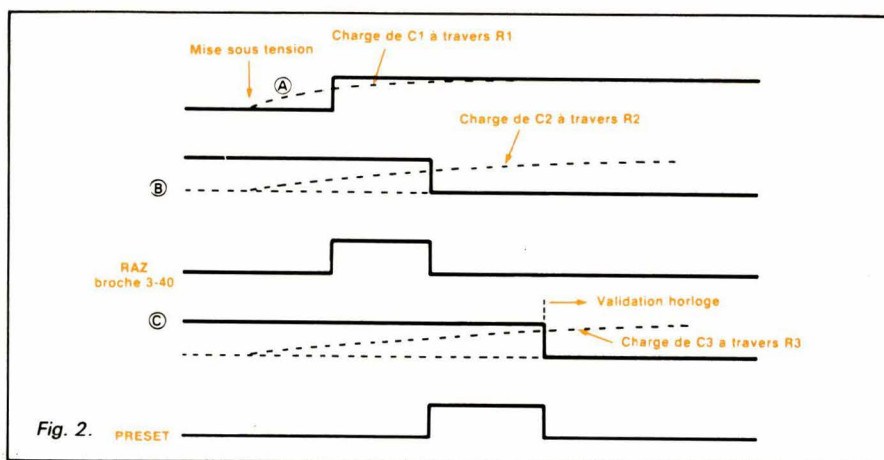


Fig. 3.

rupteur de mise en route — important puisque l'impulsion de chargement découle de la transition 0 → 5 V de la ligne positive d'alimentation —, et trois poussoirs : incrémentation du contenu du compteur, décrémentation du contenu, et augmentation rapide (ou diminution rapide) entraînée par une pression simultanée de la touche lente/rapide et de l'une des deux autres. La logique de contrôle comporte quatre circuits intégrés : 555, 4011, 4077 et 4584, et délivre quatre signaux de contrôle :

- RAZ : remise à zéro à la mise sous tension ;
- PRESET : impulsion de chargement juste après la RAZ ;
- horloge ;
- U/D : choix du sens de variation.

Une des portes du circuit 4077 NOR exclusif, est affectée à l'invalidation du signal d'horloge, donc un arrêt de la conversion, lorsqu'on exerce une pression simultanée sur les touches « montée » et « descente ». Ces quatre signaux alimentent cinq compteurs BCD du type 4510 et quatre compteurs binaires 4516.

Les informations BCD sont décodées par les classiques 4511 et affichées sur des LED sept segments, haut rendement *Siemens*. Dans le cas bien particulier où le pas vaut 10 kHz, on peut équiper un afficheur supplémentaire : 0 fixé, la fréquence

de sortie, fréquence synthétisée, est alors lue directement en kilohertz.

Les 16 bits de sortie, sorties des compteurs binaires, sont disponibles à la sortie des amplificateurs logiques 4050. Dans le cas des NJ 8811 et 8812, le code d'entrée est multiplexé et se présente sous la forme de quatre mots entrant en série. Le démultiplexage est assuré par deux circuits TTL-LS, type 74 LS 153, les amplificateurs 4050 jouent un rôle d'interface entre les circuits TTL et les compteurs C-MOS.

Affichage

Si la fréquence de comparaison vaut 100 Hz, 1 kHz ou 10 kHz, la lecture de la fréquence de sortie peut être directe en hertz ou kilohertz.

En effet, dans la relation (1), on a : $f_{VCO} = (N + R) f_{COMP}$. On peut rajouter un afficheur, et la fréquence est lue en kilohertz si $f_{COMP} = 10$ kHz, ou placer la virgule avant le digit le moins significatif : $f_{COMP} = 100$ Hz.

Dans le cas où l'espacement entre canaux est différent : 5 kHz, 2,5 kHz, 1,25 kHz ou un multiple (50 kHz, 25 kHz, 12,5 kHz), une solution simple peut être apportée grâce au compteur T.

Si $f_{COMP} = 5$ kHz, $T = 2$, f_{COMP}

$= 2,5$ kHz, $T = 4$, et $f_{COMP} = 12,5$ kHz, $T = 8$.

Les sorties du compteur T alimentent le dernier digit. L'affichage du dernier chiffre est bien entendu modulo T.

Exemple : pour une fréquence de comparaison de 1,25 kHz, le système étant verrouillé, la lecture de N indique : 102 407, ce qui donne une fréquence de :

$f_{VCO} = (102\ 400 + 1,25 \times 7) \text{ kHz}$
 $= 102\ 408,75 \text{ kHz}$.

Le chiffre le moins significatif donne les 1,25 kHz au lieu des kilohertz dans un système décimal, puis ensuite dans l'ordre croissant les dizaines de kilohertz, centaines de kilohertz, etc., jusqu'au centaines de mégahertz.

Un incrément de 1 donne dans ce cas : $102\ 407 + 1 = 102\ 410$. Le même raisonnement peut être tenu pour les cas où $T = 2$ et $T = 4$, et pour les fréquences de comparaison multiples de ces dernières : $f_{COMP} = 50$ kHz, 25 kHz, 12,5 kHz, un simple décalage de la virgule résoud le problème.

Réalisation

Un circuit imprimé double face (fig. A-a, b et c) regroupe tous les circuits C-MOS. Les afficheurs et les 3 poussoirs sont câblés sur un

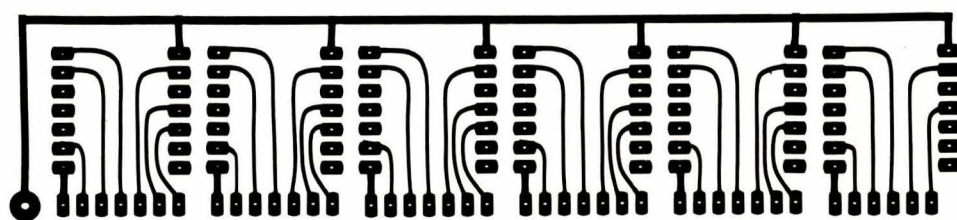
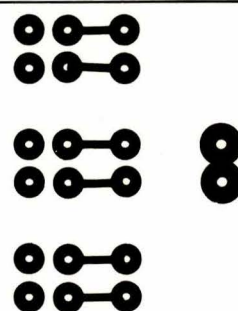
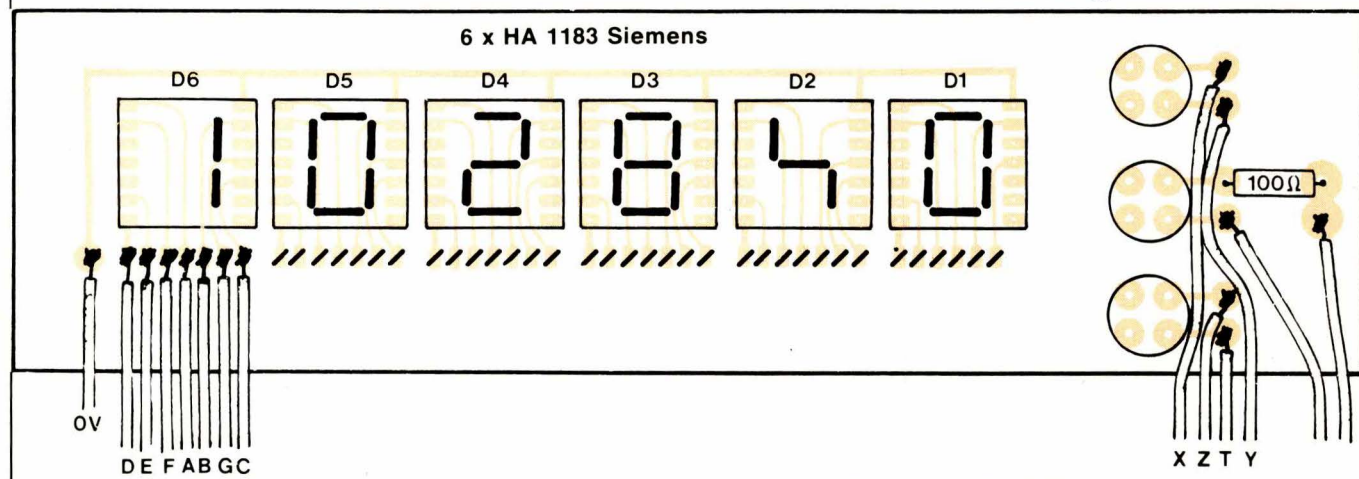


Fig. 4-a.



3 x contacts type clavier





ELECTRONIQUE APPLICATIONS N° 22 – PAGE 17

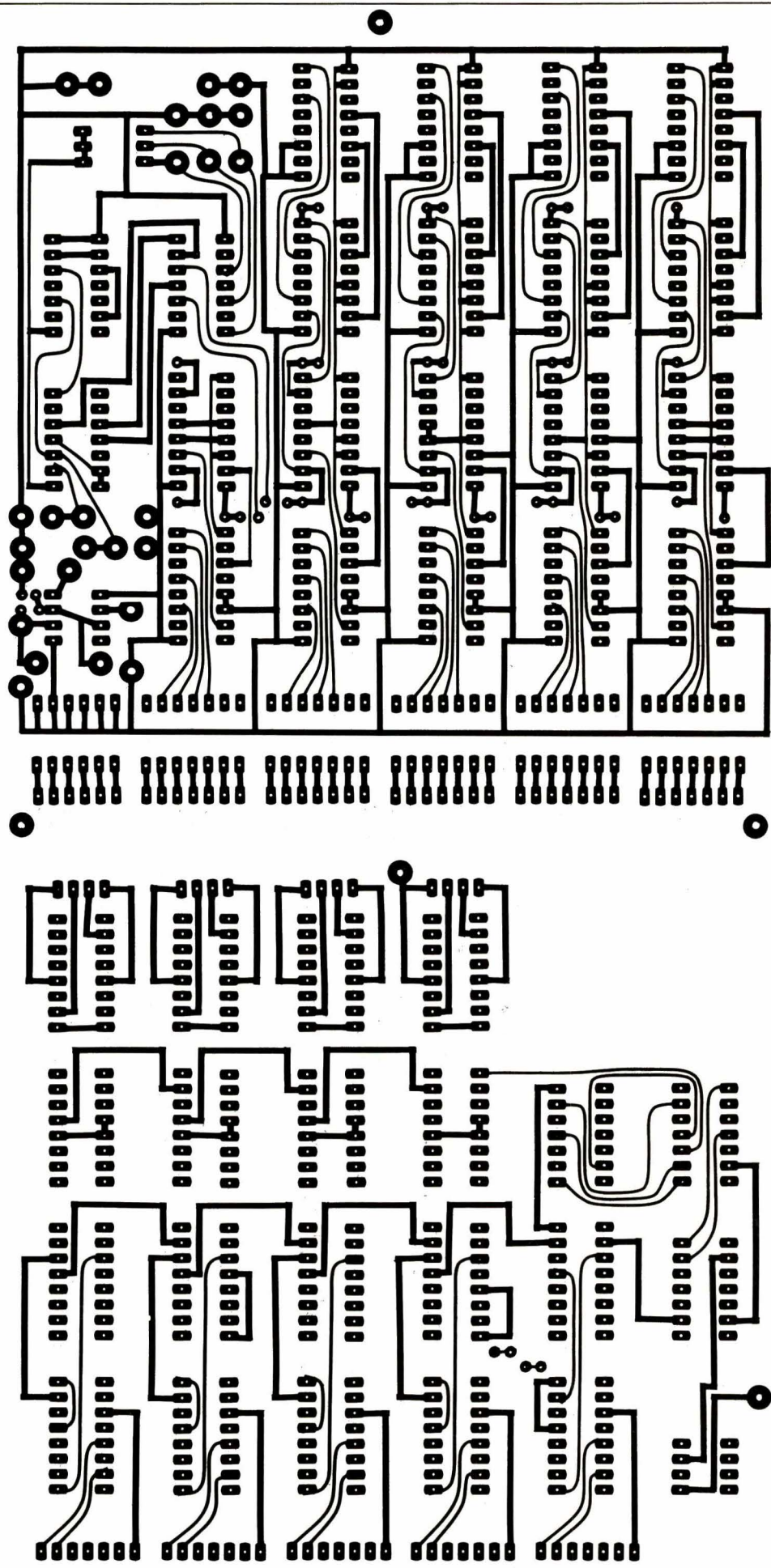


Fig. 4-c.

Le synthétiseur de signaux décrit dans cet article trouvera sa place dans bien des laboratoires de recherche et de développement-maintenance.

Se situant hors des « sentiers battus » par les générateurs de fonctions classiques (dont de nombreux modèles ont déjà été décrits), il permet en effet de « reconstituer » sept sinusoïdes et sept co-sinusoïdes, synchronisées en phase ou en opposition de phase, d'amplitude variable ; et ce, en partant du principe de développement en série de Fourier d'un signal périodique.

Réalisation d'un synthétiseur de signaux

C'est dire également que sa réalisation vise un but pédagogique, à l'intention des étudiants en électronique, qui assimileront ainsi, d'une manière pratique, la synthèse graphique de signaux.

Afin que les difficultés de réalisation soient réduites au minimum, le plan d'exécution du circuit imprimé de ce synthétiseur est également fourni.

Principes du synthétiseur de signaux

Nous savons qu'un signal périodique peut se développer selon une série de *Fourier*, ce que l'on peut mettre sous la forme :

$$f(t) = a_0 + b_1 \sin \omega t + b_2 \sin \omega t + \dots b_n \sin \omega t + \dots \\ + a_1 \cos \omega t + a_2 \cos 2 \omega t + \dots a_n \cos n \omega t + \dots$$

expression dans laquelle a_0 représente la valeur moyenne. Les termes a_n et b_n permettent d'obtenir l'amplitude et la phase de l'harmonique.

Le circuit dont la description est donnée dans ces pages permet de « reconstituer » des signaux développés sous la forme précédente.

Il fournit sept sinusoïdes et sept cosinusoïdes, synchronisées en phase ou en opposition de phase, et dont l'amplitude est réglable.

Cela signifie que l'on peut reconstituer avec une certaine approximation tout signal périodique dès l'instant où il peut être assimilé à une fondamentale avec ses six harmoniques.

Les fréquences de fonctionnement qui ont été choisies sont : 500 Hz, 1 kHz, 1,5 kHz, 2 kHz, 2,5 kHz, 3 kHz, 3,5 kHz.

Le montage proposé ici a par ailleurs un rôle pédagogique

C'est ainsi qu'après avoir déterminé les coefficients du développement en série de *Fourier*, l'étudiant pourra effectuer une synthèse graphique du signal, en ajoutant successivement les harmoniques, s'il souhaite « de visu » se rendre compte de l'influence de chaque harmonique. Une calculatrice programmable « de poche » se révélera dans ce cas très utile.

Mais tout cela reste long, fastidieux et n'offre que peu de souplesse. Le circuit proposé permet très facilement de faire cette synthèse en ne jouant que sur 14 potentiomètres, pour régler les amplitudes, et sur 7 commutateurs pour fixer les signes. De plus, le signal électrique résultant est disponible pour une utilisation éventuelle, comme un simple générateur de fonction (fig. 1 et 2).

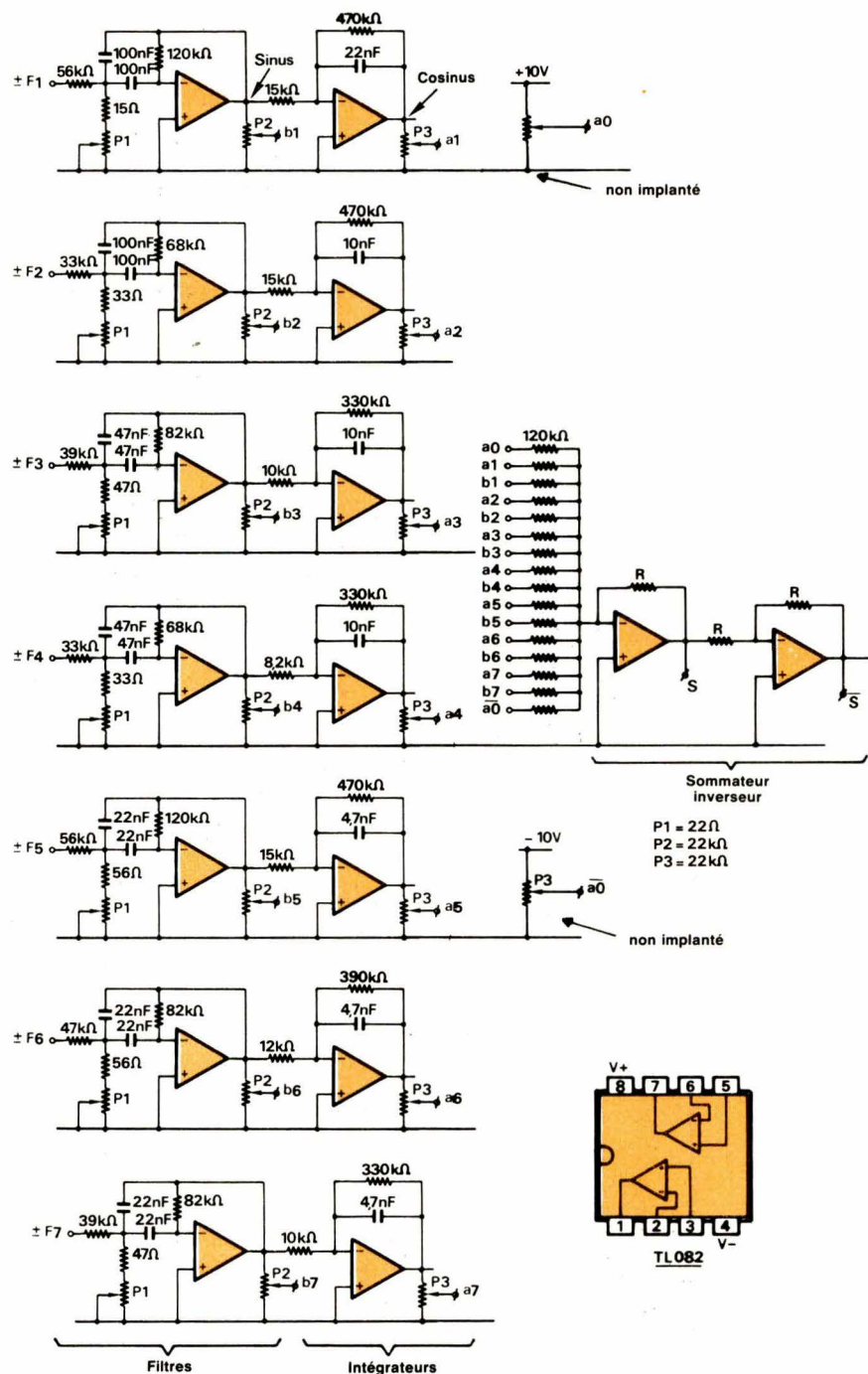


Fig. 1

Fonctionnement du synthétiseur

Circuit générateur de signaux carrés synchronisés

Cette partie doit générer des signaux carrés synchronisés, comme le montre l'oscillogramme n° 1, ayant des périodes proportionnelles à : 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7. Pour cela, il faut choisir une fréquence d'horloge telle qu'après les divisions successives on puisse obtenir une fréquence

pour le fondamental de 500 Hz et tous les multiples : 1 000, 1 500, 2 000, 2 500, 3 000, 3 500.

Plusieurs choix sont possibles ; celui qui a été retenu n'est pas forcément le plus judicieux, mais il n'utilise que deux sortes de circuit intégré (5 compteurs prépositionnables 74 C 193 et 6 JK 74 C73), et est très facile pour la mise au point ou pour toutes modifications éventuelles.

Le schéma de principe donne les liaisons entre les différents circuits logiques. Pour terminer, le schéma simplifié de base est le suivant :

● $H = 420 \text{ kHz} \rightarrow \div 7 = 60 \text{ kHz}$
 $\div 5 = 12 \text{ kHz} \div 2 = 6 \text{ kHz} \div 2 = 3 \text{ kHz} \div 2 = 1\,500 \text{ Hz}$;

$60 \text{ kHz} \rightarrow \div 3 = 20 \text{ kHz} \div 2 = 10 \text{ kHz} \div 2 = 5 \text{ kHz} \div 2 = 2\,500 \text{ Hz}$;

● $H = 420 \text{ kHz} \rightarrow 15 = 28 \text{ kHz} \div 2 = 14 \text{ kHz} \div 2 = 7 \text{ kHz} \div 2 = 3\,500 \text{ Hz}$;

$28 \text{ kHz} \rightarrow \div 7 = 4 \text{ kHz} \div 2 = 2 \text{ kHz} \div 2 = 1 \text{ kHz} \div 2 = 500 \text{ Hz}$.

On y retrouve les sorties : 500 Hz ; 1 kHz ; 1,5 kHz ; 2 kHz ; 2,5 kHz ; 3 kHz ; 3,5 kHz.

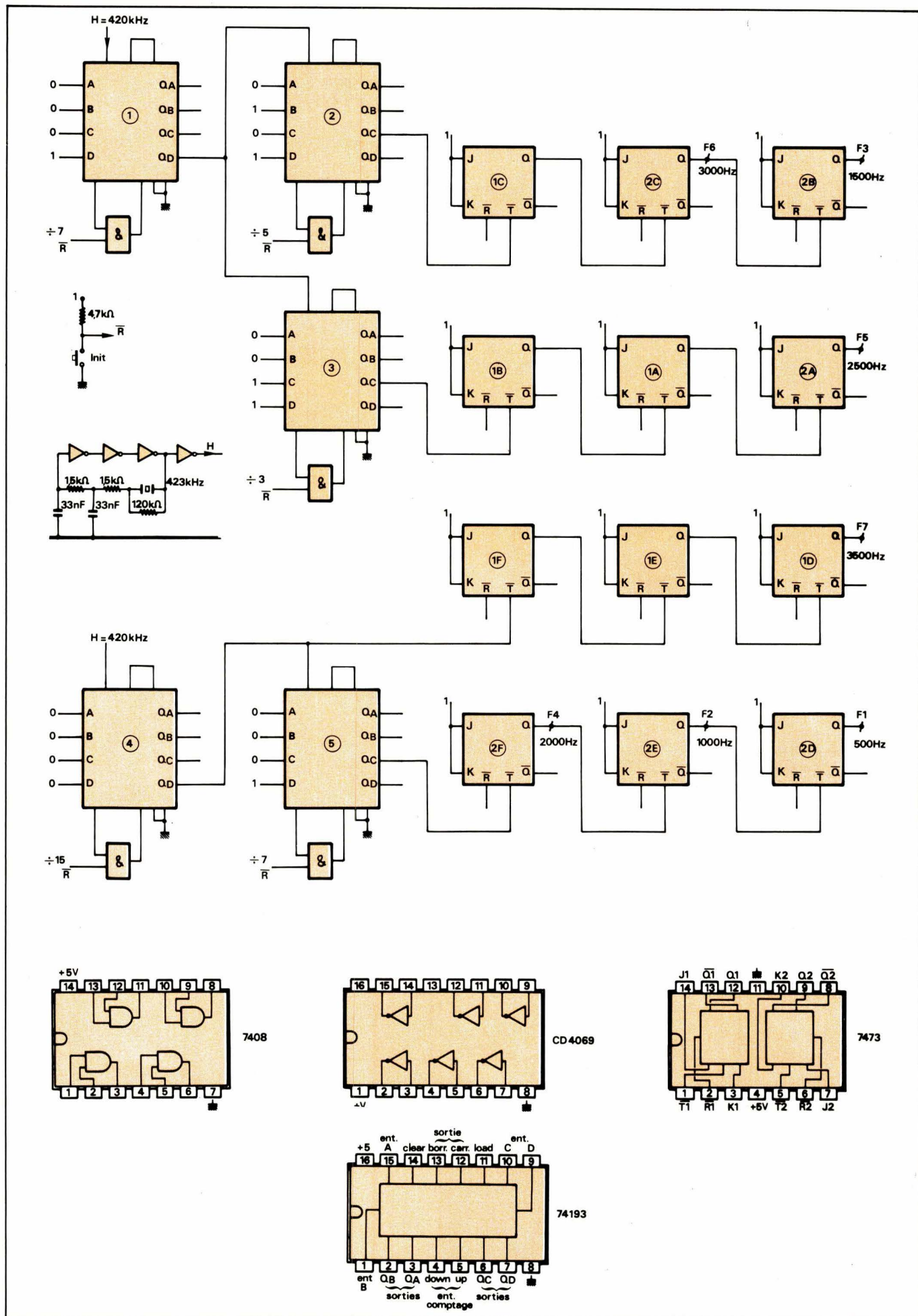


Fig. 2

A tout moment, l'action sur le bouton-poussoir « INIT » permet de charger tous les compteurs à leur valeur initiale, et autorise ainsi la synchronisation entre tous les signaux de sortie (fig. 3).

L'horloge de 420 kHz est réalisée avec un quartz, cela afin d'avoir une stabilité en fréquence indépendante de la température et de la tension d'alimentation (fig. 7). La deuxième partie analogique du circuit montrera la nécessité de cette stabilité. Les circuits digitaux utilisés soit en technologie C-MOS ; cela permet, en particulier, de n'utiliser que deux alimentations extérieures + 10 et - 10 V pour la plaquette (fig. 4).

Filtres passe-bande

A chaque sortie « carré », il fut placer un filtre passe-bande permet-

tant ainsi de conserver uniquement le signal fondamental que chaque signal carré comporte.

Le filtre choisi est du type « contre-réaction multiple ». Les valeurs des composants ont été calculées de façon à :

- Avoir une bonne sélectivité : $Q \sim 20$;
- Garder facilité de réglage et stabilité ;
- Avoir un gain = 0 dB pour la fréquence du fondamental.

Le schéma du filtre est donné à la figure 5.

Les équations correspondantes sont :

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

$$\Delta \omega = \frac{2}{C R_3}$$

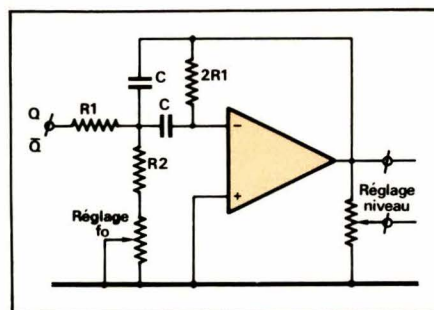


Fig. 5

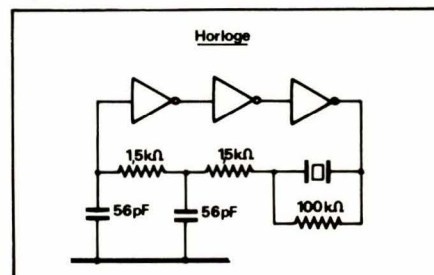


Fig. 7

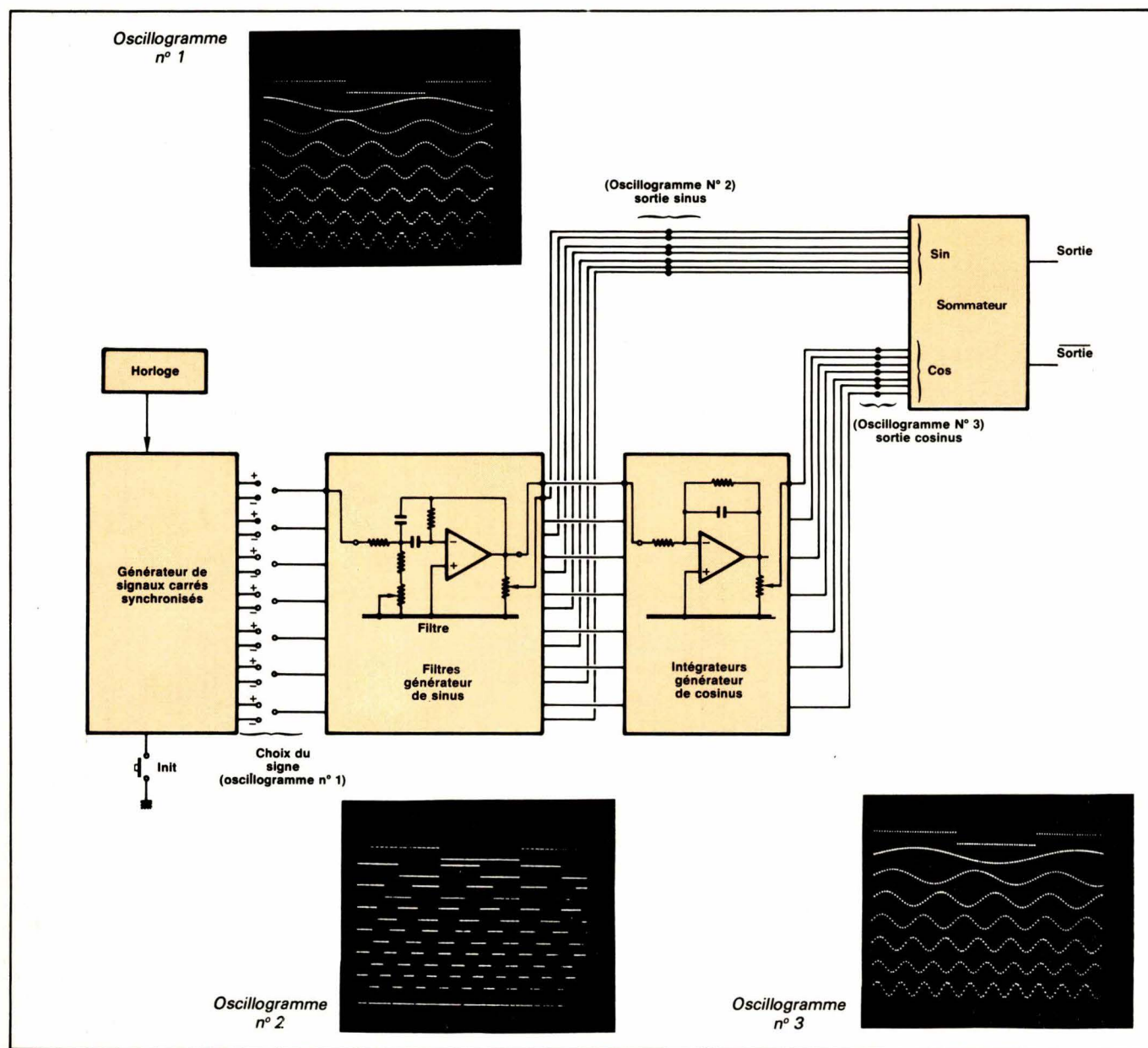


Fig. 3

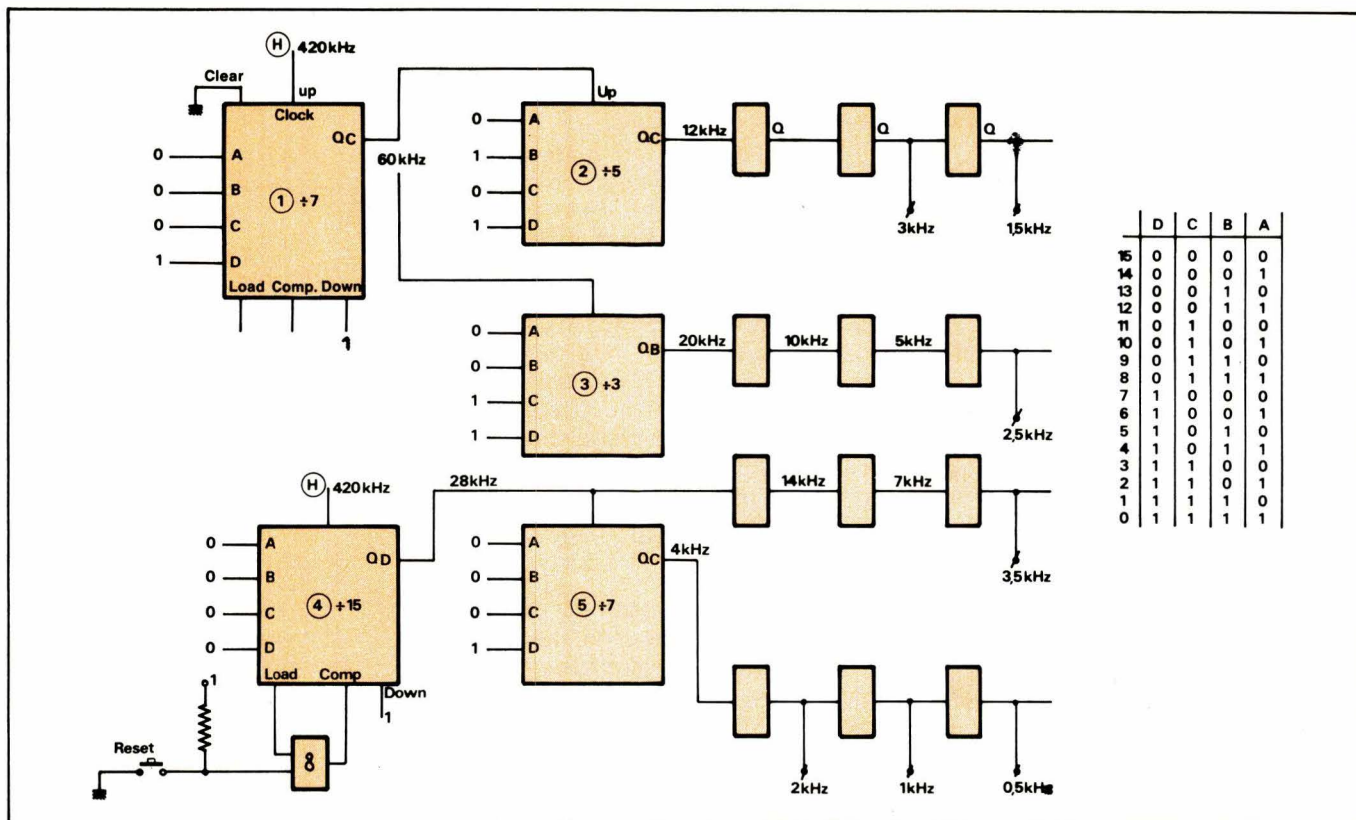


Fig. 4

$$\omega_0 = \frac{1}{C \sqrt{R_3} \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}}$$

$$Q = \frac{R_3}{4 R_2}$$

avec :

$$R_1 = \frac{1}{C} \cdot \frac{1}{A \Delta \omega}$$

$$R_2 = \frac{1}{C} \cdot \frac{\Delta \omega}{2 \omega_0^2 - A \Delta \omega^2}$$

$$R_3 = \frac{1}{C} \cdot \frac{2}{\Delta \omega}$$

et :

C : arbitraire ;

$$R_3 = \frac{\omega_0}{\Delta \omega}$$

L'application numérique conduit à :

$$C = 1 \mu F ;$$

$$R_1 = 3,17 \text{ k}\Omega ;$$

$$R_2 = 40 \Omega ;$$

$$R_3 = 63,5 \text{ k}\Omega ;$$

avec :

$$A = -10 ;$$

$$\Delta \omega = 31,5 \text{ rd/s} \rightarrow 5 \text{ Hz} ;$$

$$\omega = 627 \text{ rd/s} \rightarrow 100 \text{ Hz} ;$$

$$Q = 20$$

Programme

Le programme peut être effectué sur une calculatrice de type HP-25. Il donne :

$\Delta 4 \leftarrow A$	R/S	$\Delta 4$	1/x	$\Delta 0$
$\Delta 5 \leftarrow \Delta \omega$	$\Delta 6$	x	$\nabla 2$	$\div$
x	x^2	-	R/S	$\nabla 3$
$\Delta 0 \leftarrow C$	2	$\Delta 0$	$\uparrow$	R/S
x	x	x	2	PAUSE
1/x	$\Delta 5$	$\Delta 5$	$\Delta 5$	GOTO 01
$\nabla 1$	x^2	$\div$	$\div$	

Les résultats sont ceux du **tableau 1**.

f (Hz)	C	R ₁	R ₂	R ₃
500	100 nF 47 nF	64 kΩ 136 kΩ	80 Ω 170 Ω	127 kΩ 271 kΩ
1 000	100 nF 47 nF	32 kΩ 68 kΩ	40 Ω 85 Ω	64 kΩ 136 kΩ
1 500	47 nF 22 nF	45 kΩ 96 kΩ	56 Ω 121 Ω	30 kΩ 193 kΩ
2 000	47 nF 22 nF	34 kΩ 72 kΩ	42 Ω 90 Ω	68 kΩ κΩ
2 500	22 nF 10 nF	58 kΩ 127 kΩ	72 Ω 160 Ω	116 kΩ 255 kΩ
3 000	22 nF 10 nF	48 kΩ 106 kΩ	60 Ω 133 Ω	96 kΩ 212 kΩ
3 500	22 nF 10 nF	41 kΩ 91 kΩ	53 Ω 114 Ω	83 kΩ 182 kΩ

Intégrateur

A la sortie de chaque filtre, est placé un intégrateur.

Le gain statique est limité à 20 pour minimiser l'influence d'une composante continue parasite.

Composante continue

Pour restituer un signal ayant besoin d'une composante continue, il est possible d'ajouter deux potentiomètres, permettant de délivrer deux tensions continues a_0 et $\bar{a}_0$.

Remarque : Le circuit actuellement réalisé ne comporte pas ces deux potentiomètres.

Sommeur inverseur

Toutes les sorties des potentiomètres sont réunies à un sommateur.

Lorsqu'une composante n'est pas désirée, il faut mettre le potentiomètre à zéro (fig. 6).

Remarques complémentaires

Filtres

La valeur de 425 kHz a été choisie par l'auteur, d'une part pour des raisons de disponibilité, d'autre part parce que les fréquences obtenues après division, se situent à peu près dans la zone recherchée.

Si la valeur de 425 kHz n'est pas aisément disponible, il sera toujours possible de calculer les valeurs numériques des composants des filtres en partant du quartz choisi (fig. 9). Les figures 10 et 11 donnent le plan d'implantation du synthétiseur.

Présentation « pédagogique » du synthétiseur

En plaçant, au-dessus du circuit, une plaque contenant 7 potentiomètres linéaires, 7 inverseurs de signes, 7 commutateurs par le choix sinus-cosinus, il est possible de faire une présentation telle qu'après obtention du signal désiré les positions des potentiomètres représentant l'aspect du spectre du signal de sortie (fig. 12).

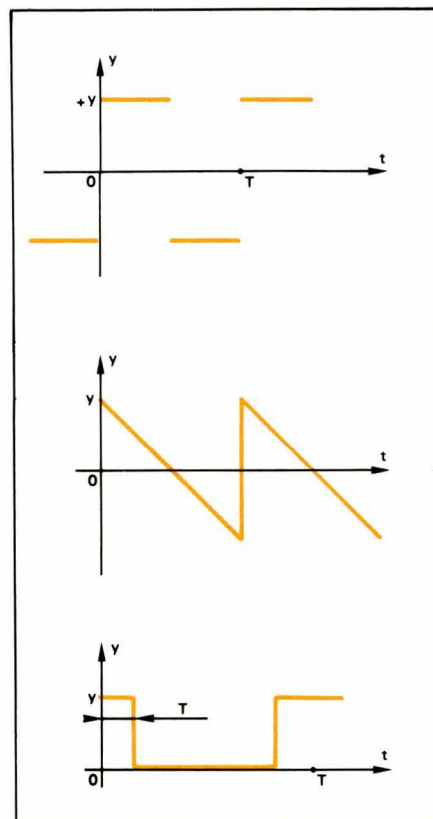


Fig. 8

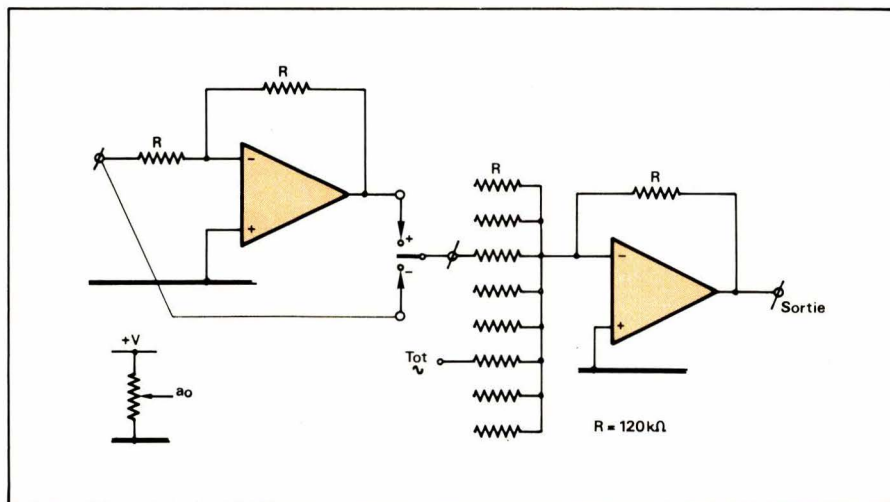


Fig. 6

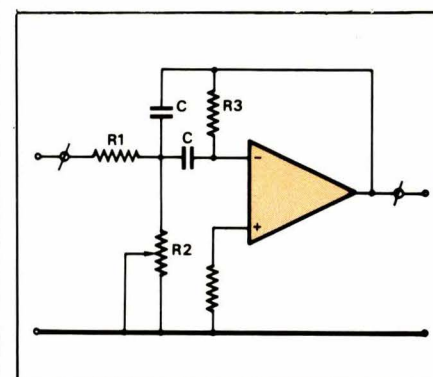


Fig. 9

J.-C. Chêne

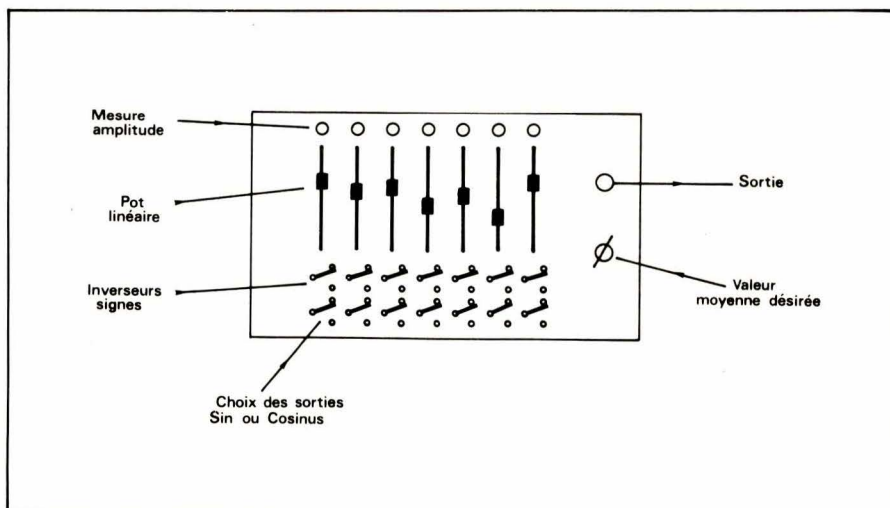


Fig. 12

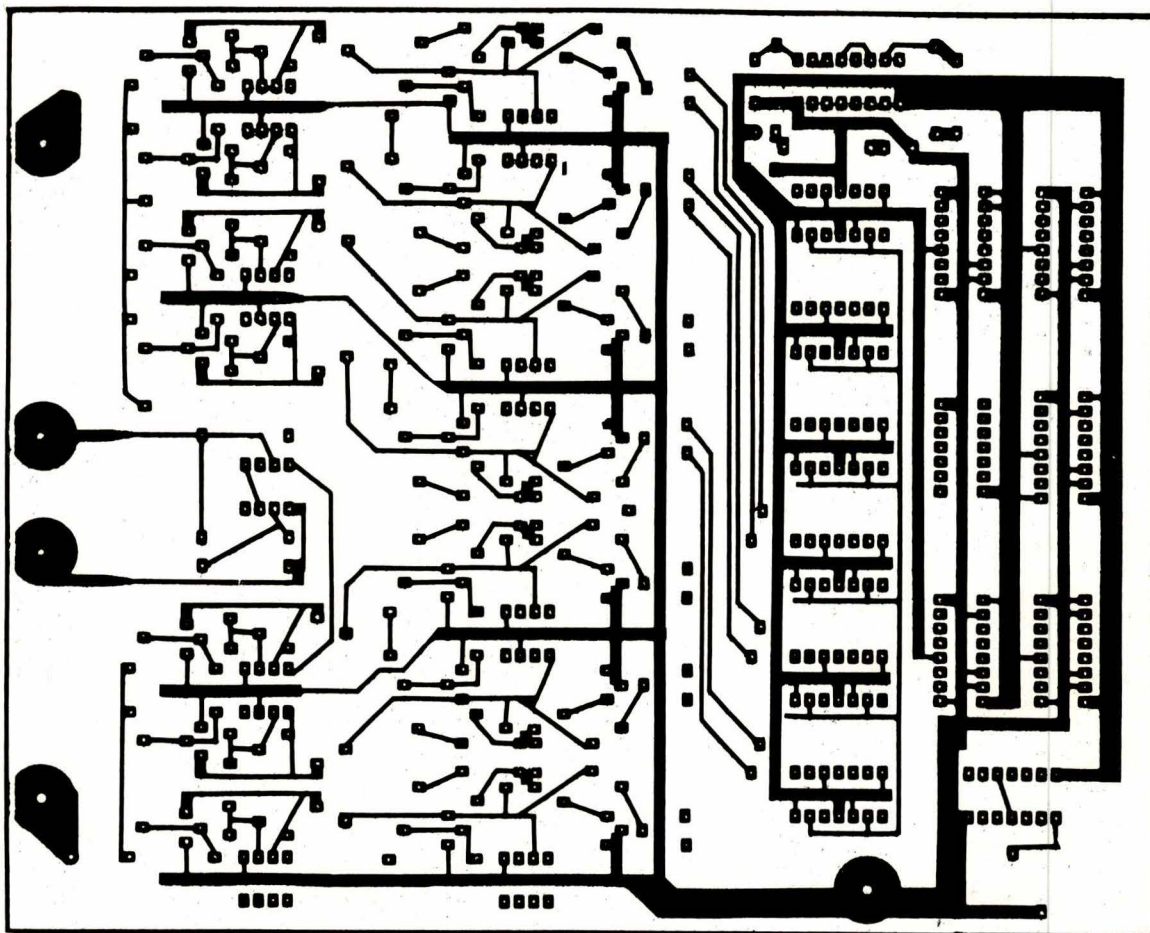


Fig. 10 a. - Le circuit imprimé vu côté câblage (réduction aux 3/4).

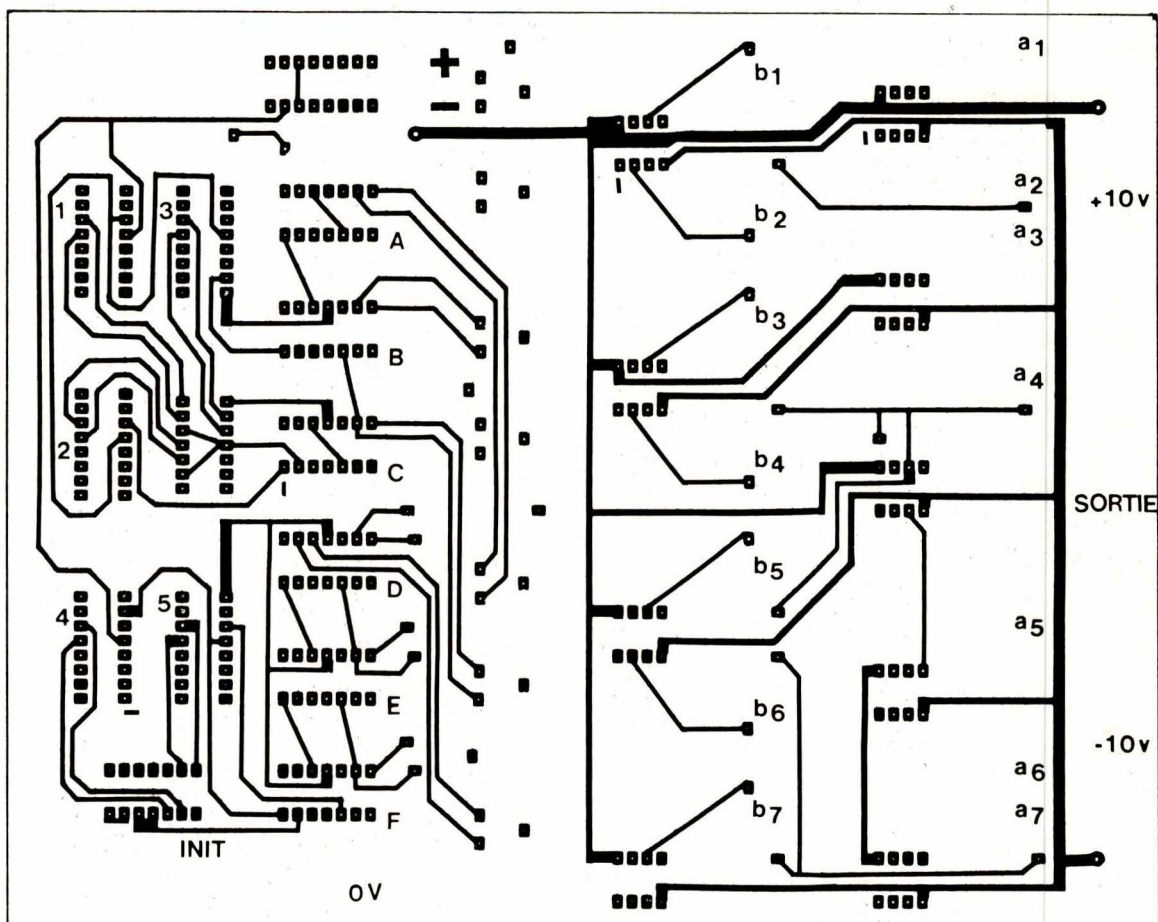
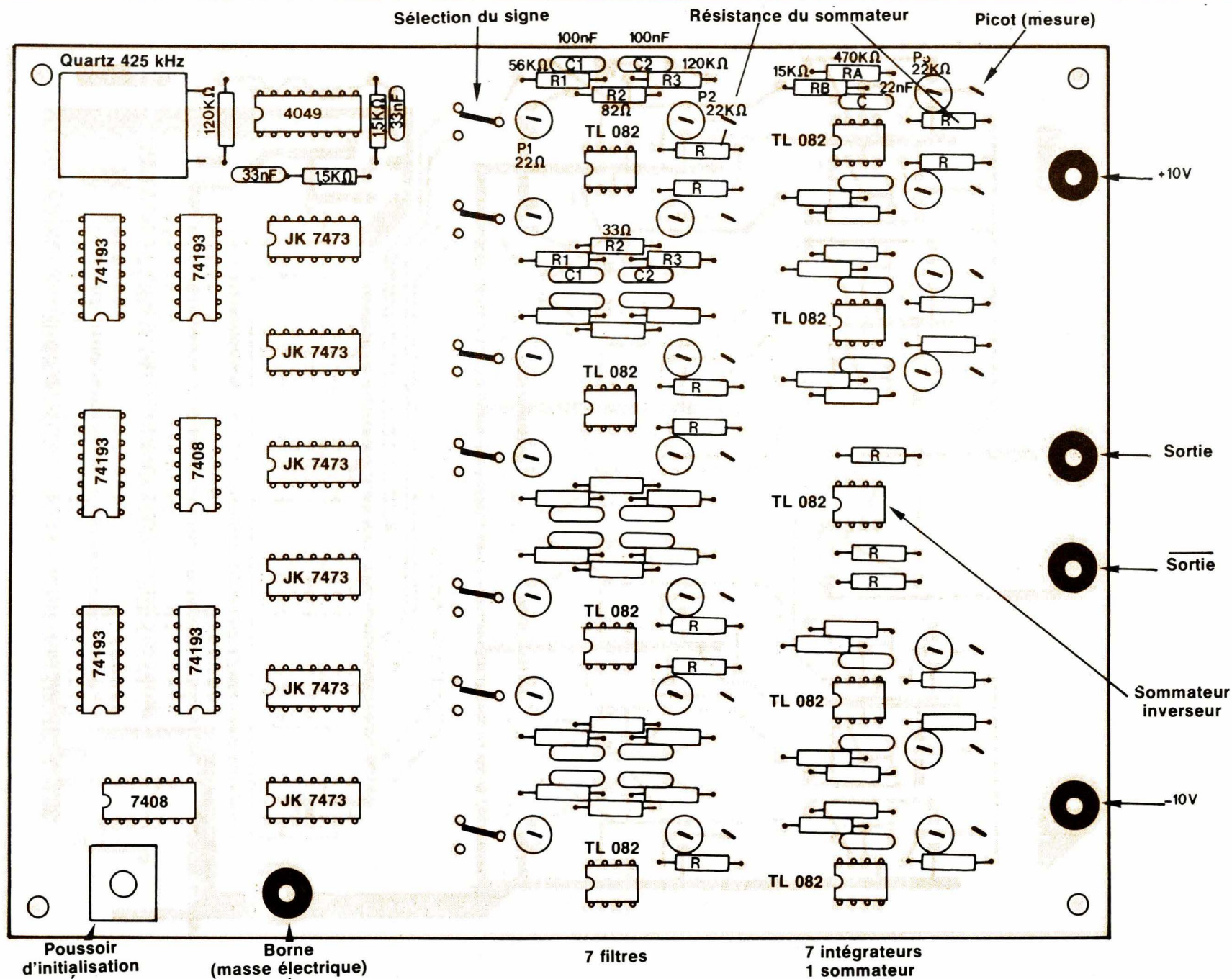


Fig. 10 b. - Gravure du circuit côté composants (réduction aux 3/4).



Annexe : rappels du développement en série de Fourier

Signal carré :

On a :

$$Y(t) = \frac{4y}{\pi} \left[\sin \omega t + \frac{\sin 3 \omega t}{3} + \dots + \frac{\sin (2p+1)\omega t}{2p+1} \right]$$

Composantes :

$$a_0 = 0 ;$$

$$b_1 = 1 ; b_2 = 0 ; b_p = 1/(2p+1)$$

$$a_1 = 0 ; a_2 = 0 ; a_p = 0.$$

Application :

$$b_1 = 2,5 \text{ V} ; b_3 = 833 \text{ mV} ; b_5 = 500 \text{ mV} ; b_7 = 357 \text{ mV}.$$

Signal en dent de scie

On a :

$$Y(t) = \frac{2y}{\pi} \left[\sin \omega t + \frac{\sin 2 \omega t}{2} + \dots + \frac{\sin n \omega t}{n} + \dots \right]$$

Composantes :

$$a_0 = 0 ;$$

$$B_1 = 1 ; b_2 = 1/2 ; \dots b_n = 1/n ;$$

$$a_1 = 0 ; a_2 = 0 ; \dots a_n = 0.$$

Application :

$$b_1 = 2,5 \text{ V} ; b_2 = 1,27 \text{ V} ; b_3 = 833 \text{ mV} ; b_4 = 625 \text{ mV} ;$$

$$b_6 = 416 \text{ mV} ; b_7 = 357 \text{ mV}.$$

Signal impulsionnel

$$Y(t) = \frac{2y}{\pi} \left[\pi a + \sin (2\pi a) \cos \omega t + \dots + \frac{\sin (n 2\pi a)}{n} \cos n \omega t + \dots \right]$$

Composantes :

$$a_0 = \pi a ;$$

$$b_1 = 0 ; b_2 = 0 ; \dots b_n = 0 ;$$

$$a_1 = \sin (2\pi a) \dots a_n = \sin (n 2\pi a)/n$$

Application :

$$a = 1/4 \rightarrow a_1 = 2,5 \text{ V} ; a_2 = 0 ; a_3 = -833 \text{ mV} ;$$

$$a = 1/6 \rightarrow a_1 = 2,16 \text{ V} ; a_2 = 1,08 ; a_3 = 0 ;$$

$$a = 1/8 \rightarrow a_1 = 1,77 \text{ V} ; a_2 = 1,25 ; a_3 = 589 \text{ mV} ;$$

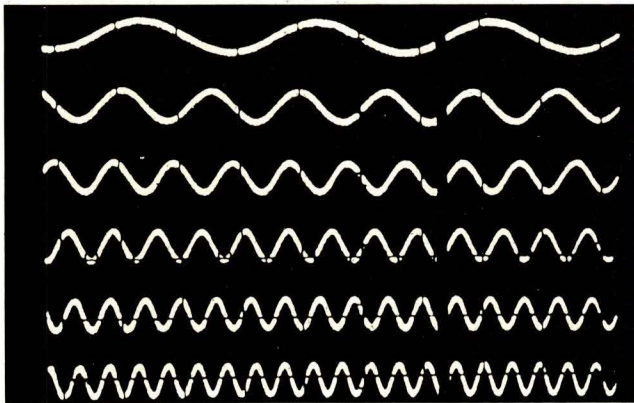
$$\rightarrow a_4 = 0 ; a_5 = 500 \text{ mV} ; a_6 = 0 ; a_7 = -357 \text{ mV}.$$

$$\rightarrow a_4 = -541 \text{ mV} ; a_5 = -433 \text{ mV} ; a_6 = 0 ; a_7 = 309 \text{ mV}$$

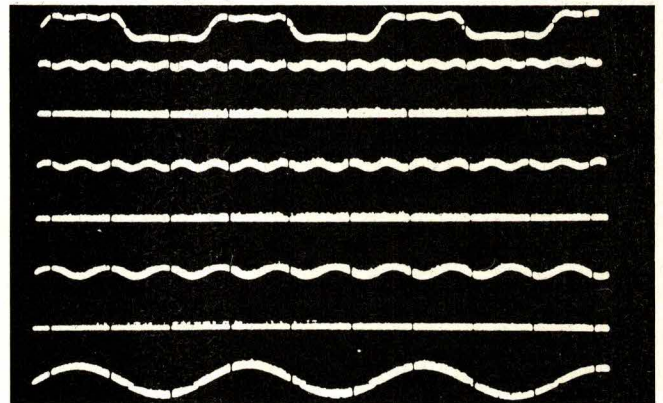
$$\rightarrow a_4 = 0 ; a_5 = -353 \text{ mV} ; a_6 = -417 \text{ mV} ;$$

$$a_7 = -253 \text{ mV}.$$

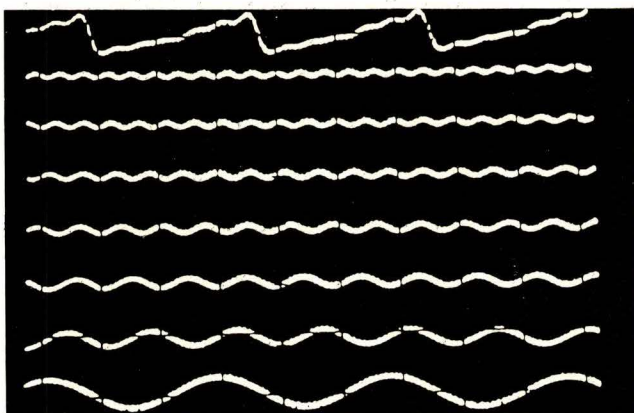
Quelques exemples de synthèse de signaux



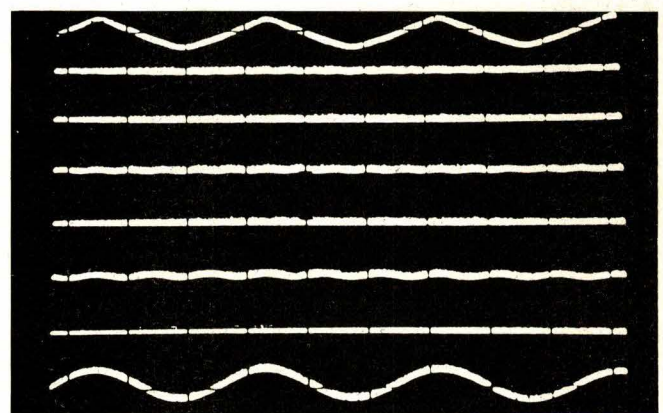
Synthèse d'un signal sinusoïdal.



Synthèse d'un signal carré.



Synthèse d'un signal en dents de scie.



Synthèse d'un signal triangulaire.

Enregistreurs Gould : une grande famille, un même esprit de performance.

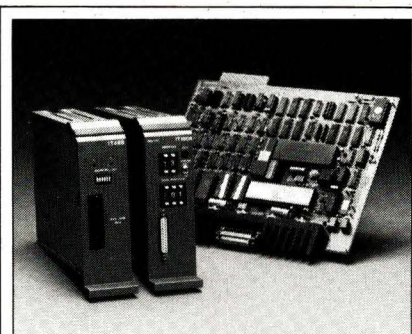
Enregistreurs galvanométriques, à peigne thermique, électrostatiques, magnétiques... Gould tire la quintessence de chaque technique pour offrir, avec chaque appareil, des performances à la mesure de son avance technologique.

La gamme des enregistreurs Gould est si étendue qu'il en existe certainement un qui fera exactement ce que vous attendez de lui. Tous les appareils, modulaires, sauront évoluer avec vos besoins.

L'ES 1 000 : l'électrostatique "best-seller".

A la fois analogique et numérique, cet enregistreur connaît un succès à la hauteur de son avance technologique : plus de 300 appareils en service moins de 2 ans après le lancement. La réputation de l'ES 1000 repose sur ses performances exceptionnelles, comme sa réponse en fréquence qui atteint 10 kHz par canal (avec SP 100) ou sa rapidité qui lui fait détecter des impulsions isolées de 40 μ s à pleine échelle (250 mm).

Avec le module d'impression alpha-numérique M 200 commandé par console, vous pourrez annoter et identifier les courbes. Autre possibilité : l'impression à la volée d'un des 10 messages de 50 caractères préenregistrés. Le module IT 488 rend l'ES 1000 programmable IEEE. L'entrée numérique IT 160 A permet d'imprimer des courbes à partir de points envoyés par un ordinateur ou un micro-processeur.



Nouveau

Trois modules numériques étendent les possibilités de l'ES 1 000.

Enfichée dans l'enregistreur, la carte alpha-numérique M 200 peut imprimer un message de 1200 caractères. On peut aussi obtenir en clair les différents réglages et le nom des paramètres. La carte possède une fonction chronomètre pour indiquer le temps écoulé ou la date et l'heure. Autre possibilité : l'impression de messages pré-enregistrés pour faire coïncider des événements attendus avec leur description. Exemples : l'ouverture d'un contacteur ou d'une vanne, le démarrage d'un générateur...

Avec l'IT 160 A, l'ES 1000 peut enregistrer jusqu'à 16 courbes à partir de séries de mots de 10 bits. Ce raccordement sans logiciel se montre plus rapide que les plotters (42000 mots/s). L'IT 488, fonctionnant en écouteur ou en émetteur, rend l'ES 1000 programmable IEEE.

Le 8 000 : un thermique compact et performant, de 1 à 8 pistes.

Cet enregistreur à stylet chauffant ne pèse que 8 kg (pour deux pistes). Son prix très abordable ne sacrifie en rien les performances : le 8000 saura tracer un signal de 50 Hz sur 40 mm. Sa maniabilité en fait l'appareil idéal des équipes mobiles de maintenance et de contrôle.

Le 2 000 : à encre sous pression, réponse rapide.

Silencieux, multifréquence et multitenion, l'enregistreur 2000 concilie la qualité du tracé avec une réponse en fréquence étonnante pour un appareil galvanométrique : 125 Hz sur 10 mm, avec une écriture des fronts de montée toujours parfaite. Cet enregistreur bénéficie désormais d'une variation continue – et télécommandable – de la vitesse : un argument intéressant en mesure ou contrôle de fabrication de produits longs par exemple.

Le TA 600 : signaux rapides et vitesses lentes acceptés.

Cet enregistreur fait appel à un système d'écriture révolutionnaire mis au point par Gould : le peigne thermique. Le TA 600 peut enregistrer des impulsions de 1,25 ms à des vitesses extrêmement lentes (1 mm/heure) sans porter atteinte à la qualité du tracé (résolution : 0,25 mm). Le moteur



Quelques enregistreurs de base de la gamme Gould. A l'arrière plan, le 6500 et l'ES 1000. Au centre, le TA 600, deux modules et le 2000. Au premier plan, le 8000 et la table traçante 3056.

pas à pas du TA 600 permet de faire varier continuellement la vitesse, même à distance, par impulsions extérieures.

Les tables série 3 050 : des grandes sensibles faciles à vivre.

3052, 3054, 3056 : voici la gamme des tables traçantes X-Y de Gould. Chaque modèle offre, dans son domaine d'application, des performances uniques sur le marché : la 3056, par exemple, propose une sensibilité de $10 \mu\text{V}/\text{cm}$ avec des accélérations stupéfiantes atteignant $7700 \text{ cm}/\text{s}^2$ suivant Y et $5900 \text{ cm}/\text{s}^2$ suivant X. Tous les modèles de la gamme se montrent d'une facilité d'emploi exemplaire : généralisation des boutons poussoirs, tenue électrostatique du papier... Simples à utiliser, les tables 3050 peuvent vraiment tomber entre toutes les mains.

Le module mémoire : pour enregistrer les transitoires.

Avec sa mémoire de 2048 mots

de 10 bits, ce nouveau module transforme un enregistreur graphique en enregistreur de signaux transitoires jusqu'à 20 kHz. Ses possibilités de prédéclenchement (jusqu'à 100%) et de post-déclenchement lui ouvrent de nombreux débouchés : étude de chocs et de vibrations, surveillance des réseaux, recherche de pannes dans les systèmes redresseurs à thyristors... Enregistrement automatique des transitoires, réglage sans aucun calcul par sélection de la fréquence maximum d'enregistrement, entrée signal flottante, etc : toutes ces caractéristiques en font un appareil très simple à utiliser.

Le réseau Gould : des vendeurs très spécialisés.

Vous souhaitez en savoir plus sur l'un ou l'autre de ces appareils. N'hésitez pas : chaque vendeur d'enregistreurs est un véritable spécialiste de l'enregistrement de données. Compétence, service de haute qualité... vous dialoguerez avec les hommes de Gould dans un climat de totale confiance.



Gould Instrument SAF
BP 115 - 91162 Longjumeau Cédex
Tél. : (6) 934.10.67

SERVICE-LECTEURS N° 211

M. _____
Société _____
Adresse _____

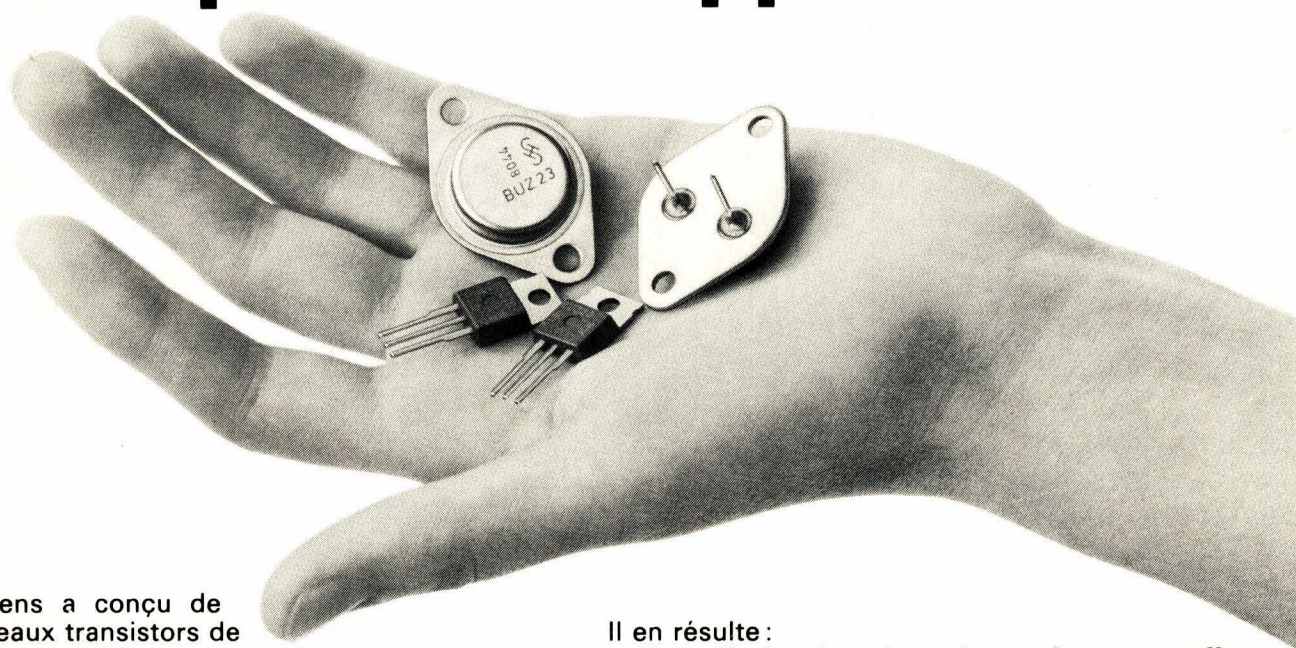
Tél. _____

Désire recevoir une documentation sur :

- ☐ Les enregistreurs
- ☐ thermiques 8000
 - ☐ à encre sous pression
 - ☐ électrostatiques
 - ☐ TA 600 à peigne thermique
 - ☐ X-Y Série 3050
- ☐ Le module mémoire
- ☐ Les conditionneurs de signaux
- ☐ Les oscilloscopes.

SIEMENS

Ces SIPMOS influenceront votre conception des appareils



Siemens a conçu de nouveaux transistors de puissance MOS avec lesquels on peut commuter des puissances jusqu'à 5 kW pratiquement sans perte et cela dans une gamme de tension de 50 à 1000 volts !

Ces transistors sont actuellement produits par Siemens dans le centre de fabrication le plus moderne d'Europe.

SIPMOS (Siemens Power MOS) signifie pour vous :

- Une réduction du nombre de composants par la commande simplifiée ; un signal de circuit TTL suffit !
- Une diminution du coût de refroidissement grâce à des temps de commutation très courts et une très petite résistance de conduction.

Il en résulte :

- Une diminution du volume des appareils et encore...
- Une amélioration du rendement.

Pour toute information et documentation s'adresser à

Siemens S.A. div. composants
Tél. (1) 820 61 20 poste 2804
ou chez ses distributeurs

PARIS EREL (1) 345 80 80 — CHATILLON-SOUS-BAGNEUX BAN-ELEC Tél. (1) 655 43 43 — LES CLAYES-SOUS-BOIS DEL Tél. (3) 056 66 66 — RUNGIS SPETELEC Tél. (1) 686 56 65 — LYON ASTERLEC Tél. (7) 872 88 65 — MARSEILLE AVIREX Tél. (91) 79 17 56 — SCHILTIGHEIM BALZINGER Tél. (88) 33 18 52 — CLERMONT-FERRAND FLAGELECTRIC Tél. (73) 92 13 46 — REIMS H.B.N. INDUSTRIE Tél. (26) 88 62 87 — AUXERRE COMPTOIR ELECTRONIQUE DE BOURGOGNE Tél. (86) 51 22 88 — VAULX-EN-VELIN INTERLEC Tél. (7) 890 26 96 — BILLERE (PAU) L.C.E.P. Tél. (59) 62 15 65 — CAEN NORMATELEC Tél. (31) 93 72 80 — ROUBAIX ORTAM Tél. (20) 70 24 16 — RENNES SORELEC Tél. (99) 36 64 23.

SIPMOS (Siemens Power MOS) un produit européen avec une seconde source européenne

S'il est vrai que le concept de la commutation analogique au moyen de circuits monolithiques n'est pas nouveau, en revanche, la technologie des composants mis en œuvre évolue sans cesse. Des applications nouvelles apparaissent parallèlement. Aussi est-il utile de « faire le point » sur les différents types de commutateurs analogiques : transistors à effet de champ à jonction (JTEC), à grille isolée (MOS, C-MOS), et de rappeler quels sont les circuits de commande à employer — question souvent assez peu explicitée au niveau de la documentation des constructeurs —.

Technologie et applications des commutateurs analogiques

C'est l'objet de l'étude qu'on va lire, que complète une critique rigoureuse des « sources d'erreurs » en commutation et une revue des applications : fonction relais, multiplexage, échantillonnage et mémorisation, conversion A/N et N/A, commutation de puissance.

Glossaire

Nombreux sont les paramètres, propres aux JTEC et aux MOS, mis en cause dans cet article. Pour une meilleure compréhension du texte, et afin de faciliter à nos lecteurs la lecture de cette étude, nous avons regroupé, dans ce chapitre préliminaire, les notations indispensables à connaître pour aborder la technologie des commutateurs analogiques.

Symbole Définition

BV_{DSS}	: tension de claquage drain-source avec $V_{GS} = 0$
BV_{GBS}	: tension de claquage grille-substrat avec $V_{DB} = V_{SB} = 0$
BV_{GSS}	: tension de claquage grille-source avec $V_{DS} = 0$
C_{GB}	: capacité grille-substrat
C_{GD}	: capacité grille-drain
C_{GS}	: capacité grille-source
C_{DB}	: capacité drain-substrat
C_{DS}	: capacité drain-source
C_{SB}	: capacité source-substrat
I_D	: courant drain
I_{DB}	: courant drain-substrat
I_{DSOFF}	: courant drain-source à l'état bloqué
I_{DSS}	: courant drain-source maximum quand $V_{GS} = 0$

I_{SB}	: courant source-substrat
I_{SG}	: courant source-grille
R_{DS}	: résistance drain-source
R_{DSON}	: résistance drain-source minimum
R_{OFF}	: résistance du commutateur ouvert
R_{ON}	: résistance du commutateur fermé
t_{OFF}	: temps de commutation d'ouverture
t_{ON}	: temps de commutation de fermeture
V_+/V_-	: tension d'alimentation positive/négative
V_A	: tension analogique d'entrée
V_{A+}/V_{A-}	: maximum de V_A le plus positif ; le plus négatif
V_C	: tension de commande
V_{CEsat}	: tension de saturation collecteur-émetteur
V_{DS}	: tension drain-source
V_G	: tension grille-masse
V_{GS}	: tension grille-source
V_{GSOFF}	: tension grille-source de blocage
V_{GSTH}	: tension de seuil
V_O	: tension analogique en sortie
V_p	: tension de pincement

Introduction à la commutation analogique

Le commutateur analogique peut être considéré comme un interrupteur à deux états :

- à l'état fermé : le signal analogique présent à l'entrée est transféré en sortie sans aucune modification ;
- à l'état ouvert : l'entrée est totalement isolée de la sortie.

Un schéma fonctionnel est représenté en **figure 1a**.

La commutation peut être manuelle, électromécanique ou électronique. Dans ce dernier cas, l'utilisation des transistors à effet de champ (TEC) s'est imposée car ils ne présentent pas de tension de décalage dans leur état passant.

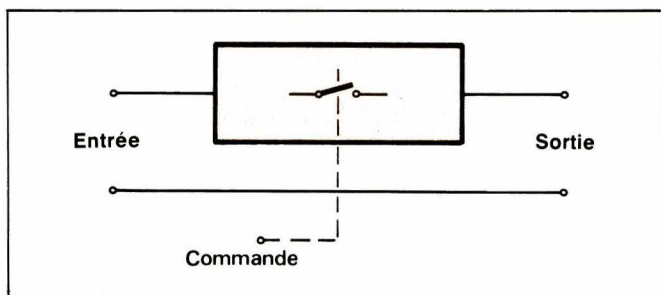


Fig. 1a. – Schéma fonctionnel

Les caractéristiques principales du commutateur analogique à TEC sont :

- la résistance à l'état fermé : R_{ON} ;
- la résistance à l'état ouvert : R_{OFF} ;
- les temps de commutation : t_{ON} et t_{OFF} ;
- l'isolation entre signal analogique et commande.

La durée de vie des TEC est supérieure à 100 000 heures et ces caractéristiques doivent rester stables dans le temps. Dans le cas idéal, il faudrait que R_{ON} , t_{ON} et t_{OFF} soient nuls, R_{OFF} infinie et l'isolation parfaite.

Caractéristiques du commutateur analogique à TEC

Il s'agit des caractéristiques dues au transistor TEC lui-même. Celles qui sont liées à la commande seront étudiées plus loin.

Principe physique

Il existe plusieurs types de TEC comme le montre le schéma de la **figure 1b**.

Nous appellerons JTEC le transistor à effet de champ à jonction, MOS celui à grille isolée. Le terme TEC sera utilisé quand la distinction ne sera pas nécessaire. La lettre *N* ou *P* devant l'abréviation indiquera la nature du canal.

● TEC à jonction (JTEC)

Nous considérons le N-JTEC mais le raisonnement reste valable pour le P-JTEC en inversant le signe des tensions.

La coupe théorique d'un N-JTEC est représentée sur la **figure 2** et deux cas de polarisation sur les **figures 2b et c**.

Un JTEC fonctionne normalement avec sa jonction *P-N* polarisée en inverse. On peut ainsi faire varier la largeur de la zone déserte, donc la section de la résistance du canal entre drain et source. La **figure 3** montre la caractéristique courant-tension.

On distingue deux zones :

- zone I, dite de non-saturation :

$$I_D = I_{DSS} \frac{V_{DS}}{V_p} \left[2 \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_p} \right) - \frac{V_{DS}}{V_p} \right]$$

- Zone II, dite de saturation :

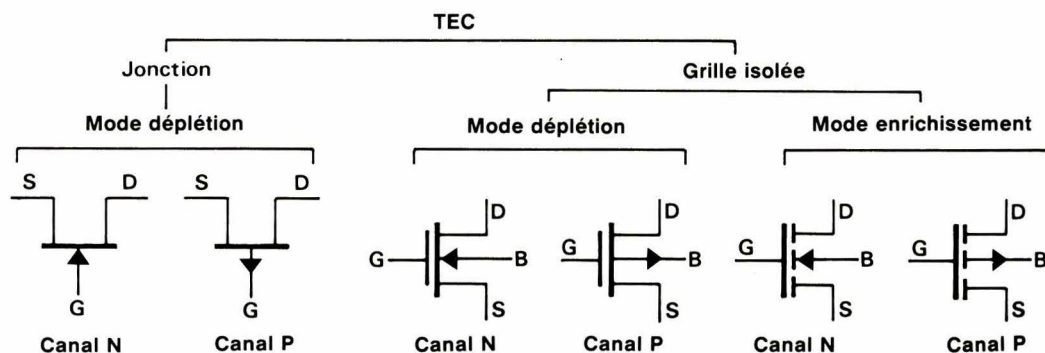


Fig. 1 b. – Différents types de TEC.

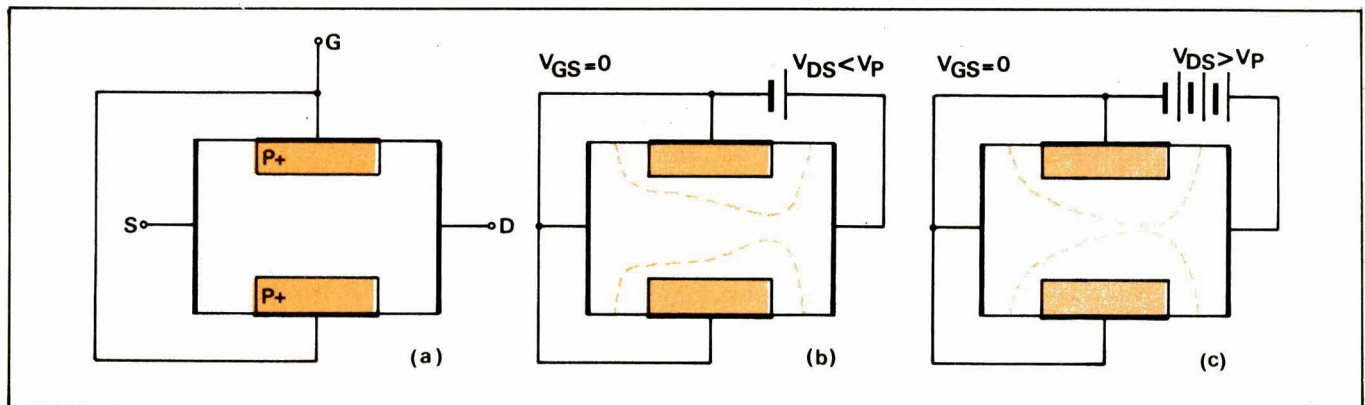


Fig. 2. - N-JTEC

$$I_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right)^2$$

La tension V_P est la tension V_{DS} qui correspond au pincement du canal pour V_{GS} nulle. Elle est égale et opposée à V_{GSOFF} , valeur de V_{GS} nécessaire pour pincer le canal lorsque la tension V_{DS} est proche de zéro.

Le fonctionnement en commutateur analogique se fera dans la zone I où :

$$R_{DS} = \frac{V_{DS}}{I_D} = \frac{V_P^2}{2 I_{DSS} (V_P - V_{GS} - \frac{V_{DS}}{2})}$$

La valeur minimum $R_{DS(on)}$ est obtenue pour V_{DS} très faible (inférieure à 0,4 V) et V_{GS} nulle, soit :

$$R_{DS(on)} = \frac{V_P}{2 I_{DSS}} = - \frac{V_{GSOFF}}{2 I_{DSS}}$$

La valeur maximum $R_{DS(off)}$ est obtenue pour $V_{GS} \leq -V_{GSOFF}$. Notons qu'alors V_{GS} est limitée par la tension de claquage grille-source BV_{GSS} .

● TEC à grille isolée (MOS)

Dans ce transistor, la commande de grille est isolée du canal par une fine couche d'oxyde de silicium.

Le MOS à déplétion, dont le fonctionnement est très proche de celui de JTEC, n'est pratiquement pas utilisé dans les commutateurs analogiques et nous ne l'étudierons pas.

La **figure 4** représente la coupe théorique d'un P-MOS à enrichissement. Nous considérons le P-MOS mais tout le raisonnement reste valable pour le N-MOS en inversant le signe des tensions.

Sans polarisation, ce transistor est bloqué. L'application d'une tension grille ($V_{GS} < 0$ pour le P-MOS) supérieure à une tension de seuil va provoquer l'inversion du type de semi-conducteur à l'interface avec l'isolant et la création d'un canal (type P dans notre cas). Alors, l'application d'une tension drain-source négative va entraîner la diminution de la tension différentielle grille-drain et la diminution de l'épaisseur du canal côté drain.

La **figure 5** montre la caractéristique courant-tension. On distingue deux zones :

– Zone I, dite de non-saturation :

$$I_D = \beta \left[V_{DS} (V_{GS} - V_{GSTH}) - \frac{V_{DS}^2}{2} \right]$$

– Zone II, dite de saturation :

$$I_D = \frac{\beta}{2} (V_{GS} - V_{GSTH})^2$$

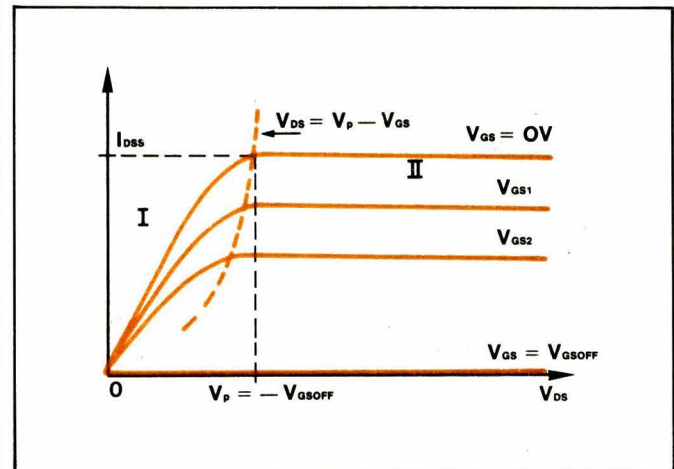


Fig. 3. - $I_D = f(V_{DS})$ à $V_{GS} = cste$

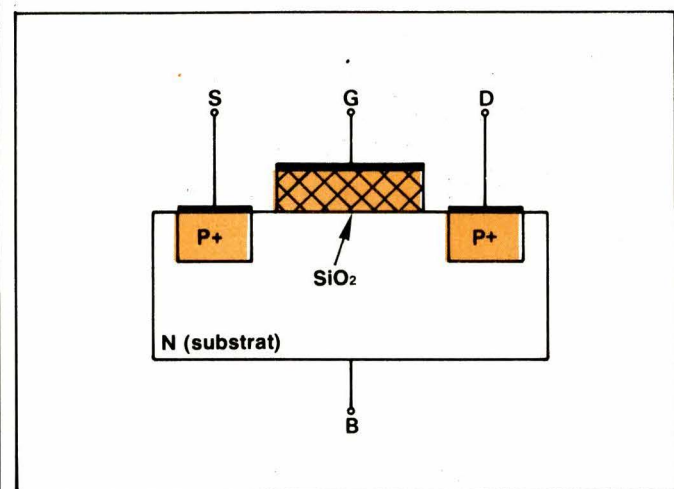


Fig. 4. - P-MOS à enrichissement

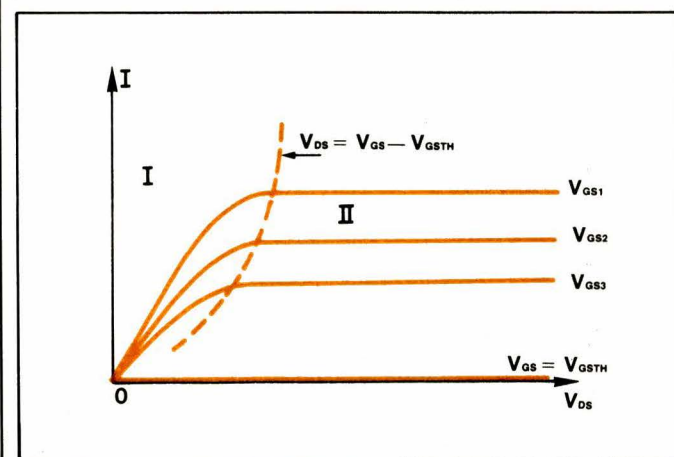


Fig. 5. - $I_D = f(V_{DS})$ à $V_{GS} = cste$

β est une constante liée au composant, V_{GTH} est la tension de seuil qui correspond au début de l'inversion. Le fonctionnement en commutateur analogique se fera dans la zone I où :

$$R_{DS} = \frac{V_{DS}}{I_D} \simeq \left\{ \beta \left[(V_{GS} - V_{GTH}) - \frac{|V_{DS}|}{2} \right] \right\}^{-1}$$

La valeur minimum R_{DSON} est obtenue pour les faibles tensions V_{DS} , soit :

$$R_{DSON} \simeq \frac{1}{\beta (V_{GS} - V_{GTH})}$$

Elle est fonction de la tension grille-source et diminue quand V_{GS} augmente. La valeur maximum R_{DSOFF} est obtenue pour V_{GS} nulle (ou inférieure à V_{GTH}).

Dans tous les cas, les diodes source-substrat et drain-substrat doivent être bloquées et le substrat porté au potentiel le plus positif dans le cas du P-MOS. Certains MOS sont protégés d'origine par une diode Zener entre grille et substrat. Notons que la tension de seuil peut dériver à haute température s'il y a trop d'impureté dans l'isolant.

Caractéristiques électriques

● Résistance à l'état passant

Elle dépend des dimensions physiques du canal, de la concentration et de la mobilité des porteurs de charge dans le canal. Elle est plus faible pour un canal *N* que pour un canal *P* à conditions identiques car les trous sont moins mobiles que les électrons ($\mu_p < \mu_n$).

– *Cas du JTEC* : la résistance R_{ON} est faible (typiquement 25-30 Ω à 25 °C) et constante. Elle augmente avec la température de 0,7 %/°C (car la mobilité des porteurs diminue et prime aux faibles tensions V_{DS} sur la diminution de section du canal). Elle croît aussi avec la tension de pincement, cette dernière variant avec la température de 2,2 mV/°C.

– *Cas du MOS* : la résistance R_{ON} est plus élevée que celle du JTEC car le canal est moins épais (typiquement 100 Ω à 25 °C). Elle est inversement proportionnelle à la tension grille-source et pour une tension grille fixée, elle sera modulée par le signal analogique présent sur la source. Elle augmente avec la température de 0,4 %/°C et toute variation de la tension de seuil l'entraînera dans une variation de même sens. Notons que la tension de seuil diminue quand la température augmente (2,7 mV/°C) et croît avec la tension source-substrat.

L'effet de modulation peut être pratiquement sup-

primé par l'association en parallèle d'un P-MOS et d'un N-MOS dont les variations de R_{ON} sont opposées. Cette technologie d'association nommée C-MOS (MOS complémentaires) possède donc une résistance R_{ON} constante vis-à-vis du signal analogique.

● Tension de décalage

Elle est pratiquement négligeable et due au courant de fuite à travers la résistance R_{ON} ; courant de fuite grille pour le JTEC et courant à travers le substrat pour le MOS. Elle augmente légèrement avec la température (du nanovolt à 25 °C au microvolt à 150 °C).

● Résistance et courants de fuite à l'état bloqué

La résistance à l'état bloqué R_{OFF} est très élevée (typiquement 10^{10} à $10^{12} \Omega$) et les fuites sont dues principalement aux courants de fuite drain et source. La **figure 6** montre le schéma équivalent en basse fréquence du TEC bloqué.

Le paramètre I_{DSOFF} , inférieur au picoampère, est négligeable. I_{DG} , I_{SG} , I_{DB} et I_{SB} sont faibles (10^{-9} à 10^{-12} A) ; ils varient comme la racine carrée de la tension appliquée mais augmentent avec la température en doublant tous les 10 °C. Si le commutateur est un MOS « protégé », se rajoute le courant de fuite grille-substrat (circuit pointillé de la **fig. 6b**).

● Capacités parasites

La **figure 7** représente les circuits équivalents du TEC en alternatif.

– *Cas du JTEC* : nous négligeons les résistances source-grille et drain-grille car leurs valeurs sont très grandes devant les impédances des capacités en parallèle. Les constructeurs donnent :

$$C_{ISS} = C_{GS} + C_{GD}$$

et

$$C_{OSS} = C_{DS} + C_{GD} \simeq C_{GD} = C_{RSS}$$

Notons que $C_{GS} \simeq C_{GD}$ (5 à 10 pF) et $C_{DS} \ll C_{GS}$ et C_{GD} .

– *Cas du MOS* : la capacité grille-substrat joue le même rôle que la capacité grille-canal du JTEC. On note que $C_{SB} \simeq C_{DB}$ (4 à 6 pF). La capacité grille-canal très faible à l'état bloqué augmente à l'état passant et peut transmettre ainsi les transitoires de commande.

Dans les deux cas, les capacités augmentent avec la température et la racine carrée de la tension appliquée. Notons que, pour obtenir de faibles capacités, il faut un

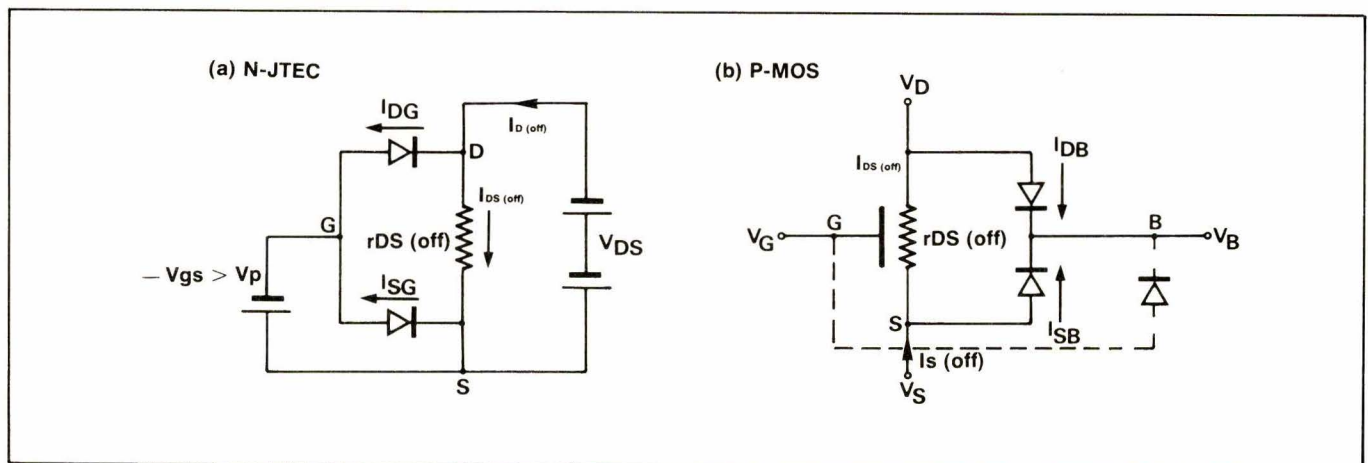


Fig. 6. – Schéma équivalent en BF du TEC bloqué.

TEC de petites dimensions donc à résistance R_{ON} élevée.
Un compromis sera donc nécessaire.

L'influence des capacités sur les temps de commutation doit s'apprécier globalement avec le circuit de commande et la valeur de la charge.

- *Courant maximum*

Les équations du paragraphe précédent indiquent que ce courant est au maximum égal au courant de saturation I_{DSS} correspondant à une tension grille-source nulle pour le JTEC. On a ainsi une auto-limitation du courant. Notons qu'il augmente avec la tension de pincement. Pour le MOS, les équations montrent qu'il n'est limité que par la puissance maximale dissipable ou la tension de claquage grille. Il sera donc limité extérieurement. Pour tous les TEC, le courant diminue quand la température augmente.

- *Tension maximum*

La tension maximum est limitée par la tension de claquage grille-canal ou drain-source. Pour le JTEC, ce claquage est dû au phénomène d'avalanche entre grille et source et correspond à BV_{GSS} (30 à 100 V). Pour le MOS, c'est le claquage par avalanche entre canal et substrat qui réduit la tension drain-source maximale à BV_{DSS} (environ 30 V, mais certains MOS supportent 80 V). Si le MOS est protégé, il faut tenir compte de la tension de claquage grille-substrat BV_{GSS} (30 à 40 V).

Types de commutateur

On distinguera trois familles selon le transistor utilisé.

- *Commutateur à JTEC* : la résistance R_{ON} est faible et constante vis-à-vis du signal analogique, le courant

maximum limité à I_{DSS} . L'intégration est peu courante mais le coût est faible.

— *Commutateur à MOS* : la résistance R_{ON} est plus élevée et variable vis-à-vis du signal analogique d'où distorsion du signal de sortie. L'intégration est aisée.

– *Commutateur à C-MOS* : la résistance R_{ON} est du même ordre que celle du MOS mais est constante vis-à-vis du signal analogique. Il est pratiquement toujours intégré.

Circuits de commande

Le circuit de commande permet au TEC de passer de son état passant à son état bloqué et réciproquement. Ses caractéristiques propres interfèrent avec celles du TEC et fixent globalement celles du commutateur analogique.

Commande pour commutateur JTEC

Le JTEC est maintenu passant pour une tension grille-source à/ou proche de zéro. Pour cela, grille et source peuvent être reliées par une résistance ou la diode grille-canal peut être polarisée légèrement en direct par un faible courant dans le circuit grille.

Nous raisonnerons sur le N-JTEC plus fréquemment employé que le P-JTEC.

- *Commande par résistance*

C'est la commande la plus simple. Un montage est représenté à la **figure 8a** avec son circuit équivalent en haute fréquence à l'état passant (**fig. 8b**).

- quand T_2 est bloqué, la tension V_{GS} est nulle, donc T_1 est passant ;

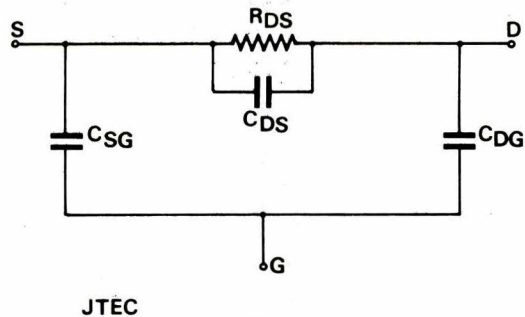


Fig. 7a. — JTEC

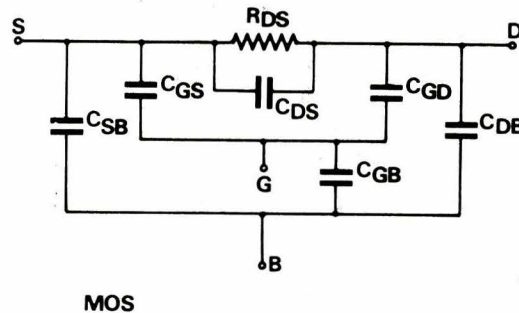


Fig. 7b. — MOS

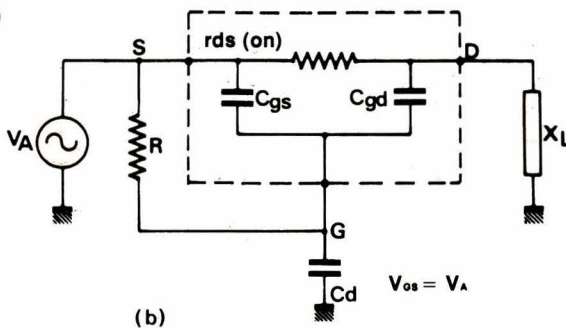
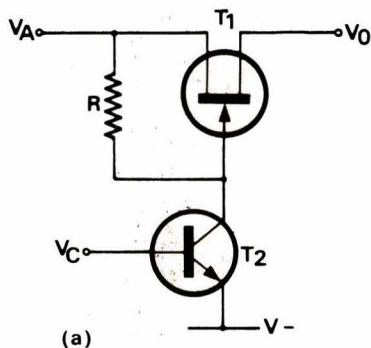


Fig. 8. — Commande par résistance

– quand T_2 est saturé, la grille de T_1 est à V_- (à V_{CEsat2} près), donc T_1 est bloqué.

T_1 reste bloqué si :

$V_{GS} < V_{GSOFF}$ soit :

$$|V_-| - |V_{GSOFF}| - |V_{CEsat2}| > |V_{A-}|$$

L'amplitude positive maximale du signal analogique V_{A+} doit rester inférieure à la tension de claquage collecteur de T_2 quand T_1 conduit, et aux tensions de claquage grille-source et grille-drain de T_1 quand T_1 est bloqué.

La résistance R dérive un courant vers la commande qui peut être réduit par une augmentation de R mais au détriment de la rapidité du circuit. On voit que (fig. 8b) :

$$V_{GS} \simeq V_A \frac{R X_{GD}}{X_C (2R + X_{GD}) + R X_{GD}}$$

si $R_{DSON} \ll X_L$ et X_C et $X_{GS} = X_{GD}$.

Si R est trop élevée, pour un signal analogique haute fréquence, la tension V_{GS} sera modulée par V_A et, par conséquence, la résistance R_{ON} car :

$$R_{DS} \simeq \frac{R_{DSON}}{1 - V_{GS}/V_p}$$

● Commande par diode

Un montage est représenté à la **figure 9a** avec son circuit équivalent haute fréquence à l'état passant : **figure 9b**.

Quand T_2 est saturé, D est polarisée en direct, la grille de T_1 est à V_- , donc T_1 est bloqué si :

$$|V_{A-}| < |V_-| - |V_p| - |V_{CEsat2}|$$

Quand T_2 est bloqué, D est polarisée en inverse si $V_+ > V_{A+}$. Son courant de fuite tend à polariser en direct la jonction grille-canal de T_1 . Ce courant est très faible (inférieur au microampère), donc V_{GS} est proche de 0 V et T_1 est passant.

Aucun courant n'est dérivé de l'entrée analogique vers la commande, sauf celui dû aux fuites grille-source.

Un condensateur C_D en parallèle sur D augmente la rapidité du système. En considérant la **figure 9b**, on voit que :

$$V_{GS} = V_A \frac{X_{GS}}{2(R + X_D + \frac{X_{GS}}{2})}$$

si $R_{DSON} \ll X_C$ et $X_{GD} = X_{GS}$. Ainsi, si C_D est trop élevée, il y aura modulation de V_{GS} par V_A en haute fréquence d'autant plus que R est assez faible. Un compromis sur la valeur de C_D est nécessaire entre rapidité et modulation réduite. Les temps de commutation sont de l'ordre de 150 ns. Ce montage existe sous forme intégrée (*Sescom* SFT 7001 à 7004).

● Commande par transistor

Dans la commande par *transistor bipolaire* (fig. 10), quand T_2 est saturé, D conduit et C se charge à travers R_2 . Durant ce temps, T_4 conduit et injecte un courant dans la grille de T_1 qui devient passant.

Dès que C est chargé, T_4 se bloque, sa diode collecteur-base est en inverse et son courant de fuite maintient T_1 passant à condition que : $V_{A+} < V_+$ (fonctionnement identique à la commande par diode).

Quand T_2 est bloqué, T_3 conduit et décharge C . La base de T_4 est portée à V_- (à V_{BE3} près), sa diode collecteur-base est en direct, la grille de T_1 est pratiquement à V_- et T_1 est bloqué si :

$$|V_{A-}| < |V_-| - |V_p| - 500 \text{ mV}$$

(fonctionnement identique à la commande par diode). La tension de 500 mV tient compte des chutes V_{BE3} et V_{CB4} .

La modulation de V_{GS} par V_A en haute fréquence est réduite par rapport à la commande à diode. Ce circuit est moins rapide :

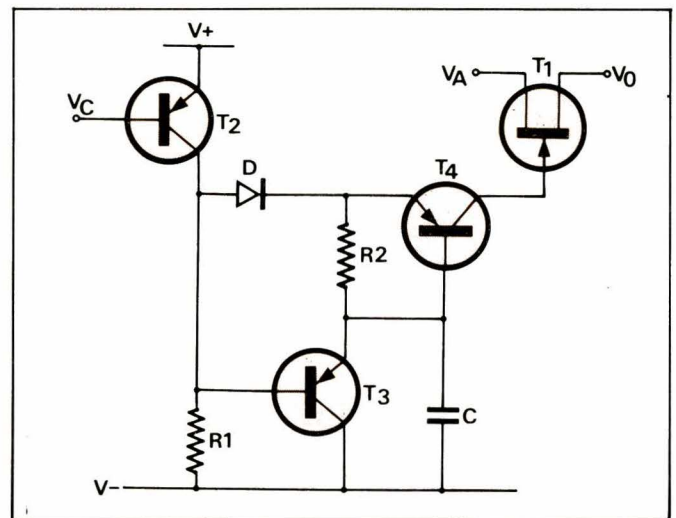


Fig. 10. – Commande par transistor bipolaire

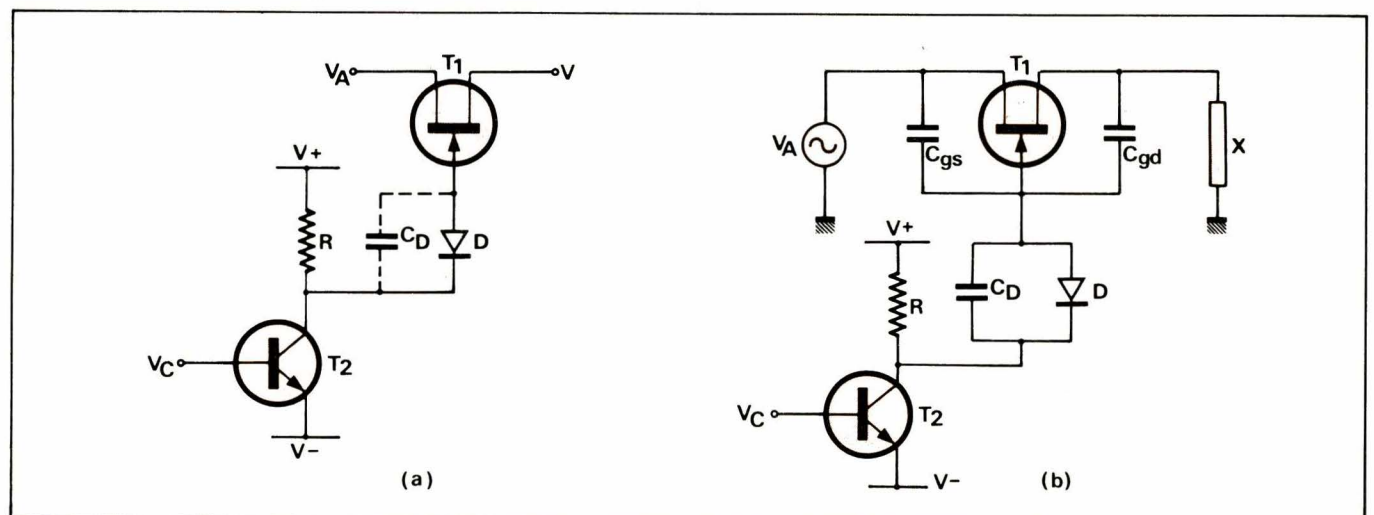


Fig. 9. – Commande par diode

$t_{ON\ max} = 1\ \mu s$ et $t_{OFF\ max} = 2\ \mu s$

Il est délicat et coûteux à réaliser en composants discrets et existe en circuit hybride avec JTEC discret (*Siliconix D139 à 144*).

Dans la commande par transistor JTEC (fig. 11), quand T_4 est saturé, T_1 est bloqué si :

$$|V_{A-}| < |V_-| - |V_{p1}| - |V_{CEsat4}|$$

Tant que T_1 est bloqué, T_3 est saturé (R_{DS3} est très élevée). Quand T_4 est bloqué, T_3 sort de sa zone de saturation et R_{DS3} relie grille et source de T_2 d'où :

$$V_{GS2} = 0 \text{ et } R_{DS2} = R_{DSON2}$$

Alors grille et source de T_1 sont reliées par $R_{DSON2} + R_{DSON3}$ et T_1 est passant.

R_{DSON2} et R_{DSON3} sont assez faibles pour éviter la modulation de V_{GS1} par V_A . La diode D bloque le passage du courant en provenance de l'entrée.

Si T_4 est juste saturé, le circuit est rapide (150 ns). Il est coûteux à réaliser.

Dans le cas d'une commande par transistor MOS (montage de la fig. 12), les tensions de commande V_{C1} et V_{C2} sont égales et opposées.

Quand $V_{C1} = V_+$ et $V_{C2} = V_-$, T_1 est bloqué, T_2 et T_3 sont passants donc T est bloqué si :

$$|V_{A-}| < |V_-| - |V_p| - |V_{CEsat3}|$$

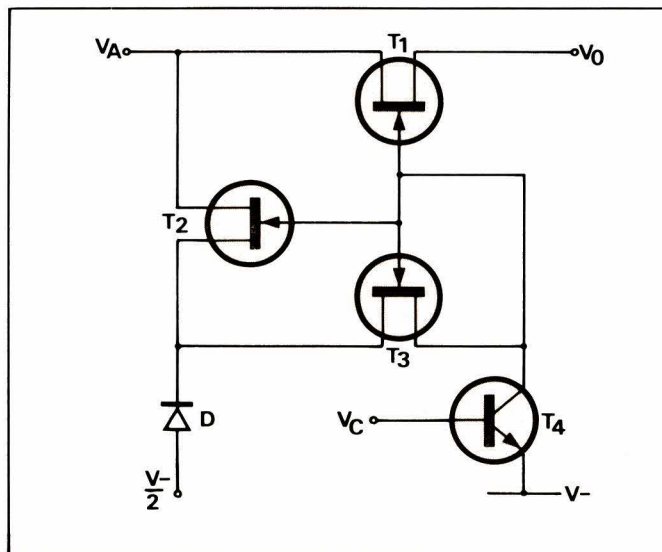


Fig. 11. — Commande par JTEC

Quand $V_{C1} = V_-$ et $V_{C2} = V_+$, T_1 est passant, T_2 et T_3 sont bloqués d'où $V_{GS}(T) = 0$ et T est passant si :

$$V_{A+} < V_+$$

La capacité C augmente la rapidité de commutation. Le courant entrée analogique vers commande est réduit aux fuites de T_1 et de T . La modulation de V_{GS} par V_A est négligeable (au moins jusqu'au 10 MHz) car R_{DS1} est faible.

Ce circuit est rapide (100 ns) et existe sous forme intégrée (*Siliconix DG180 et 190*).

Commande pour commutateur MOS

Le maintien à l'état passant du MOS est obtenu pour une tension grille supérieure à la tension de seuil quelle que soit l'amplitude du signal analogique présent à l'entrée. Nous raisonnerons sur le P-MOS, plus fréquent que le N-MOS.

● Commande par résistance

C'est la commande la plus simple, un montage est représenté à la figure 13a avec son circuit équivalent en haute fréquence à l'état bloqué — figure 13b.

Quand T_2 est saturé, T_1 est passant, et le reste, si :

$$|V_{A-}| < |V_-| - |V_{GSTH}| - K$$

$K = 2$ à 3 V pour assurer la conduction du MOS.

Quand T_2 est bloqué, $V_{GS1} = 0$ et T_1 est bloqué.

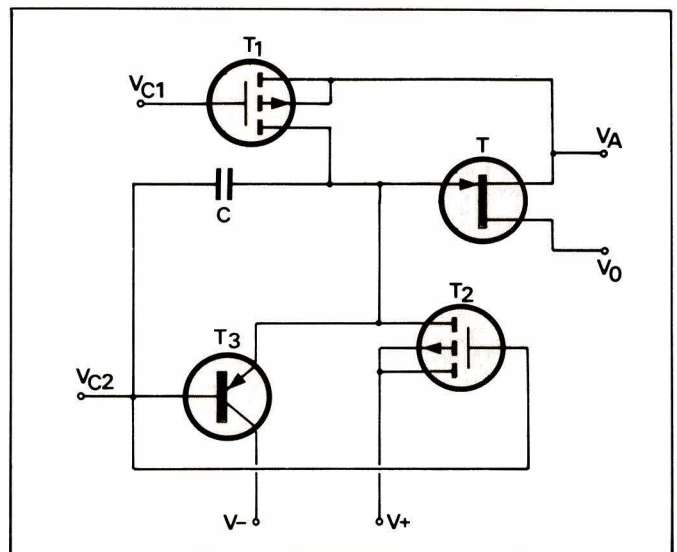


Fig. 12. — Commande par P-MOS

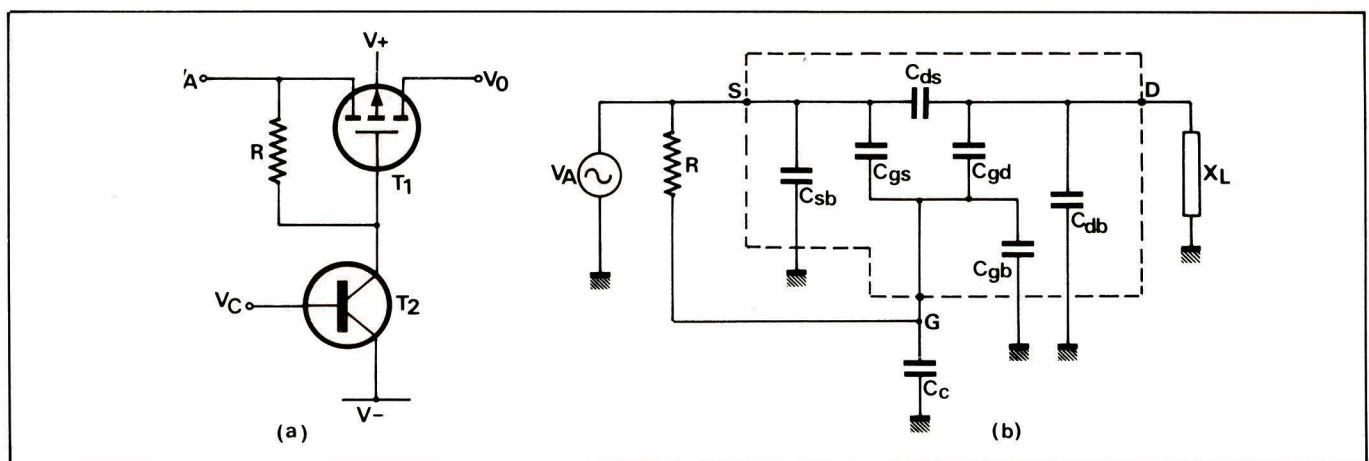


Fig. 13. — Commande par résistance.

Dans tous les cas, l'amplitude maximale positive du signal analogique doit rester au plus égale à la tension de polarisation du substrat, soit :

$$V_A + \leq V +$$

Comme pour la commande à résistance du JTEC, la résistance R doit être assez élevée. Le schéma de la **figure 13b** montre que si :

$$C_{DS} \ll C_{GD} \text{ et } C_{GS}$$

$$X_Q = X_{GD} + (X_{DB} // X_L)$$

$$V_{GS} = V_A \frac{\frac{X_{GS} R}{X_{GS} + R}}{\frac{X_{GS} R}{X_{GS} + R} + \frac{\frac{X_C X_{GB} X_Q}{X_{GB} X_C + X_{GB} X_Q + X_C X_Q}}{X_{GB} X_C + X_{GB} X_Q + X_C X_Q}}$$

La modulation de V_{GS} par V_A peut amener cette tension à être supérieure à la tension de seuil et provoquer la fermeture du commutateur qui était ouvert. L'effet de la modulation est ici différent de celui qu'il provoque sur le commutateur JTEC (Voir chapitre précédent).

● Commande par transistor

Dans la commande *par transistor bipolaire* (**fig. 14**), quand T_1 est bloqué, T est bloqué. Quand T_1 est saturé, T est passant si :

$$|V_A -| < |V -| - |V_{GSTH}| - K$$

Dans tous les cas, il faut $V_A + \leq V +$. Il n'y a pas de courant dérivé vers la commande. La résistance R est faible pour une bonne rapidité.

Quand ce circuit est intégré, la résistance R est remplacée par la résistance R_{ON} d'un P-MOS passant en permanence.

Dans la commande *par transistor MOS*, les caractéristiques sont identiques à celles qui précèdent. La **figure 15** représente ce montage.

T_1 est toujours passant et est utilisé comme une résistance.

Quand T_2 est passant, alors :

$$V_G = |V -| + |V_{GSTH3}|$$

donc T est bloqué si :

$$|V_A -| < |V -| - |V_{GSTH}| - K$$

Quand T_2 est bloqué, alors $V_G = V +$, donc T est passant.

Dans tous les cas, il faut :

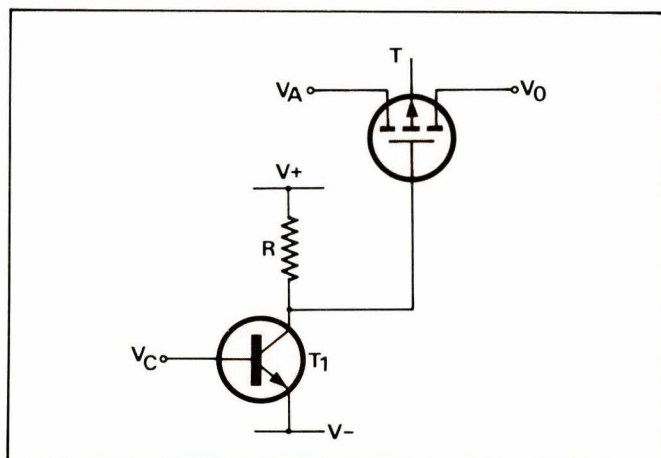


Fig. 14. — Commande par bipolaire.

$$V_A + \leq V +$$

Dans la commande à *résistance R_{ON} constante* (**fig. 16**), quand T_1 est bloqué, T_2 est bloqué et $V_G = V_A$ d'où $V_{GS} = 0$, donc T est bloqué.

Quand T_1 est passant, T_2 conduit et $V_G = V_A - RI$, d'où $V_{GS} = -RI$, donc T est passant si :

$$|V_A -| < |V -| - |V_{GSTH}| - K - RI$$

V_{GS} reste constante, donc R_{ON} .

Dans tous les cas, il faut $V_A + \leq V +$. Notons que le transistor T_2 peut être un JTEC.

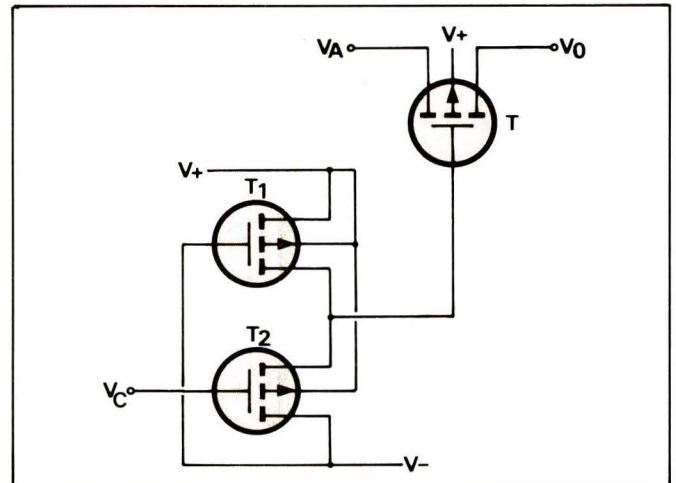


Fig. 15. — Commande par MOS.

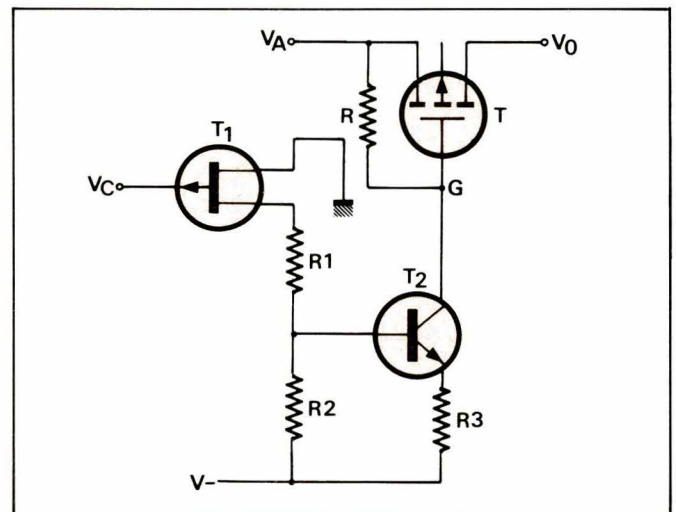


Fig. 16. — Commande à R_{ON} constante.

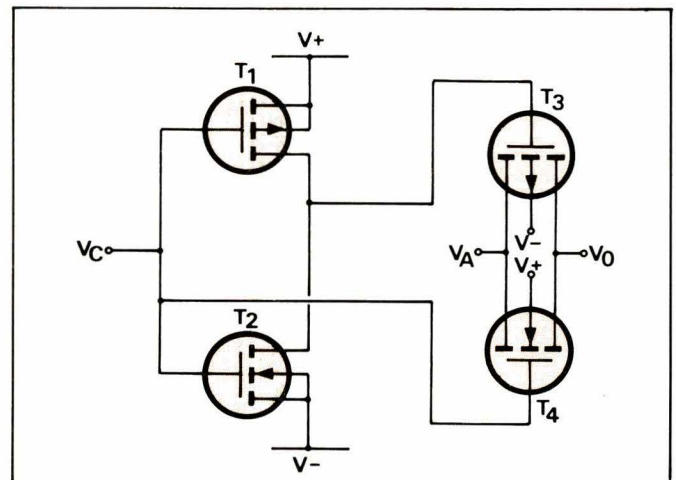


Fig. 17. — Commande pour C-MOS.

Commande pour commutateur C-MOS

Un montage type est représenté sur la **figure 17**.

Quand $V_c = V+$, T_3 et T_2 sont passants, T_1 est bloqué d'où T_4 est passant et le commutateur est fermé.

Quand $V_c = V-$, T_3 et T_2 sont bloqués, T_1 est passant d'où T_4 est bloqué et le commutateur est ouvert.

Dans tous les cas, il faut :

$$V- \leq V_A \leq V+$$

Ce circuit est le seul qui commute une tension analogique d'amplitude égale à celle des alimentations.

Sources d'erreur

Le schéma équivalent en alternatif d'un commutateur analogique est représenté à la **figure 18**. On distingue le commutateur à JTEC fermé (a) et ouvert (b) et le commutateur MOS fermé (c) et ouvert (d).

Erreurs en basse fréquence

Pour le commutateur fermé, elles sont dues aux courants de fuite et à la résistance R_{ON} .

Pour le commutateur ouvert, elles sont dues aux courants de fuite et à la résistance R_{OFF} .

Erreurs en haute fréquence

Elles sont provoquées par :

- la modulation de la tension V_{GS} par le signal analogique qui entraîne une distorsion par variation de R_{ON} pour le JTEC et de fausses commutations pour le MOS ;
- le comportement « passe-bas » à l'état fermé dû aux capacités parasites en sortie du commutateur ;
- les fuites à l'état ouvert par les capacités parasites. Ces fuites sont minimisées si : la capacité totale drain-source est faible, et si la grille du TEC est reliée à la masse (en alternatif par une faible résistance (X_C faible)).

La **figure 19** présente deux montages qui augmentent l'isolation en HF. Les commutateurs **A** et **B** sont commandés en opposition. Dans le montage en « T » de la **figure 19b**, la charge n'est jamais court-circuitée mais la résistance R_{ON} est augmentée.

Parasites en entrée-sortie

Les transitions de commande appliquées sur la grille du TEC peuvent être transmises par C_{GS} et C_{GD} et provo-

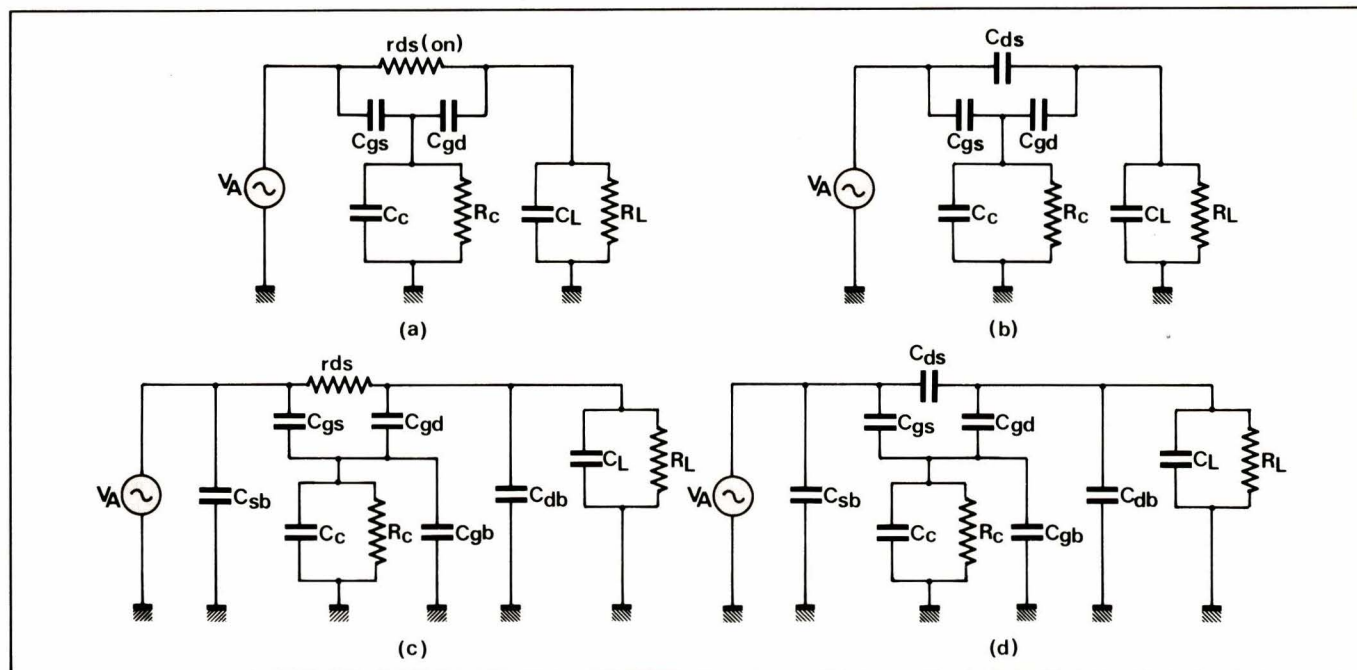


Fig. 18. — Circuits équivalents en alternatif.

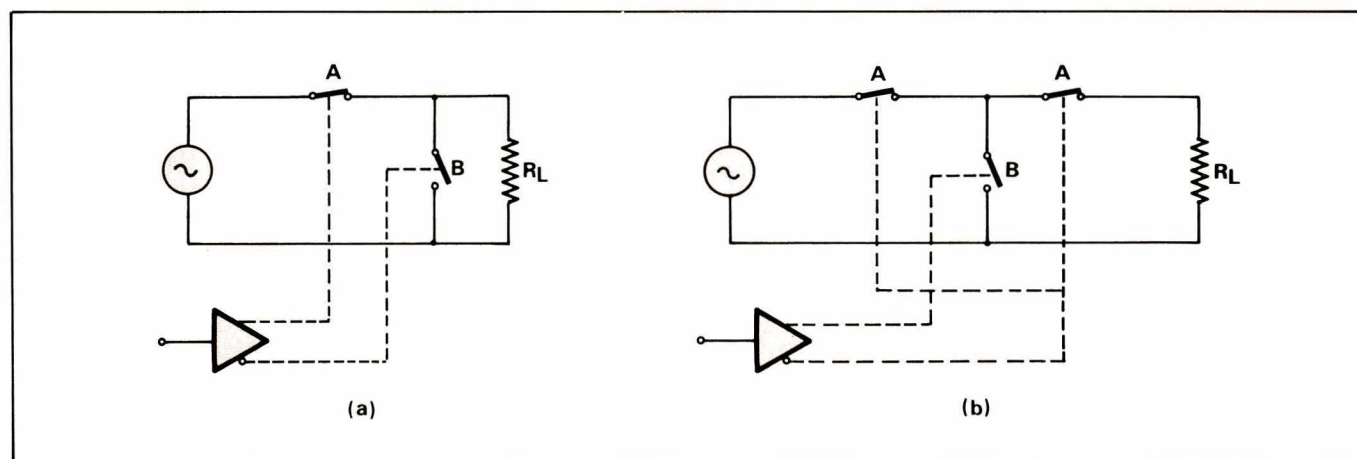


Fig. 19. — Isolation en H.F.

quer des pointes de tension parasites. L'étude de ce phénomène est complexe et il dépend de l'amplitude et de la vitesse de cette transition, des valeurs de C_{GS} et C_{GD} , des impédances du générateur, de la charge et de la commande.

Fausses commutations

De faux déclenchements peuvent être provoqués si des signaux étrangers se superposent à la tension de commande, à la tension d'alimentation ou au signal analogique.

La meilleure méthode pour tester l'immunité du commutateur vis-à-vis de ces phénomènes reste empirique.

Influence des temps de commutation

Il y a deux cas possibles :

- le temps d'ouverture est plus rapide que le temps de fermeture ($t_{OFF} < t_{ON}$), le commutateur est dit à action BBM (« Break Before Make »). C'est généralement le cas des JTEC et des C-MOS ;
- le temps de fermeture est plus rapide que le temps d'ouverture ($t_{ON} < t_{OFF}$), le commutateur est dit à action MBB (« Make Before Break »). C'est généralement le cas des MOS. Selon la nature de l'utilisation envisagée, il faudra choisir l'action adéquate.

Applications

Fonctions relais

Le commutateur analogique est utilisé pour assurer les fonctions relais classiques représentées sur la **figure 20**. on a :

- SPST : « Single Pole Single Throw » ;
- DPST : « Double Pole Single Throw » ;
- SPDT : « Single Pole Double Throw » ;
- DPDT : « Double Pole Double Throw » ;

Ces fonctions existent sous forme intégrée en circuit simple ou double (*Intersil IH 5040 à 5051, Siliconix DQ 190...*)

Multiplexage

Ce système sert à transmettre sur une seule voie de sortie des signaux analogiques fournis par des voies d'entrées différentes. Pour cela, chaque signal est commuté successivement sur la sortie. L'opération inverse se nomme démultiplexage.

● Multiplexage sur un ou deux fils

La **figure 21 a** représente un multiplexeur 16 voies à

un fil et la **figure 21b** un multiplexeur 8 voies à deux fils ou différentielles. Les caractéristiques principales sont :

- faible résistance R_{ON} de la voie fermée,
- grandes résistances R_{OFF} des voies ouvertes,
- pas de mélange entre les voies, donc action BBM et faibles capacités de fuite,
- vitesse de commutation fonction des temps de commutation du TEC, du temps d'arrêt par voie et du nombre de voies.

Ils sont principalement utilisés sous forme de circuits intégrés (*Siliconix DG 503, 506, 508, 201, 181, Harris 1506-1516...*).

La **figure 22** représente une application à la synthèse de signal.

Un signal sinusoïdal est synthétisé à partir de 8 tensions de référence par cycle de 32 pas.

L'horloge H commute le DG 190 tous les 16 pas pour obtenir les alternances positives et négatives.

● Multiplexage à vitesse variable

La vitesse d'échantillonnage des signaux doit être régulière et supérieure à la fréquence minimum imposée par le théorème de *Shannon*. Lorsque des signaux de fréquences différentes sont multiplexés, on peut monter un système semblable à celui de la **figure 23**.

La vitesse d'échantillonnage est de 5 kHz/voie pour DG 508 et 1,25 kHz/voie pour DG 201. Les fréquences maximales sont : $f_{Amax} = 5$ kHz ; $f_{Bmax} = 10$ kHz ; $f_{Cmax} = 2,5$ kHz ; $F_d, E, F, G_{max} = 625$ Hz.

● Supermultiplexage

C'est un montage constitué de multiplexeurs en « tandem ». Il permet d'augmenter le nombre de voies et la vitesse effective de commutation. La **figure 24** montre un supermultiplexeur à 32 voies et son diagramme de commutation.

Echantillonnage et mémorisation

● Circuits de base

Le montage représenté sur la **figure 25** permet l'échantillonnage et la mémorisation de tensions analogiques.

Quand SW_1 est fermé, C se charge à V_A .

Quand SW_1 s'ouvre, C maintient sa charge d'où la mémorisation de V_A .

SW_2 permet la remise à zéro par décharge de C.

La sortie peut également être proportionnelle à la somme de tous les échantillons du signal d'entrée avec le montage intégrateur ou proportionnelle à la valeur maxi-

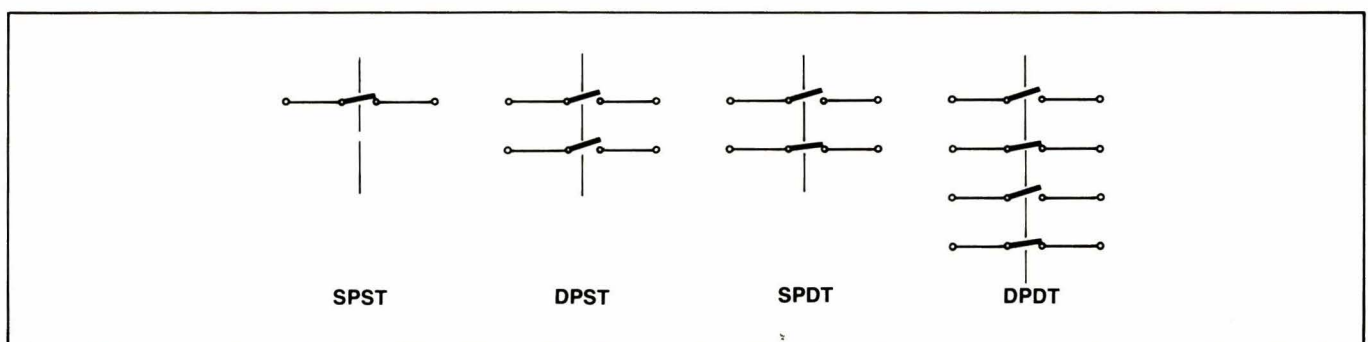


Fig. 20. – Fonctions Relais.

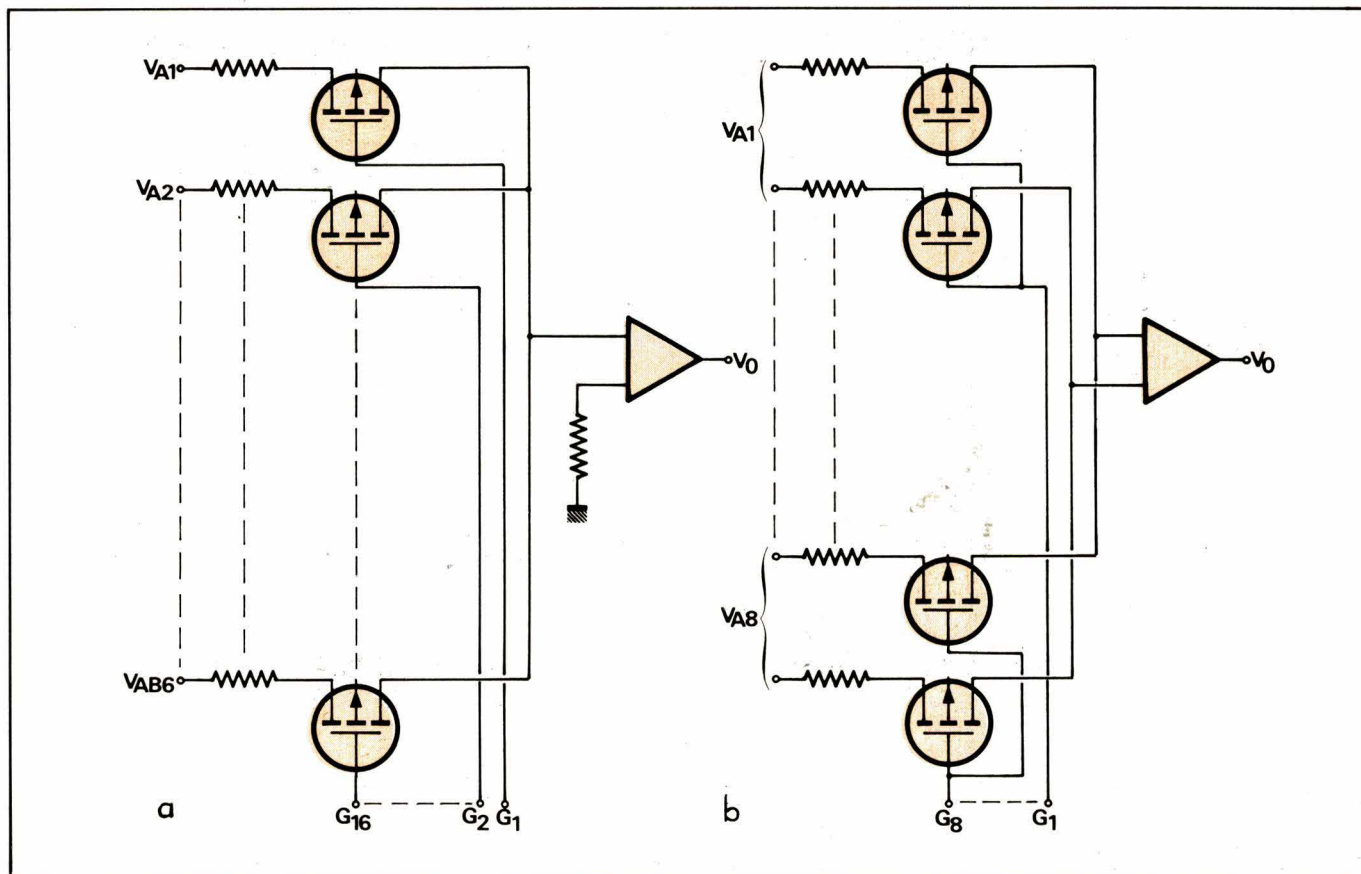


Fig. 21. – Multiplexeur.

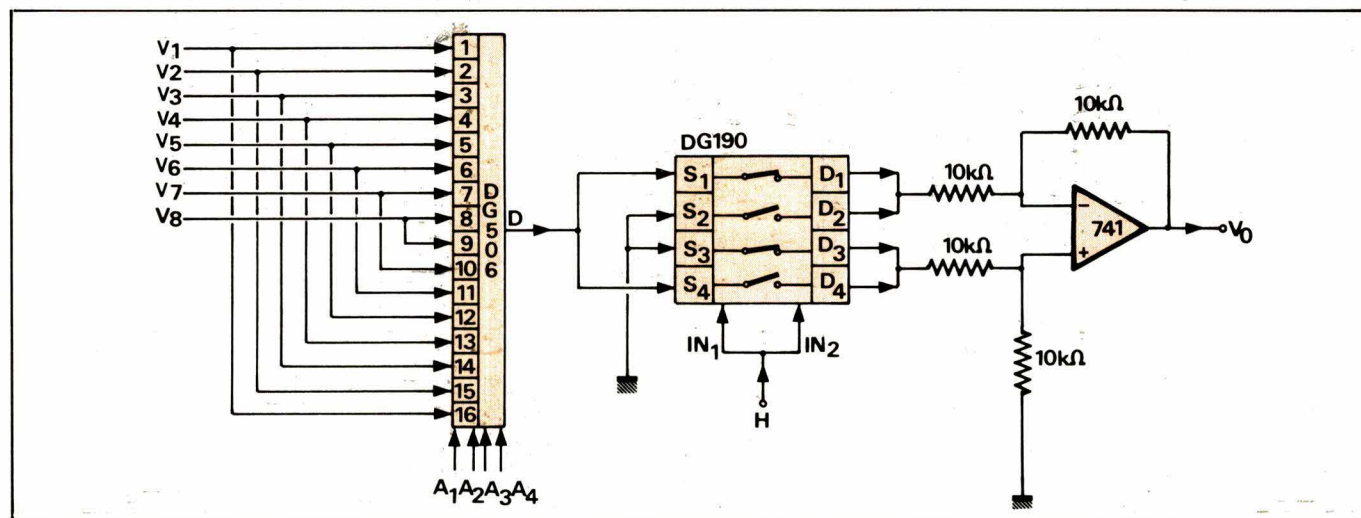


Fig. 22. – Synthèse de signal.

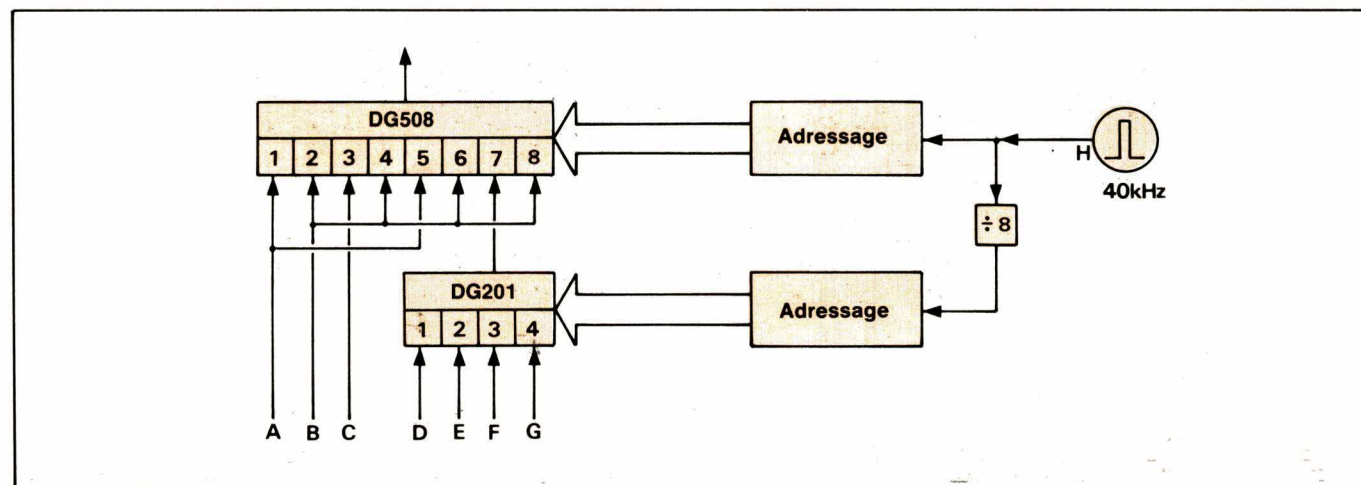


Fig. 23. – Multiplexeur à vitesse variable.

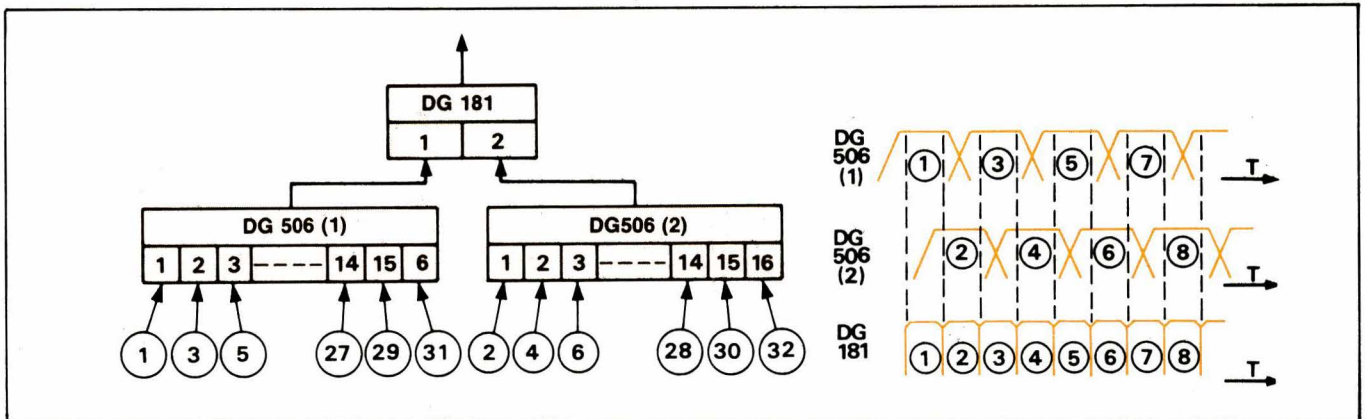


Fig. 24. — Supermultiplexeur à 32 voies.

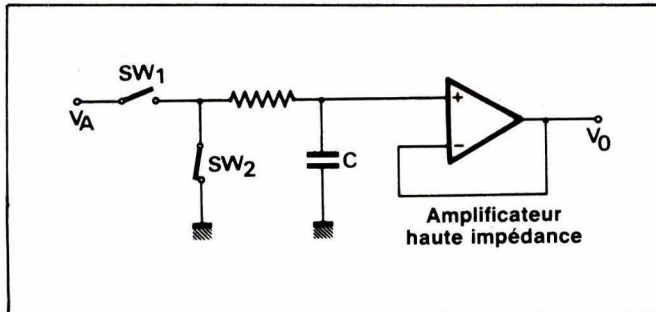


Fig. 25. — Echantillonnage et mémorisation.

- temps d'acquisition : 20 μ s par voie.
- temps de mémorisation : 20 μ s par voie.
- temps d'échantillonnage : 5 μ s par voie.

male (ou minimale) de ces échantillons avec un montage détecteur crête.

Il y a quatre paramètres importants :

- le temps de mémorisation : c'est le temps durant lequel le commutateur est ouvert ;
- la vitesse de variation mémoire : en volt par seconde. Elle est réduite par l'emploi de TEC à faibles fuites ;
- le temps d'ouverture : c'est le temps de commutation fermeture-ouverture. Il est égal à 100 ns pour le JTEC et 1 μ s pour le MOS intégré ;
- le temps d'acquisition : il est égal au temps de fermeture t_{ON} augmenté du temps de charge du condensateur C. Il dépend de R_{ON} et I_{Dmax} pour le JTEC et du signe de V_A (à tension grille fixée) pour le MOS.

L'erreur due aux pointes de tension en sortie du commutateur lors de la transition de commande fermeture-ouverture est proportionnelle à :

$$\frac{C_{GD}}{C} \times V_{G \text{ excursion}}$$

Elle se compense par la commande en opposition d'un condensateur auxiliaire ou l'utilisation d'un commutateur C-MOS.

● Association avec multiplexeur

Associé au multiplexage, l'échantillonnage-mémorisation permet d'obtenir des systèmes à scrutation rapide. La figure 26 montre un ensemble 72 voies à « compression de temps ».

Conversion

● Conversion digitale-analogique (C.D.A.)

Les figures 27 et 28 présentent deux montages de base : le CDA à résistances pondérées et le CDA à échelle résistive.

Les commutateurs (fig. 27) sont ouverts pour $a_i = 0$ et fermés pour $a_i = 1$.

$$V_o = \pm V_{REF} \frac{R'}{R} (a_{n-1} 2^0 + a_{n-2} 2^{-1} + \dots + a_0 2^{-n+1})$$

L'impédance du réseau résistif est variable et les résistances sont toutes de valeurs différentes et élevées pour un grand nombre de bits.

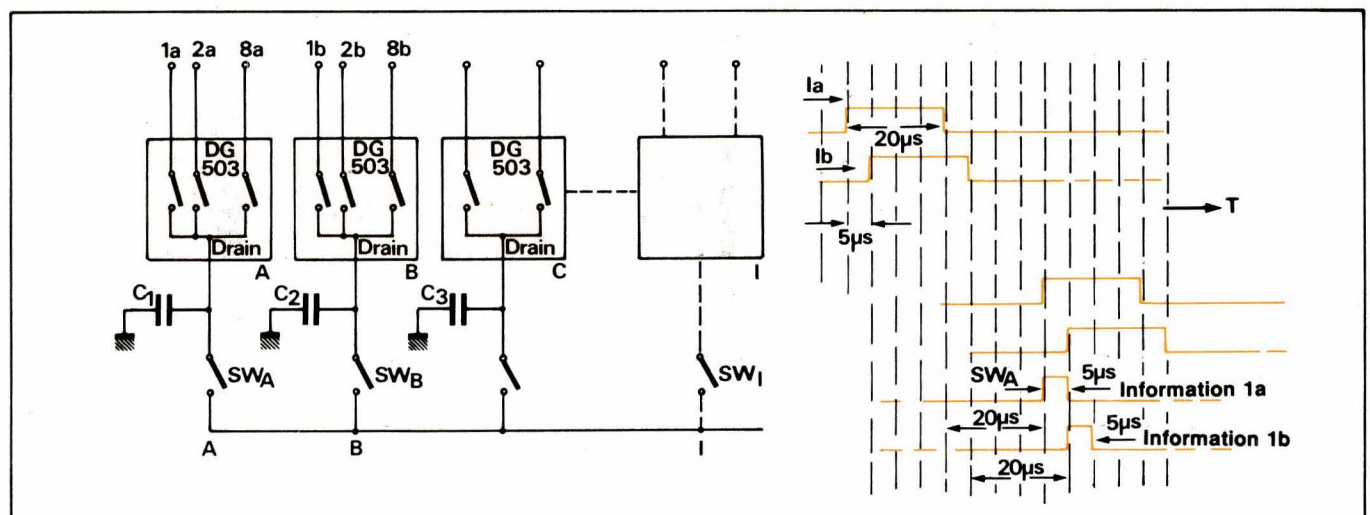


Fig. 26. — Ensemble 72 voies à compression de temps.

$$V_o = \pm V_{REF} \frac{R'}{6R} (a_{n-1} 2^0 + \dots + a_0 2^{-n+1})$$

L'impédance du réseau résistif est toujours égale à R et il n'y a que deux valeurs de résistance. Il faut deux commutateurs par bit.

Ces montages existent sous forme intégrée ou sous forme hybride avec commutateur intégré.

Les commutateurs doivent avoir une faible résistance R_{ON} et être rapides (moins de 200 ns) et certains sont conçus spécifiquement pour la conversion (Siliconix DG 515 et 516). Les tensions de référence peuvent être élevées (± 15 V pour les commutateurs C-MOS).

Les pics de tension en sortie dus aux transitions de commande fermeture-ouverture sont atténués par filtre passe-bas ou échantillonnage (« deglitching ») en sortie ou par un signal en code Gray à l'entrée (moins de transitions).

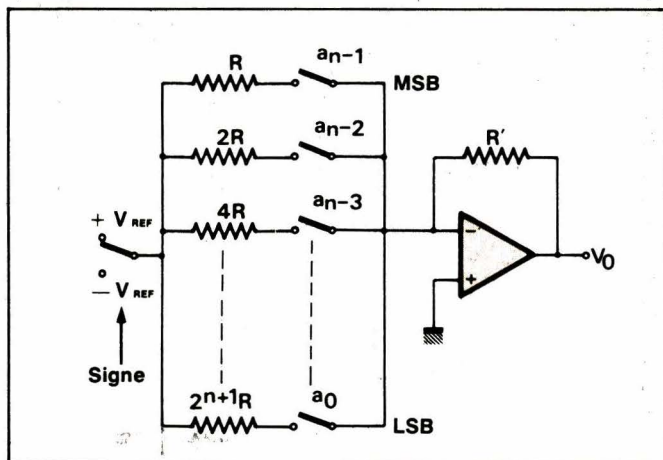


Fig. 27. — CDA à résistances pondérées.

● Conversion analogique-digitale (C.A.D.)

La figure 29 montre un CAD dit « à recirculation ». D'autres montages utilisent les commutateurs analogiques mais par la présence d'un CDA, déjà étudié au paragraphe précédent.

La tension d'entrée V_A est échantillonnée et comparée à la tension de référence V_{REF} . Si $V_A > V_{REF}$, la sortie logique est 1 et $[2(V_A - V_{REF})]$ est pris comme nouvelle entrée sur A_1 . Si $V_A < V_{REF}$, la sortie logique est 0 et $[2V_A]$ est pris comme nouvelle entrée sur A_1 .

Ce cycle de comparaison se poursuit jusqu'à la prise d'un nouvel échantillon de V_A .

● Systèmes à découpage

Il y a trois montages possibles du commutateur, ils sont représentés sur la figure 30.

Le montage série présente une erreur due aux courants de fuite à l'état ouvert. Le montage parallèle présente une erreur due à la résistance R_{ON} à l'état fermé.

Le montage série-parallèle a une erreur plus faible et réduit les transferts de charge.

Le commutateur doit avoir une résistance R_{ON} et des fuites faibles.

Un amplificateur-découpeur pour signaux faibles et lentement variables est représenté à la figure 31.

Commutation par MOS de puissance

Le transistor MOS de puissance (V-MOS, D-MOS, T-MOS, HEXFET, selon les constructeurs) permet l'emploi du commutateur avec des tensions et des courants élevés

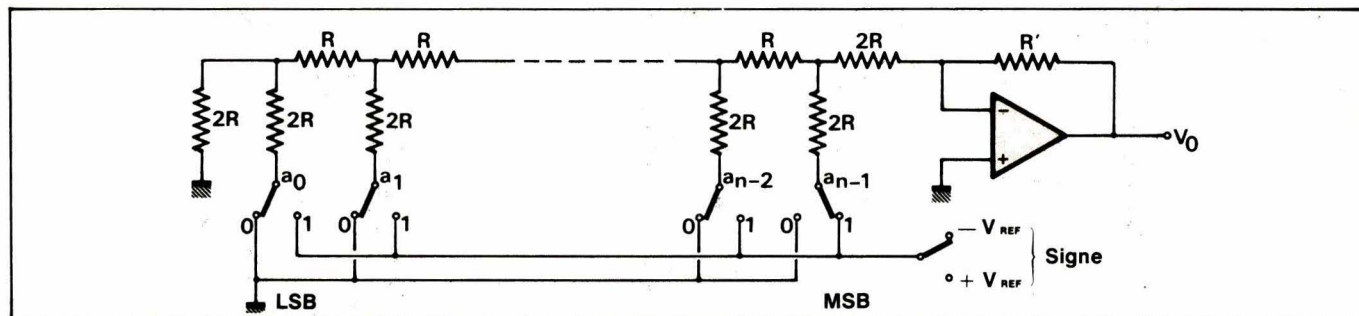


Fig. 28. — CDA à échelle résistive.

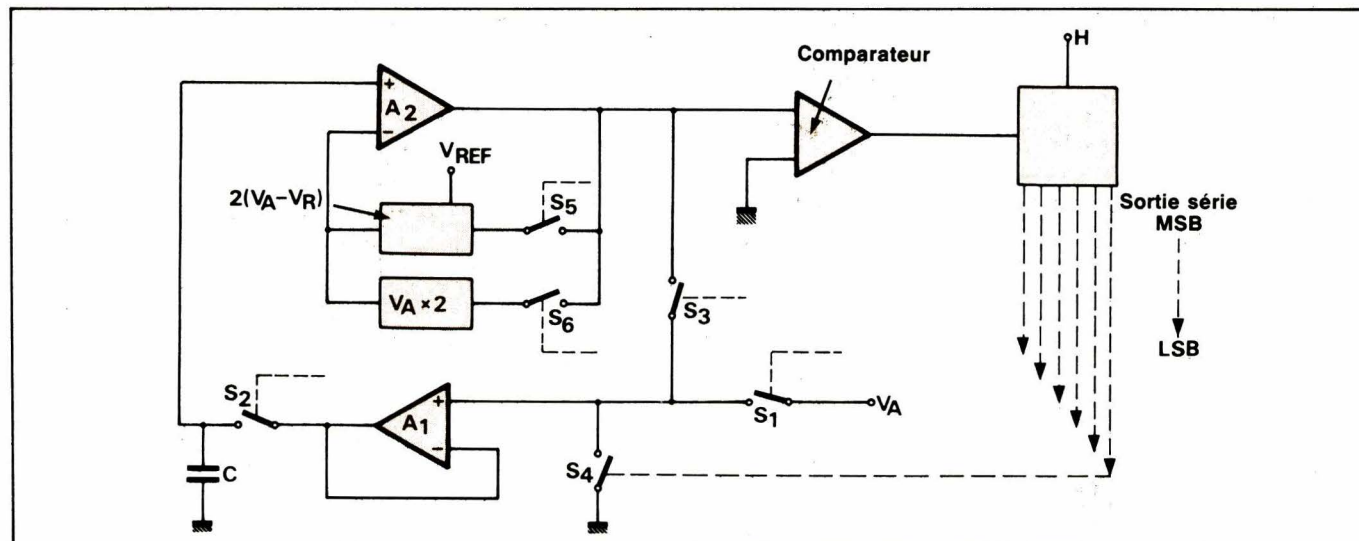


Fig. 29. — CAD à recirculation.

Conclusion

Le choix d'un commutateur analogique est fonction des performances exigées.

Le commutateur à JTEC a une résistance R_{ON} faible et constante. Il est rapide et présente une bonne isolation. Le transistor de commutation est rarement intégré et impose des montages à circuits discrets ou hybrides.

Le commutateur à MOS a une résistance R_{ON} plus élevée et variable avec le signal analogique. Il est facilement intégrable.

Le commutateur à C-MOS a une résistance R_{ON} de l'ordre de celle du commutateur à MOS, mais constante. Il peut commuter des tensions analogiques égales à ses tensions d'alimentation. Sa consommation est faible. Il est presque toujours intégré.

Le commutateur à MOS de puissance avec une résistance R_{ON} et des temps de commutation très faibles peut supporter une tension élevée et un fort courant.

Le choix du montage : intégré ou discret, n'est pas uniquement lié au type des transistors mais aussi à deux considérations :

- le circuit intégré est fiable, peu encombrant et peu coûteux, surtout pour les circuits complexes,
- le circuit en composants discrets présente une grande souplesse vis-à-vis de l'optimisation vers une utilisation

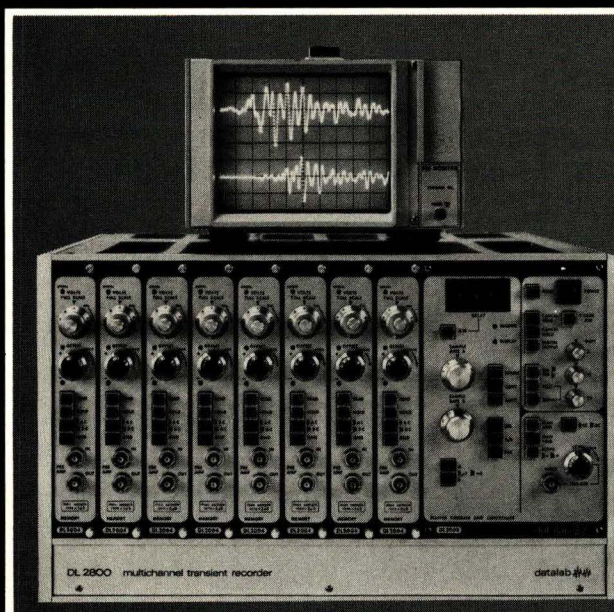
spécifique (grande rapidité ou haute isolation ou très faible résistance R_{ON} , ...). Il est plus coûteux, sauf dans le cas où la commande est simple, sans performances strictes.

Bibliographie

- [1] Dattel-Intersil, « *Data acquisition I.C. handbook* », U.S.A., 1979.
- [2] Harris Semiconductor, « *Linear and data acquisition products* », Vol. 2, U.S.A., 1980.
- [3] National Semiconductor, « *Data acquisition handbook* », U.S.A., 1977.
- [4] ITT Semiconductors, « *V-MOS application ideas* », U.S.A., 1979.
- [5] Siliconix, « *Analog switches and their applications* », Swansea (G.B.), Ed. Randal T. and Jenkins M., 1976.
- [6] Techniques de l'Ingénieur, *Volumes Electronique*, Paris, Editions techniques, 1980.
- [7] Verbeek C., *Les composants actifs en commutation*, Paris, Ed. Dunod, 1980.
- [8] Notices techniques : Analog Devices, Siliconix, Texas Instruments.

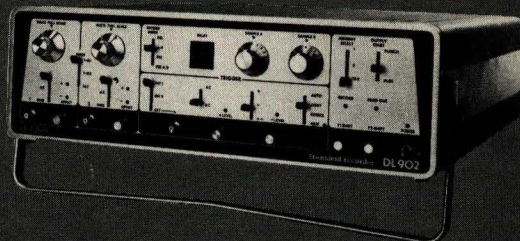
Une gamme complète d'enregistreurs de transitoires

datalab 



8 modèles :

- de 200 kHz à 20 MHz
- de 1 à 30 voies
- de 1 à 4 kmots par voie
- 8 ou 10 bits de résolution
- interfaces, RS 232C, IEEE



Série économique
2 voies, 1 MHz, 8 bits

DL 2800 : multivoies
modulaire, 2 MHz, 10 bits



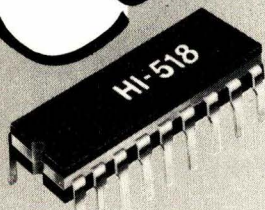
Kontron électronique

B.P. 99 6, rue des Frères Caudron
78140 Vélizy-Villacoublay
Tél. : (3) 946.97.22 - Télex : 695 673

NOUVEAU : DL 1080 - 2 voies - 20 MHz - 8 bits
- programmable IEEE
- fonctions de traitement du signal



MHS
MATRA-HARRIS SEMICONDUCTEURS



Multiplexeurs analogiques

nouveaux types
ultra-rapides

HI - 516

16 canaux ou 8 canaux différentiels
temps d'accès : 100 ns typ.
temps d'établissement :
250 ns à 0,1 % typ.

HI - 518

8 canaux ou 4 canaux différentiels
temps d'accès : 80 ns typ.
temps d'établissement :
250 ns à 0,1 % typ.

et aussi :

HI - 506

16 canaux

HI - 507

8 canaux différentiels

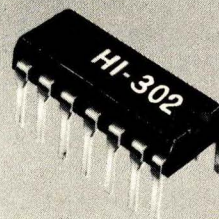
HI - 508

8 canaux

HI - 509

4 canaux différentiels

Ces 4 séries existent en
versions protégées "A"
jusqu'à ± 20 V par rapport
aux tensions d'alimentation



Commutateurs analogiques

nouveaux modèles
résistance :
35 ohms

temps de commutation :
300 ns max.

HI - 300 à 303

compatibles TTL

HI - 304 à 307

compatibles CMOS

HI - 381/384/387/390

compatibles TTL

et aussi :

HI - 200

commutateurs doubles

HI - 201

commutateurs
quadruples

HI-5040/HI-5050

séries à faible
résistance
50 à 75 ohms,
7 configurations
SPST - SPDT - ...

CB 1989 pub 206

almex

48, rue de l'Aubépine, zone industrielle 92160 ANTONY
Tél. : 666.21.12 - Télex 250 067 F

SERVICE-LECTEURS N° 205

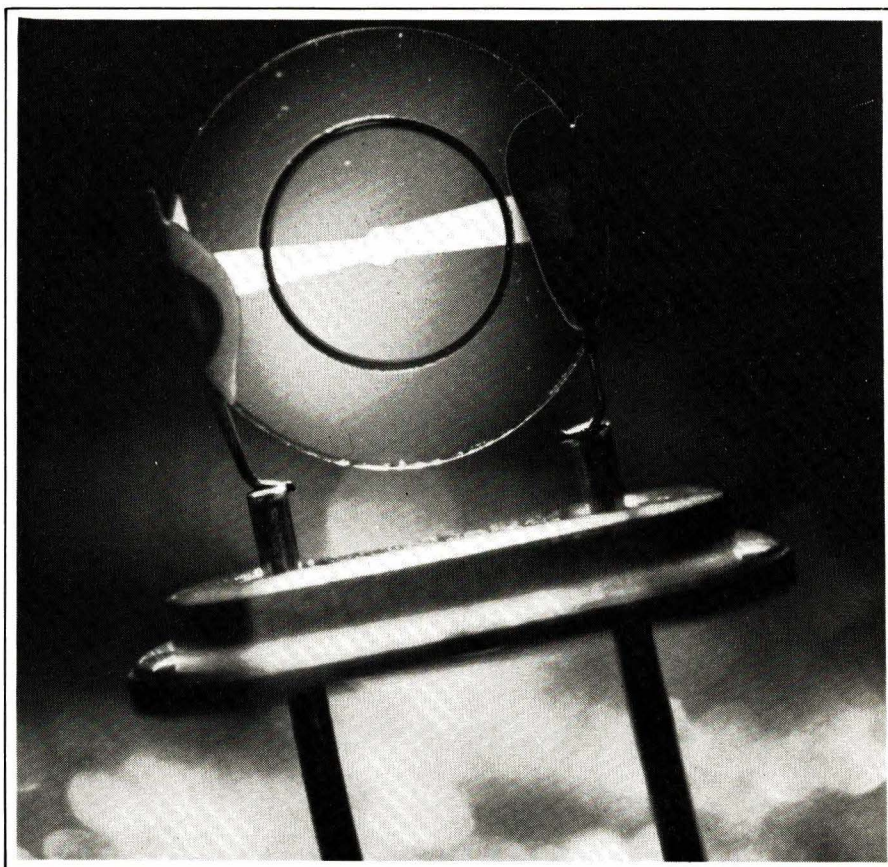
Voici seulement quelques siècles, nos ancêtres, pour organiser l'échelonnement de leurs activités, se contentaient d'un repérage approximatif de l'écoulement du temps, et d'une mesure imprécise des durées : la succession des jours et des nuits, les clepsydres et les sabliers, jalonnaient alors leurs occupations.

L'homme contemporain, qui juge au centième de seconde les glissades d'une skieuse, navigue à quelques mètres près sous la banquise, et expédie des sondes spatiales vers les satellites des lointaines planètes du soleil, montre plus d'exigences.

La mesure du temps

La mesure du temps englobe plusieurs problèmes, et notamment : le choix et la construction d'un étalon définissant l'unité (la seconde) ; la fabrication d'étalons secondaires et de garde-temps (les horloges) ; la transmission de l'heure entre des lieux différents.

Ces problèmes, qui procèdent évidemment de la physique, relèvent aussi de la philosophie, et on n'en peut guère appréhender séparément les deux aspects. Si l'article qui suit privilégie naturellement une vision « électronique » des phénomènes, il ne peut échapper aux interrogations majeures que suscite la notion de temps.



Résonateur à quartz réalisé par usinage ionique (CEPE-THOMSON-CSF).

De la nuit des temps aux durées infinitésimales

Pas plus que, livré à ses seuls sens, l'homme ne peut appréhender les dimensions atomiques ou les distances intergalactiques, il n'est capable de concevoir des durées sortant de son univers immédiat. Dans celui-ci, il est facile de se représenter la seconde (période de battement du cœur), et un peu plus difficile d'imaginer le siècle (âge rarement atteint par un homme).

Or, l'univers connaît une gamme de durées, estimables sinon précisément mesurables, beaucoup plus vaste, qui s'étend de la durée de vie de certaines particules élémentaires (10^{-14} seconde pour le méson π), jusqu'à l'âge probable de l'univers, actuellement estimé à une dizaine de milliards d'années.

Avant même d'aborder le problème de la mesure du temps, il nous a semblé utile de matérialiser la diversité de cette étendue. C'est à quoi vise le diagramme de la **figure 1**, gradué en secondes selon une échelle logarithmique.

On y trouvera, à la partie supérieure, les sous-multiples et les multiples usuels de la seconde. Dans le deuxième cas, l'habitude a consacré des unités n'appartenant pas au système métrique (minute, heure, jour, etc.) mais dont tout le monde s'accommode. La durée de quelques phénomènes importants ou classiques, fournit des repères supplémentaires à la partie inférieure du même diagramme.

Le temps des astronomes et le temps des physiciens

L'alternative des jours et des nuits résulte de la rotation de la Terre sur elle-même, autour de son axe polaire. Ce mouvement, en première approximation uniforme, et dé-

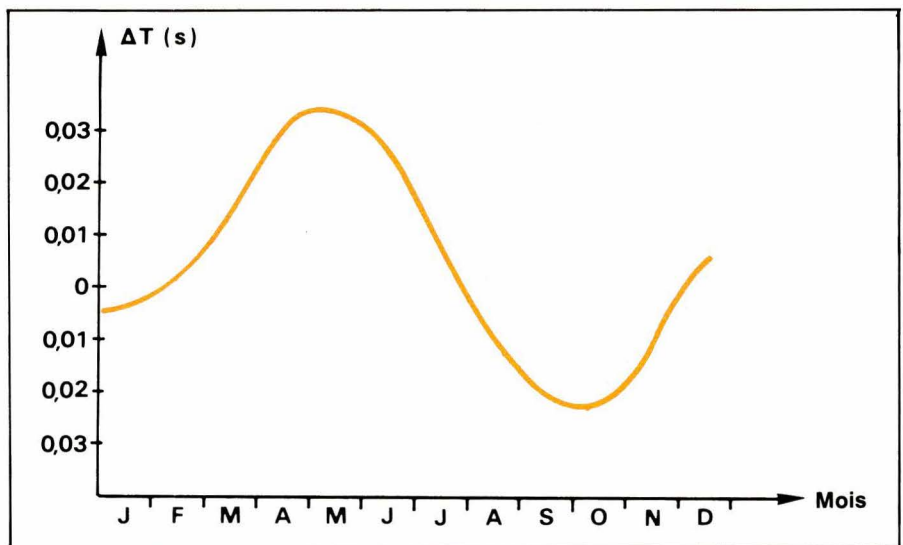


Fig. 2. — Correction nécessaire par les irrégularités saisonnières de la rotation de la Terre.

celable par la course du Soleil dans le ciel, a constitué la première horloge naturelle, peu à peu affinée avec les progrès de l'astronomie de position. Il a servi, après des corrections diverses, à définir le *temps universel* (TU), d'où découle à son tour une définition de la *seconde*.

Malheureusement, la rotation de la Terre n'offre pas, et de très loin, la régularité supposée d'abord. Sur une année, par exemple, les écarts périodiques, dont nous analyserons ultérieurement les causes, dépassent la dérive d'une montre mécanique de bonne qualité. Cherchant une référence meilleure, les astronomes se sont alors tournés vers un mouvement plus régulier : celui de la Terre autour du Soleil. De là est né un autre temps, baptisé *temps des éphémérides* (TE), et une autre définition de la seconde, entérinée en 1960 par la XI^e Conférence des Poids et Mesures, et décrétée légale en France le 3 mai 1961.

Mais l'essor, d'abord théorique, ensuite expérimental, de la physique quantique, a permis d'observer, puis d'exploiter, des phénomènes physiques internes aux atomes, et d'une périodicité considérablement meil-

leure. Il s'agit de l'émission d'un rayonnement électromagnétique monochromatique, donc de fréquence bien définie, engendré par la transition d'électrons entre deux niveaux d'énergie, dans un atome. Maîtrisé par les seuls spécialistes, ce phénomène connaît pourtant un large succès au sein du grand public, grâce à l'une de ses applications : le laser, presque aussi largement (mais médiocrement) « exploité » dans les discothèques et les romans de science fiction, que dans les laboratoires ou l'industrie.

La grande régularité (de l'ordre de 10^{-13}) de période de ces rayonnements, a conduit à l'ériger en étalon de durée. En 1967, la Conférence des Poids et Mesures a donc adopté des radiations émises lors d'une transition entre deux niveaux d'énergie du césium. Nous y reviendrons.

Le passage du temps des astronomes (TU ou TE) au temps des physiciens (temps atomique TA), est en fait un passage fondamental de la mécanique classique, dont relève le cas particulier de la mécanique céleste, à la mécanique quantique. Le gain en précision qui accompagne ce changement, apparaît immédiate-

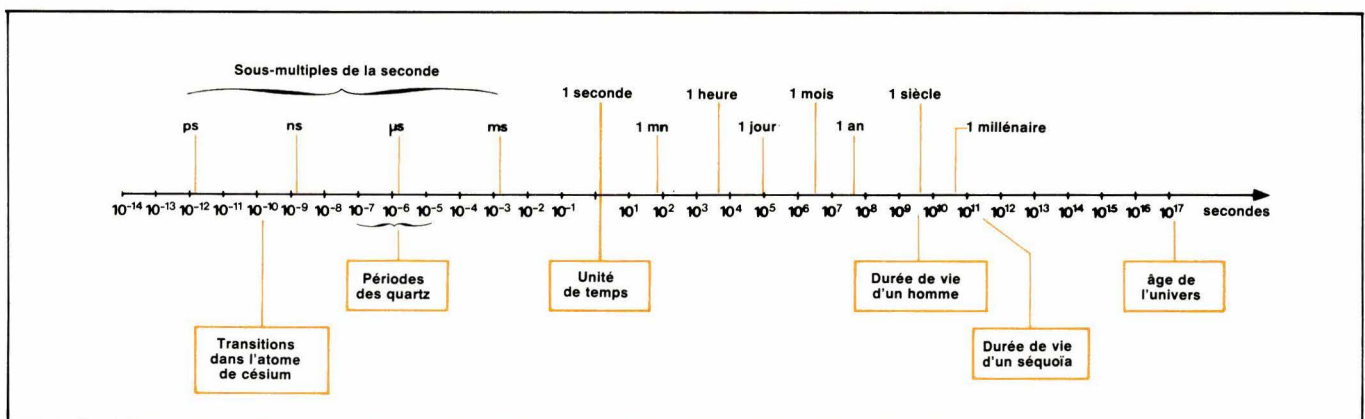


Fig. 1. — Diagramme de différentes durées du monde physique.

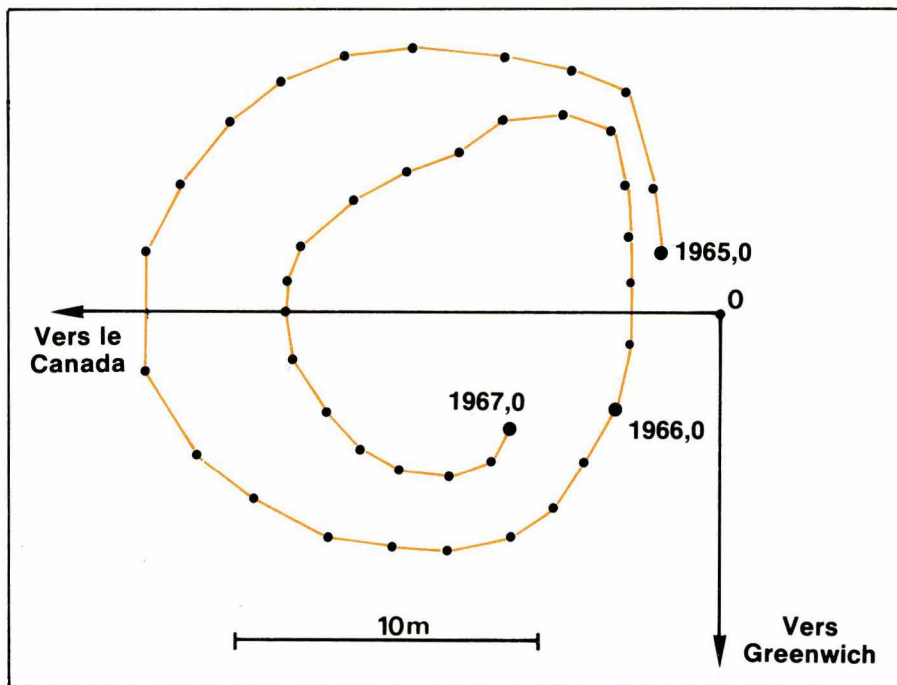


Fig. 3. — Mouvements du pôle Nord entre 1965 et 1967 (l'origine est le pôle Nord défini par accord international).

ment, et incite à conclure que le temps atomique doit maintenant rester le seul en service.

Il n'en est rien, et actuellement subsistent encore trois temps, exploités pour différents usages pratiques : le temps universel TU, réglé par la rotation de la Terre autour de son axe ; le temps des éphémérides TE, lié à la rotation de la Terre autour du Soleil ; enfin, le temps atomique TA.

Bien que de loin le plus régulier, ce dernier ne convient en effet pas à toutes les activités humaines. Pour les marins, par exemple, qui se situent souvent à la surface du globe en observant la position des astres à un instant donné, il convient que le mouvement des étoiles soit repéré par rapport à la Terre : ils utilisent TU. Celui-ci sert, également, à définir l'heure légale, que diffusent la radio et la télévision, et qu'affichent nos montres.

Le temps des éphémérides, TE, possède un degré d'uniformité suffisant pour analyser les phénomènes de la mécanique céleste, et en décrire les lois. Il demeure donc, au moins pour l'instant, celui de l'astronomie de position.

Le temps atomique, enfin, définit l'étalon des mesures d'intervalles, c'est-à-dire la seconde. On l'utilise, aussi, pour la coordination des signaux horaires. Embarqué sur des satellites ou des sondes spatiales, il peut servir à l'étude des effets relativistes. A long terme, et par comparaison avec TE, il devient un outil pour l'étude de la gravitation.

Remarquons d'ailleurs que d'autres comparaisons entre deux temps, apportent des moyens d'investigation. C'est ainsi qu'en analysant les écarts de TU par rapport à TA, on peut mesurer les inégalités de rotation de la Terre, les déplacements des pôles, etc.

La chronologie et les intervalles de temps

La notion de temps comporte une dualité : elle englobe en effet celle des *intervalles de temps*, et celle de l'*échelle des temps*, qui conduit au repérage de la succession des événements par référence à leur date.

Les intervalles de temps apparaissent comme des grandeurs mesurables (on peut définir la somme de deux intervalles de temps, et leur produit par un scalaire). La mesure

d'intervalles de temps, amène à la définition de l'unité, la seconde.

Au concept d'échelle de temps, donc de chronologie, s'associe celui de date, c'est-à-dire de graduation de l'échelle.

La même terminologie s'applique aux deux concepts, ce qui est commode pour l'usage courant, mais faux. En effet, la différence entre deux dates n'est qu'approximativement égale à l'intervalle qui les sépare, à cause de la distinction entre la seconde (temps atomique) et l'unité qu'on pourrait déduire du temps universel.

Les causes d'irrégularité du temps universel

Les irrégularités du temps universel se répartissent en irrégularités à court terme, et à long terme.

Les premières relèvent de plusieurs causes. Elles englobent notamment les variations saisonnières, et les fluctuations dues aux mouvements des pôles. La **figure 2** illustre l'allure des premières, sur une année : elle montre que la rotation de la Terre ralentit au printemps, et s'accélère à l'automne. On peut attribuer ce phénomène au fait que la Terre, solide très imparfait, c'est-à-dire non rigide, subit diverses déformations : celles des masses solides constituant le globe, celles qu'entraînent les courants océaniques, celles, enfin, qui résultent des mouvements de l'atmosphère.

Le déplacement des pôles n'a guère été étudié que depuis le début du siècle. Dans cette période, il s'inscrit à l'intérieur d'un cercle de 30 mètres de diamètre. La **figure 3** montre la courbe décrite entre le premier janvier 1935 et le 31 décembre 1967, par rapport à une ori-

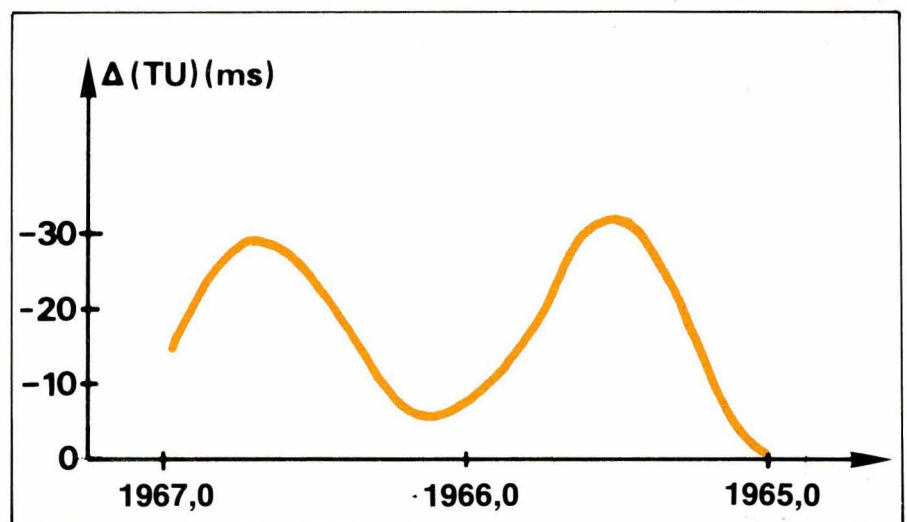


Fig. 4. — Corrections de temps universel à appliquer à Paris, à cause du mouvement du pôle.

gine choisie arbitrairement après accord international. Les corrections de temps universel résultant de ce déplacement des pôles, sont de l'ordre de quelques dizaines de millisecondes : la **figure 4** en précise l'amplitude, en fonction de la date, pour Paris.

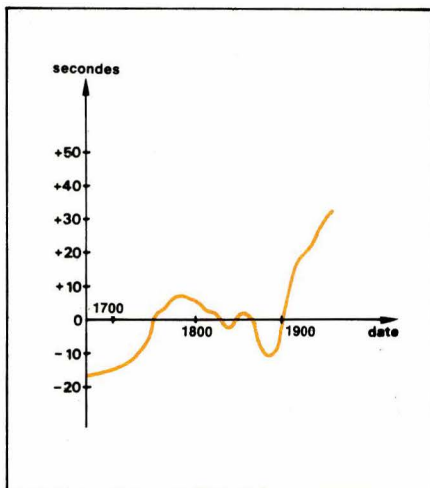


Fig. 5. — Ecart entre TU et TE.

Pour ce qui concerne les irrégularités à long terme, il faut surtout prendre en compte la décélération progressive de la rotation de notre planète sur son axe. Voisin de 1,6 ms par siècle, le retard ainsi introduit atteint environ 3 heures depuis le début de l'ère chrétienne. Il est notamment dû aux déperditions d'énergie dans les marées. Notons d'ailleurs que s'ajoutent, à ce phénomène, d'autres fluctuations irrégulières (variations relatives de l'ordre de 10^{-7}), pour l'instant toujours inexplicables.

Le temps des éphémérides

La dynamique, mécanique s'occupant du mouvement des solides, prend une forme simple lorsqu'on l'applique aux points matériels. Dans leurs mouvements autour du Soleil, les planètes s'approchent de cette hypothèse simplificatrice, compte tenu de leurs dimensions propres, et des distances qui les séparent. Il est donc normal qu'un temps défini à partir de la rotation de la Terre autour du Soleil, soit plus uniforme que celui qu'on déduit de la rotation de la Terre sur elle-même : c'est le temps des éphémérides (TE).

Pour étudier TE, on suit les déplacements en longitude céleste du Soleil. Cette méthode présentant d'ailleurs des difficultés pratiques d'observation, on préfère utiliser une horloge secondaire, déduite du mouvement en longitude de la Lune. Nous n'entrerons pas ici dans le dé-

tail des relations entre ces deux phénomènes.

Il semble intéressant, par contre, de chiffrer, en fonction de l'échelle des temps, les écarts entre TU et TE. C'est à quoi vise la **figure 5**, qui recouvre une période d'environ trois siècles.

Horloges artificielles et étalons de fréquence

A l'échelle intéressant les hommes, le mouvement des astres offre l'avantage de la pérennité. Pour des applications immédiates, en revanche, il se révèle d'une utilisation mal commode, car non permanente. C'est de la nécessité de *conserver le temps*, entre les observations astronomiques, que sont nées les horloges artificielles.

Parmi celles-ci, on doit, en effet, distinguer les générateurs de fréquence, applicables à la mesure aussi précise que possible des intervalles, et les horloges proprement dites, capables de repérer l'écoulement du temps, donc de donner la date. Dans la pratique, la deuxième catégorie procède par intégration des données fournies par la première, que nous jugerons donc fondamentale.

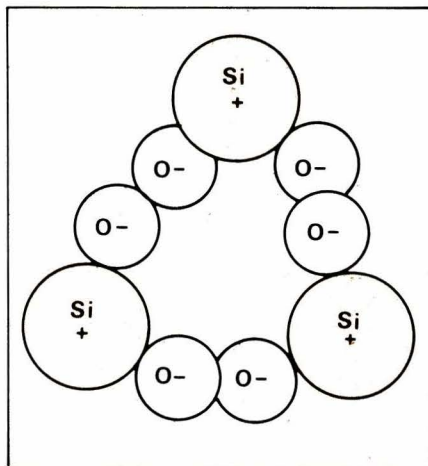


Fig. 6. — Structure atomique de la silice.

Pendant longtemps, les générateurs de fréquence ont été fondés sur la régularité des oscillations d'un pendule (ou d'un balancier spiral, dans les montres). Les dernières décennies ont vu l'apparition des horloges à quartz, puis des horloges atomiques. Nous commencerons par l'étude des premières.

Le quartz piézo-électrique

On nomme *quartz* la forme cristallisée de la silice SiO_2 , qui affecte la structure d'un système rhomboédri-

que. Nous ne chercherons pas à illustrer la géométrie d'un tel réseau, en raison de sa complexité.

Certaines notions apparaissent cependant indispensables à l'interprétation de l'effet piézo-électrique. Dans la silice, chaque atome de silicium, porteur de charges positives (une charge $+e$ par atome après ionisation), est associé à deux atomes d'oxygène, dont chacun porte une charge négative $-e$ (**fig. 6**).

Si l'on choisit correctement la direction d'observation du réseau, les atomes d'oxygène paraissent deux à deux alignés, comme le montre la **figure 7**.

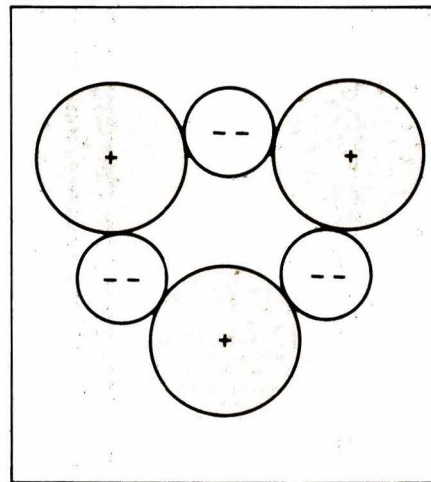


Fig. 7. — Les atomes d'oxygène sont ici alignés.

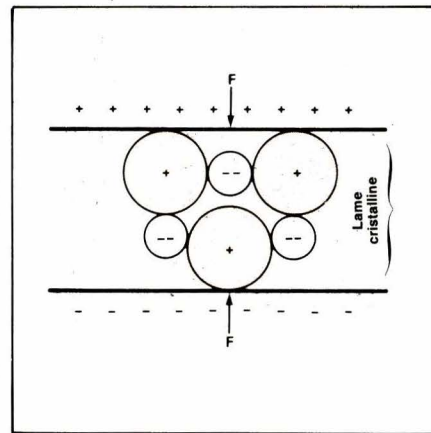


Fig. 8. — Compression d'un cristal.

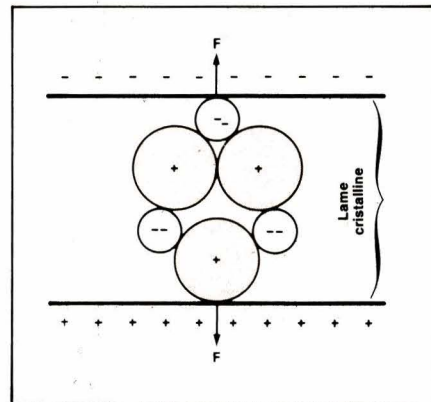


Fig. 9. — Traction d'un cristal.

Supposons, alors, qu'on comprime un cristal selon la direction indiquée par la **figure 8**. Chaque cellule élémentaire du réseau subit une déformation entraînant un déséquilibre électrique. Macroscopiquement, sur l'échantillon cristallin, des charges positives apparaissent en excès sur la face supérieure, et des charges négatives sur la face inférieure. Au contraire, une traction sur le cristal (**fig. 9**), entraîne un déséquilibre dans l'autre sens : des charges négatives s'accumulent à la face supérieure, et des charges négatives à la face inférieure.

Inversement, l'application de différences de potentiel positives ou négatives, entre les faces d'un cristal de quartz taillé dans une direction convenable, crée une déformation du réseau, donc de toutes la lame.

Comportement d'un quartz soumis à un champ électrique alternatif

Si l'on remplace le champ constant des exemples précédents par un champ alternativement variable, les déformations induites dans la lame de quartz, suivent la fréquence des grandeurs électriques. Elles deviennent maximales lorsque cette fréquence atteint la fréquence mécanique de résonance de l'échantillon. De nombreux modes de vibrations sont d'ailleurs possibles : vibrations de flexion, vibrations longitudinales, cisaillement.

Dans tous les cas, l'intérêt du quartz réside dans l'acuité des résonances, limitées à une plage de fréquences extrêmement étroite.

Schéma électrique équivalent à un quartz

L'utilisation d'un cristal de quartz dans un oscillateur, implique la possibilité de lui appliquer, entre deux faces convenablement choisies, un champ électrique alternatif, donc des différences de potentiel. En pratique, on y parvient en enfermant le quartz entre deux armatures métalliques, obtenues, par exemple, par évaporation sous vide d'une mince couche d'or. Des connexions électriques sont alors établies, sur cette couche, par des microsoudures.

D'un point de vue électrique, on montre que le quartz, monté entre ses armatures A et B (**fig. 10**), peut être décrit par le schéma équivalent de la **figure 11**. La bobine L corres-

pond à l'inertie mécanique, la capacité série C_s à l'élasticité, et la résistance r (terme d'amortissement) à la viscosité de la lame. La capacité parallèle, C_p , n'est autre que celle du condensateur formé par les deux armatures.

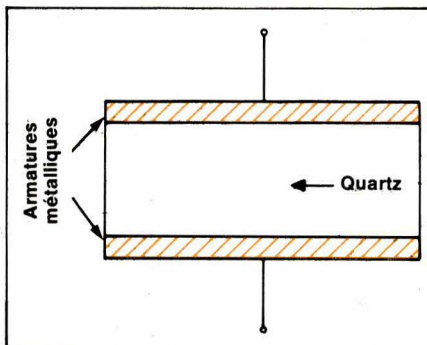


Fig. 10. - Montage du quartz.

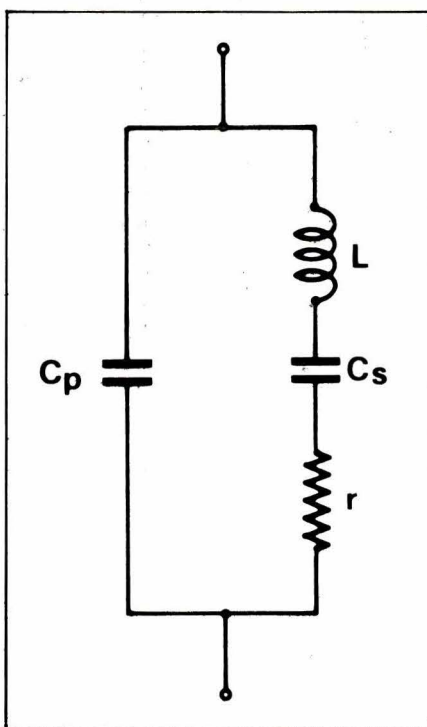


Fig. 11. - Schéma équivalent.

De ce schéma équivalent, on peut déduire, par le calcul, les variations de l'impédance Z en fonction de la fréquence des signaux appliqués. Les **figures 12 et 13** décrivent respectivement les variations du module de Z , et celles du déphasage φ entre la tension appliquée, et le courant qui circule à travers le quartz.

Celui-ci présente deux fréquences de résonance. L'une, correspondant à l'impédance minimale, réelle et réduite à la résistance r , est dite *résonance série* f_s :

$$f_s = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC_s}}$$

La fréquence de résonance parallèle f_p , pour laquelle s'annule à nouveau le déphasage, a pour expression :

$$f_p = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC}}$$

où C résulte de la mise en parallèle de C_s et C_p :

$$C = \frac{C_s \cdot C_p}{C_s + C_p}$$

Le coefficient de surtension Q du quartz, défini comme celui du circuit équivalent, a pour expression :

$$Q = \frac{L \omega_s}{r} = \frac{2\pi L f_s}{r}$$

Il n'est pas rare, pour des quartz de bonne qualité montés sous vide, d'atteindre et même de dépasser des coefficients de surtension de 10^6 .

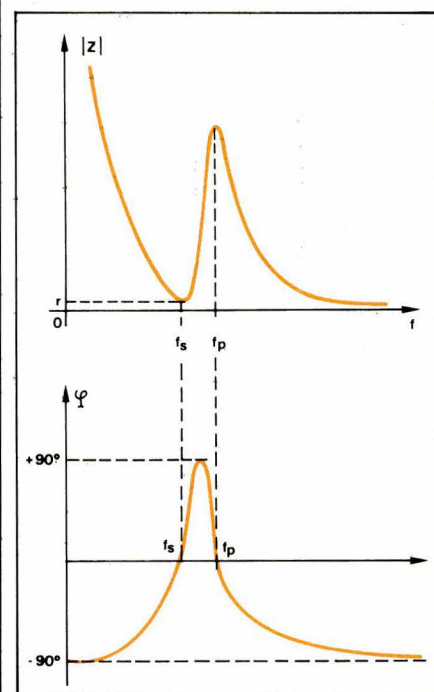


Fig. 12 et 13. - Variation du module de Z et du déphasage.

Influence de la température

Comme tout solide, un quartz subit des variations de dimensions lorsque change sa température : il en résulte des variations Δf_s de la fréquence de résonance f_s .

Toutefois, l'anisotropie du réseau cristallin entraîne d'inégales dilata-tions dans des directions différentes, et les variations relatives de fréquence, pour des mêmes écarts de température, dépendent de l'orientation de la lame par rapport aux axes cristallins. On distingue ainsi différentes coupes, représentées par les symboles AT, CT, GT, etc.

La coupe AT se révèle comme la plus favorable, relativement à l'influence de la température. Selon le choix exact de l'angle de taille (à quelques fractions de degré près), on

peut obtenir diverses courbes de variations de $\Delta f/f$, comme le montre la figure 14. Dans tous les cas, la température de fonctionnement sera choisie au point de tangente horizontale.

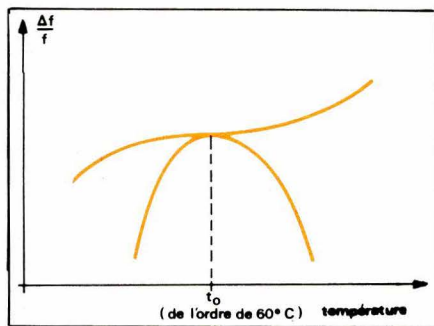


Fig. 14. — Variation de $\Delta f/f$.

Lorsqu'on désire une très grande stabilité, il convient, en plus, de stabiliser la température, par utilisation d'un four thermique à régulation linéaire, qui renferme non seulement le quartz, mais aussi les composants électroniques de l'oscillateur. Les meilleures régulations peuvent atteindre le millième de degré.

On en déduira que l'emploi d'un pilote thermostaté, exige une attente assez longue après sa mise en service. A titre d'exemple, la courbe de la figure 15 montre l'évolution de l'écart relatif $\Delta f/f$, pour un pilote stabilisé à $\pm 5 \cdot 10^{-10}$ après trois jours de fonctionnement (appareil construit par le société *Enertec*).

Les oscillateurs à quartz

La conception d'un oscillateur à quartz, est un problème essentiellement électronique, qui mériterait à

lui seul un vaste développement. Le choix des configurations, qui doit tenir compte des caractéristiques propres du cristal utilisé, dépend aussi des performances visées. Nous n'aborderons pas ici ce problème.

Les horloges atomiques

Si les horloges à quartz ont longtemps constitué les meilleurs garde-temps, utilisés dans les observatoires astronomiques et les laboratoires de mesure, elles sont maintenant supplantées par les horloges atomiques dont la stabilité atteint 10^{-13} pour les meilleures réalisations.

Cette caractéristique a conduit d'ailleurs à hisser de telles horloges au rang d'étalon, et à se servir de l'un des types, les horloges à césium, pour une nouvelle définition de la seconde.

Le fonctionnement d'une horloge atomique repose sur l'exploitation d'un phénomène de physique quantique, à l'échelle de la structure interatomique : nous commencerons par en rappeler l'essentiel.

Transitions de niveaux énergétiques dans les atomes

La matière, dans ses états solides, liquide ou gazeux, est constituée d'atomes, éventuellement assemblés en molécules. Dans chaque atome, les électrons gravitent autour du noyau, renfermant lui-même deux types de particules : les neutrons, électriquement neutres, et les pro-

tons, porteurs, chacun, d'une charge électrique élémentaire $+e$ (fig. 16). Chaque atome compte autant d'électrons que de protons, et sa charge totale est nulle.

La mécanique quantique a permis d'établir que les électrons ne gravitent que sur certaines orbites privilégiées, sur lesquelles leur énergie demeure constante. A chaque orbite correspond, alors, un niveau d'énergie bien défini, et les électrons d'un même atome se répartissent ainsi entre les niveaux énergétiques $E_1, E_2, \dots, E_n$.

Un atome se trouve dans un état dit stable, lorsque ses électrons remplissent au maximum les orbites les plus proches du noyau. Par apport d'énergie (élévation de température, rayonnement lumineux, etc.), on peut le faire passer dans un état excité. Si un électron, préalablement monté à l'état d'énergie E_j , redescend à un état énergétique inférieur E_i , la transition s'accompagne de l'émission d'un photon, donc d'un rayonnement électromagnétique, de fréquence ν , telle que :

$$E_j - E_i = h \nu$$

Dans cette relation, h est la constante de Planck :

$$h = 6,62 \cdot 10^{-34} \text{ joule-seconde.}$$

Pour un atome d'un élément donné, et pour deux états énergétiques choisis, la fréquence ν est déterminée avec une stabilité et une précision très grande. Elle ne dépend que faiblement de paramètres extérieurs comme les champs électriques ou magnétiques. C'est pourquoi on a été conduit à l'utiliser comme référence.

Un cas particulier, choisi pour des raisons techniques (facilité de construction et reproductibilité des horloges), est celui du césium, qui sert à définir maintenant la seconde. On a posé par définition (et comparaison avec les temps TU et TE), que la fréquence de transition entre les états $F = 4, m = 0$ et $F = 3, m = 0$ de la structure hyperfine de l'atome de césium 133 soumis à un champ magnétique, avait pour valeur :

$$f_c = 9\,192\,631\,770 \text{ Hz}$$

La XIII^e conférence générale des Poids et Mesures a alors défini la seconde, comme étant la durée de f_c période de la radiation correspondant à cette transition.

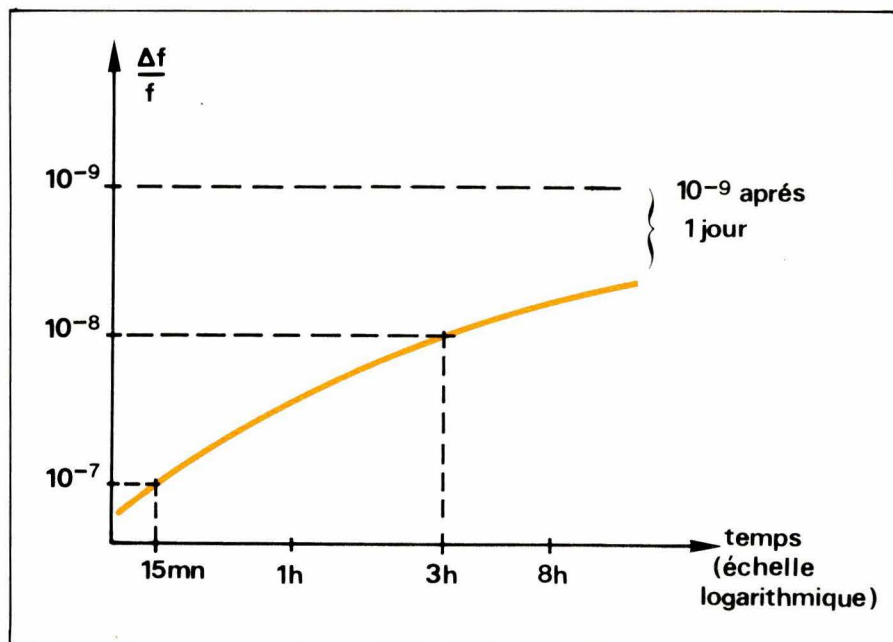


Fig. 15. — Evolution de l'écart relatif.

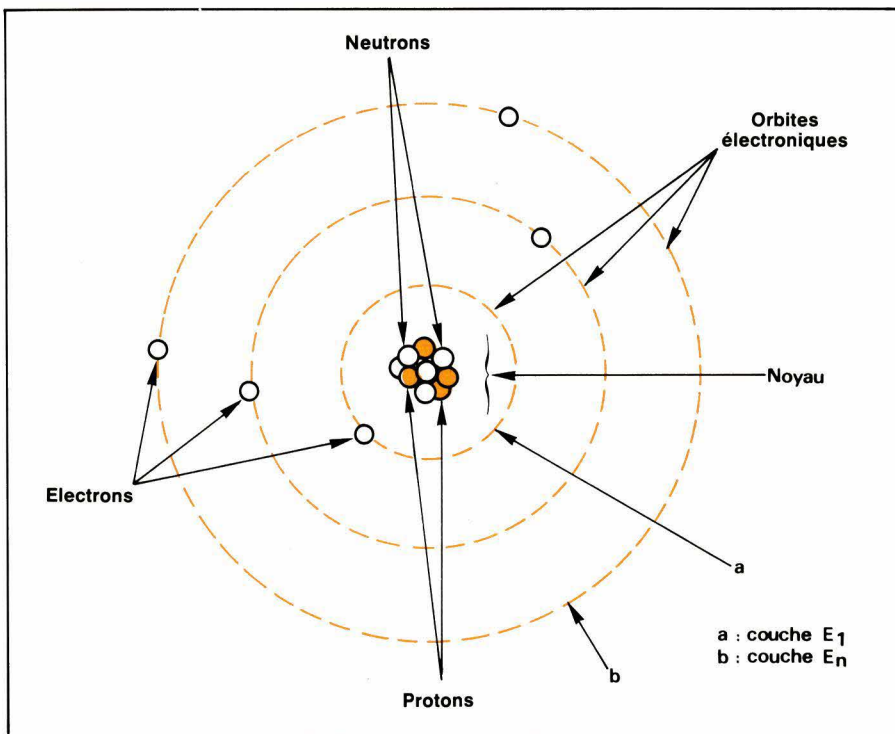


Fig. 16. — Modèle de l'atome.

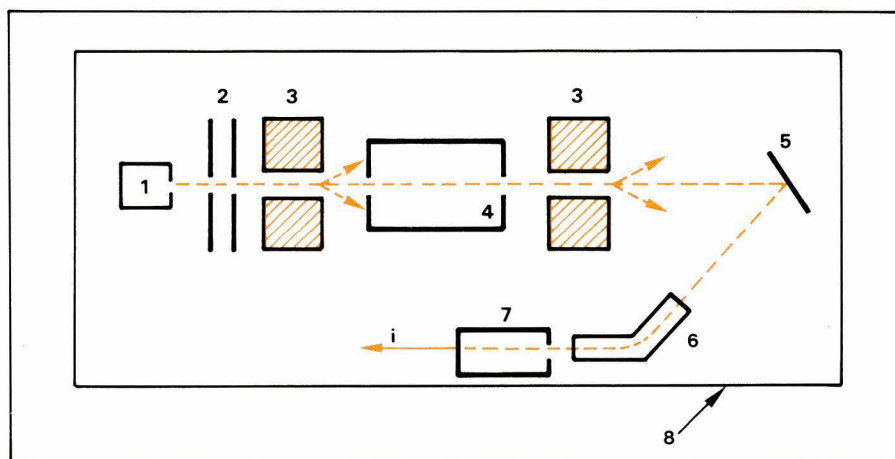


Fig. 17. — Principe d'un résonateur.

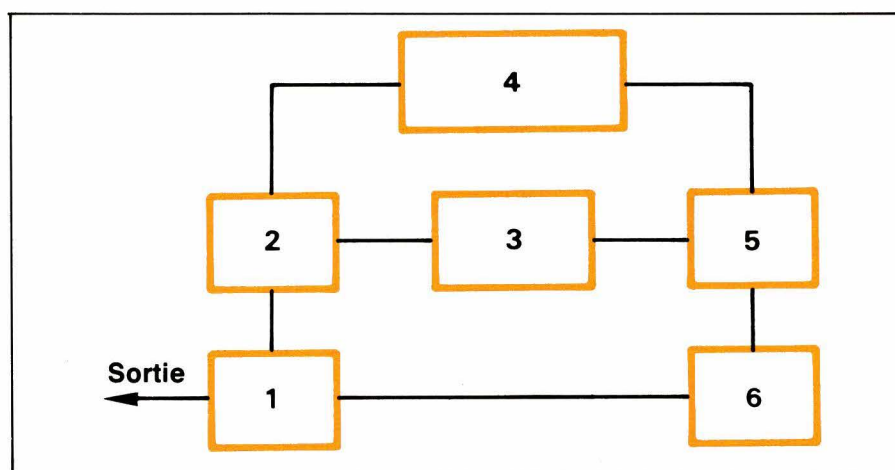


Fig. 18. — Synoptique du garde-temps à césium.

Réalisation d'une horloge atomique

Il existe actuellement quantité de types d'horloges atomiques, qui diffèrent notamment par le choix de

l'élément utilisé. Nous nous bornons à décrire succinctement la structure d'une horloge à césium.

L'élément essentiel est constitué par le résonateur, synoptiquement représenté à la figure 17. Enfermé

dans le four (1), le césium se vaporise, et émet un faisceau d'atomes que le diaphragme (2) transforme en un étroit pinceau. Celui-ci traverse l'entrefer d'une paire de puissants aimants permanents (3), dont la géométrie est étudiée pour engendrer une induction inhomogène. Grâce à cela, il y a séparation des atomes se trouvant dans l'état énergétique le plus bas, qui divergent, et des autres, qui restent concentrés en un fin pinceau pénétrant dans la cavité résonnante (4), accordée sur la fréquence de transition.

Lorsqu'on excite, par un générateur externe, la cavité sur cette fréquence, certains des atomes qu'elle contient transitent vers l'état inférieur. A la sortie de la cavité, une deuxième paire d'aimants effectue un nouveau tri, n'envoyant que les atomes à l'état supérieur vers un filament incandescent (5). Celui-ci ionise les atomes qui, repris par un spectromètre de masse (6), excitent un multiplicateur d'électrons (7). On détecte alors le courant de sortie, qui passe par un minimum lorsque la fréquence d'excitation de la cavité égale exactement la fréquence de transition de la raie hyperfine du césium. Tout l'ensemble, évidemment, se trouve enfermé dans une enceinte (8) où règne un vide poussé.

Le résonateur de la figure 17 ne constitue pas un oscillateur de référence, mais sert à asservir un pilote à quartz, grâce au montage synoptiquement représenté à la figure 18. Le courant hyperfréquence obtenu à partir de l'oscillateur à quartz (1), après passage dans un synthétiseur (2), est modulé en fréquence par un générateur de balayage (3) oscillant sur quelques centaines de hertz. Il excite la cavité du résonateur atomique (4), dont le courant de sortie varie ainsi au rythme du balayage.

Ce courant de sortie, et celui du générateur, attaquent un comparateur de phase (5), qui commande à son tour le servomécanisme (6) par son signal d'erreur, et permet de « recaler » l'oscillateur à quartz sur la fréquence de transition du césium.

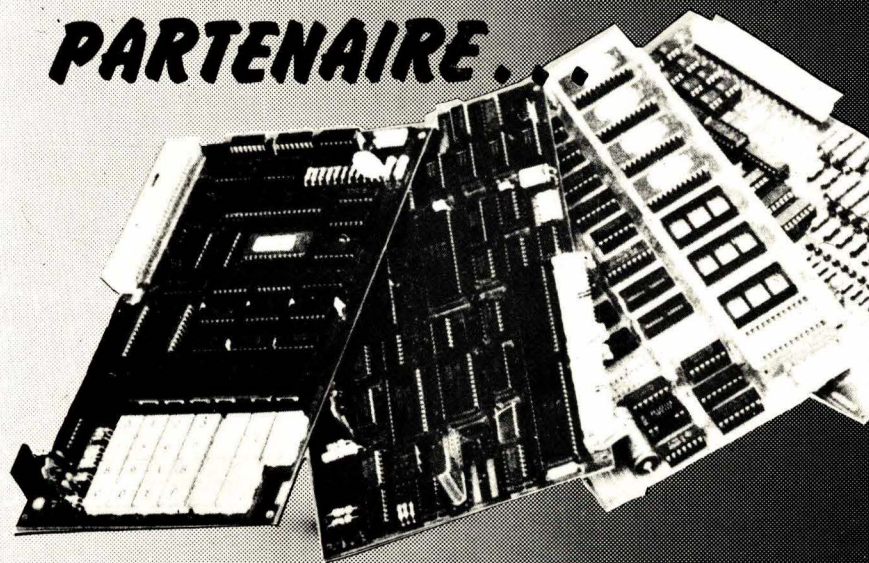
Conclusion

Le problème de la génération précise de fréquences étalon, et celui de la garde du temps, concerne nombre d'utilisateurs, depuis les laboratoires de métrologie, les observatoires astronomiques, jusqu'aux navigateurs (marins et aviateurs).

R. Rateau

Les ATOUTS de votre PARTENAIRE.

G² microélectronique



MODULE D'INITIATION Z 80 *
CARTES MÉMOIRE ...
CARTES INTERFACE E/S ...
MODULE ANALOGIQUE ...
VISUALISATION GRAPHIQUE RVB
SYSTEMES INDUSTRIELS Z 80
APPLICATIONS SPECIFIQUES ...

* Prix indicatif au 1.1.82 : 1150,00 F. H.T.

F2 G2 - 13, Rue de Castellane 75008 PARIS

742.63.62

KRISTEN 706 18 28

SERVICE-LECTEURS N° 206

UNE GAMME DE MULTIMÈTRES ADAPTÉE A VOS BESOINS de 2 000 à 2 000 000 de points (3 ½ à 6 ½ digits) AUX MEILLEURS RAPPORTS PERFORMANCES/PRIX...

Modèle 192

Multimètre programmable.

- U- : 1 μ V-1200 V
- R : 1 m Ω -20 M Ω
2 ou 4 fils auto.
- Progr. math. face avant
- Mémorisation
100 mesures
- Options : V alt. efficace
et V alt. moyen
- Interface IEEE 488 Bus



Modèle 130

Multimètre de poche universel.

- U- : 100 μ V-1000 V
- U~ : 100 μ V- 750 V
- I $\approx$: 1 μ A-10 A
- R : 0,1 Ω -20 M Ω
- Indicateur usure pile.

Modèle 128 équipé de
détecteur de seuil
sonore.

Demandez notre catalogue général ; vous y découvrirez le fruit de 30 ans d'expérience dans le domaine de la mesure des faibles niveaux avec des instruments qui font notre renommée tels que : électromètres, nanovoltmètres, picoampèremètres numériques interfaçables IEEE 488 Bus jusqu'à 2 000 000 de points ; système de caractérisation...

KEITHLEY

KEITHLEY Instruments SARL - 2 bis, rue Léon Blum
B.P. 60 - 91121 Palaiseau Cedex - Tél. : (6) 011.51.55

Coupon-réponse à
retourner à KEITHLEY
B.P. 60 - 91121 Palaiseau Cedex

M. _____
Société _____
Activité _____
Fonction _____
Adresse _____
Tél. _____
désire recevoir sans engagement de sa part :
☐ Documentation
☐ Offre de prix
☐ Démonstration

SERVICE-LECTEURS N° 207

Notre système horaire est irrégulier ; non seulement du fait de l'heure d'été, mais aussi à cause de la « seconde intercalaire », par laquelle on compense le ralentissement quelque peu irrégulier des rotations de notre globe terrestre. Cette seconde intercalaire se manifeste, à peu près une fois par an, par une minute comportant 61 secondes (le plus souvent la dernière minute du 31 décembre).

La « distribution de l'heure » par France-Inter : réception et utilisation des signaux

Pour informer une horloge — ou un ordinateur — des irrégularités dues à l'heure d'été ou à la seconde intercalaire, il suffit de faire appel à France-Inter. Cet émetteur diffuse, en permanence, des signaux horaires à la fois discrets (inaudibles du fait d'une modulation de phase) et numériques (minute, heure, jour du mois, jour de la semaine, mois, année). L'article ci-après est consacré à la technique de réception et, dans une seconde partie, que nous publierons ultérieurement, au traitement micro-informatique de ces signaux horaires. Il est basé sur des études effectuées à l'Institut Supérieur d'Electronique de Paris.

Les signaux horaires et leur réception

Les antécédents

Avant France-Inter, il n'y avait que des émetteurs autonomes sur ondes très longues qui diffusaient des signaux horaires « temps codé » (USA, Allemagne, Grande-Bretagne), en modulation d'amplitude et, bien entendu, chacun avec son propre code. En France, le nouveau service de signaux horaires est issu d'une collaboration entre l'équipe de M. Gabry au CNET, le *Bureau National de Métrologie et Télédiffusion de France*. C'est le code de l'émetteur DCF (près de Francfort, 77,5 kHz) que les chercheurs du CNET ont considéré comme le plus pratique pour France-Inter et qui a été adopté.

Cela donne, évidemment, un petit avantage aux fabricants allemands d'horloges « temps codé ». Parmi eux, il existe de grandes firmes, telles que *Telefonbau und Normalzeit*, à Francfort, ainsi que de toutes

petites, et néanmoins très dynamiques, telles que *Hopf*, à Lüdenschheid, représenté en France par *Hengstler*.

Parmi la gamme « grand public » de cette firme, il existe des modèles de taille très réduite et néanmoins de présentation élégante. Celui de la **figure 1** ne peut recevoir DCF qu'au moyen d'un long câble d'antenne, lequel se termine par un bâtonnet de ferrite de 20 cm. Or, on a déjà pu montrer qu'une toute petite antenne incorporée suffit pour recevoir les signaux horaires de France-Inter dans la région parisienne, et ce, malgré les perturbations de multiplexage que rayonne l'affichage de cette horloge.

En France, l'exploitation de ces signaux se fait encore d'une manière suffisamment discrète pour qu'on ne puisse guère mentionner que la firme *Dyna*, comme ayant largement dépassé le stade du prototype. Elle fabrique essentiellement du matériel professionnel. Parmi ce matériel, on trouve des modèles à affichage,



Fig. 1. — C'est bien ce boîtier (contenant récepteur, microprocesseur, affichage, alimentation et éventuellement antenne) qui est étonnamment petit, et non pas la boîte d'allumettes qui est plus grande que celles de la SEITA. L'affichage donne : heure, minutes, secondes ou, après manœuvre du bouton à gauche : jours du mois, mois, année. Le jour de la semaine (Mon = lundi) est toujours affiché. Photo Hops Elektronik KG.

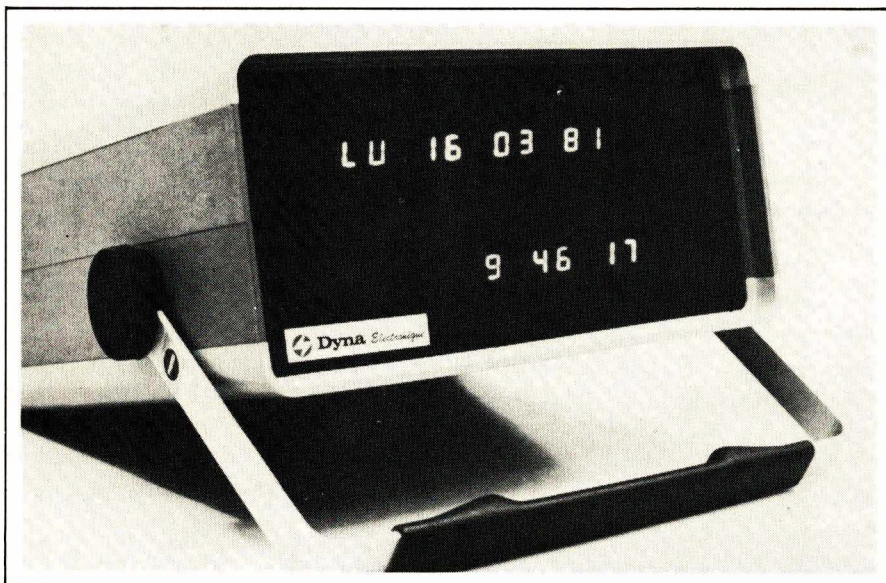


Fig. 2. — Ce récepteur « temps codé France-Inter », fabriqué par Dyna, affiche en permanence la date et l'heure. Il peut comporter un interface qui permet d'utiliser les données contenues dans l'affichage, pour un traitement informatique.

comme celui de la **figure 2**, mais aussi de simples cartes de réception et de décodage, destinées à être insérées dans un système de traitement de données, voire dans un ordinateur domestique.

Un certain attentisme envers les signaux horaires de France-Inter s'explique du fait que cet émetteur doit passer, dans quelques années, de sa fréquence actuelle de 163,84 kHz sur 162 kHz. Raison : divisibilité par 9 des fréquences des émetteurs de radiodiffusion, de façon à faciliter la réalisation de radiorécepteurs à synthèse de fréquence par « canaux ». Cependant, on verra par la suite qu'il est très facile de réaliser des récepteurs qui suivent automatiquement cette modification de fréquence.

Codage et portée

Le message horaire est diffusé en raison d'un bit toutes les secondes, et en raison d'un message toutes les minutes. Son organisation est indiquée dans la **figure 3**. On voit qu'on utilise en fait un code ternaire : impulsion de valeur « 0 », impulsion de valeur « 1 », absence d'impulsion (à la 59^e seconde de chaque minute).

Les 14 ou 15 premiers bits de chaque minute sont réservés à des indications de service (antenne ou pilote utilisés à l'émission, etc.). Une affectation « bits de contrôle » (nombre des « 1 » contenus dans le message) est également possible, et un bit pourra être réservé au signalment des jours fériés. Quant au 16^e bit, le code DCF prévoit qu'il passe à

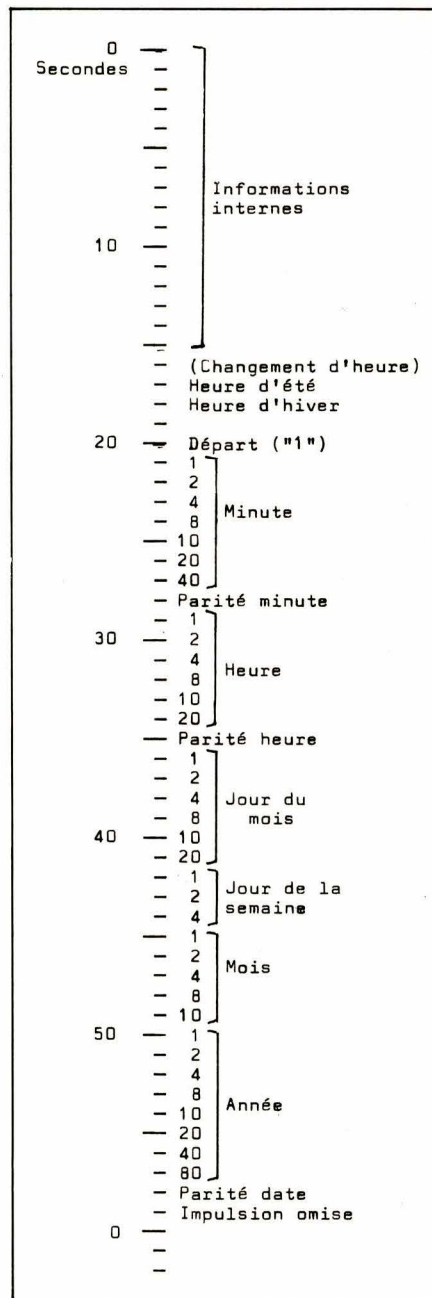


Fig. 3. — Code dit « DCF » de transmission d'informations horaires et de date.

« 1 » pendant une heure avant tout changement d'heure (été $\leftrightarrow$ hiver). Le type d'heure en cours est indiqué par les bits 17 et 18, alors que le bit 20 (toujours « 1 ») signale le début du message numérique, lequel comporte trois bits de parité.

DCF et France-Inter utilisent un même code horaire, mais ils l'expriment par des impulsions de forme différente. La figure montre que DCF procède par modulation négative d'amplitude, un top de 100 ms pour un « 0 », un top de 200 ms pour un « 1 ». France-Inter travaille avec modulation triangulaire de phase (**fig. 2**, au milieu).

Or, chaque traité sérieux de modulation signale que toute modulation de phase est équivalente à une

modulation de fréquence qui en est la dérivée première. Suivant le type de récepteur — et cette question sera détaillée plus loin — on peut donc obtenir, à la sortie de ce récepteur, soit les signaux PM, soit les signaux FM de la **figure 4**, ou encore quelque chose d'intermédiaire. Le signal FM de France-Inter correspond à une excursion de ± 6 Hz autour de la porteuse. Comme il passe nécessairement dans un certain nombre de circuits oscillants, dans l'émetteur et dans le récepteur, sa forme s'écarte très sensiblement de la rectangulaire parfaite.

Tout traité sérieux de modulation donne également des formules permettant de calculer la puissance « apparente » d'un émetteur FM, c'est-à-dire celle qu'un émetteur AM devrait avoir pour être pareillement reçu, dans des conditions identiques de propagation et de perturbation. Si on part, lors d'une telle comparaison, de signaux AM de durée donnée (les tops de 100 ms de DCF, par exemple), on constate que la puissance apparente FM est proportionnelle à la troisième puissance de la durée de top, alors que l'excursion en fréquence intervient avec son carré. On peut estimer, avec ces calculs, que les 2,2 MW de la porteuse (AM) de France-Inter véhiculent aussi une puissance apparente de 1 MW environ sous forme de signaux horaires. Et avec des signaux compatibles à ceux de DCF, modulés avec ± 10 Hz d'excursion, on dépasserait même les 10 MW de puissance apparente — sans la moindre consommation supplémentaire d'énergie.

L'expérience prouve que l'actuel « mégawatt apparent » de France-Inter est déjà une puissance très confortable. Les allemands de la région de Dortmund, par exemple, reçoivent leur DCF nettement moins bien que France-Inter qui se trouve, pourtant, plus de trois fois plus loin. C'est ainsi qu'à Paris, au métro « Châtelet-les-Halles », au dernier niveau (c'est pourtant profond), on trouve encore des endroits où une réception est possible, même à l'intérieur d'une voiture du RER, tant qu'elle reste à l'arrêt. Ces expériences ont été complétées par la réalisation d'un récepteur de simulation, c'est-à-dire qui permet de voir ce qui se passerait, si les émetteurs ondes longues danois, polonais, tchèque, etc., étaient modulés en phase, par des signaux horaires. Le résultat est étonnant : même si le signal AM devient inintelligible, l'hypothétique signal PM passe encore très bien.

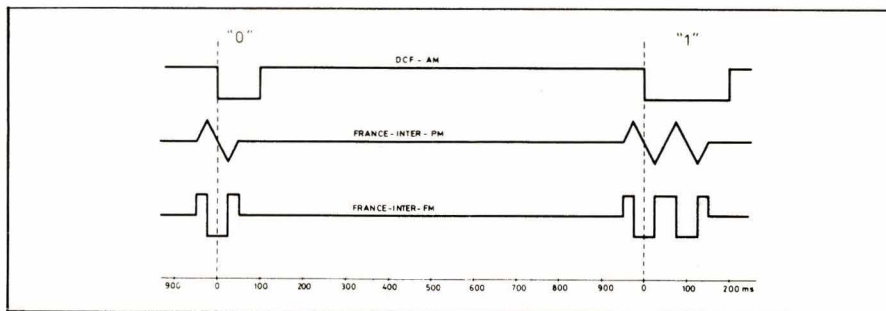


Fig. 4. — La forme des signaux horaires rayonnés par les émetteurs DCF et France-Inter.

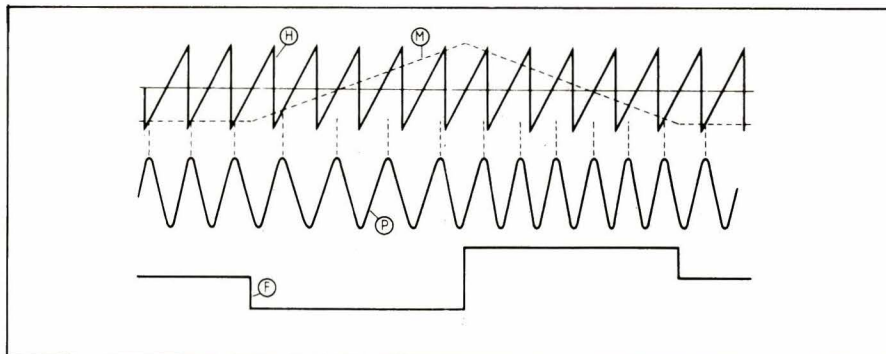


Fig. 5. — Une modulation de phase (P) peut être obtenue en excitant un circuit oscillant à des moments différents de la période d'un signal pilote (H).

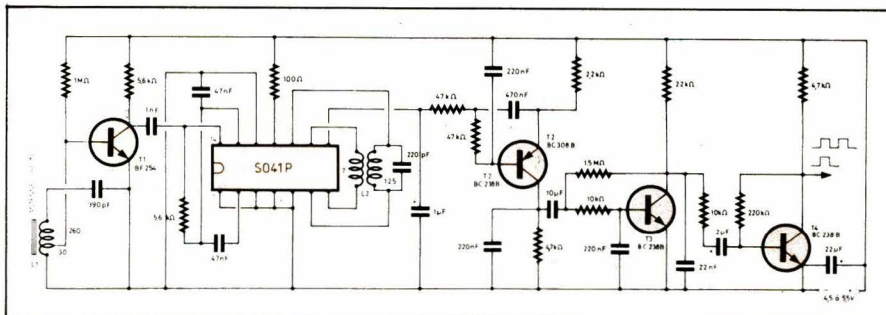


Fig. 6. — Récepteur des signaux PM de France-Inter, ne comportant qu'un seul bobinage en dehors de celui du bâtonnet d'antenne.

Modulation et précision

Pour obtenir une modulation de phase, on peut soit désaccorder des circuits oscillants à l'aide de diodes Varicap, soit utiliser, comme cela est indiqué dans la **figure 5**, une méthode de coïncidence. La fréquence fournie par le pilote de l'émetteur est mise en forme de dent de scie (H) et appliquée à une entrée d'un comparateur de tension, dont l'autre entrée reçoit le signal de modulation M. Chaque fois qu'il y a égalité de tension, ce comparateur émet une impulsion qui excite un circuit oscillant. Ce dernier fournit ainsi une porteuse P, modulée en phase. La courbe F de la **figure 5** schématise l'excursion en fréquence qui résulte de cette modulation.

Dans les deux cas, on doit faire appel à des circuits oscillants, donc affectés d'une certaine inertie. Les transitions de fréquence seront donc (heureusement pour l'auditeur radio) ralenties, et on obtiendra des flancs beaucoup moins raides qu'avec un

émetteur autonome, modulé en amplitude. Ainsi, et aussi à cause de sa modulation d'amplitude, France-Inter ne peut répéter ses signaux horaires qu'avec une précision de 200 μ s environ, alors que moins de 10 μ s sont, théoriquement, possibles en AM. En pratique, France-Inter offre néanmoins, à Paris, une précision plus de deux fois supérieure à la précision horaire de DCF, beaucoup plus perturbée. En effet, la gamme des ondes très longues est surpeuplée d'émetteurs de toute sorte, et quant aux perturbations industrielles, aucun règlement d'« antiparasitage » n'existe en dessous de 150 kHz.

Un récepteur très simplifié

Moyennant un seul bobinage, en plus de celui du bâtonnet d'antenne, on arrive déjà à réaliser un récepteur encore parfaitement utilisable à plus de 400 km de l'émetteur. Son schéma est indiqué dans la **figure 6**, où le nombre des spires, inscrit à

côté de l'enroulement d'antenne, est valable, à titre indicatif, pour un bâtonnet de $4,1 \times 50$ mm, Ferro-cube 3 B (fil de 0,1 mm). Inutile de prendre un bâtonnet plus grand, sauf si on se trouve à plus de 400 km du centre de la France.

Le circuit d'antenne est suivi d'un amplificateur H.F. apériodique, T_1 , puis d'un circuit intégré couramment utilisé dans les récepteurs FM, et qui est composé d'un limiteur et d'un détecteur à coïncidence. Quant au bobinage de ce dernier, le nombre des spires indiqué est valable pour un pot de ferrite $A_L = 250$, dimensions 14×8 mm ou voisines, fil divisé de 10 brins de 0,05 mm.

Pour éliminer les inévitables résidus de modulation d'amplitude, on prévoit ensuite un filtre actif (T_2). A la sortie de l'étage d'amplification, T_3 , on obtient le signal FM de la figure 4, fortement arrondi par le filtrage, avec une amplitude de plus de 1 V, ce qui est suffisant pour l'attaque de T_4 , étage de mise en forme. L'oscillogramme de la figure 7 montre, en haut, le signal de collecteur de T_3 , et en bas, celui de sortie, pour le cas d'un « 1 » logique. On peut inverser la polarité, c'est-à-dire obtenir en sortie les alternances positives du tracé FM de la figure 4, en intervertissant simplement l'un des enroulements de L_2 .

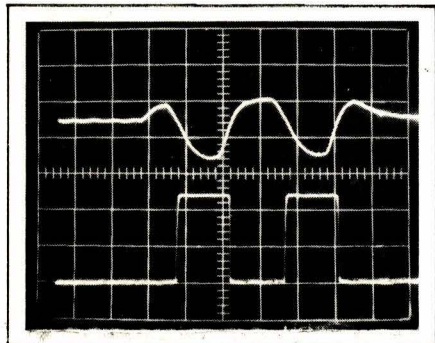


Fig. 7. — Signaux (« 1 » logique) obtenus avec le récepteur de la figure 6.

La courbe de la figure 8 est celle du discriminateur SO41P. Elle donne sa tension de sortie en fonction de la fréquence. On voit que la partie utile présente une pente de 2 mV/Hz. Lors d'une excursion de ± 6 Hz, le signal de sortie est ainsi de 24 mV crête-à-crête, si bien que deux transistors (T_3 , T_4) sont suffisants pour l'amplification et la mise en forme. Une éventuelle dérive, par effet de température, pourra atteindre au moins ± 200 Hz avant que la linéarité de la démodulation ne soit menacée. En d'autres termes, il suffit que la stabilité en fréquence du circuit de démodulation soit de $\pm 1,2 \times 10^{-3}$, performance facile à maîtri-

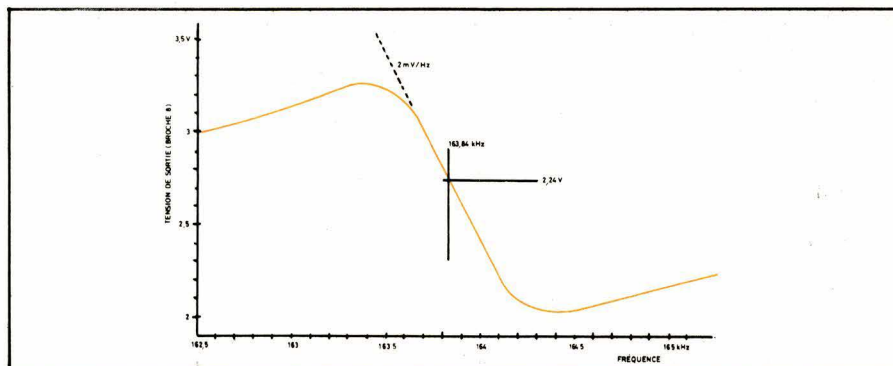
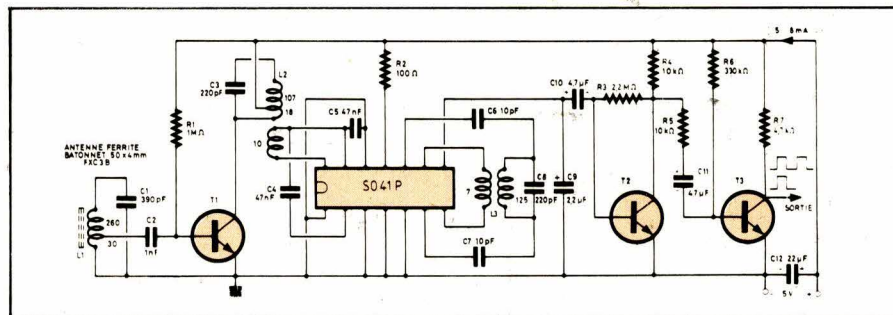


Fig. 8. — Courbe de réponse du discriminateur de fréquence utilisé dans le récepteur de la figure 6.



la région la plus défavorisée étant celle de Toulon. Dans cette région, le récepteur de la **figure 6** est à déconseiller, et celui de la **figure 9** risque de ne fonctionner qu'avec une antenne d'au moins 10 cm.

Il sera difficile d'augmenter le gain du récepteur, tant que celui-ci est à amplification directe, c'est-à-dire sujet à réaction interne. Par contre, avec un récepteur superhétérodyne, il est possible d'obtenir un gain tel que France-Inter peut être reçu, à Toulon, avec une antenne de 25 mm seulement.

Accord automatique sur 162 et 163,84 kHz

Même lors d'une réception à fréquence fixe, le problème majeur n'est pas celui de la sensibilité, mais celui de la dérive en fréquence. Un quartz n'est pas suffisant pour le résoudre, car il sera utilisé conjointement avec d'autres circuits, et qui dériveront de façon différente. Par contre, on peut remarquer qu'on dispose dans tous les cas d'un discriminateur de fréquence qui ne demande que de fournir une tension continue de rattrapage d'accord. Et cette tension, on peut l'appliquer à des circuits de conception identique, c'est-à-dire qu'elle permettra de corriger simultanément plusieurs circuits, puisque ces circuits auront tendance à dériver de la même façon.

Dans ces conditions, il est tout aussi facile de rattraper une dérive de quelques centaines de hertz, qu'un écart de quelques kilohertz. On pourra alors accorder le récepteur, au repos, en voisinage de 163 kHz, et dès qu'une porteuse apparaîtra, entre 161 et 165 kHz par exemple, le récepteur s'y accordera de façon automatique.

La **figure 10** montre les modifications correspondantes du circuit de démodulation. Le circuit oscillant est à coupler par une capacité relativement faible, C_1 , de façon que la tension à ses bornes reste suffisamment faible pour ne pas entraver le fonctionnement de la diode Varicap. L'amplification de la tension continue d'erreur, par T_1 , permet d'obtenir une plage de capture d'au moins 3,5 kHz. Pour cela, il convient d'ajuster la tension d'émetteur de T_1 de façon que le point de fonctionnement se trouve, au repos, à peu près au milieu de la partie utile de la courbe (**fig. 8**) du discriminateur. Les

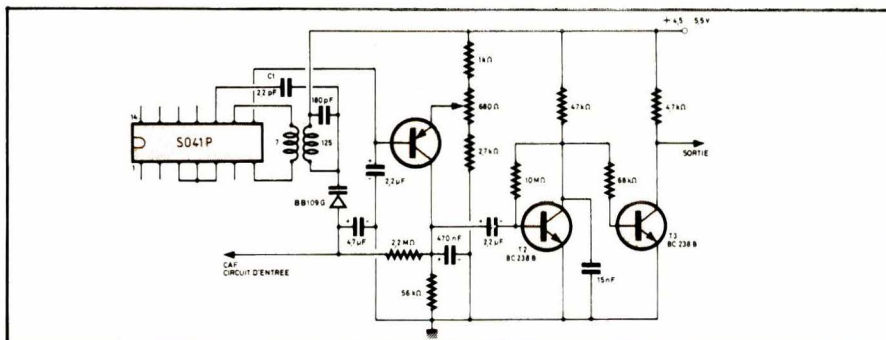


Fig. 10. — Elaboration d'une tension de commande automatique de fréquence (CAF), permettant un accord automatique sur 162 ou 163,84 kHz.

signaux horaires sont d'abord amplifiés par T_2 , puis mis en forme par T_3 .

Le circuit d'entrée doit être doté d'une commande automatique de gain très sévère, de façon que sa diode Varicap ne puisse en aucun cas travailler en régime de redressement. De plus, il est prudent de tenir compte de l'erreur résiduelle de correction de fréquence, et de choisir en conséquence le rapport L/C du circuit oscillant qui précède le limiteur. Quant au bâtonnet d'antenne, on l'accorde au milieu des deux fréquences de réception, et on l'amortit (100 kΩ en parallèle) de façon à éviter toute amplification préférentielle de bande latérale.

Illustrant le fonctionnement du démodulateur, la **figure 11** montre, en haut, le signal d'entrée d'un modulateur de laboratoire, fonctionnant suivant le principe mentionné lors de la **figure 5**. En dessous, on a représenté le signal de réception FM (collecteur de T_1 , **fig. 10**). Le décalage entre ces deux signaux permet de déterminer le retard qu'introduit le récepteur. Bien que ce ne soit pas un oscilloscope tricourbe qui ait été utilisé — il s'agit simplement d'un *Centrad* 975 — la **figure 11** comporte une troisième trace. Elle a été prise par pose ultérieure, ce qui fait qu'elle n'est pas synchrone, et elle représente un signal directement reçu par France-Inter. La très légère surépaisseur du trait est dû à un faible résidu de modulation d'amplitude.

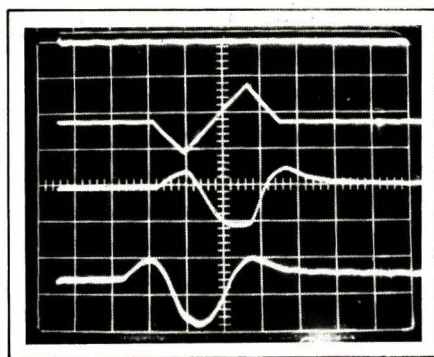


Fig. 11. — Signaux obtenus par un modulateur de laboratoire et par France-Inter.

Mise en forme DCF

Le plus souvent, les signaux PM-FM de France-Inter sont mis en forme de façon à obtenir un top de près de 50 ms pour un « 0 » logique, et deux tops consécutifs (comme dans la **fig. 7**) pour un « 1 ». Or, les seuls microsystèmes programmés par masque qui semblent exister actuellement (*Hopf, Philips*), ne répondent qu'aux signaux DCF (**fig. 4**, en haut). Il en est de même pour les programmes de traitement de signaux horaires (*Siemens-Schaltbeispiele* 1980/81, p. 284 à 289, microprocesseur 87 84), qu'on trouve dans la littérature technique.

La **figure 12** montre comment il convient de modifier (à partir de T_2) le schéma de la **figure 10**, pour obtenir la mise en forme correspondante. Lors de chaque front négatif, T_3 décharge rapidement C_1 , et cela détermine le blocage de T_4 . Du fait de la valeur élevée de R_1 , la recharge de C_1 est suffisamment lente pour que T_4 ne puisse entrer en saturation que 100 ms environ après le front de départ.

Pour illustrer ce fonctionnement, l'oscillogramme de la **figure 13** montre, en haut, le signal « 1 logique » obtenu au collecteur de T_1 (**fig. 10**), et en dessous, ce qu'on obtient au collecteur de T_4 (**fig. 12**).

Signaux horaires et fréquence étalon

Du fait de son pilote à horloge atomique, France-Inter est un excellent étalon de fréquence (mieux que 10^{-9}). Mais dans le cas d'un émetteur qui va changer de fréquence dans quelques temps, la réalisation d'un récepteur « standard de fréquence et signaux horaires » peut ne paraître rationnelle que si on y arrive avec un même quartz, et sans la nécessité d'une commutation manuelle de fréquence.

Pour cela, on peut remarquer qu'en plaçant, en réception super-

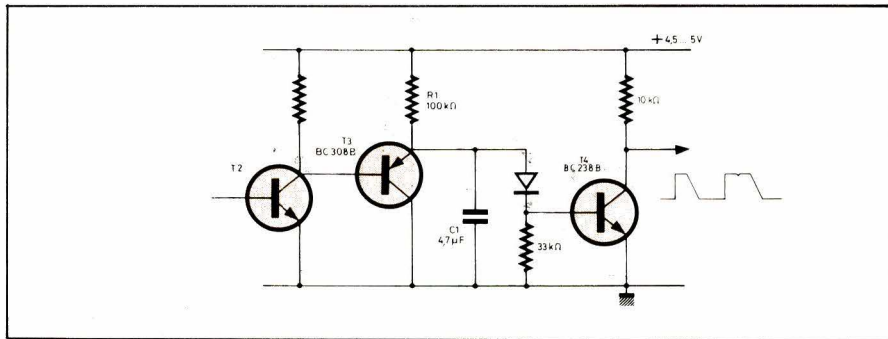


Fig. 12. — Circuit permettant une adaptation directe à un microprocesseur programmé pour des signaux de forme DCF.

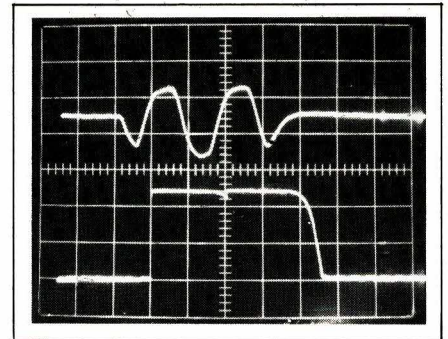


Fig. 13. — Réponse du circuit de mise en forme DCF.

hétérodyne, la fréquence de l'oscillateur local à $(163,84 + 162)/2 = 162,92$ kHz, on obtient les deux porteuses sur une fréquence intermédiaire de 920 Hz. Bien sûr, cela se trouve en plein milieu d'une bande latérale AM, mais comme l'excursion relative ($6/920$ au lieu de $6/163\,000$) est au moins 175 fois plus grande que sur la porteuse, le procédé fonctionne très bien en pratique. Comme il permet l'utilisation de filtres actifs RC, sur 920 Hz, le récepteur ne comporte aucun bobinage en dehors de celui de son antenne de ferrite.

Pour asservir à la fois 162,92 kHz et 920 Hz, on peut partir d'un quartz de 3 747,16 kHz, qui fournira la première de ces fréquences après division par le nombre premier 23, et la seconde après division par 4 073, également nombre premier. En fait, et pour des raisons de commodité, on multiplie tous ces nombres par deux, et la figure 14 montre le diagramme fonctionnel qu'on obtient ainsi.

Pour l'expérimentation de ce principe, on a utilisé l'oscillateur de la figure 15, où T_1 excite le quartz sur sa fréquence de résonance parallèle, alors que T_2 sert de tampon de sortie. Pour la correction fréquence-phase, on utilise une diode Varicap série, et une parallèle. Si la tension CAF (commande automatique de fréquence) ne peut excéder 5 V, même la capacité minimale des diodes Varicap amènera le quartz encore en dessous de sa fréquence nominale, à moins qu'il soit de taille spéciale. Il est donc prudent de prévoir au moins 15 V pour le circuit CAF, alors que tous les autres circuits de l'appareil peuvent fonctionner sous 5 V.

La fréquence de 162,92 kHz est obtenue en divisant d'abord par 23, au moyen de deux doubles J-K et le diviseur 1/5 d'un SN 7 490, et en décomposant $2 \times (2 \times 5 + 1) + 1 = 23$. Puis, la bascule restant disponible est utilisée pour une division par deux, ce qui permet d'obtenir une forme d'onde symétrique. Au

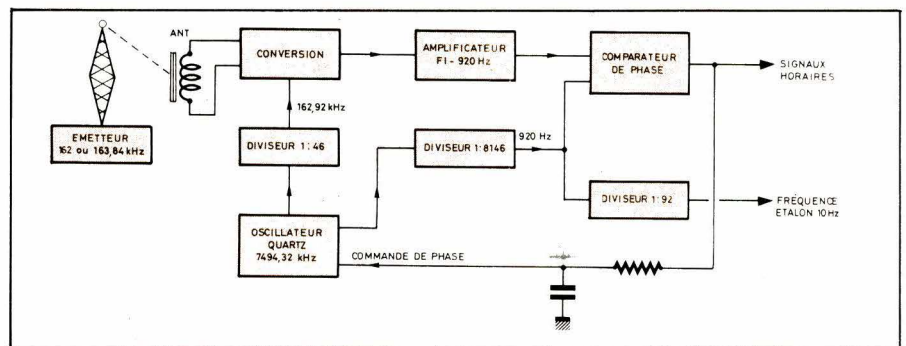


Fig. 14. — Synoptique d'un récepteur de fréquence étalon et de signaux horaires, fonctionnant indifféremment et sans commutation sur l'une ou l'autre des deux fréquences d'émission.

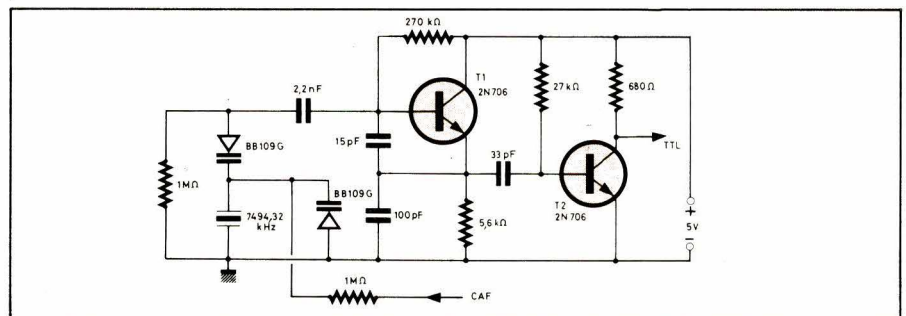


Fig. 15. — Oscillateur à quartz du synoptique de la figure 14.

total, l'opération demande 3 boîtiers TTL.

La division par 8 146 peut également se faire avec seulement trois boîtiers TTL. La figure 16 montre qu'on travaille avec remise à « 9 » sur l'une des 4 décades, et avec remise à « 0 » sur les autres. Ainsi, 4 073 devient 4 082, nombre qu'on peut décoder, en BCD, en « visant » seulement trois bits. Suivi d'un inverseur, le décodeur correspondant (SN 7 410) introduit un retard suffisant pour que la méthode du retour forcé au départ, utilisée ici, fonctionne parfaitement.

La figure 17 montre le schéma du circuit de réception. L'étage de conversion, T_1 , est suivi de deux amplificateurs à filtres actifs. Ces derniers ne demandent pas d'ajustage, si on utilise des composants RC d'une tolérance maximale de 2 %. On n'a pas besoin d'une commande automatique de gain, car les amplificateurs opérationnels sont d'excellents limiteurs. Ce qui fait qu'on n'a

pas besoin de limiteur non plus, du moins tant qu'on se contente de la sensibilité de $200 \mu V$ (base de T_1) qu'offre ce montage. Autrement, ce limiteur serait à placer devant le OU exclusif qui sert de comparateur. Une présélection H.F. supplémentaire, par circuit LC (bande passante 5 kHz) peut être utile dans le cas où le bâtonnet d'antenne risque d'être exposé à un fort champ de 50 Hz.

Pour amplifier la tension de CAF, on se sert d'un transistor V-MOS de faible puissance. On en adapte le seuil d'entrée par un ajustage dans le circuit de gate.

L'oscillogramme de la figure 18 montre ce qu'on obtient à la sortie de ce récepteur, en haut pour le « 0 », en bas une superposition de quelques « 1 » avec un « 0 » à la fin duquel l'obturateur de l'appareil photo a été fermé. L'épaisseur de la trace résulte d'un résidu de 920 Hz, facile à filtrer par la suite.

On remarquera qu'on obtient, cette fois-ci, le signal PM de la fi-

gure 4, et non plus, comme précédemment (fig. 7, 11, 13), le signal FM. Cela, non pas parce que le démodulateur utilisé s'appelle « comparateur de phase », mais uniquement pour une question de constante de temps de circuit oscillant. En effet, si on utilise un circuit LC dans l'oscillateur de la figure 15, on retrouve bien un signal du type FM, car un tel circuit se laisse « déloger » assez rapidement de sa fréquence. Cela signifie qu'il suit, à un petit retard près, la fréquence de l'émetteur, si bien que la tension issue du comparateur est essentiellement fonction d'une fréquence. Or, dans le cas d'un quartz, la durée du signal n'est pas suffisante pour le déloger profondément de sa fréquence, et l'oscillogramme de la figure 18 ne montre qu'une petite différence entre les alternances d'un signal qui traduit essentiellement une variation de phase.

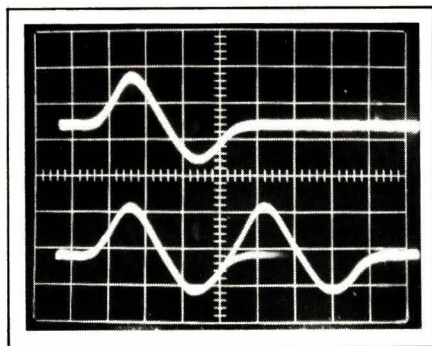


Fig. 18. — Signaux délivrés par le récepteur de la figure 17.

Il reste à signaler que le récepteur de la figure 17 fournira un signal de polarité opposée, quand France-Inter travaillera sur 162 kHz. En n'utilisant que l'alternance positive, on aura néanmoins toujours un top pour

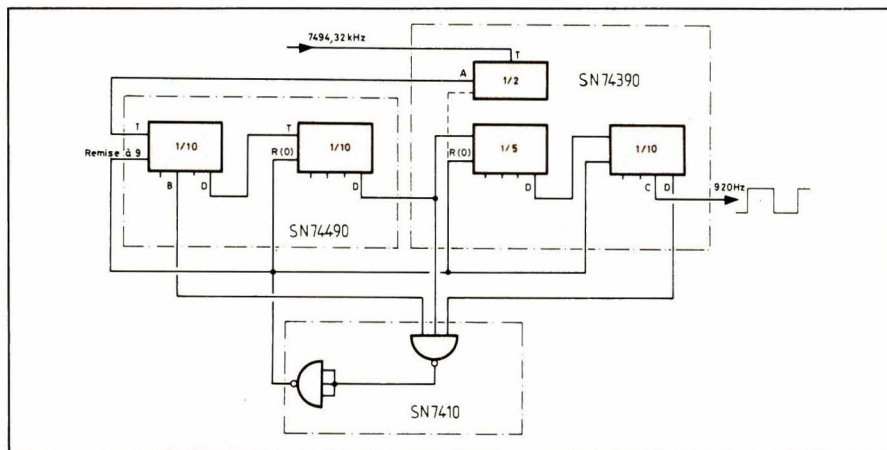


Fig. 16. — Bien que 4 073 soit un nombre premier, on peut effectuer une division par ce nombre avec seulement trois boîtiers TTL.

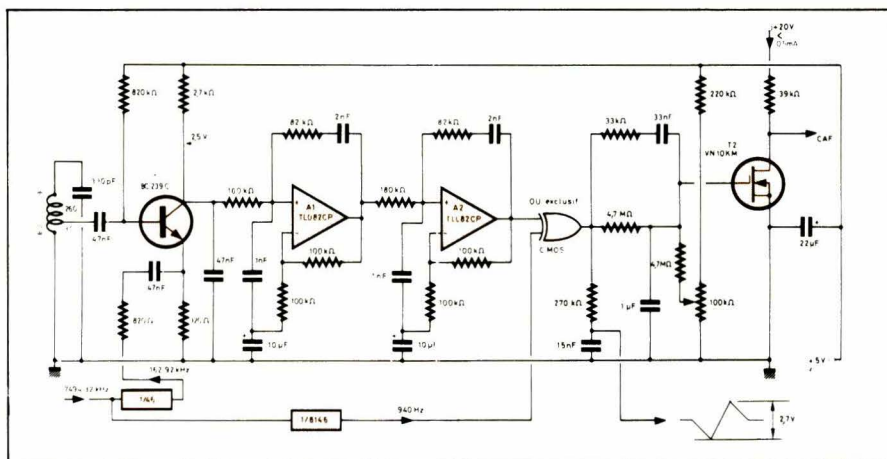


Fig. 17. — Le seul bobinage de ce récepteur superhétérodyne est celui de son bâtonnet d'antenne.

« 0 », et deux tops pour « 1 », mais avec un décalage de 50 ms. Pour éviter ce décalage, il suffirait de redresser les deux alternances du signal, ce qui permettrait de traiter toujours une fonction de même type.

Sur ce traitement par microprocesseur, on trouvera, dans un prochain article, des indications qui

pourront être assez brèves, car l'établissement d'un programme microprocesseur est, d'après ce que l'auteur a pu constater lui-même, pour une personne inexpérimentée, une chose nettement plus facile que la réalisation d'un récepteur ne l'est pour quelqu'un pouvant prétendre à une certaine expérience.

H. Schreiber

Electronique Applications fait peau neuve

Nos lecteurs n'ont pas de temps à perdre : une revue technique est un outil de travail que l'on doit pouvoir lire rapidement, puis consulter aisément.

C'est pourquoi, dès son prochain numéro, « Electronique Applications » offrira à ses lecteurs une présentation nouvelle, avec une mise en page refondue, une iconographie plus importante favorisant ainsi la préhension immédiate de l'essentiel.

« Electronique Applications » s'affirme ainsi, davantage encore, comme le vecteur de formation et d'information privilégié vers tous ceux qui utilisent l'électronique et les technologies connexes.

MULTIPRECI

MN 5102

UN NOUVEAU MULTIMETRE signé

ADIP
**Jules Richard
& Pékly**



**MULTIMETRE
NUMERIQUE**

MN 5102

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

pour toutes informations :

**Jules Richard
& Pékly**

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

SERVICE-LECTEURS N° 208

opp 1349

ELECTRO-CONCEPT

CONCEPTION ET FABRICATION
DE CABLAGES ELECTRONIQUE

**45 personnes
sur
1 000 m² couvert
à votre service
à 60 mn de Paris**

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



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

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

SERVICE-LECTEURS N° 209

Dans un précédent exposé, nous avons tenté de faire le point sur la technologie des générateurs électrochimiques du type primaire.

Les piles ne peuvent toutefois résoudre, en applications professionnelles, que certains problèmes spécifiques dans lesquels l'économie ne joue qu'un rôle secondaire. C'est ainsi que National Semiconductor étudie, avec SAFT les possibilités d'intervention des batteries au lithium dans certains systèmes portables ou faibles consommateurs, tels que ceux comportant des mémoires dont il convient de garder, à tout prix, l'information.

Accumulateurs électriques : technologie et emploi

En dehors de ces types de contraintes, surtout lorsqu'il s'agit de fournir une puissance plus importante à faible coût, on fait plutôt appel aux sources secondaires c'est-à-dire aux batteries rechargeables que sont les accumulateurs, et dont il va être question dans cet article.

Technologie des accumulateurs

Tout le monde connaît maintenant le principe d'un accumulateur, ne serait-ce que par le fait d'utiliser une automobile. Nombreux sont ceux qui constatent chaque hiver la difficulté du démarrage due, à 80 %, à la baisse de capacité de la batterie par temps froid. Combien y a-t-il, par contre, d'automobilistes qui savent qu'au cours de la période de mise en route, la batterie fournit entre 300 et 500 A au moteur à courant continu servant de démarreur ? Et, de plus, il faut que la bobine de « Ruhmkorff » assurant l'allumage, reçoive les quelques ampères indispensables à la génération d'une étincelle de quelques 20 kV !... Et nous ne parlons pas des phares ni des lampes témoins en circuit au moment du contact...

Voici, en quelques exemples, tracé le cadre de notre étude, qui ne concerne pas l'automobile bien sûr, mais repose sur les mêmes principes, à l'échelle près.

C'est Gaston Planté, physicien français né à Orthez en 1834 qui, constatant la réversibilité de certain-

nes piles (comme celle de Daniell), construisit en 1860 le premier accumulateur au plomb.

Toutefois, la fabrication industrielle de ce générateur secondaire ne prit son essor que vers 1900. Le générateur à combustible, que l'on peut classer dans cette catégorie, fut donc son prédécesseur puisque William Grove, physicien anglais, l'imaginait en 1839 sur les théories émises par son compatriote, Humphry Davy, en 1802 (Davy est l'inventeur des lampes de mineurs). Il fallut malheureusement attendre les résultats des travaux de Nernst, savant allemand (prix Nobel 1920) sur les équilibres chimiques pour passer à la réalisation pratique des accumulateurs modernes et des piles à combustible. Toute la théorie des transformations en thermodynamique chimique prend appui sur la loi de Nernst qui s'énonce de la façon suivante :

$$E_m = E_o + \frac{0,06}{n} \log K_a$$

avec E_m = f.é.m. du générateur

E_o = tension d'électrode

$$E = \frac{0,06}{n} \log K_a = \text{tension du rédox}$$

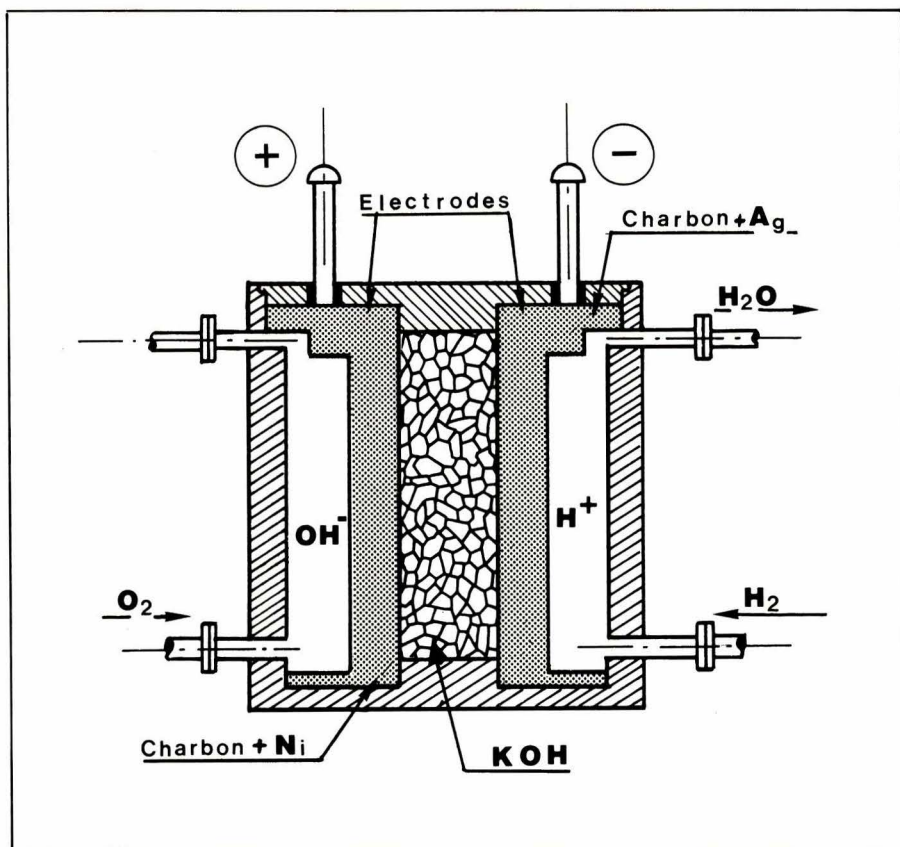


Fig. 1.

K_a = constante d'équilibre rédox ($\frac{ox}{red}$)

$$\log K_a = - \frac{\Delta G}{2,3 RT}$$

(- ΔG = eutalpie libre en calories à 25 °C)

« La source secondaire ne délivre pas d'énergie de façon spontanée » comme le fait la source primaire. Elle doit être approvisionnée soit en flux électronique (cas de l'accumulateur) soit en combustible et comburant (cas de la pile à combustible). Notons au passage que, comme pour n'importe quelle combustion, le comburant peut être tiré de l'air atmosphérique.

Le dessin de la **figure 1** montre la coupe schématique d'une pile à combustible H₂/O₂. Ce type de générateur, étudié aux USA par *Energy Research Corp.*, utilise l'air comme comburant, le carburant étant obtenu dans un dispositif de « cracking » adjacent au générateur. De cette façon, on peut alimenter l'ensemble à partir d'un mélange eau/méthanol (**fig. 2**). Ce genre de dispositif, essayé sur un véhicule automobile a permis de disposer d'une puissance de 20 kW (27 CV) avec des pointes disponibles de 40 kW. Sur un véhicule d'une tonne, la vitesse de 50 km/h a été atteinte en 15 secondes et la vitesse de croisière s'est située aux alentours de

90 km/h. Il subsiste toutefois un problème au niveau de la quantité de combustible à embarquer pour atteindre les possibilités du véhicule classique ! Mais il n'est pas insoluble.

Revenons toutefois à nos préoccupations d'électroniciens qui, nous l'avons dit, ne sont pas encore concernées par les piles à combustible.

Structures des accumulateurs

L'élément « Planté » était constitué de deux lames de plomb immergées dans une solution d'acide sulfu-

rique à 31° Baumé ce qui correspond à une densité de 1,275 environ à 20 °C.

Nous avions... il y a 50 ans !... fabriqué une batterie de ce genre pour alimenter un récepteur de radio. Elle délivrait 80 V (sous quelques dizaines de mA) et les électrodes étaient constituées de *plomb à encastrer les vitraux* (c'était une idée due à la revue « La Science et la Vie »). La **figure 3** montre la réalisation pratique de notre batterie. Il fallut 10 charges et décharges successives pour obtenir une relative stabilité mais, jusqu'aux environs de 50 V, le récepteur consentait encore à marcher sans trop d'accrochages ! Les branches positives prenaient à la longue une teinte brunâtre et les branches négatives devenaient gris clair avec un aspect poreux nettement caractérisé. Pourquoi ? parce que le plomb est attaqué par SO₄H₂ ce qui est normal. Au contraire, si l'on fait les électrodes en métal inattaquable — platine par exemple — nous composons un « voltamètre » dans lequel le passage du courant provoque la séparation de l'eau en ces deux composants : H et O, selon la réaction :

- à l'électrode + : SO₄ + H₂O
→ SO₄H₂ + 1/2 O₂ ↗
- à l'électrode - : 2 H → H₂ ↗

Les électrodes restent dans leur état primitif, l'eau disparaît et l'acide sulfurique prend une concentration maximum ; dès que l'on coupe le courant, aucune d.d.p. n'apparaît entre les électrodes.

Pour qu'il y ait accumulation, il faut donc qu'il y ait « activité » sur la surface de l'électrode, soit par attaque du métal :

(sous l'action du courant) Pb/ PbO₂/ SO₄H₂/ Pb poreux/ Pb, soit par ap-

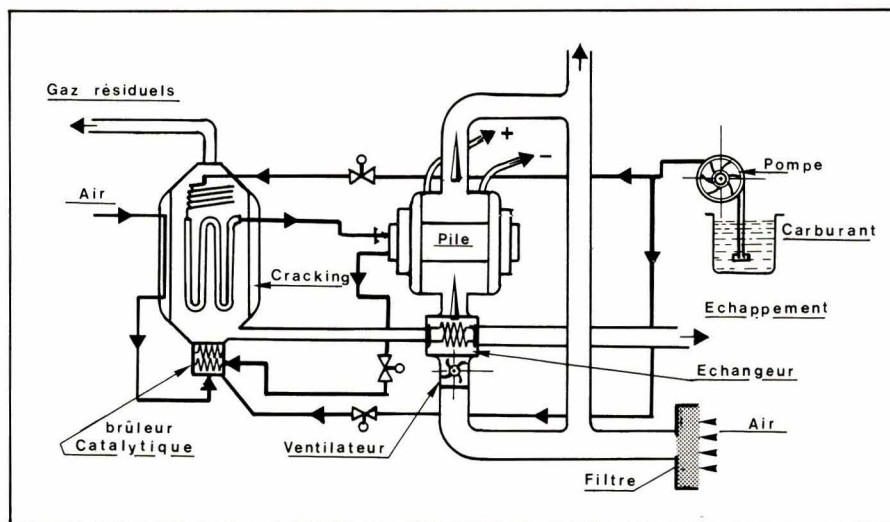


Fig. 2.

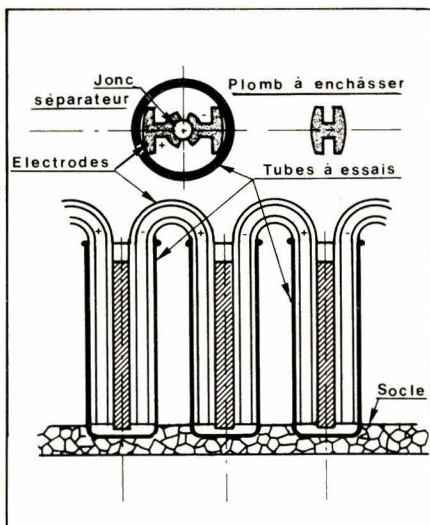


Fig. 3.

port de réactifs (O et H) : $P_t / O_2 / SO_4H_2 / H_2 / P_t$, comme nous venons de l'indiquer pour le cas de la pile à combustible que l'on peut assimiler à un « inverse du voltamètre ».

Ces deux chaînes électrochimiques, étant dissymétriques, forment donc une pile régénérable par simple initiation de la réaction de « rédox » (voir « Electronique Applications » n° 21, page 44). Dans le cas du plomb, le rédox est provoqué par l'application d'une f.é.m. aux bornes de l'élément. La figure 4 résume schématiquement les phénomènes prenant naissance au cours de la charge à partir d'une source dont la f.é.m. doit être légèrement supérieure à 2,2 V. En fin de charge, la densité de l'électrolyte est à son maximum (1,26 à 1,27). Nous retrouvons donc la concentration obtenue avec le voltamètre en même temps que la formation d'hydrogène qui s'échappe dans l'ambiance et d'oxygène qui forme un bioxyde

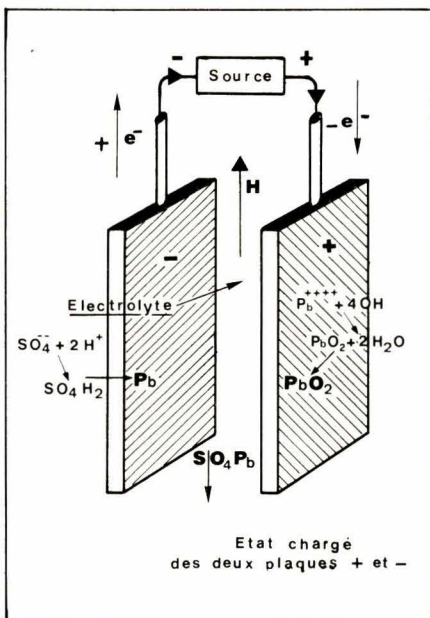


Fig. 4.

PbO₂. Le sulfate de plomb se transforme en plomb spongieux (voir plus haut) sur la plaque négative, et en bioxyde de plomb sur la plaque positive. Un accumulateur totalement déchargé, par contre, est envahi par le sulfate (SO₄Pb) qui durcit après un certain temps en réduisant notablement la capacité de la batterie. Pour revenir à un état normal, il faut alors procéder à plusieurs charges et décharges successives après avoir remplacé provisoirement l'électrolyte par de l'eau pure.

Dans l'accumulateur commercial, les plaques sont composées de grilles multicouches en alliage de plomb et d'antimoine avec, pour certains types, un apport d'alumine. Ces grilles sont remplies de pâtes formulées à l'acide sulfurique et d'oxydes, de liants et de certains additifs, variant avec les marques. La plaque positive comporte du minium (Pb₃O₄) et la plaque négative de la litharge (PbO) ce qui provoque les deux teintes caractéristiques : brun rouge et gris respectivement. La figure 5 montre un élément de batterie au plomb de type stationnaire très classique. L'ensemble actif comporte deux faisceaux de plaques (+ et -), imbriqués avec séparateurs en P.V.C., le tout étant maintenu entre deux flasques réunies par des entretoises isolantes en haut et en bas. Les batteries transportables monobloc sont construites un peu à la façon de celles habituellement montées sur les automobiles, et certains types comportent des plaques alvéolaires ou tubulaires comme celles dont nous allons parler au sujet des éléments alcalins. Les bacs sont alors en polymères du type polypropylène, et l'électrolyte doit faire l'objet d'une surveillance constante.

Les éléments étanches

Afin de remplacer les piles, dans un souci d'économie et d'efficacité, les fabricants ont imaginé les éléments *étanches sans entretien* et, en immobilisant l'électrolyte comme dans le cas des piles, on peut constituer des batteries compactes et fiables. La figure 6 montre la coupe d'un élément Varta dans lequel l'électrolyte est gélifié dans un conditionnement protégé contre les suppressions. Cette protection est assurée par une valve laissant sortir les gaz sans livrer passage au liquide susceptible de suinter hors du bac. On trouve dans cette fabrication une gamme de douze modèles, depuis 2 V - 1 Ah jusqu'à 12 V - 9,5 Ah. A titre d'exemple, la batterie 6 V

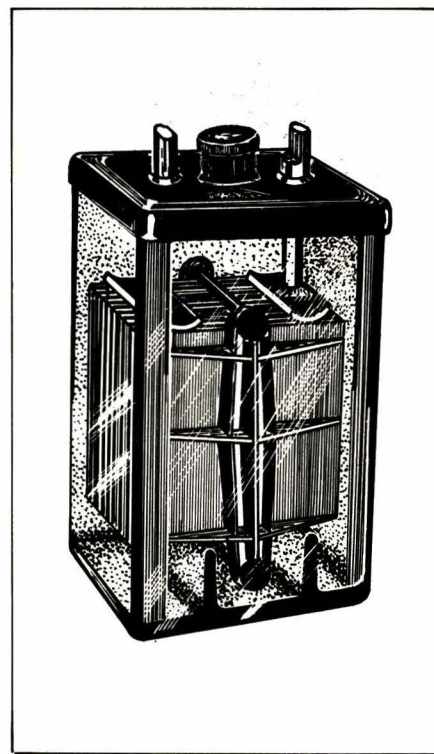
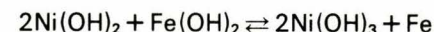


Fig. 5.

- 3 Ah se présente sous la forme parallélépipédique : 13,5 x 3,5 x 6 cm avec un poids de 620 g.

Les accumulateurs alcalins

Les accumulateurs au plomb sont affectés de quelques défauts qui les écartent parfois de certaines applications. La recherche a donc été dirigée vers l'affranchissement de ces défauts, et Edison, en 1901, proposait un nouveau couple mettant en œuvre le fer et le nickel dans un électrolyte à base de potasse (KOH). La réaction réversible est la suivante :



Si l'on applique la loi de Nernst évoquée plus haut, on a pour l'expression de la constante d'équilibre K_a :

$$\frac{(Ni^{+++})_2}{(Ni^{++})_2 (Fe^{++})}$$

La f.é.m. résultante est $E_m = 1,5$ V. Pratiquement, l'électrolyte ne sert que de véhicule ionique avec, toutefois, une possibilité de réactivité due aux ions K⁺. Aucune crainte de sulfatation n'est donc à envisager, même avec un élément totalement déchargé. Par suite, la concentration de l'électrolyte reste la même, quel que soit l'état du couple, et sa susceptibilité au gel reste alors constante.

L'accumulateur alcalin offre une énergie massique (W/kg) du même

Tableau 1 : formats des piles (accus Cd/Ni)

Désignation		Tension	Capacité	Dimensions (mm)	
courante	CEI 285-1	(V)	(mAh)	Ø	H
RO3	KR 10/44	1,24	180	10,5	44
R6	KR 15/51	1,24	500	14,5	50,3
R14	KR 27/50	1,24	1 800	26	49
R20	KR 35/62	1,24	4 000	33,5	61
6F22	Standard	9	110	26,4 x 15,1 x 49	
TR 7/8	Varta	12	225	54,8 x 28,8 x 54,7	

Tableau 2 : formats CEI 285-1

Désignation	Tension	Capacité	Dimensions (mm)	
CEI	(V)	(mAh)	Ø	H
KR 27/26	1,24	750	25,3	25
KR 35/38	1,24	2 000	33,5	39
KR 35/92	1,24	7 000	33,5	94
KR 23/43	1,24	1 200	23	42,2

ordre de grandeur que celle de l'accumulateur au plomb mais, par contre, sa capacité unitaire est plus importante (Ah/kg). On peut encore accroître cette capacité par addition d'hydroxyde de lithium (LiOH), base forte appelée lithine, à la solution de KOH. La densité doit être réglée aux environs de 28 °B (soit $d = 1,254$ environ). Cette addition a pour effet de retarder la formation de carbonate de calcium (CO_3K_2) au sein de l'électrolyte qui provoque une augmentation de la résistance et une diminution de la capacité des électrodes négatives. Ce phénomène, dû à la présence du gaz carbonique de l'air (CO_2), est donc l'équivalent de la sulfatation des accumulateur au plomb, du moins dans ses effets.

La fabrication des plaques est sensiblement similaire à celle des accumulateurs précédents, à cette différence qu'elles sont constituées d'un support alvéolaire en métal ferreux de conception variable suivant les fabricants. On trouve des plaques à pochettes ou à tubes juxtaposés remplies d'une matière active qui peut-être :

- un oxyde de nickel mélangé à une poudre de nickel pour les positives ;
- une poudre d'oxyde de fer, stable, (Fe_3O_4) mélangé à des oxydes cuivrique et mercurique pour les négatives Fe/Ni ;
- une poudre d'hydroxyde de cadmium (CdOH_2) et de cadmium pour les négatives Cd/Ni.

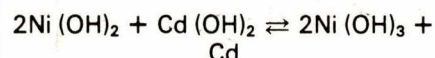
Il existe donc deux types courants d'accumulateurs alcalins et si la

combinaison fer-nickel offre l'avantage d'un coût moins élevé, celle au cadmium-nickel est caractérisée par une qualité technologique nettement supérieure.

Le fer et le cadmium, appartenant au même groupe (Zn/Cd/Hg) sont toutefois dotés de propriétés qui, dans le cas des accumulateurs, accordent l'avantage au second. Leurs oxydes (Fe_3O_4) et (CdO) sont réducteurs et fortement basiques, mais le second est légèrement conducteur et élimine tout risque de réaction secondaire. On a pourtant l'habitude d'adjoindre une petite quantité de Fe

dans l'électrode Cd afin de lui donner une meilleure tenue dans le temps.

L'équation d'équilibre reste semblable à celle du système Ni/Fe :



avec une constante

$$K_a = \frac{(\text{Ni}^{+++})_2}{(\text{Ni}^{++})_2 (\text{Cd}^{++})} \text{ et f.é.m.} =$$

1,5 V.

Avec le couple Ni/Cd enfin, le régime de charge peut être accéléré ce qui présente un avantage particulier sur tous les autres systèmes. La figure 7 montre un bloc de plaques composant un élément alcalin Cd/Ni. Il s'agit de plaques à pochettes perforées. Les éléments de liaison et de connexion sont en alliage inoxydable et les séparateurs (visibles d'un côté) sont des profilés, en U, de PVC. Le bac est en inox.

L'évolution de la métallurgie des poudres a contribué au perfectionnement des accumulateurs alcalins. Le frittage des particules actives sur des plaques de métal rendu inoxydable favorise à la fois la résistance mécanique et la porosité de l'électrode. Grâce à cette nouvelle technologie certains fabricants, comme Varta par exemple, ont pu constituer des éléments étanches à électrolyte immobilisé.

Une série, dite « prismatique » est proposé dans une grande variété de tensions et de capacités (2,4 à 15 Ah). Une autre série, dite « bou-

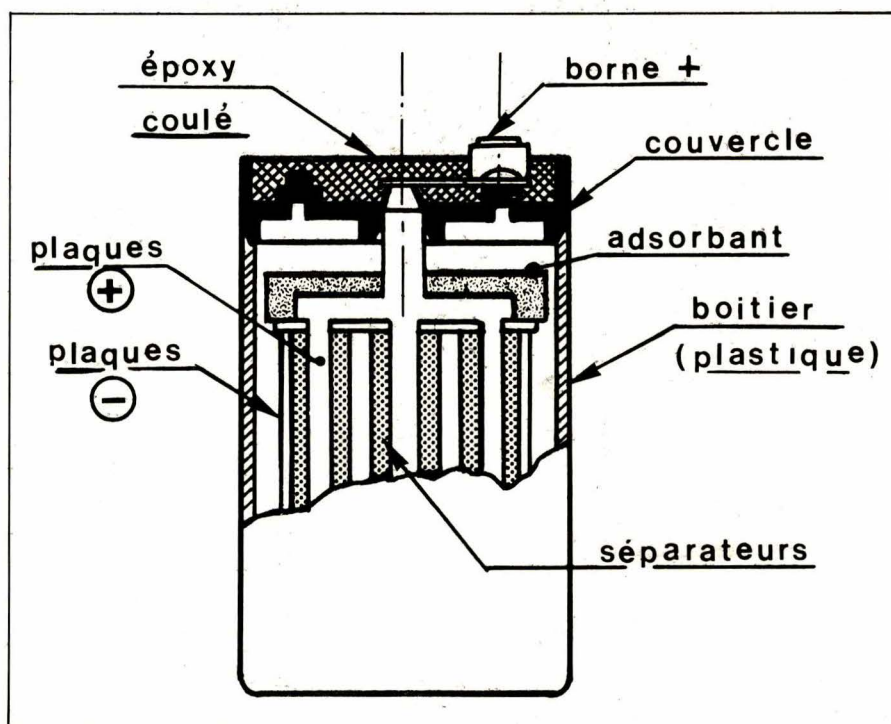


Fig. 6.

Tableau 3 : éléments boutons, parallélépipédiques et pour C.I.

Marque	Réf.	Tension	Capacité	Dimensions (mm)			
		(V)	(mAh)	Ø	L	I	H
(1) Varta (boutons)	KBL 8/6	1,24	20	11,5	—	—	5,35
Varta	KBL 26/7	1,24	150	25,1	—	—	6,7
Varta	KBL 44/9	1,24	600	43,1	—	—	7,9
Varta	KBM 51/11	1,24	1 000	50,3	—	—	10
(2) Varta (P)	5M3	6	3 000	—	134,5	34,3	62,6
(3) Varta	5M6	6	6 000	—	90,5	50,5	112,2
Varta	SD 1,6	1,24	2 400	—	41,4	16,8	64,1
Varta	SD 15	1,24	15 000	—	77	30	126
Sanyo	6N-75P	7,2	75	—	26,6	15,5	49
(4) Sanyo	N-SB2	2,4	90	15,5	41	—	—
Sanyo	N-SB3	3,6	90	15,5	58	—	—

(1) Normes CEI 509

(2) Batteries et éléments étanches

(3) Sous boîtier plastique étanche

(1) (2) (3) Extraits de la gamme

(4) « Backup » à fils soudables pour C.I.

tons » ressemble aux piles dont nous avons parlé et se présente sous la forme dessinée sur la **figure 8**. Elles peuvent toutes être associées en batteries, les types boutons étant immobilisées dans des profilés (tubes ou autres) en P.V.C. rétractable par chauffage. SAFT (France) Varta (Allemagne) et Sanyo (Japon) sont parmi les principaux producteurs de ces éléments ainsi que de ceux des séries standards.

Une autre catégorie de conditionnement, que nous avons évoqué dans notre préambule, et que Sanyo appelle « backup » (« soutien », « sauvegarde ») fait entrer la batterie Cd/Ni dans la gamme des composants pour circuits imprimés. Leur emploi, avec montage en « floating » sur une carte, protège les mémoires mais peut aussi assurer d'autres fonctions telles que le lancement automatique d'un message.

Batteries standards

Actuellement, on commercialise de façon courante tous les types correspondant aux piles normalisées. Leur constitution est conforme, ou

identique au dessin de la **figure 9**. L'électrode positive est, dans le cas présent, obtenue à partir d'une feuille garnie de poudre de nickel frittée et imprégnée d'hydroxyde de Ni. L'électrode négative est fabriquée de la même façon avec du cadmium et de l'hydroxyde de Cd. L'électrolyte est de la lessive de soude ou de la potasse. Le tout est enfermé dans un bac en acier nickelé soudé à l'électrode négative, et une soupape de sécurité, généralement placée à la partie supérieure, écarte tout danger d'éclatement. Une jupe en matière isolante recouvre le bac afin de permettre l'association en série des éléments.

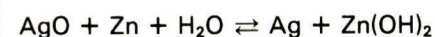
Les cotes de fabrication généralement conformes aux spécifications CEI (Commission Electronique Internationale, 1, rue de Varembe, 1211 Genève 20 - CH), sont aussi quelquefois, pour les besoins spécifiques, basés sur des calibres très variés.

Les **tableaux 1, 2 et 3** résument les principaux formats courants normalisés, disponibles chez Varta, Sanyo, etc.

Selon des spécifications propres à Sanyo et Varta le **tableau 3** donne quelques formats spéciaux.

Accumulateurs Zinc-Argent

Une catégorie moins connue d'accumulateurs alcalins dont le principe remonte à 1900 !... mais que Volta lui-même avait imaginé, met en pratique la réaction réversible :



L'électrolyte est toujours une solution de KOH ou de NaOH. Les électrodes positives sont formées de grilles garnies d'Ag₂OH et les électrodes négatives de zinc pulvérulent,

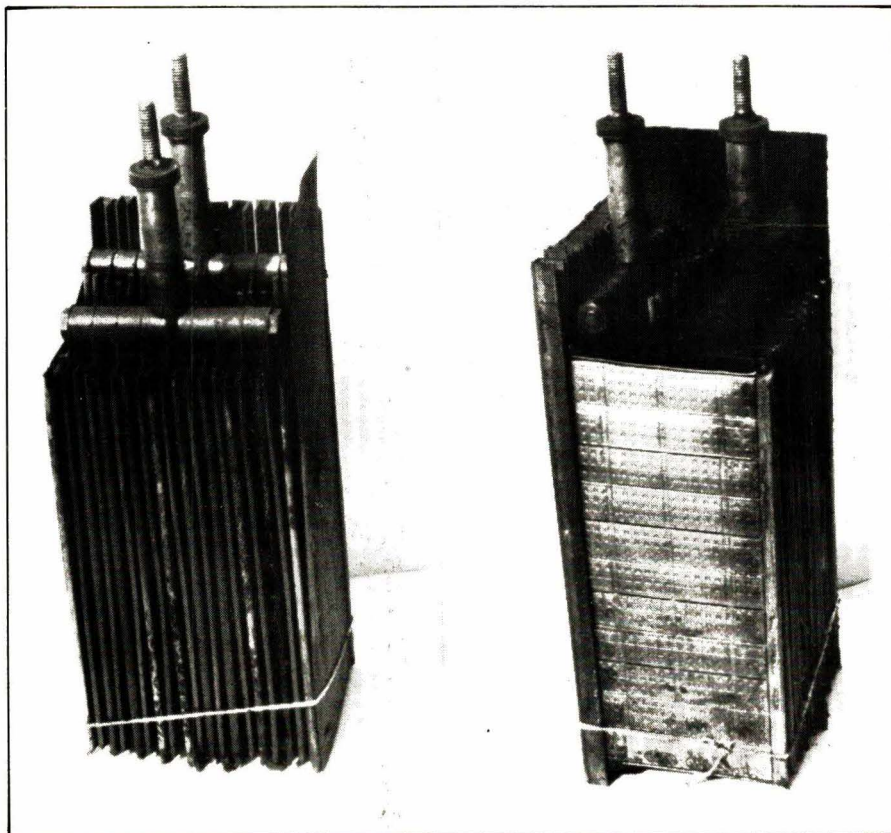


Fig. 7.

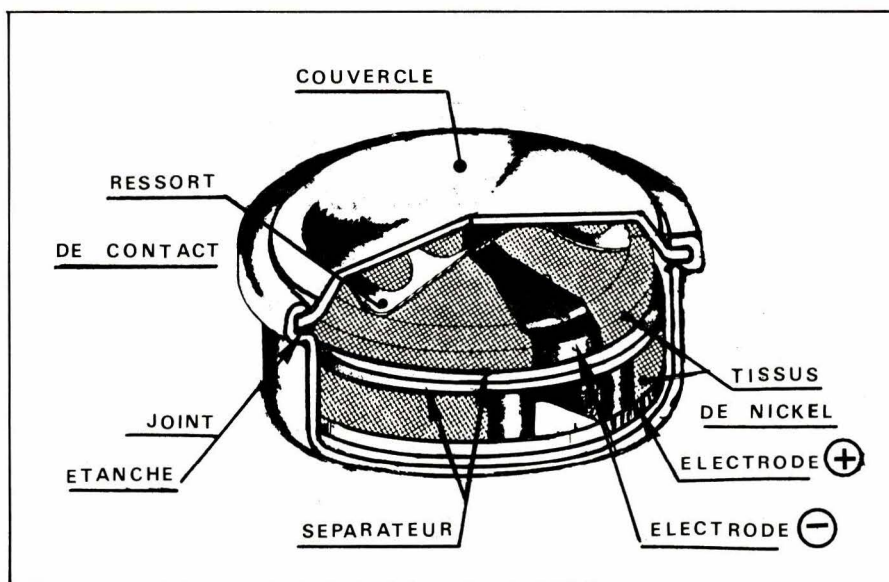


Fig. 8.

ou plus simplement constituées par des minces lames de zinc. La f.é.m. est comprise entre 1,6 et 1,85 V.

Les éléments Zn/Ag sont beaucoup plus petits et plus légers que tous les autres accumulateurs, ce qui leur confère une énergie massique quatre fois supérieure à celle des éléments au plomb. Leur prix est forcément beaucoup plus élevé, mais on a pensé qu'ils pourraient, faute de mieux, résoudre certains problèmes de traction électrique. Pour l'électronique, il ne semble pas actuellement que ce soit un composant d'avenir.

A titre de comparaison rapide on peut dresser (**tableau 4**) une récapitulation et une comparaison des accumulateurs disponibles sur le marché.

Traitement des accumulateurs

L'utilisation d'un accumulateur doit être conduite avec le souci de lui assurer une durée de vie aussi longue que possible. C'est une vérité à la fois économique et technique. La constitution de l'élément, tant du point de vue technique que dimensionnel, conditionne sa réponse à la sollicitation qui lui est imposée.

Revenons un instant à l'exemple de l'équipement auto. Un taxi parisien « consomme » beaucoup plus de batteries qu'un routier, malgré un nombre de kilomètres nettement inférieur pour le premier, qui puise quelques centaines d'ampères 100 à 150 fois par jour alors que le second n'effectue qu'une dizaine de démarrages dans le même temps. Par ailleurs, la recharge cyclique du taxi ne représente qu'une faible restitution à côté de celle du routier qui demeure

constante pendant une dizaine d'heures.

Par conséquent, une décharge « lente » suivie d'une recharge à vitesse contrôlée représentent le principal facteur de longévité de l'accumulateur électrique. Toutefois les accumulateurs alcalins acceptent beaucoup plus facilement les recharges et les accélérations de régime. Alors que, d'une façon générale l'élément Pb ne doit pas débiter, en service continu, un courant d'intensité supérieure au 1/10 de sa capacité, les éléments alcalins supportent facilement des débits plus importants. La capacité est indiquée par le fabricant en ampères-heure, pour une durée de décharge déterminée

par le symbole C_n , « n » étant la durée de décharge théorique exprimée en heures. La valeur de « n » est celle du régime général de références qui peut être affecté d'un coefficient k tel que $I_d = kC_n$. On adopte maintenant $n = 10$ avec un k compris entre :

- 0,1 et 3 pour les accumulateurs en plomb ;
- 0,1 et 5 pour les éléments alcalins en général.

On rencontre toutefois d'autres spécifications telles que $n = 5$ ou $n = 20$. C'est le cas, par exemple, des caractéristiques à C20 des éléments étanches de Varta (« Accu-Pb ») dont la **figure 6** a indiqué la contexture. Ils sont destinés à l'alimentation des systèmes électroniques domestiques et portables professionnels.

Chaque modèle d'élément fait l'objet d'une famille de courbes indiquant :

- la capacité en fonction du temps de décharge et l'intensité correspondante ;
- la variation de la tension aux bornes d'un élément en fonction du régime de décharge ($I = kC_n$) ;
- la tension d'un élément après un temps déterminé de débit pour différents états de décharge en fonction de l'intensité.

Le choix d'un type d'accumulateur doit donc être fait en tenant compte des paramètres d'utilisation

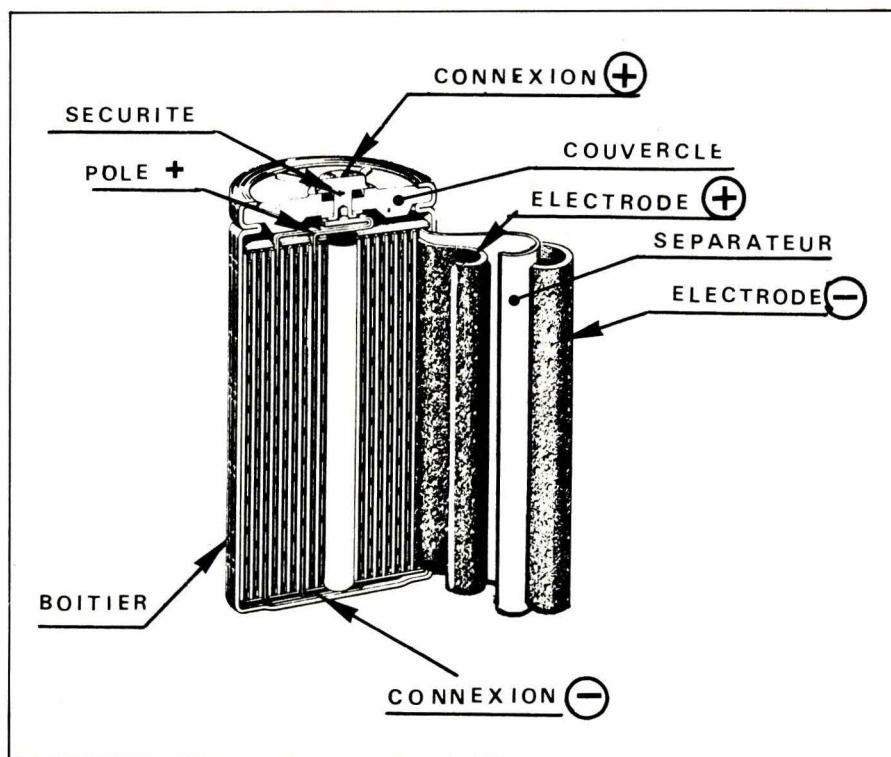


Fig. 9.

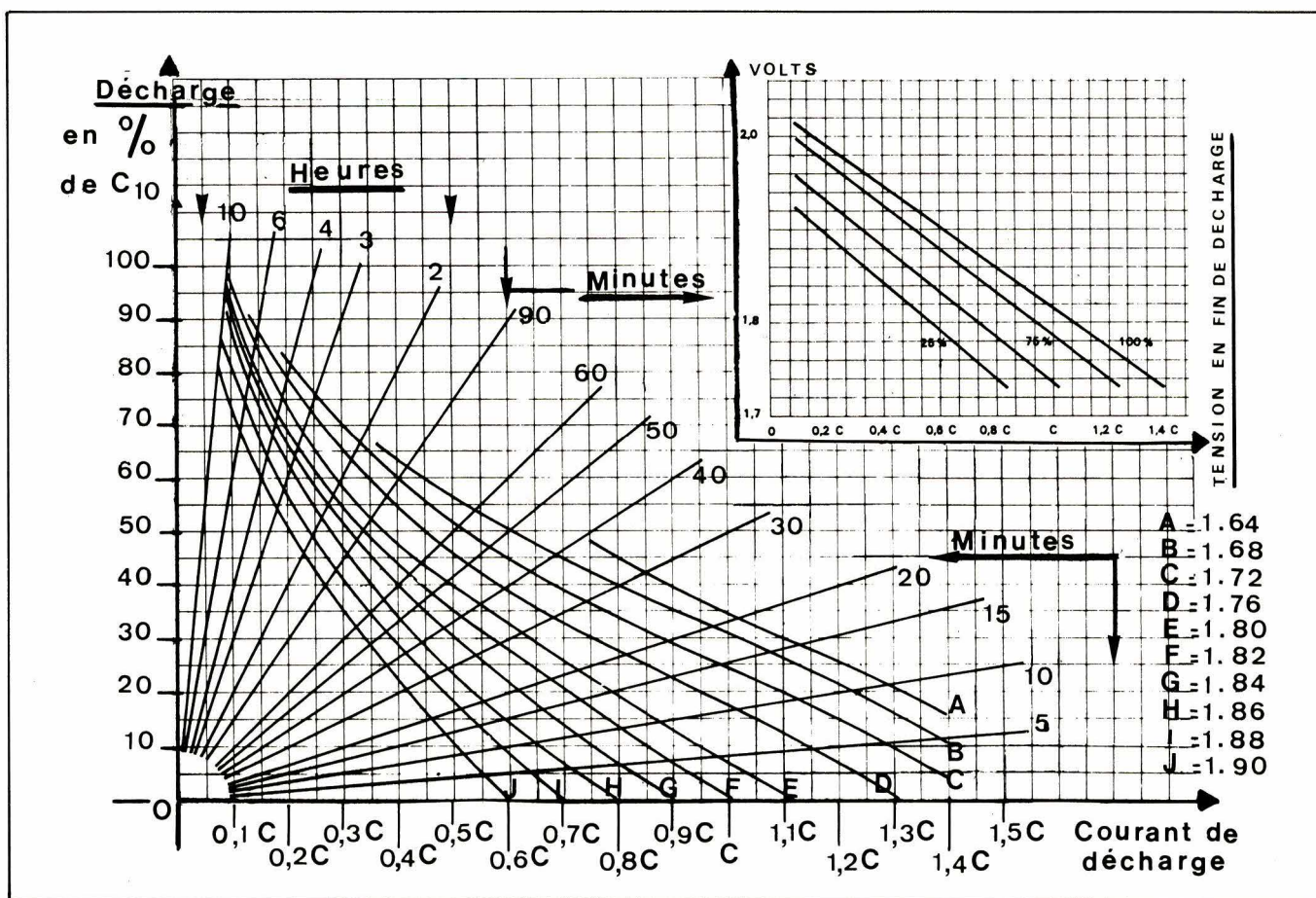


Fig. 10.

et, sur la **figure 10**, nous reproduisons un abaque proposé par *Fulmen*, permettant de déterminer, à priori, les caractéristiques d'un type de batterie.

Exemple :

Comment assurer au mieux un débit de 4 A pendant une demi-heure sans que la tension (par élément) descende au-dessous de 1,72 V ?

Le point de rencontre de la droite, 30 mn, avec la courbe 1,72 V correspond à environ 0,75 C du régime de décharge d'un type d'élément donné, soit $I_d = 0,75 C_{10}$.

La capacité correspondante est :

$$C = \frac{4}{0,75} = 5,33 \text{ Ah}$$

Si l'on admet un rendement de 80 %, on choisira alors, dans la gamme, la batterie dont la capacité se rapproche le plus de la valeur :

$$\frac{5,33}{0,80} = 6,66 \text{ Ah pratiquement } 7 \text{ Ah}$$

Une autre méthode de choix concernant les batteries et éléments de petite capacité, et notamment ceux au Ni/Cd, puise ses paramètres sur la notice du fournisseur qui exprime la capacité en C_{10} (CEI-509) ou en C_5 . Elle indique aussi le cou-

rant de décharge en fonction de la tension minimum à ne pas dépasser.

A titre de comparaison, pour les calibres KBL (boutons) on note pour un élément de 150 mA (réf. 150 DK de Varta) :

0,1 $C_{10}A$ = courant de décharge pour 1,10 V en fin de décharge : 15 mA ;

0,2 $C_{10}A$ = courant de décharge pour 1 V en fin de décharge : 30 mA ;

2 $C_{10}A$ = courant de décharge pour 0,9 V en fin de décharge : 300 mA ;

avec une pointe possible de 600 mA en 2 s.

En généralisant, on écrit, pour une intensité nominale (I_0) fixée au 1/10 de C :

- $C_{10}A = 10 \times I_0$;
- $0,1 C_{10}A = 1 \times I_0$;
- $0,2 C_{10}A = 2 \times I_0$;
- $0,5 C_{10}A = 5 \times I_0$;
- $2 C_{10}A = 20 \times I_0$, etc.

La charge des accumulateurs

On distingue deux façons de fournir à l'accumulateur l'énergie qu'il peut stocker : la charge cyclique ou la charge d'entretien dite en « Floating » la plus courante en matière d'alimentation électronique.

Une précaution importante consiste à surveiller la tension qui ne doit pas dépasser certaines limites à pleine charge. Pour les éléments Pb, cette tension est d'environ 2,3 V et pour les éléments alcalins elle se situe entre 1,4 et 1,52 V.

La longévité des accumulateurs exige donc qu'une régulation soit effectuée tout au long de l'opération de charge. En entretien, on limite le courant à une valeur compatible avec le débit du circuit alimenté. On adopte en général les niveaux 0,001 $C_{10}A$ à 0,01 $C_{10}A$ mais avec une possibilité temporelle d'accroissement pour les pointes. C'est le cas des autocommutateurs électroniques de « télécom » ou des alimentations d'automatismes.

En régime de recharge cyclique, pour les accus Pb, on ne dépasse pas $2 \times I_{10}A$ alors que les systèmes alcalins acceptent des taux beaucoup plus importants. Quatre régimes sont en général possibles :

Tableau 4

Type d'élément	Energie massique	Pm (1) (W/kg)	Tension (V)	Nombre de cycles (2)	Observations
Plomb	35	200	2	700 à 800	bas prix
Fe/Ni	30	50	1,24	4 000	robuste
Cd/Ni	25 à 30	260	1,24	1 800	robuste
Cd/Ni (frittées)	35	850	1,24	1 200	robuste, étanche
Ag/Zn	120	900	1,5	70	prix élevé

(1) Puissance massique

(2) Charge + décharge

— normal : 10 à 14 heures —
0,15 C_{10A} ;

— accéléré : (« Fast charge ») 3 à
7 heures — 0,25 C_{10A} ;

— rapide : (« Quick charge ») 4
heures — 0,35 C_{10A} ;

— ultra-rapide : 15 à 30 minutes —
0,8 à 1,2 C_{10A} ; on peut aller jus-
qu'à 2 C_{10A} (20 × I₀).

Dans les régimes rapides, il y a
toutefois lieu de prévoir, pour les cas
extrêmes, des corrections de tempé-
ratures à partir du chargeur (environ
4 mV/°C entre 0 et 45 °C).

La conception du chargeur ainsi
que celle des circuits d'utilisation ont
une très grande importance sur la
fiabilité et la durée de vie des accu-
mulateurs qui peuvent fournir du
kWh à des prix très réduits.

Nous développerons ce sujet dans
un prochain article.

P. Lemeunier

Quelques fournisseurs d'accumulateurs

Fulmen, 15, quai de Clichy, 92110
Clichy. Tél. : 731.11.41.

Saft-Leclanché, 156, avenue de
Metz, 93230 Romainville. Tél. :
843.93.61.

Sanyo France, Z.I., rue Léon Harmel,
92160 Antony. Tél. : 666.21.62.

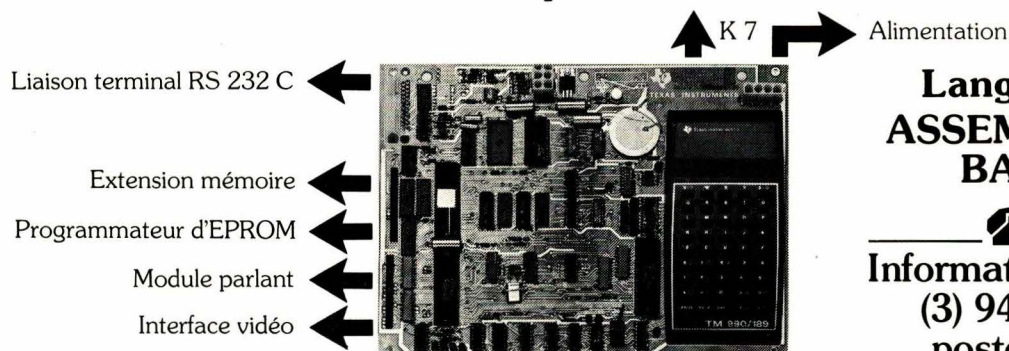
Sonnenschein France, 104, avenue
de la République, 93800 Epi-
nay/s/Seine. Tél. : 243.43.39.

Tudor, 2, rue Curnonsky, 75017
Paris. Tél. : 758.11.50.

Varta Industrie, 157, rue Jean-Pierre
Timbaud, 92400 Courbevoie. Tél. :
333.02.49.

VISA POUR UN MICRO.

Carte Université : du microprocesseur au micro-ordinateur.



L'électronique qui fait progresser.

TEXAS INSTRUMENTS
FRANCE

Langages :
ASSEMBLEUR
BASIC



Information micro.
(3) 946.9712
poste 4323



VÉLIZY, B.P. 67, 8-10, Avenue Morane Saulnier, 78141 Vélizy-Villacoublay Cedex. Tél. : (3) 946.9712 — NICE, B.P. 5, 06270 Villeneuve-Loubet. Tél. : (93) 20.01.01 — LYON, 31, Quai Rambaud, 69002 Lyon. Tél. : (7) 837.35.85 — TOULOUSE, 100, Allée de Barcelone, 31000 Toulouse. Tél. : (61) 23.59.32 — RENNES, 23-25, Rue du Puits Mauger, 35100 Rennes. Tél. : (99) 79.54.81 — STRASBOURG, Le Sébastopol, 3, Quai Kléber, 67055 Strasbourg Cedex. Tél. : (88) 22.12.66 — La Boutique TEXAS, Centre Commercial des Halles, niveau haut, allée centrale, 67000 Strasbourg. Tél. : (88) 22.31.50 — MARSEILLE, Noilly Paradis, 146, Rue Paradis, 13006 Marseille. Tél. : (91) 37.25.30.

SERVICE-LECTEURS N° 222

La médecine nucléaire, comme nous l'avons évoqué dans le n° 20 de notre revue a dû son évolution au cours de ces dernières années, grâce au progrès effectué dans le domaine de l'« imagerie ». Il y a peu de temps encore, en médecine, « imager » consistait à détecter, amplifier puis visualiser un certain nombre de paramètres. Cela a permis de confirmer par l'image une pathologie qui n'apparaissait qu'au travers de chiffres débités par des analyseurs.

La tomographie d'émission cardiaque : une nouvelle approche de la dynamique cardiaque

La radiologie fut la première discipline entrant dans le cadre de cette imagerie médicale encore qu'il fallut attendre le couplage d'un ordinateur et d'un appareil de radiologie pour que l'imagerie médicale prenne une autre dimension, sous la forme de la tomodensitométrie (voir « Electronique Applications » n° 11). Ce principe appliqué à la médecine nucléaire devait enrichir cette discipline, mais aussi la rendre très compétitive en certains domaines comme la cardiologie.

Pourquoi la tomographie ?

En effet, l'étude dynamique des cavités et des valves cardiaques au moyen de la tomodensitométrie, malgré une très bonne résolution, se heurtait à la lenteur nécessaire au système pour effectuer une exploration complète. Il faut environ une

dizaine de secondes pour obtenir une coupe ; or, pendant ce temps, le cœur a effectué plusieurs révolutions (70 battements/minute). Avec l'*Infocat* : gamma-caméra couplée à un ordinateur, une seule rotation de l'ensemble permet d'emmagasiner toutes les données du volume exploré. Ensuite, le patient est libéré, et l'ordinateur restitue les données

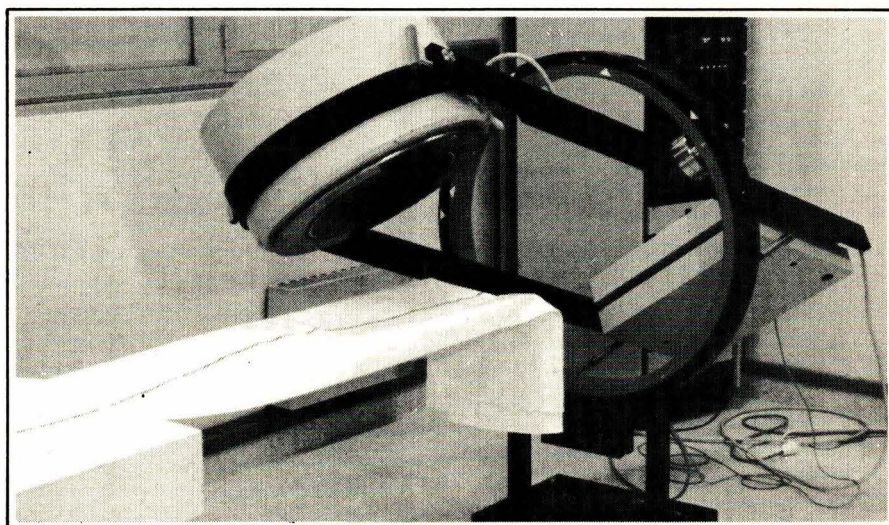


Fig. 1. — Le système Infocat.

qu'il a en mémoire, sous la forme de plans variés et selon les différentes phases du cycle qui s'est déroulé pendant la rotation de la caméra.

C'est à Las Vegas, lors du 28^e Congrès de la Société Américaine de Médecine Nucléaire (16-19 juin 1981) que deux équipes françaises ont présenté l'ensemble de ce travail.

La tomographie d'émission

La tomographie d'émission gamma représente l'un des progrès les plus significatifs de la médecine nucléaire pour l'exploration atraumatique du muscle et des cavités cardiaques. Elle a vu le jour grâce au développement d'une nouvelle génération de matériel baptisé *Infocat*, développé par la firme française *Informaték* (fig. 1).

Ce système associe une gamma-caméra à scintillations qui peut tourner autour du patient, et un ensemble informatique suffisamment puissant pour prendre en compte à la fois les investigations tomographiques et conventionnelles (fig. 2).

En une seule rotation de la gamma-caméra, on peut capter toute l'information tridimensionnelle (transverse, frontale et sagittale). Ces données sont stockées dans la mémoire en temps réel d'un ordinateur. Celui-ci, couplé à un outil informatique, reconstitue, selon les directives médicales et coupe par coupe, l'organe examiné. Ces données sont alors utilisées sur un écran graphique en couleur, sous forme d'images matricielles dont l'intensité lumineuse et les variations de teintes sont fonction du degré de fixation du produit isotopique préalablement injecté et capté par l'organe. L'observation de ces coupes, agrandies ou contrastées différemment, que l'on peut même animer, permettent l'observation d'organes mobiles comme le cœur.

Dans le domaine de la gammatomographie cardiaque, deux équipes françaises ont une avance notable vis-à-vis de l'étranger, en particulier les Etats-Unis qui ont choisi une voie différente, celle des émetteurs de positons, beaucoup plus onéreuse.

Thalium ou technetium ?

Rappelons que la scintigraphie est née de l'apport technologique de la médecine nucléaire : certaines substances radioactives ont la propriété

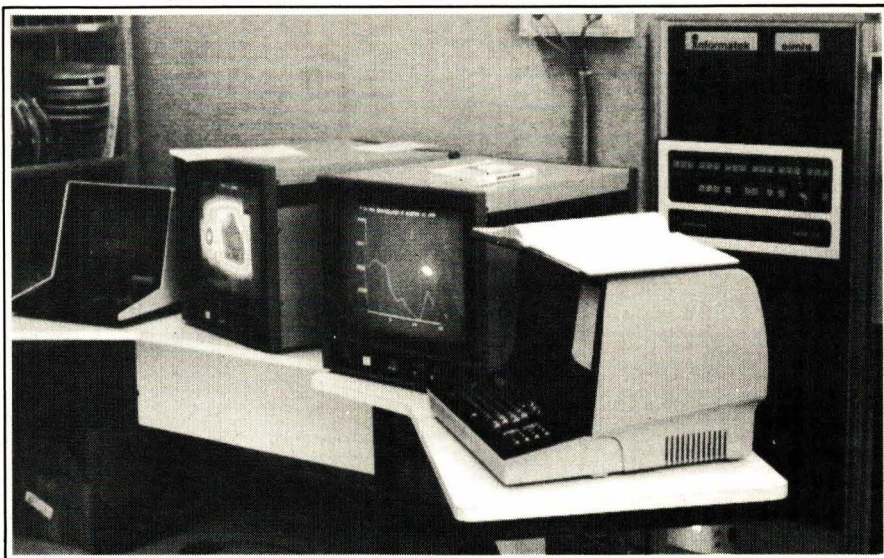


Fig. 2. — Le support informatique de l'Infocat.

de se fixer sur les tissus (la thyroïde, le rein, le cœur, etc.) mais aussi sur les globules rouges qui apportent l'énergie nécessaire à leur bon fonctionnement (gamma-angiographie).

Les scintillations enregistrées par une caméra permettent donc de visualiser à la fois le contenu (sang) et le contenant (cavités, vaisseaux). Un tissu nécrosé ne pourra pas fixer les produits et l'on pourra discerner facilement ces zones « sans vie ». Par exemple, le territoire d'un infarctus du myocarde.

En cardiologie, deux équipes utilisent ce type de matériel, et ce, dans des directions complémentaires. Il s'agit de l'équipe mise en place par le Professeur Th. Planiol à Tours (L. Philippe et R. Itti, CNRS) et qui a développé la *tomographie dynamique des cavités cardiaques* ; et de l'équipe de G. Meyniel à Clermont-Ferrand (J. Maublant et A. Veyre, INSERM) qui s'est principalement intéressé à la *tomographie du myocarde*.

Tomographie dynamique des cavités cardiaques

L'équipe de Tours, en relation avec les cardiologues du Service de M. Brochier au nouveau Centre Hospitalier Universitaire : *CHU Trousseau*, explore les cavités cardiaques, après marquage du sang circulant par le technetium radioactif. Cet examen complète les données de la perfusion myocardique, évalue la fonction dynamique du cœur et permet de porter un pronostic plus fin sur la maladie : par exemple pour l'étude de la cinétique ventriculaire.

Voici comment se présente l'opération. Après administration intravei-

neuse d'une dose de 15 à 20 millicuries de technetium 99 m pour le marquage du sang circulant, une série de 32 projections est enregistrée à l'aide d'une gamma-caméra tournante au cours d'une rotation de celle-ci autour du thorax du patient. Un dispositif multiportes commandé par l'électrocardiogramme sélectionne pour chaque projection un ensemble de 16 images, représentant le cycle cardiaque. Pour chaque position de la caméra, l'enregistrement prend une minute, de telle sorte que 35 minutes suffisent pour l'examen complet. Le traitement informatique de ces données (512 images digitalisées au format 64 X 64) permet de reconstruire des coupes tomographiques selon des coupes multiples, entre autres transverses, sagittales et frontales, mais également selon des coupes obliques, qui présentent une orientation plus favorable par rapport à la position du cœur dans le thorax.

Une comparaison entre les données des études gamma-angiographiques en projection classique et la gamma-tomocardiographie a été effectuée dans une population de 15 patients comportant des cas normaux et des pathologies variées.

Par présentation dynamique des coupes sur un écran de télévision, l'analyse de la cinétique du ventricule gauche (fig. 3) est plus aisée qu'avec les projections, en particulier dans les régions septale et postérieure.

Les mesures de fraction d'éjection nécessitent l'intégration de la radioactivité pour plusieurs plans adjacents qui prennent en compte la totalité de la région ventriculaire. En choisissant ainsi des coupes épaiss-

ses, le bruit de fond extracardiaque se trouve considérablement réduit et la superposition des cavités (ventricule droit ou oreillettes) ne risque plus d'affecter les mesures.

Tomographie du myocarde

L'équipe de médecine nucléaire de Clermont-Ferrand a travaillé en étroite relation avec le service de cardiologie du Centre Jean Perrin (H. Jallut et H. Gras). La perfusion du myocarde est explorée à l'aide d'un traceur, le thallium 201 : cet analogue de potassium se concentre particulièrement dans le muscle cardiaque. Depuis 18 mois, le tomoscintigraphe a permis l'exploration de plus de 400 malades présentant des pathologies myocardiques variées, ce qui est la série la plus importante connue à ce jour (infarctus du myocarde, sténose des coronaires à l'effort, suivi d'opérés du cœur, etc.). Cette méthode permet par exemple

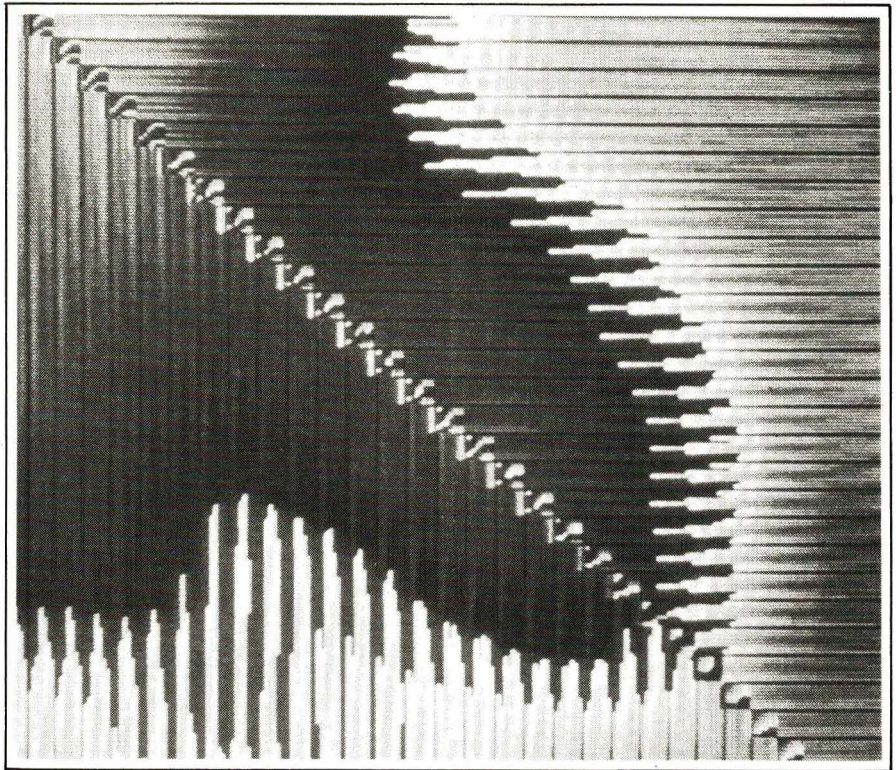


Fig. 3. — Mouvement des parois cardiaques pendant la contraction.

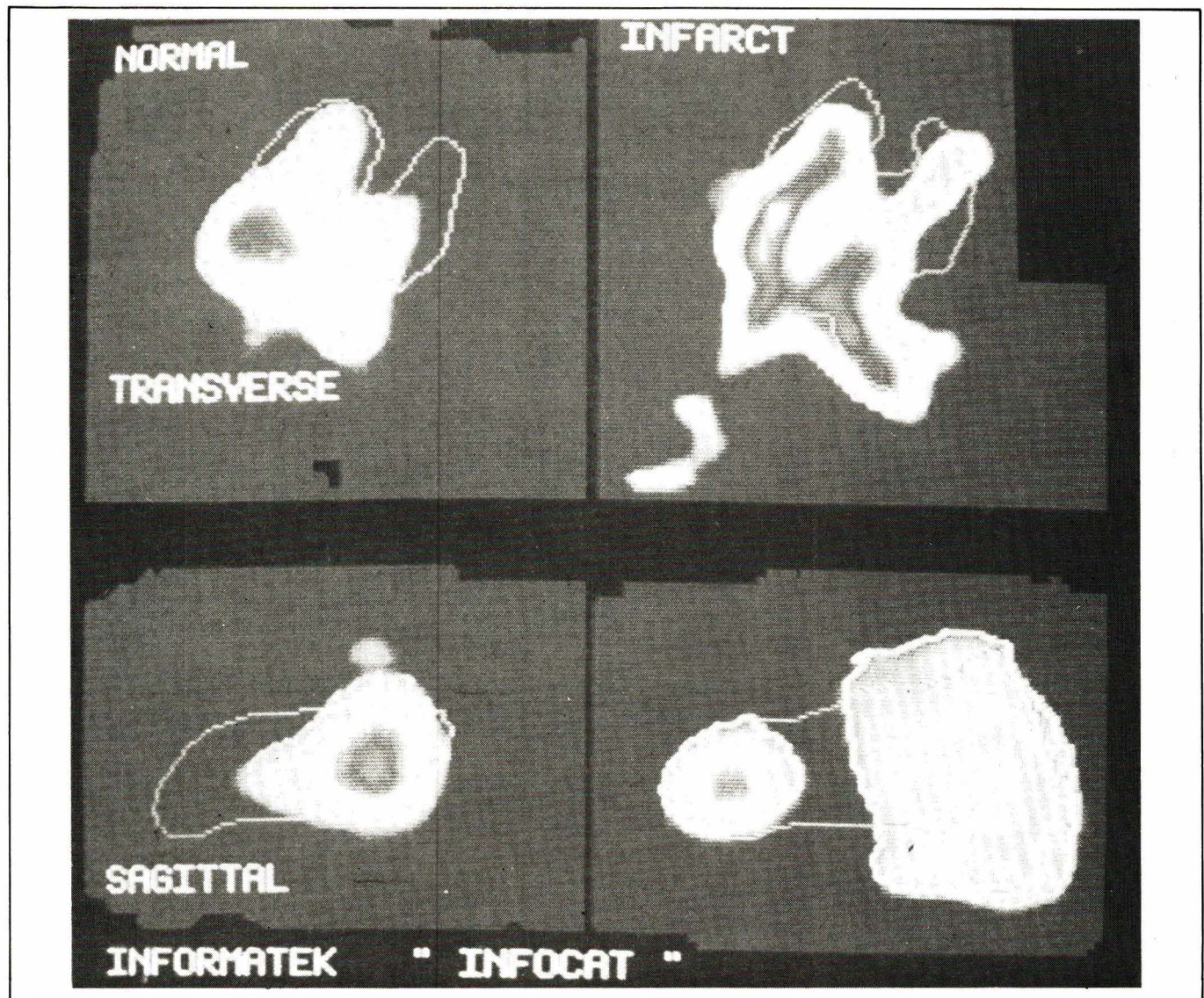


Fig. 4. — Visualisation d'un ventricule gauche normal (à gauche) et atteint d'un infarctus (à droite).

de voir directement l'infarctus et de mesurer la taille de la nécrose.

Très schématiquement l'opération se présente ainsi. Chaque examen nécessite l'injection intraveineuse de 2 millicuries de thalium 201. Ce traceur, émetteur de rayonnement gamma de 73 heures de période, se fixe presque proportionnellement au débit de la circulation coronaire locale. En fonction de l'état (physiologique ou pathologique) du muscle cardiaque, la fixation du thalium ne se fait pas uniformément, elle présente des anomalies (fig. 4 et 5).

L'enregistrement des images débute quelques minutes après l'injection. Pour cela, la caméra tourne de 180° en 32 pas de 30 secondes chacun. Les images sont stockées dans une mémoire à disque sous forme de matrices 64 × 64.

Comme l'explique J. Maublant, l'un des membres de l'équipe de Clermont-Ferrand : « la reconstitution est réalisée en utilisant un algorithme par rétroprojection filtrée, inclus dans une macrofonction disponible dans la bibliothèque de programmes du système. Le filtre « rampe » et la recombinaison arithmétique des vues opposées à 180° ont été choisis. »

« Dix à vingt coupes transverses, d'une épaisseur de 6 mm environ, sont suffisantes pour englober l'ensemble du ventricule gauche ; les coupes frontales et sagittales sont aussi systématiquement reconstituées. Puis chaque série de coupes est traitée par un programme conçu dans le service, enchaînant un lissage tridimensionnel des images, une soustraction du bruit de fond à partir d'une région d'intérêt prise à la périphérie du ventricule gauche et, enfin, un agrandissement par interpolation des images. Les images résultantes sont ensuite imprimées. »

Conclusion

La tomographie d'émission cardiaque, atraumatique, rapide et fiable, accentuera sans nul doute l'évolution des techniques d'examen du cœur vers la généralisation des méthodes de diagnostic non agressives en remplacement des techniques conventionnelles utilisant les injections de produits de contraste par cathétérisme. Enfin, la gamma-tomographie cardiaque connaîtra vraisemblablement un sort comparable à celui de la scannographie dans le domaine cérébral.

J. Trémolières

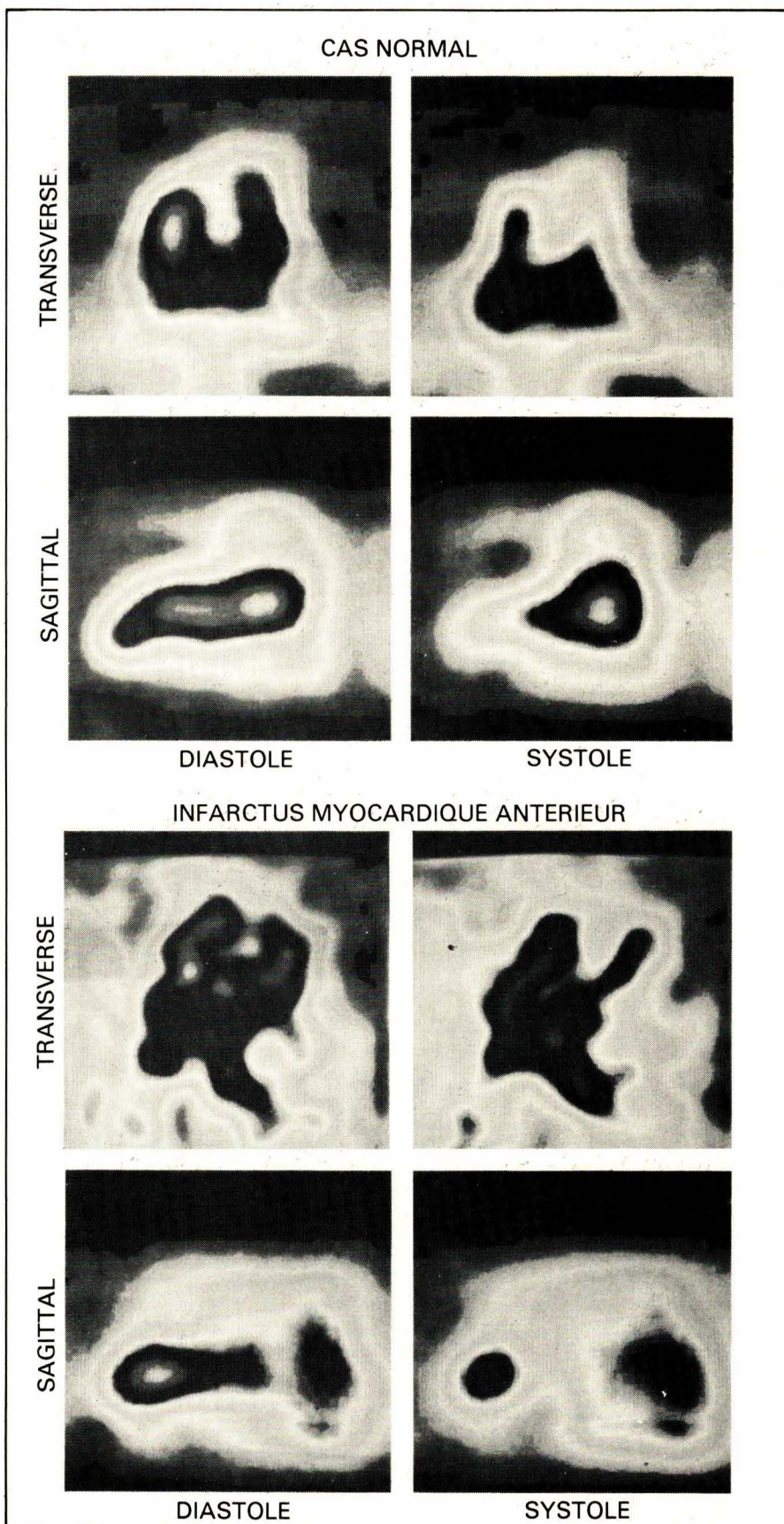


Fig. 5. — Différentes coupes du myocarde.

Bibliographie

[1] Philippe L., Itti R. — Premiers résultats de gamma-tomographie dynamique des cavités cardiaques.

C.R. Acad. Sc., Paris t. 292, 9 mars 1981, p. 673-676.

[2] Shelly M. — Imagerie cardiaque de demain : la compétition promet d'être serrée. MCV — Quot. du Med., nov. 1981, p. 71-78.

[3] Sauce M. — La gamma-tomographie. Flux spécial n° 49, fév. 1980, p. 17-19.

Les technologies MOS de puissance continuent de susciter, parmi les électroniciens, de nombreuses questions. Nous avons déjà eu l'occasion, dans notre revue, de parler de ce type de composants, par exemple des récents « Hexfet ». Dans notre dernier numéro, il a été question également des structures combinées MOS et bipolaire (de type « Superfet ») intégrées sur une même puce. Voici maintenant une autre solution (toujours à base de structures combinées) mais en montage cascode, c'est-à-dire en technologie discrète, transistors MOS et bipolaire séparés.

L'application proposée à l'appui de cette étude est un interrupteur statique haute-tension, haut rendement.

La structure « cascode » MOS-bipolaire et ses applications

Principes de base

Les transistors MOSFET de puissance sont disponibles aujourd'hui sur le marché, avec des tensions d'avalanche drain-source allant jusqu'à 1 000 V, et avec des vitesses de commutation similaires à celles obtenues sur les MOSFET basse-tension. Malheureusement, les pertes à l'état passant de ces composants haute-tension conduisent à des rendements peu attractifs, même s'ils sont utilisés dans des circuits leur demandant de commuter des courants faibles. La raison essentielle des mauvais rendements obtenus, est la présence d'une résistance à l'état passant $R_{DS(on)}$ élevée.

Ce paramètre est composé de quatre éléments :

- R épi (résistance de la couche épitaxiée) ;
- R canal ;
- R source et
- R connexions.

Les trois derniers éléments peuvent être considérés comme constants dans une famille de composants, quelle que soit leur tenue en tension. Par contre, la valeur de R épi augmente considérablement lorsque l'on veut augmenter la tenue en tension d'avalanche du composant : cette augmentation de la résistance est approximativement une fonction

exponentielle de la tenue en tension. Ce phénomène est d'autant plus sensible que le transistor MOSFET, étant un composant unipolaire, ne bénéficie pas de la capacité du transistor bipolaire à moduler sa conductivité lorsqu'il est fortement saturé.

La solution pourrait être d'utiliser plusieurs MOSFET en parallèle pour ramener la résistance équivalente $R_{DS(on)}$ à un niveau acceptable. En réalité, cette solution semble peu économique, aussi bien en coût de composants qu'en coût de mise en place. (Cette dernière remarque ne s'applique pas au besoin réel et justifié, de mettre en parallèle des transistors de tension d'avalanche plus faible, lorsqu'il est nécessaire de commuter des courants de plusieurs dizaines d'ampères).

Une autre solution plus économique consiste à combiner deux technologies. Le but de cette étude est de montrer à l'utilisateur de HEXFET comment bénéficier de tous les avantages propres à la technologies des MOSFET de puissance, sans être pénalisé par les pertes élevées en conduction dues à la résistance $R_{DS(on)}$.

HEXFET et bipolaire en cascode

La solution proposée dans cet article est décrite de façon simplifiée

en **figure 1** : un circuit complet sera donné plus loin. Au premier abord, ce circuit peut paraître rétrograde ; en fait, il peut être optimisé de façon à bénéficier de tous les avantages de la technologie HEXFET sans perdre ceux du transistor bipolaire traditionnel.

Pour mieux comprendre les performances de cet interrupteur statique, il est nécessaire de définir au préalable ses différents paramètres.

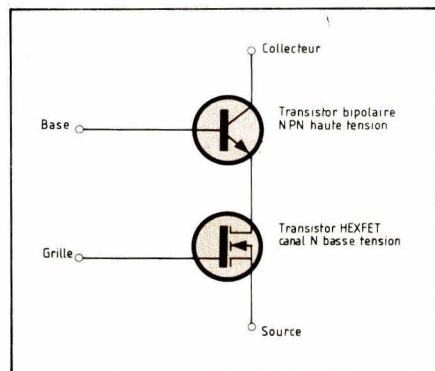


Fig. 1. — Schéma de principe du circuit cascode.

Terminologie

Nous donnons ci-après la définition des paramètres fondamentaux.

— $V_{CS(max)}$: tension d'avalanche de l'interrupteur avec tension nulle entre la grille et la source du HEXFET. Ce paramètre équivaut à la tension V_{CBo} du transistor bipolaire ;

— $V_{CS(sat)}$: tension de saturation de l'interrupteur (mesurée entre le collecteur et la source). $V_{CS(sat)}$ est fonction de quatre autres paramètres définis comme suit :

● $V_{CE(sat)}$: tension de saturation du transistor bipolaire, indiquée par le constructeur ;

● $I_{C(sat)}$: courant de saturation du transistor bipolaire : la valeur de ce courant doit être compatible avec $I_{D(on)}$, le courant drain maximum en régime continu du HEXFET ;

● βf : le gain forcé du transistor bipolaire, déterminé par l'utilisateur (en pratique, $\beta f : I_{C(sat)}/I_{b1}$) ; βf doit être suffisamment élevé pour amener le bipolaire en sursaturation, mais doit rester inférieur au gain qui entraînerait le bipolaire au-delà de sa limite en courant ;

● $R_{DS(on)}$: résistance à l'état passant du HEXFET, qui dépend de V_{GS} , la tension grille-source de commande et de $T_j(op)$, la température de jonction de fonctionnement.

$V_{CS(sat)}$ peut être déterminée de la façon suivante :

$$V_{CS(sat)} =$$

$$V_{CE(sat)} + I_{C(sat)} \left(1 + \frac{1}{\beta f} \right) R_{DS(on)} \quad [1]$$

— $t_{ds(on)}$: temps de délai de l'interrupteur à la commutation ; c'est une combinaison du temps de délai du HEXFET, $t_d(on)$, du temps de montée du HEXFET, t_r , et du temps de délai du bipolaire. En fait, $t_{ds(on)}$ ne peut pas être exprimé comme la somme de ces trois paramètres et ce n'est pas notre objet de fournir ici une analyse détaillée. En pratique, on constate que $t_{ds(on)}$ n'est que très légèrement supérieur au temps total de commutation du HEXFET,

$$t_{d(on)} + t_r ;$$

— $t_{ds(off)}$: temps de délai de l'interrupteur à la décommutation ; c'est une combinaison du temps de délai du HEXFET, $t_d(off)$, du temps de descente du HEXFET, t_f , et du temps de stockage du bipolaire. Il s'agit ici du temps de stockage du bipolaire en base commune, qui sera analysé dans le paragraphe suivant.

De même que pour $t_{ds(on)}$, l'analyse complète de $t_{ds(off)}$ dépasse notre cadre. Cependant, ces deux paramètres sont mentionnés ici, car on montrera plus loin quelques techniques permettant de les optimiser ;

— t_{rs} : temps de montée de l'interrupteur ; ce paramètre n'a rien à voir avec le temps de montée du transistor bipolaire donné par le constructeur, puisque ce dernier est défini en émetteur commun, alors qu'ici le bipolaire fonctionne en base commune ; t_{rs} peut être influencé par le circuit extérieur à l'interrupteur ;

— t_{fs} : temps de descente de l'interrupteur ; comme le paramètre précédent, ce dernier n'a rien à voir avec la valeur spécifiée par le constructeur du transistor bipolaire. Il est plutôt fonction du recouvrement inverse de la jonction polarisée en direct. Et il est influencé, dans une certaine mesure, par le temps de conduction total de l'interrupteur.

Amélioration des caractéristiques du transistor bipolaire haute-tension

Dans la configuration étudiée ici, les performances du transistor bipolaire sont nettement améliorées sur deux points essentiels : tout d'abord, une aire de sécurité à l'ouverture, sensiblement plus importante, du fait que le bipolaire n'est

pas soumis à seconde avalanche en polarisation inverse ; d'autre part, une vitesse de commutation augmentée, du fait que le gain en courant du bipolaire est constant pendant les temps de commutation, dans cette configuration de circuit.

Aire de sécurité à l'ouverture

L'aire de sécurité donnée en **figure 2**, est celle publiée par le constructeur pour un transistor haute-tension bien connu, le 2N 6547.

Ce graphique montre que le transistor a des possibilités très limitées, dans la configuration émetteur commun, pour des tensions supérieures à $V_{CEo(sus)}$.

L'aire de sécurité à l'ouverture en base commune, est donnée en **figure 3**. La limite de 850 V correspond à la tension V_{CBo} du 2N 6547, spécifiée par le constructeur.

Il suffit de comparer les **figures 2 et 3** pour apprécier l'amélioration des performances du transistor, obtenue grâce à l'utilisation en base commune.

De façon pratique, la **figure 4** donne les courbes de tension collecteur-émetteur et de courant collecteur relevées sur un transistor 2N 6547, à l'ouverture, sur une charge inductive non protégée :

— trace supérieure : 2 V/div. avec sonde à atténuateur par 100, soit 200 V/div. ;

— trace inférieure : 5 A/div.

On constate une extension de l'aire de sécurité à l'ouverture du 2N 6547 utilisé en cascode, jusqu'à 900 V/10 A.

Vitesse de commutation

Pour un transistor 2N 6547, le constructeur spécifie sur charge inductive les temps de décommutation typiques suivants :

$$t_s = 3,5 \mu s$$

$$t_f = 380 ns$$

avec :

$$I_c = 15 A \text{ et } t_{boitier} = 100^\circ C$$

Ces valeurs correspondent à un fonctionnement en émetteur commun.

Les temps de décommutation pour un montage en base commune sont donnés au **tableau 1**. On peut remarquer que la température boîtier n'est pas spécifiée. En effet, les temps de décommutation sont indépendants de la température lorsque le transistor fonctionne en base commune.

A partir des valeurs données au **tableau 1**, il apparaît que, malgré un allongement des temps de décommutation lorsqu'on augmente le temps de conduction, les pertes en commutation à des fréquences allant jusqu'à 250 kHz sont nettement réduites.

Considérations sur le $V_{CS(sat)}$

Si l'on utilise un IRF131 (60 V, 0,18 Ω) et un 2N 6547 à un courant collecteur crête de 15 A, on obtient dans le plus mauvais des cas :

$$V_{CS(sat)} \text{ maximum} = 5 \text{ V (A)} + 3,24 \text{ V (B)} = 8,24 \text{ V.}$$

Les éléments (A) et (B) sont déterminés à partir de l'équation [1], en utilisant les paramètres spécifiés par les constructeurs dans le plus mauvais des cas. Des relevés effectués sur un montage pratique, ont

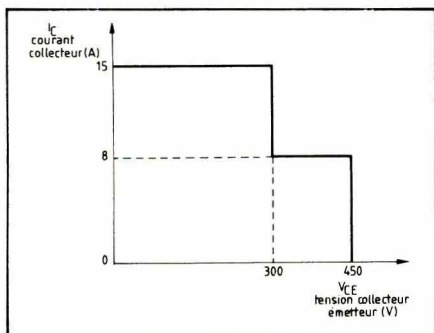


Fig. 2. — Aire de sécurité avec charge inductive (protégée, en montage émetteur commun).

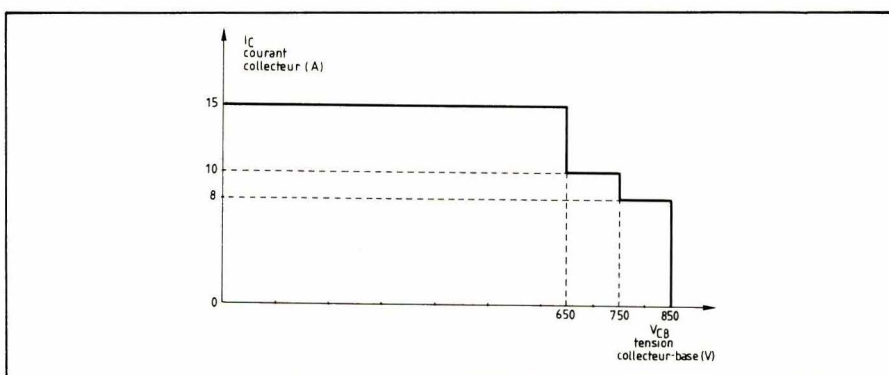


Fig. 3. — Même aire de sécurité, mais en montage base commune.

Tableau 1

Temps de conduction	Temps de stockage	Temps de descente	Conditions de tests
1 μ s	150 ns	27 ns	$I_{Cpk} = 15 \text{ A}$ $I_{b1} = 3 \text{ A}$ $L = 250 \mu\text{H}$ $V_{clamp} = 650 \text{ V}$
2 μ s	180 ns	30 ns	
4 μ s	200 ns	35 ns	
5 μ s	300 ns	60 ns	
6 μ s	350 ns	80 ns	
8 μ s	400 ns	100 ns	
10 μ s	400 ns	100 ns	
12 μ s	400 ns	100 ns	

donné des $V_{CS(sat)}$ de 6,4 V à 15 A et de 2,9 V à 10 A.

Un autre montage utilisant un IRF 133 (60 V, 0,25 Ω) et un 2N 6547 a donné des $V_{CS(sat)}$ de 7,5 V et 3,6 V à 15 A et 10 A respectivement.

Ces résultats équivalent à des « résistances à l'état passant » de 0,5 Ω à 15 A et 0,36 Ω à 10 A pour un interrupteur ayant une tenue en

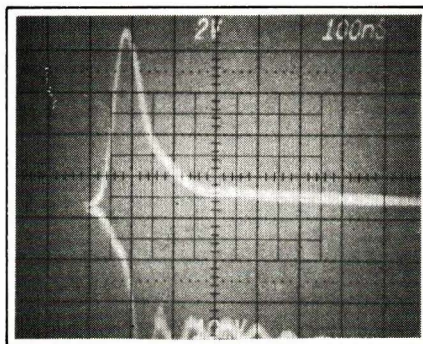


Fig. 4. — I_c et V_{CB} d'un 2N6547 en cascade, à l'ouverture sur charge selfique non protégée.

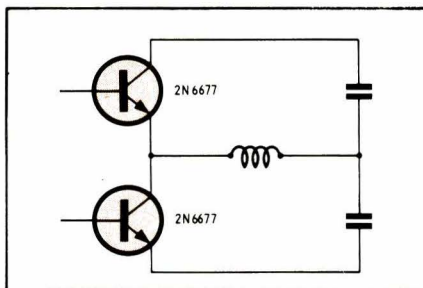


Fig. 5. — Convertisseur demi-pont avec bipolaires en émetteur commun.

tension de travail de 850 V. Pour mieux apprécier l'intérêt de la configuration cascade par rapport à un seul transistor MOSFET haute-tension, il faut comparer ces valeurs de « résistances à l'état passant » avec les paramètres spécifiés sur un MOSFET de tenue en tension équivalente : $R_{DS(on)} = 2,0 \Omega$, $I_{D(on)} = 4,7 \text{ A}$, valeurs qui sont spécifiées pour un transistor ayant une tension d'avalanche V_{DS} de 800 V.

Pertes de puissance d'un transistor bipolaire en émetteur commun et d'une configuration cascade

Les « résistances à l'état passant » équivalentes mentionnées dans le paragraphe précédent, peuvent paraître, à première vue, prohibitives, si on les compare aux performances d'un transistor bipolaire utilisé seul en émetteur commun. Les deux convertisseurs donnés en **figures 5 et 6** vont permettre d'approfondir la comparaison.

La seule différence entre ces deux convertisseurs hypothétiques, réside dans les interrupteurs utilisés. Le transistor 2N 6677 a été sélectionné en raison de son $V_{CE(sat)}$ maximum de 2,0 V à $I_c = 15 \text{ A}$ et $t_c = 100^\circ\text{C}$, alors que le $V_{CE(sat)}$ spécifié pour le 2N 6547 est de 5,0 V dans les mêmes conditions.

La puissance dissipée dans un transistor bipolaire est définie par :

$$PD = V_{CE(sat)} \times I_{Cpk} \times \delta + \frac{V_{CC} \times I_{Cpk} \times t_{f(max)}}{6 \times \frac{1}{F}} + V_{be} \times I_b \times \delta \quad [2]$$

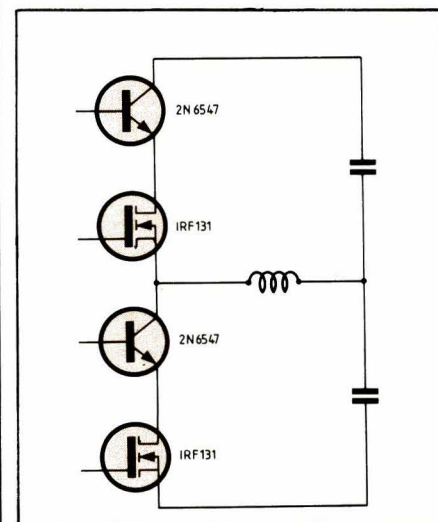


Fig. 6. — Convertisseur demi-pont avec interrupteurs cascade.

La puissance dissipée dans un transistor MOSFET est définie par :

$$P_D = I_{D2} \times R_{DS(on)} \times \delta + \frac{V_{D(clamp)} \times I_D \times t_{f(max)}}{6 \times \frac{1}{F}} \quad [3]$$

La puissance totale dissipée dans une configuration cascode équivaut à :

$$P_D = P_{D[2]} + P_{D[3]}$$

● *Premier cas :*

$$F = 40 \text{ kHz}, I_{Cpk} = 15 \text{ A.}$$

Si l'on considère les deux montages des **figures 5 et 6** fonctionnant tous deux avec $V_{CC} = 350 \text{ V}$, $\delta \leq 50 \%$, $F = 40 \text{ kHz}$ et $I_{Cpk} = 15 \text{ A}$, la puissance dissipée dans un transistor 2N 6677 est définie par l'équation [2] :

$$P_D = 2 \times 15 \times 0,5 + \frac{350 \times 15 \times 1 \times 10^{-6}}{6 \times \frac{1}{40 \times 10^3}} + 0,7 \times 3 \times 0,5,$$

avec $t_{f(max)}$ spécifié à $1 \mu\text{s}$ et V_{be} évalué à $0,7 \text{ V}$. On obtient :

$$P_{D/2N 6677} = 15 + 35 + 1,05 = 51,05 \text{ W.}$$

La puissance dissipée dans un transistor 2N 6547 est définie également par l'équation [2] :

$$P_D = 5 \times 15 \times 0,5 + \frac{350 \times 15 \times 0,1 \times 10^{-6}}{6 \times \frac{1}{40 \times 10^3}} + 0,7 \times 3 \times 0,5$$

avec $t_{f(max)} = 0,1 \mu\text{s}$ (voir **tableau 1**) et V_{be} évalué à nouveau à $0,7 \text{ V}$. On obtient :

$$P_{D/2N 6547} = 37,5 + 3,5 : 1,05 = 42,05 \text{ W.}$$

Enfin, la puissance dissipée dans un MOSFET IRF 131 est définie par l'équation [3] :

$$P_D = 18^2 \times 0,28 \times 0,5 + \frac{25 \times 18 \times 0,1 \times 10^{-6}}{6 \times \frac{1}{40 \times 10^3}}$$

avec $V_{D(clamp)} = 25 \text{ V}$, $R_{DS(on)}$ mesurée = $0,28 \Omega$ à $T_j = 125^\circ\text{C}$, t_f mesuré = $0,1 \mu\text{s}$ et $I_D = I_E = I_C + I_B$ du 2N 6547. Cela donne :

$$P_{D/IRF 131} = 45,36 + 0,3 = 45,86 \text{ W}$$

L'équation [4] permet d'établir la

dissipation totale dans un interrupteur cascode :

$$P_{D/cascode} = 42,05 + 45,86 = 87,91 \text{ W.}$$

● *Deuxième cas :* $F = 100 \text{ kHz}$, $I_{Cpk} = 15 \text{ A}$.

Si la fréquence de découpage était portée à 100 kHz , les pertes dans un circuit cascode passeraient à 90 W , alors que les pertes dans un 2N 6677 monteraient à 115 W (sans tenir compte du temps de stockage du 2N 6677 qui risquerait fort de poser des problèmes).

● *Troisième cas :* $F = 40 \text{ kHz}$, $I_{Cpk} = 10 \text{ A}$.

Par contre, si l'on conserve une fréquence de découpage de 40 kHz , et si l'on ramène le courant de pointe à 10 A , le $V_{ce(sat)}$ du transistor 2N 6547 devient $2,5 \text{ V}$ maximum et celui du 2N 6677 descend à $1,0 \text{ V}$. Dans ce cas,

$$P_{D/2N 6677} = 29 \text{ W.}$$

$$P_{D/cascode} = 29 \text{ W.}$$

● *Quatrième cas :* $F = 100 \text{ kHz}$, $I_{Cpk} = 10 \text{ A}$.

En supposant à nouveau que le transistor 2N 6677 puisse fonctionner à 100 kHz , les pertes dans un 2N 6677 monteraient à $63,7 \text{ W}$. Tandis que les pertes dans un cascode se limiteraient à 30 W .

● *Tableau récapitulatif*

Les 4 cas envisagés ci-dessus sont résumés dans le **tableau 2**. Il apparaît que, dans trois cas sur quatre, le montage cascode donne des pertes égales ou inférieures à un transistor bipolaire unique. Il ressort également que le montage cascode n'est pas souhaitable uniquement pour des fréquences élevées : il doit être également envisagé, même pour des fréquences considérées normalement comme étant du domaine des transistors bipolaires. Le circuit de commande, nettement plus simple, du montage cascode, autorise à pencher en sa faveur. Il suffit pour s'en convaincre de comparer les circuits

de commande qui seraient nécessaires dans les montages des **figures 5 et 6**.

Circuit complet de l'interrupteur cascode

D'après le circuit de la **figure 7**, on constate que le circuit de commande nécessaire pour l'interrupteur cascode est tout simplement celui d'un HEXFET, car la commande du bipolaire est dérivée à partir de son collecteur.

Un soin particulier doit être apporté au choix de C_1 : une capacité trop importante peut provoquer des surintensités très élevées pendant des temps très courts : par contre, une capacité trop faible augmenterait le temps nécessaire pour que $V_{CS(sat)}$ tombe à son minimum lorsque l'interrupteur passe en sursaturation. Cette capacité est le « circuit extérieur à l'interrupteur » dont il a été fait mention précédemment, et qui peut influencer $t_{ds(on)}$, t_{rs} et $t_{ds(off)}$.

Pour optimiser le fonctionnement de l'interrupteur cascode, la tension Zener de Z_1 ne doit pas dépasser 15 V .

Enfin, la valeur des composants C_2 , D_3 et R_2 du « clamp-éponge » peut être déterminée à partir de la note d'applications du constructeur.

Augmentation des possibilités en courant

Afin d'augmenter les possibilités en courant de l'interrupteur de la **figure 7**, on peut réaliser la mise en parallèle d'interrupteurs-cascode unitaires, comme l'indique la **figure 8**.

Pour des courants allant jusqu'à 20 A , deux interrupteurs-cascode seulement sont nécessaires et aucune sélection de paramètres ne doit être envisagée.

La commutation de courants encore plus élevés, réalisée par un

Tableau 2

Fréquence	I_{Cpk}	P_D 2N 6547	P_D IRF 131	P_D Cascode	P_D 2N 6677
40 kHz	15 A	42,05 W	45,86 W	87,91 W	51,05 W
100 kHz	15 A	—	—	90 W	115 W
40 kHz	10 A	—	—	29 W	29 W
100 kHz	10 A	—	—	30 W	63,7 W

Comparaison des pertes de puissance

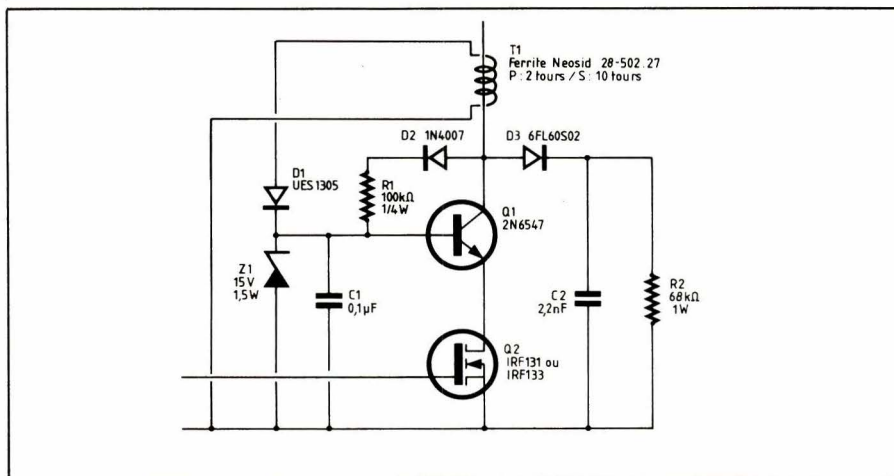


Fig. 7. — Circuit complet de l'interrupteur cascode.

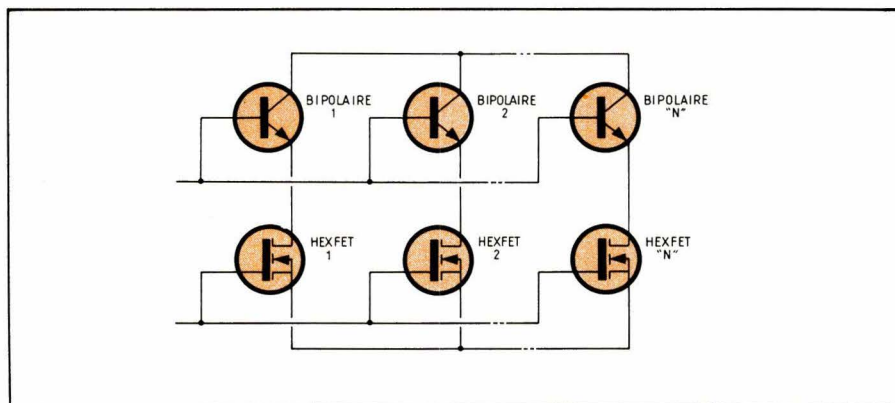


Fig. 8. — Mise en parallèle de circuits cascode.

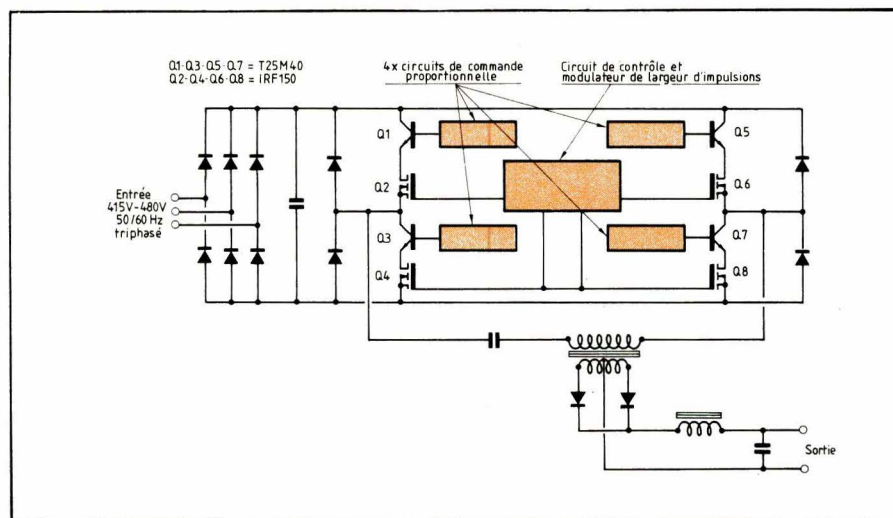


Fig. 9. — Alimentation à découpage 8 kW.

nombre d'interrupteurs-cascode supérieur à deux, oblige à une sélection des transistors bipolaires sur le temps de stockage en base commune : la dispersion doit être inférieure à 10 %. Par contre, puisque les HEXFET sont effectivement les résistances en série dans l'émetteur de chaque bipolaire, et puisque le coefficient de température du $R_{DS(on)}$ des HEXFET est positif, aucune sélection n'est réellement nécessaire sur les paramètres des HEXFET.

Applications

Le domaine d'applications de cet interrupteur est essentiellement celui où des MOSFET haute tension sont nécessaires, et où l'on recherche des rendements élevés. Il peut s'agir aussi bien de convertisseurs « push-pull » ou à simple transistor fonctionnant à partir du 220 V, 50/60 Hz, que de convertisseurs continu/continu à partir du secteur triphasé 380 V-440 V, ou encore de

commande de moteur. La gamme des fréquences auxquelles cet interrupteur peut être utilisé, va de quelques hertz (ou même du courant continu) jusqu'à environ 1 MHz.

Une alimentation à découpage 8 kW

Pour illustrer les possibilités du circuit cascode, la **figure 9** donne le schéma de principe d'une alimentation à découpage en pont, à partir d'un secteur triphasé 415 V – 480 V, 50/60 Hz, avec une puissance de sortie de 8 kW. Les circuits de commande proportionnelle peuvent être développés à partir de la **figure 7** de cet article.

Ce convertisseur peut également être utilisé en commande de moteur. L'adjonction de deux autres ponts permet de transformer le circuit pour une application comportant une charge sous tension triphasée.

Conclusion

Cette étude montre comment, par l'utilisation d'une combinaison HEXFET/bipolaire, les performances du HEXFET peuvent être associées à la tenue en tension du bipolaire, et donner des rendements nettement plus élevés que ce que l'on peut obtenir avec un MOSFET haute-tension.

J.-M. Berland

Bibliographie

« High efficiency, high voltage switching using HEXFET's » par Brian Taylor, Senior Application Engineer/HEXFET, **International Rectifier (G.B.)**/ Application Engineering Department.

LE PHENOMENE S

Déjà 250.000 Sinclair ZX81 vendus
Un micro-ordinateur personnel de
simple à utiliser pour 764 F 9
Manuel gratuit, prise secteur gratuite,
TVA et frais d'envoi compris. **TTC, COM**
EN KIT

Quelques heures bien utilisées pour une bonne compréhension du micro-ordinateur.

C'est en 1980 qu'a été fait un pas en avant décisif : l'apparition du Sinclair ZX80, le premier micro-ordinateur personnel vendu pour 1.250 F. Pour 1.250 F, le ZX80 présentait des caractéristiques et des fonctions inconnues dans sa gamme de prix.

Plus de 50.000 ZX80 ont été vendus en Europe et cet ordinateur a reçu les louanges unanimes des professionnels de l'informatique.

Aujourd'hui, l'avance de Sinclair augmente. Pour 985 F, le nouveau Sinclair ZX81 vous permet de bénéficier de fonctions encore plus évoluées à un prix encore plus bas. Et en kit, au prix de 764 F, le ZX81 est encore plus économique.

Prix plus bas : capacités plus grandes

Il est toujours aussi simple d'apprendre à utiliser vous-même votre ordinateur, mais le ZX81 vous apporte des possibilités plus larges que le ZX80. Le microprocesseur est le même, mais le ZX81 contient une ROM BASIC 8K nouvelle et plus puissante, qui constitue "l'intelligence domestiquée" de l'ordinateur. Ce dispositif travaille en système décimal, traite les logarithmes et les fonctions trigonométriques, vous permet de tracer des graphiques et construit des présentations animées.

Le ZX81 vous permet de bénéficier d'autres avantages - possibilité d'enregistrer et de conserver sur cassette des programmes donnés par exemple, de sélectionner par le clavier un programme sur une cassette.

Si vous avez un ZX80...

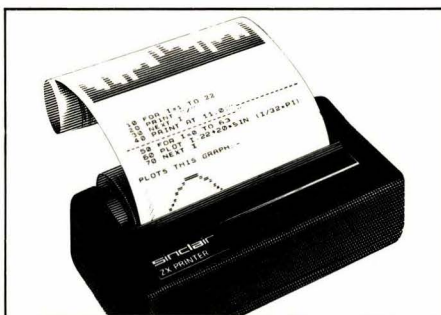
La nouvelle mémoire ROM BASIC 8K du ZX81 peut être utilisée avec un ZX80 comme circuit de remplacement (elle est complète, avec un nouveau clavier et un nouveau manuel d'exploitation).

A l'exception des fonctions graphiques animées, toutes les fonctions plus évoluées du ZX81 peuvent être intégrées à votre ZX80, y compris la possibilité de commander l'imprimante Sinclair ZX.

L'imprimante ZX pour 690 F TTC

Conçue exclusivement pour le ZX81 (et pour le ZX80 avec la ROM BASIC 8K), cette

imprimante écrit tous les caractères alphanumériques sur 32 colonnes et trace des graphiques très sophistiqués. Parmi les fonctions spéciales, COPY imprime exactement ce qui se trouve sur tout l'écran du téléviseur, sans demander d'autres instructions. L'imprimante ZX sera disponible à partir de septembre, au prix de 690 F TTC. Commandez-la !



Mémoire RAM 16K-octets : une augmentation de mémoire massive.

Conçue comme un module complet adaptable à votre Sinclair ZX80 ou ZX81, la mémoire RAM s'enfiche simplement dans le canal d'expansion existant à l'arrière de l'ordinateur : elle multiplie par 16 la capacité de votre mémoire des données/programmes !

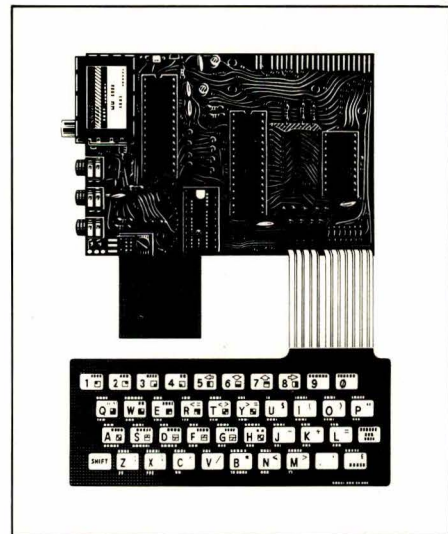
Vous pouvez l'utiliser pour les programmes longs et complexes, ou comme base de données personnelles. Et pourtant, elle ne coûte que la moitié du prix des modules de mémoire complémentaires de la concurrence.



Comment peut-on baisser le prix en augmentant les spécifications ?

Très simple, tout se fait au niveau de la conception. Dans le ZX80, les circuits actifs de l'ordinateur sont passés de 40 environ à 21. Dans le ZX81, les 21 sont devenus quatre ! Le secret : un circuit totalement nouveau. Conçu par Sinclair et fabriqué spécialement en Grande-Bretagne, ce circuit nouveau remplace 18 puces du ZX80.

En kit ou monté, à vous de choisir !



La photo illustre la facilité de montage du kit ZX81.

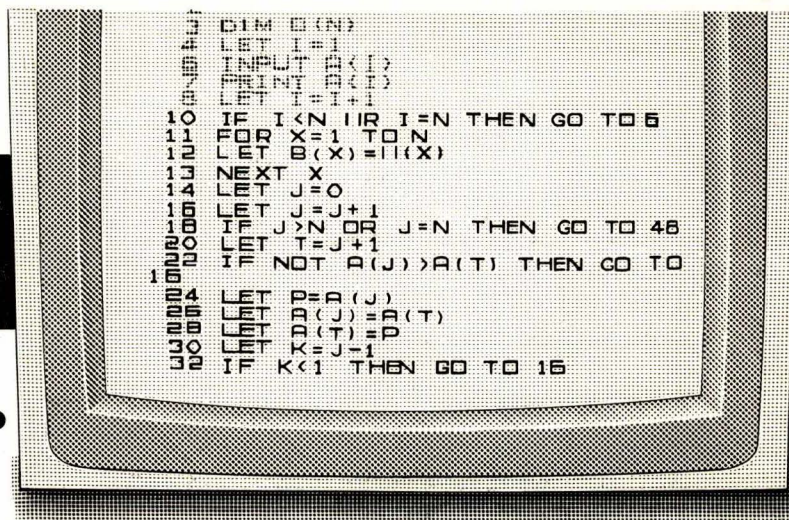
Quatre circuits à monter (avec, bien entendu, les autres composants), quelques heures de travail avec un fer à souder à panne fine.

Les versions montée et en kit sont complètes, c'est-à-dire qu'elles contiennent tous les conducteurs requis pour connecter le ZX81 à votre téléviseur (couleur ou noir) et à votre enregistreur à cassette.

Un microprocesseur ayant fait ses preuves, une nouvelle mémoire morte BASIC 8K, une mémoire à accès sélectif et un nouveau circuit maître unique.

35^F TTC MONTÉ

.ET



Une nouvelle spécification améliorée

- Le micro-processeur ZX81 – une nouvelle version plus rapide du fameux ZX80, reconnu à l'unanimité comme le meilleur de sa catégorie.

- **Fonction exclusive d'entrée de "mots-clés"** par une touche : le ZX81 supprime une grande partie des opérations fastidieuses de dactylographie. Les mots-clés comme RUN, LIST, PRINT, etc. sont entrés par une seule touche spécialisée.

- Codes uniques de présentation et de contrôle de syntaxe identifiant immédiatement les erreurs de programmation.

- Gamme complète de fonctions mathématiques et scientifiques avec une précision de 8 positions décimales.

- Fonctions de traçage de graphiques et d'affichages animés.

- Tableaux numériques et chaînes multi-dimensionnelles.

squ'à 26 boucles FOR/NEXT.
ction RANDOMISE, utile pour les

- Fonction **RANDOMISE**, utile pour les jeux comme pour les applications sérieuses.

Enregistrement (LOAD) et conservation (SAVE) sur cassette de programmes donnés.

meoire vive 1K-octets pouvant être portée
octets grâce au module RAM Sinclair.

capacité de commander la nouvelle imprimante

- Conception évoluée à quatre circuits : micro-processeur, mémoire morte, mémoire vive et circuit principal - circuit unique spécialement pour emplacer 18 puces du ZX80.

Pour toute information : 359.72.50 (4 l. groupées).

Pour commander votre ZX81.

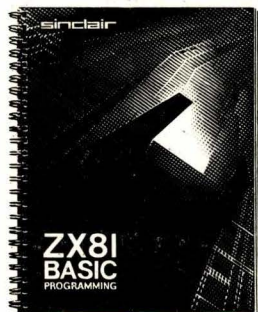
Par coupon-réponse, en utilisant l'imprimé ci-dessous.

Vous pouvez payer par chèque ou par mandat postal.

Quel que soit le cas, vous recevrez sous 8 semaines environ votre micro-ordinateur Sinclair. Votre imprimante vous sera expédiée sous un délai de 12 semaines environ. Et, bien entendu, vous disposez de 4 jours pendant lesquels vous pouvez demander le remboursement.

Nous voulons que vous soyez satisfait, sans doute possible, et nous sommes convaincus que vous le serez.

**Nouveau
manuel BASIC.**



Chaque ZX 81 est accompagné d'un manuel de programmation en langage BASIC ; ce manuel est complet, il est rédigé spécialement et traduit en français pour permettre au lecteur d'étudier d'abord les premiers principes puis de poursuivre jusqu'aux programmes complexes.

sinclair ZX81

Découpez ce bon et envoyez-le à : DIRECO INTERNATIONAL, 30, avenue de Messine, 75008 Paris

Je désire recevoir sous 8 sem. env. (ou 12 sem. env. pour l'imprimante), par paquet-poste recommandé :
☐ le micro-ordinateur Sinclair ZX 81 en kit avec son adaptateur secteur et le manuel BASIC pour le prix de 764 F TTC.

☐ le micro-ordinateur Sinclair ZX 81 monté avec son adaptateur secteur et le manuel BASIC pour le prix de 985 F T.T.C.

☐ l'extension de mémoire RAM (16 K-octets) pour le prix de 650 F T.T.C.

☐ l'imprimante pour le prix de 690 F T.T.C. (paiement séparé).

Je choisis de payer :

☐ par C.C.P. ou chèque bancaire établi à l'ordre de Direco International, joint au présent bon de commande.

Nom

Prénom

Profession

Rue ou Lieu-dit

Commune

Localité du bureau de poste

Code postal

Signature.

(Pour les moins de 18 ans, signature de l'un des parents.)

SERVICE-LECTEURS N° 223

Démonstration chez Direco-International
les lundi, mardi, mercredi et vendredi
de 9 H à 13 H et de
14 H à 17 H

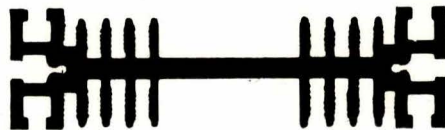
DISSIPATEURS DE CHALEUR

Un excellent rapport qualité prix

- 87 profilés découpés en longueurs standard ou à la demande, anodisés ou non, avec les perçages désirés (catalogue disponible fournissant les courbes de dissipation).

- 59 radiateurs d'appoint pour diodes, transistors, triacs et circuits intégrés.

- 2 tailles d'ensembles ventilés.



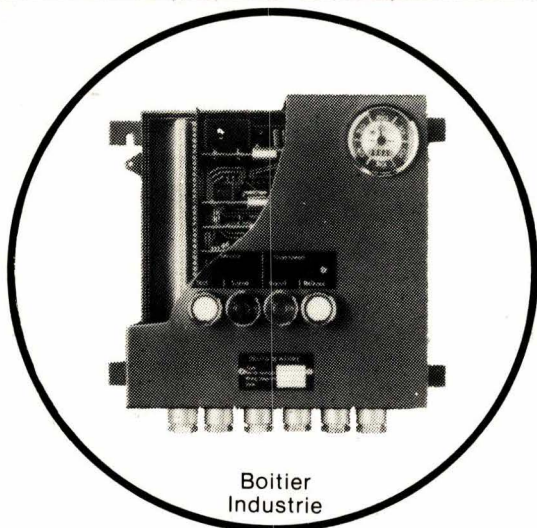
TOUTE LA GAMME EN STOCK.

DIODE
666.98.01

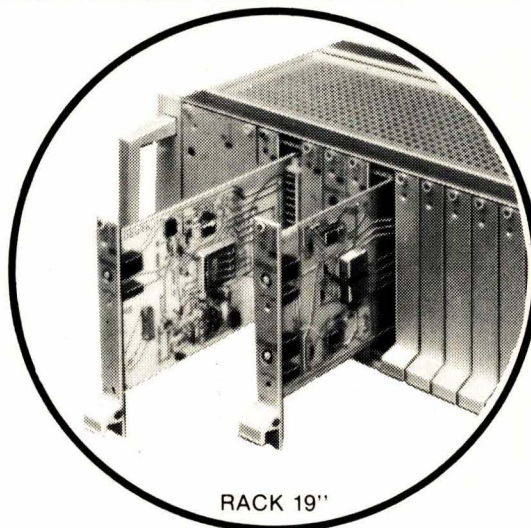
DIODE-FRANCE 1 ALLEE DES PLATANES SOFILIC 419 94263 FRESNES CEDEX TEL. 666.98.01 TLX 200 743 F

SERVICE-LECTEURS N° 224

B.A. SYSTÈME DEUTA



Boîtier
Industrie



RACK 19"

- MESURE
- CONTROLE
- REGULATION
- INDICATION des paramètres physiques.
- VITESSE
- PRESSION
- TEMPERATURE
- SENS ROTATION etc...

Entrées : tous capteurs
Sorties : 0-6 V; 0-10 V
0-2 mA; 4-20 mA
□ : 10 V c/c
⚡ : 250 Va

Modules embrochables avec point test avec automaintien
Principe à émission
Principe à manque



DEUTA-FRANCE SARL

BP N 1 60123 BONNEUIL-EN-VALOIS TEL. (4) 488.51.51

SERVICE-LECTEURS N° 225

En instrumentation, on demande aux appareils de mesure de présenter des performances de haut niveau. Nous allons décrire ici les principes de conception d'un amplificateur linéaire à grand gain (1000), large bande passante (continu 1 MHz), faible dérive thermique ($\leq 1 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$ et faible bruit ($\leq + 50 \text{ dB}$). Nous détaillerons plus précisément les moyens employés pour obtenir ces deux dernières spécifications. Cet appareil sera utilisé avec un photomultiplicateur (« P.M. ») dans des expériences de physique utilisant un faisceau laser comme moyen d'analyse.

Conception d'un amplificateur d'instrumentation

Toutefois, d'autres applications sont parfaitement envisageables, chaque fois qu'il s'agira d'exploiter un signal analogique (mesure, commande) de faible amplitude, et le but de cet article est principalement de dégager des concepts généraux plutôt que de décrire une application particulière.

Le cahier des charges et ses conséquences

Le cahier des charges est établi en tenant compte : premièrement de la source du signal, (ici le P.M.) et ensuite de l'utilisation souhaitée du signal amplifié.

Un PM utilisé en mode analogique (voir annexe) présente typiquement les caractéristiques suivantes :

- Courant d'anode : $10 \mu\text{A}$ à $100 \mu\text{A}$. Pour avoir une tension exploitable par l'amplificateur et un bon rapport signal/bruit, on charge le P.M. par $1 \text{ k}\Omega$. Nous obtenons donc des tensions de 10 mV à 100 mV . Pour attaquer un convertisseur analogique-digital (on souhaite automatiser l'acquisition des données), il faut que le signal de sortie soit de $\pm 10 \text{ V}$ maximum. Ceci impose un gain maximal de 10^3 (une position 10^2 sera prévue). On demande une précision meilleure que 1 digit pour une variation de 10°C de la température ambiante, ce qui donne une dérive (ramenée à l'entrée) inférieure à $1 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$.

- Le P.M. présente typiquement un courant d'obscurité de 100 nA , ce qui avec $1 \text{ k}\Omega$ de charge donne un rapport signal/bruit de 40 dB dans

le cas le plus défavorable ($G = 1000$). On impose à l'amplificateur une valeur supérieure : au minimum 50 dB .

Il faut aussi fixer la constante de temps du système. Avec un câble coaxial de 2 mètres de longueur reliant le P.M. à l'amplificateur, sa capacité répartie vaut 200 pF , ce qui donne, avec $1 \text{ k}\Omega$ d'impédance d'entrée : $\tau = 0,2 \mu\text{s}$. Pour un filtre du 1^{er} ordre, cela équivaut à une fréquence de coupure $f_c = 796 \text{ kHz}$. L'amplificateur devra avoir une bande légèrement plus large. Nous fixons 1 MHz .

Le **tableau 1** résume le cahier des charges retenu. Nous savons que ces caractéristiques sont difficiles à réaliser simultanément. Cela nous oblige à concevoir un amplificateur à plusieurs étages, de façon à répartir les caractéristiques entre eux, comme nous allons le montrer ci-dessous.

Etude théorique : bruit et dérive thermique des amplificateurs

On étudie le comportement en bruit et dérive thermique d'un amplificateur à plusieurs étages.

Tableau 1

Gain en tension	G	$10^2 - 10^3$
Bande passante	BP	continu - 1 MHz
Impédance d'entrée	Z_e	1 k Ω sur toute la B.P.
Tension de sortie max.	$V_{Smax.}$	± 10 V sur toute la B.P.
Dérive thermique	d	$\leq 1 \mu V/^{\circ}C$
Rapport signal/bruit	S/B	$\geq + 50$ dB

Dérive thermique

Soit un amplificateur à n étages. Chaque étage possède un gain G_n et une tension continue de décalage ramenée à l'entrée (offset) d_n . Nous représentons d_n par un générateur de tension en série avec le signal. Nous voyons à la **figure 1** que la dérive totale à la sortie sera :

$$d_{ts} = d_1 \times (G_1 \times G_2 \times \dots \times G_n) + d_2 \times (G_2 \times \dots \times G_n) + \dots + d_n G_n$$

donc à l'entrée :

$$d_{te} = d_1 + \frac{d_2}{G_1} + \frac{d_3}{G_1 G_2} + \dots + \frac{d_n}{G_1 G_2 \dots G_{n-1}} \quad (1)$$

Si G_1 est grand, la contribution des étages suivants peut être négligée devant d_1 .

Il faudra donc réaliser un premier étage ayant un gain important et une faible dérive. Alors on pourra jouer plus facilement sur les autres caractéristiques des étages suivants (ex : « output swing voltage ») au détriment de leur dérive en température.

Modélisation du bruit

Nous commençons par des concepts généraux sur la modélisation du bruit. Un amplificateur bruyant peut être représenté (1) par un amplificateur idéal sans bruit et deux « générateurs de bruit » un de tension, l'autre de courant (**fig. 2**).

On rappelle que la valeur du bruit thermique de la résistance de source R_s est

$$\sqrt{4kTBR_s}$$

(en volts) où :

k est la constante de Boltzmann = $1,3810^{-23}$ J/ $^{\circ}K$;
T la température absolue (en $^{\circ}K$) ;
B la bande passante.

On exprime souvent le bruit en $V/\sqrt{Hz}$ et $A/\sqrt{Hz}$, on écrira donc $\sqrt{4kTR_s}$.

Le bruit ne possède pas de fréquence fixe, mais un spectre étendu. On doit alors raisonner en puissance pour calculer le bruit total créé par l'ensemble des différentes sources de bruit. On calcule ces puissances

sur une charge normalisée de 1Ω (cela simplifie les calculs). La puissance de bruit en sortie sera donc :

$$P_{tno} = [4kTR_s + e_n^2 + (i_n R_s)^2] \times A_o^2 B$$

et la tension de bruit s'exprime par :

$$E_{tno} = \sqrt{P_{tno}} = \sqrt{4kTR_s + e_n^2 + (i_n R_s)^2} \times A_o \sqrt{B} \quad (2)$$

le rapport signal sur bruit à la sortie :

$$SNR_o = \frac{A_o E_s}{\sqrt{4kTR_s + e_n^2 + (i_n R_s)^2} \times A_o \sqrt{B}}$$

Le bruit ramené à l'entrée s'écrit :

$$E_{tni} = \sqrt{4kTR_s + e_n^2 + (i_n R_s)^2} \sqrt{B} \quad (4)$$

Le rapport signal/bruit à l'entrée est facile à calculer (ampli supprimé).

$$SNR_i = \frac{E_s}{\sqrt{4kBR_s}} \quad (5)$$

Le facteur de bruit, qui représente la contribution de l'amplificateur, est donné en decibels par :

$$NF = 10 \log F = 10 \log \frac{SNR_i}{SNR_o}$$

avec SNR_i et SNR_o exprimés sur 1Ω . Nous obtenons :

$$NF = 10 \log \left\{ 1 + \frac{e_n^2 + (i_n R_s)^2}{4kTR_s} \right\} \quad (6)$$

L'amplificateur le moins bruyant sera celui ayant le plus petit facteur de bruit.

On trouve souvent la valeur de NF dans les caractéristiques des constructeurs. Nous pouvons calculer E_{tni} en utilisant les équations (3), (4) et (5) :

$$E_{tni} = \sqrt{4kTBR_s} 10^{(NF/20)} \text{ en } V_{eff} \quad (7)$$

Il est intéressant de connaître la résistance de source optimum pour laquelle le facteur de bruit sera minimum. Elle est donnée par

$$\frac{\partial F}{\partial R_s} = 0$$

$$\text{où } F = \frac{SNR_i}{SNR_o}$$

A partir de l'équation (6), on obtient :

$$R_{opt} = \frac{e_n}{i_n} \text{ qui donne}$$

$$F_{min} = 1 + \frac{e_n^2}{2kTR_{opt}} \quad (8)$$

Mise en cascade d'amplificateurs : bruit résultant

Une autre représentation simplifiée du bruit prend la forme d'un amplificateur idéal sur l'entrée du-

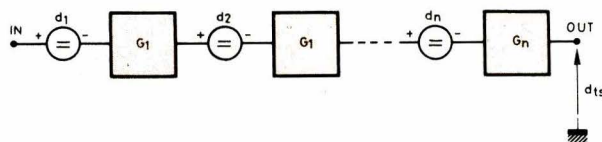


Fig. 1

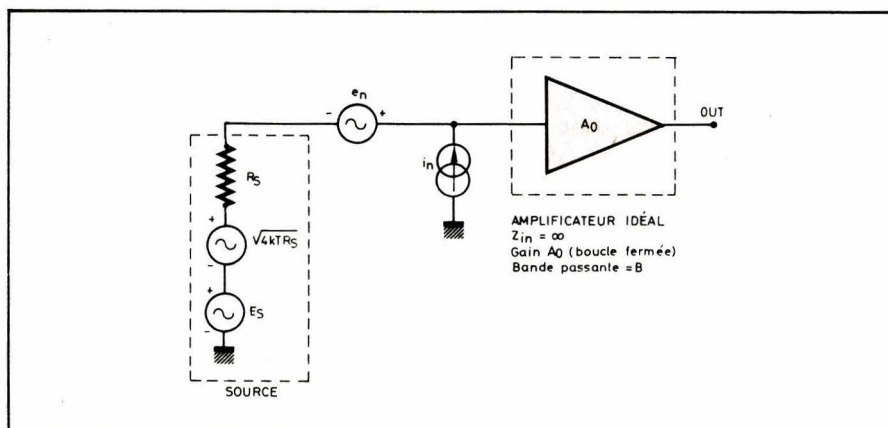


Fig. 2

quel débite un générateur de bruit de puissance $(F - 1) kT$ (fig. 3).

Si on considère trois étages en cascade (fig. 4), la puissance de bruit doit être la même si on regroupe ces trois en un seul amplificateur de gain $G_1 \cdot G_2 \cdot G_3$. Nous avons :

$$B_s = G_1 G_2 G_3 (F_1 - 1) kT + G_2 G_3 (F_2 - 1) kT + G_3 (F_3 - 1) kT = (F - 1) kT G_1 G_2 G_3$$

donc :

$$F = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2} + \dots + \frac{F_n - 1}{G_1 G_2 \dots G_{n-1}} \quad (9)$$

De même que pour la dérive thermique, nous avons intérêt à avoir F_1 le plus faible possible et G_1 important.

Effet de la contre-réaction sur le bruit

Une contre-réaction idéale non bruyante est sans effet sur le facteur de bruit. Toutefois, les composants de la boucle de contre-réaction sont forcément bruyants.

Soit, à la figure 5, un amplifica-

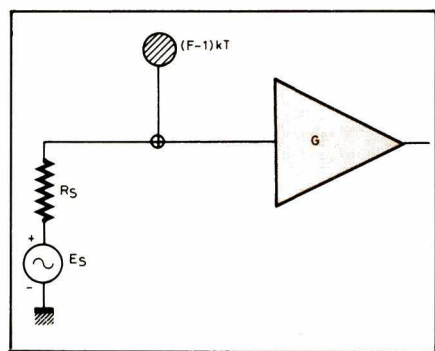


Fig. 3

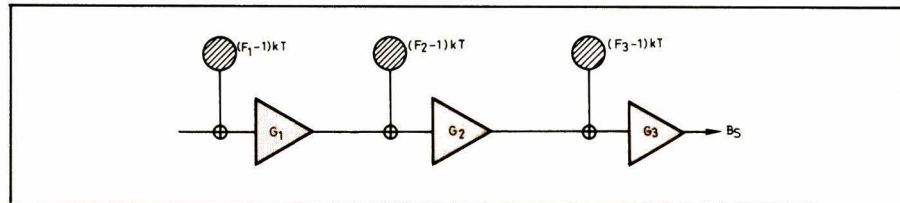


Fig. 4

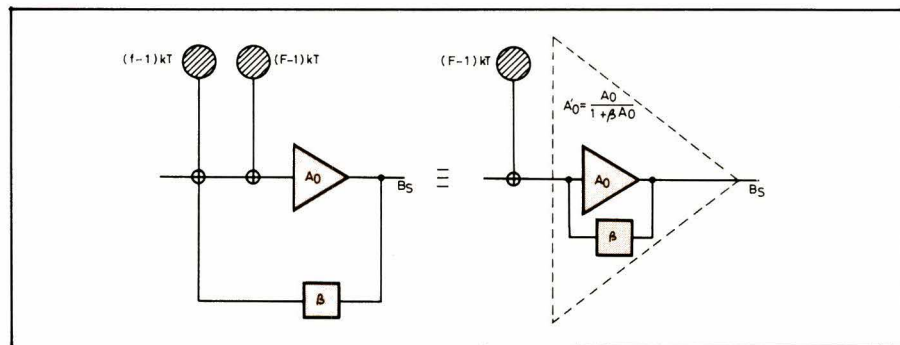


Fig. 5

teur contre-réactionné. La puissance de bruit en sortie vaut alors :

$$B_s = A_o [(F - 1) kT - \beta B_s + (f - 1) kT]$$

$$B_s = \frac{A_o}{1 + \beta A_o} [F + f - 2] kT$$

Il faut que cela soit équivalent à (fig. 5) :

$$B_s = A'_o (F' - 1) kT$$

$$\text{avec } A'_o = \frac{A_o}{1 + \beta A_o}$$

et donc :

$$F' = F + f - 1 \quad (10)$$

Le bruit de la contre-réaction étant aussi important que celui de l'amplificateur, il faudra concevoir celle-ci avec soin.

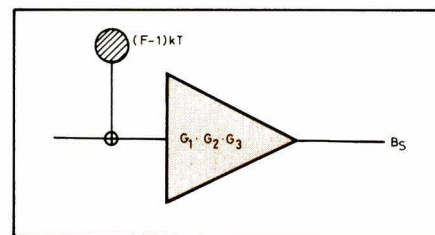
Les conclusions de cette étude théorique vont guider la suite de la conception de l'amplificateur.

Choix des composants et du montage

Les composants

Nous savons qu'il faut réaliser un premier étage ayant un gain important, un faible bruit et une faible dérive thermique.

Nous optons pour l'association suivante : préamplificateur de précision très performant LM221A et



amplificateur opérationnel LM218, globalement équivalente à un amplificateur opérationnel plus performant que ce dernier (3) (tableau 2).

Le LM218 est choisi pour :

- son excursion maximum du signal de sortie : $\pm 12 V$ à 1 MHz ;
- son produit gain-bande important : 1 MHz pour un gain de 20 ; il sera donc utilisé également, comme étage de sortie.

La qualité des résistances est importante pour réaliser un appareil performant (voir l'influence du bruit de la contre-réaction).

On choisira des éléments présentant :

- faible coefficient de dérive en température $\leq \pm 10 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$;
- une précision $\leq 1 \%$;
- une haute stabilité et un faible bruit.

Le schéma

Le schéma est donné à la figure 6. Le premier étage (LM221A + LM218) est monté en amplificateur non inverseur ce qui permet de fixer Z_o indépendamment des autres résistances. Cet étage possède un gain de 50 et les valeurs de R_2 , R_3 , R_{4a} , R_{4b} , P_2 résultent d'un compromis. Il est souhaitable qu'elles soient faibles pour diminuer le bruit thermique et les dérives des tensions continues, mais il faut aussi tenir compte du réseau correctif C_3 , nécessaire pour assurer la linéarité de la courbe de réponse de cet étage, tel que l'explique clairement la figure 7.

Les condensateurs $C = 4,7 \text{ pF}$ assurent une compensation en fréquence de l'ensemble LM221 A + LM218. Un filtre passe haut ($f_c = 2 \text{ Hz}$) est également prévu.

Le deuxième étage est très simple, et il assure la commutation du gain ($G_2 = 2$ ou 20). C_9 coupe la bande très étendue (10 MHz) à 4 MHz quand $G_2 = 2$ pour supprimer toute tendance à l'oscillation.

Un réglage de zéro (P_2) évite de compenser la tension de décalage du deuxième étage par le premier étage (P_1). Une telle action dégradant fortement la dérive thermique ($1,2 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$ au lieu de $0,77^\circ \mu\text{V}/^\circ\text{C}$, mesuré).

Performances prévues et mesurées

Nous allons réaliser une comparaison entre les mesures du prototype et les calculs numériques réalisés pour concevoir le schéma représenté à la figure 6.

Tableau 2. — Caractéristiques de l'association LM 221A, LM 218.

		LM 221A	LM 218	LM 221A + LM 218
Dérive	d(max)	0,2 $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$	25 $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$	Eq (1) $\Rightarrow$ $0,2 + \frac{25}{100^{**}} = 0,45 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$ porté à 0,59 $\mu\text{V}/^\circ\text{C}^*$
Bruit	e_n (max)	8 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$	10 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$	Σ Puissance*** # 8 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$
	i_n (max)	0,1 pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$	1 pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$	0,14 pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$

* La dérive totale doit aussi tenir compte de l'effet non négligeable de la tension d'offset non compensée du LM 218, qui augmente la dérive de l'ensemble (3).
 ** Le LM 221A possède un gain propre de 100, fixé par $R_{\text{set}} = 10 \text{ k}\Omega$.
 *** On somme les puissances :

$$e_n = \sqrt{(e_{n1})^2 + \frac{e_{n2}^2}{100}}$$

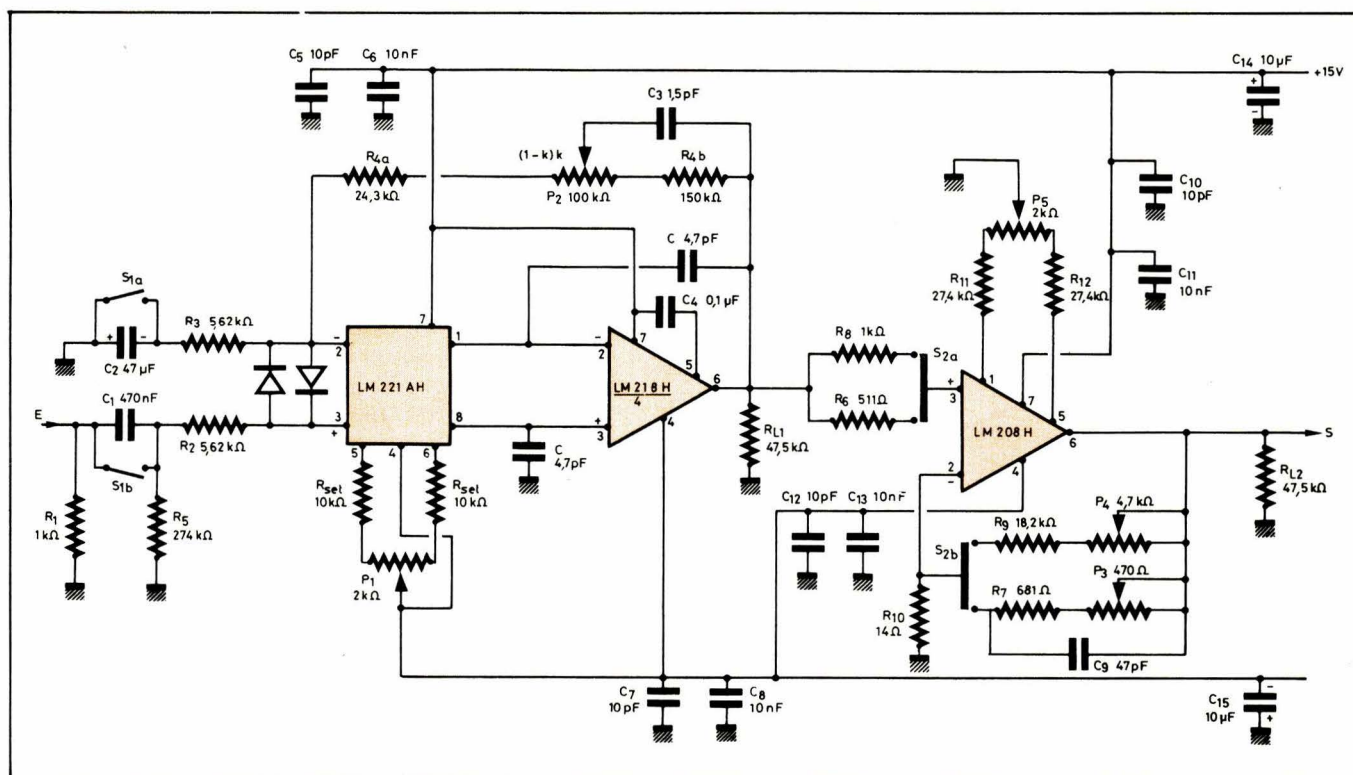
$$i_n = \sqrt{(i_{n1})^2 + \frac{i_{n2}^2}{100}}$$


Fig. 6

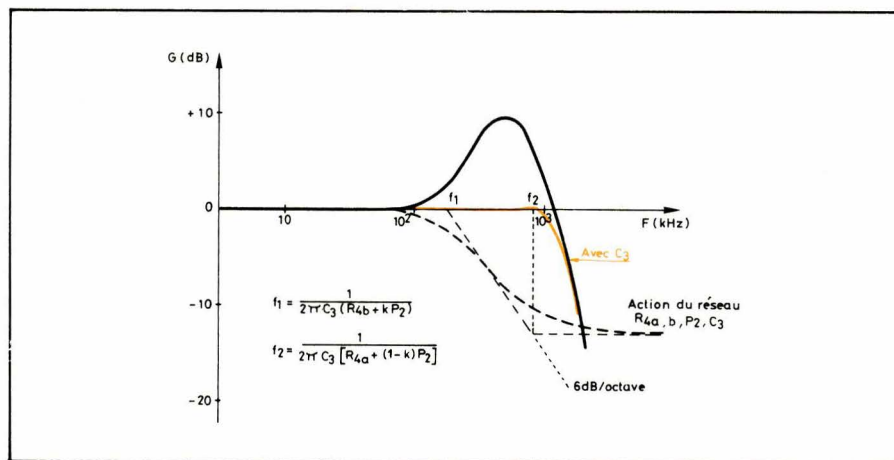


Fig. 7

● Dérive en température

Avec l'équation (1) et les valeurs du **tableau 2**, on trouve pour l'ensemble de l'amplificateur :

$$d_{te} = 0,59 \mu\text{V}/^\circ\text{C} + \frac{25 \mu\text{V}/^\circ\text{C}}{50}$$

$$= 1,09 \mu\text{V}/^\circ\text{C} \text{ maximum}$$

valeur ramenée à l'entrée, qui est celle imposée par le cahier des charges. En pratique on obtient une valeur meilleure :

$$d_{te} =$$

$$0,77 \mu\text{V}/^\circ\text{C} \text{ max ; } 0,6 \mu\text{V}/^\circ\text{C} \text{ typ.,}$$

ce qui est souhaitable, les valeurs du constructeur étant des extrêmes garantis.

● Bruit

Nous représentons à la **figure 8a** un étage non inverseur bruyant (4). Sur ce schéma, e_n et i_n représentent le bruit propre à l'ampli-op (donné par le constructeur). Nous pouvons les sortir de la boucle de contre-réaction pour se ramener à la configuration de la **figure 8b** tout à fait semblable à celle de la **figure 2**. Nous obtenons :

$$\begin{aligned} e'_n{}^2 &= e_n{}^2 + 4 kT (R_s + r // R) \\ i'_n{}^2 &= i_n{}^2 \end{aligned} \quad (11)$$

Les valeurs numériques sont données au **tableau 3**.

Il reste à étudier le bruit ramené par r et R . L'équation de départ est :

$$F' = F + f - 1 \quad (10)$$

dans laquelle :

F est le facteur de bruit de l'amplificateur,

f est le facteur de bruit de la contre

réaction. F se calcule en injectant les équations (11) dans (6).

$$F = 1 + \frac{e'_n{}^2 + i'_n{}^2 (R_s + r // R)^2}{4 kT (R_s + r // R)} \quad (12)$$

Nous modélisons à la **figure 9**, la contre-réaction. Par le théorème de superposition, et en calculant SNR_i et SNR_o :

$$\begin{aligned} SNR_i &= \frac{E_s}{\sqrt{4 kTB r_s}} \\ SNR_o &= \frac{E_s}{\sqrt{4 kTr_s + \left(e_{nr} \frac{r}{r+R} \right)^2 + \left(e_{nr} \frac{R}{r+R} \right)^2} \sqrt{B}} \end{aligned}$$

nous obtenons :

$$f = 1 + \frac{\left(e_{nr} \frac{R}{r+R} \right)^2 + \left(e_{nr} \frac{r}{r+R} \right)^2}{4 kTr_s} \quad (13)$$

Numériquement

$$\frac{r}{r+R} = \frac{1}{50} = \beta \text{ et } \frac{R}{r+R} \# 1$$

donc :

$$f \# 1 + \frac{(\beta e_{nr})^2 + e_{nr}{}^2}{4 kTr_s}$$

A partir de (10), (12) et (13) nous obtenons pour un étage :

$$F' = 1 + \frac{e'_n{}^2 + i'_n{}^2 (R_s + r // R)^2}{4 kT (R_s + r // R)} + \frac{(\beta e_{nr})^2 + e_{nr}{}^2}{4 kTr_s} \quad (14)$$

L'application numérique avec les valeurs du **tableau 2** et de la **figure 6** se trouve au **tableau 3**.

Nous mesurons $60 \mu V_{\text{eff}}$ de bruit ramené à l'entrée, ce qui donne un rapport signal/bruit un peu faible pour $G = 10^3$. Cela est dû aux résistances trop fortes du premier étage ($f = 23,8$). Mais celles-ci sont nécessaires pour obtenir une courbe amplitude/fréquence correcte. Cela détruit la performance de l'association LM221 A + LM218 ($F = 2,6$). Une version améliorée (résistances plus faibles) avec $f = 6$ (même ordre de grandeur que l'étage de sortie) donnerait une tension de bruit à l'entrée $E_{tni} = 9,7 \mu V_{\text{eff}}$ et donc des rapports S/B de 60 dB pour $G = 10^3$ et 80 dB pour $G = 10^2$.

L'ensemble des performances est rassemblé dans le **tableau 4** et les **figures 10a et b**.

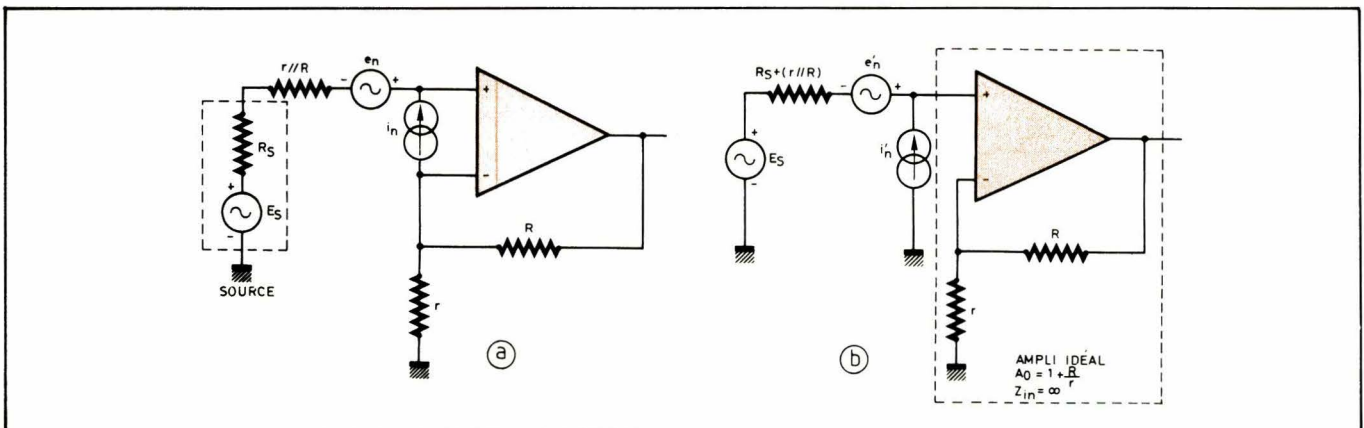


Fig. 8

Premier étage		Deuxième étage	
		$G = 10^2$	$G = 10^3$
Bruit de l'ampli-op			
e_n (max)	$8 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$	$10 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$	
i_n (max)	$0,14 \text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}}$	$1 \text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}}$	
e'_n (max)	$13 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$	$10,2 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$	$10,8 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
i'_n (max)	$0,14 \text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}}$	$1 \text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}}$	$1 \text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}}$
Bruit de la C.R.			
e_{nr}	$(R = 274,3 \text{ k}\Omega) 67 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$	$(1 \text{ k}\Omega) 4 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$	$(20 \text{ k}\Omega) 18,1 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
e_{nr}	$(r = 5,62 \text{ k}\Omega) 9,6 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$	$(500 \Omega) 2,9 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$	$(1 \text{ k}\Omega) 4 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
Facteur de bruit			
ampli : F , Eq (12)	2,6	8,1	15,2
C.R. : f , Eq (13)	23,8	5,1	5,9
ampli + CR : F' , Eq (10)	25,4	12,2	20,1
Pour l'ampli total → EQ (9)			
$G = 10^2 F = 25,6$			
$G = 10^3 F = 25,8$			
$\Rightarrow \text{Eq (7)} E_{tni} \# 77 \mu V_{\text{eff}}$			

Tableau 3. – Valeurs numériques du calcul théorique du bruit de l'amplificateur.

Conclusion

Nous avons fortement insisté sur deux problèmes importants qui se posent dans la conception d'amplificateur de mesure. La réalisation décrite ici donne des indications assez simples, permettant d'évaluer numériquement les phénomènes de dérive et de bruit lors de la conception. Les calculs théoriques sont en bon accord avec les mesures montrant ainsi la validité du modèle théorique simple utilisé. Les autres étapes de la conception (bande passante, compensation en fréquence) sont tout à fait classiques des schémas à ampli-op, nous ne les avons donc pas détaillées.

Bien que le niveau de bruit soit satisfaisant pour l'utilisation avec un photomultiplicateur, une version améliorée du premier étage serait nécessaire, pour des applications plus sensibles à ce phénomène (en particulier, niveau du signal de source plus faible).

Note

Cet amplificateur a été réalisé au *laboratoire de Physique de la Matière Condensée du Collège de France*. Il est en fonctionnement de façon satisfaisante depuis plus d'un an.

D. Vuillaume
Ingénieur I.S.E.N.

Annexe : application particulière avec tube photomultiplicateur

Un tube photomultiplicateur comprend (**fig. A1**) :

- une cathode photoémissive ;
- un système de dynodes amplificatrices ;
- une anode.

La cathode émet des électrons quand elle reçoit de l'énergie lumineuse. Le système de dynodes, ayant un potentiel croissant (**fig. 1a**) multiplie le nombre d'électrons. Ce système utilise le phénomène d'émission secondaire. L'anode recueille le courant amplifié.

A faible intensité lumineuse, le P.M. travaille en comptage de photons. Chaque émission d'un électron par la cathode (sous le choc du photon) donne lieu à une impulsion de courant anodique qui est mise sous forme digitale (TTL) par un amplificateur discriminatoire.

A forte intensité, la fréquence d'impact des photons devient très grande par rapport à la constante de temps du système, celui-ci agit en intégrateur. On détecte alors un courant moyen délivré par le P.M. :

$$i = G \cdot n \cdot e$$

avec

G : gain du P.M. (système de dynodes) : 10^7 à 10^8 ;

n : nombre d'électrons émis par seconde : 10^7 ;

e : $1,610^{-19}$ cb : charge de l'électron.

On obtient « i » variant de $10 \mu A$ à $100 \mu A$. Le P.M. se comporte comme un amplificateur de courant.

Quand aucune lumière n'est reçue, il y a quand même émission spontanée très faible de quelques électrons. On obtient ainsi un courant d'obscurité (≈ 100 nA).

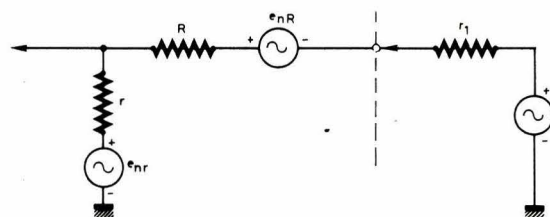


Fig. 9

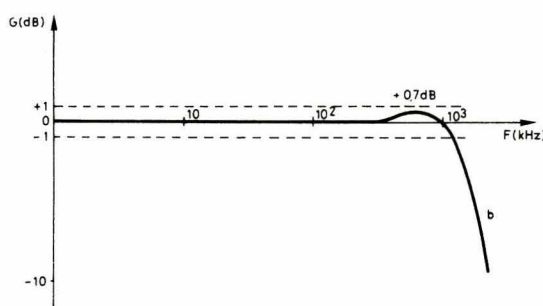


Fig. 10

Cahier des charges		Théorie		Mesure
Gain en tension	G	$10^2 - 10^3$	$10^2 - 10^3$	$10^2 - 10^3$
Bande passante	BP	DC - 1 MHz	DC - 1 MHz	$(G = 10^2) : DC - 1 \text{ MHz} \pm 0,4 \text{ dB}$ $(G = 10^3) : DC - 1 \text{ MHz} \pm 0,7 \text{ dB}$ - 0,1 dB
Impédance d'entrée	Z_e	1 k Ω	1 k Ω	1 k Ω
Tension de sortie max	$V_{S \text{ max}}$	$\pm 10 \text{ V}$	$\pm 12 \text{ V}$	$\pm 10 \text{ V}$
Dérive thermique	d	$\leq 1 \mu V / ^\circ C$	1,09 V / $^\circ C$ max	0,6 $\mu V / ^\circ C$ typ. 0,77 $\mu V / ^\circ C$ max
Rapport Signal/Bruit	S/B	$\geq 50 \text{ dB}$		$(G = 10^2) : 64,4 \text{ dB}$ $(G = 10^3) : 44,4 \text{ dB}$
Bruit ramené à l'entrée	E_{tni}		77 μV_{eff}	60 μV_{eff}

* Voir les courbes figures 10a et b.

Tableau 4. — Ensemble des caractéristiques. Comparaison entre les calculs théoriques et les mesures.

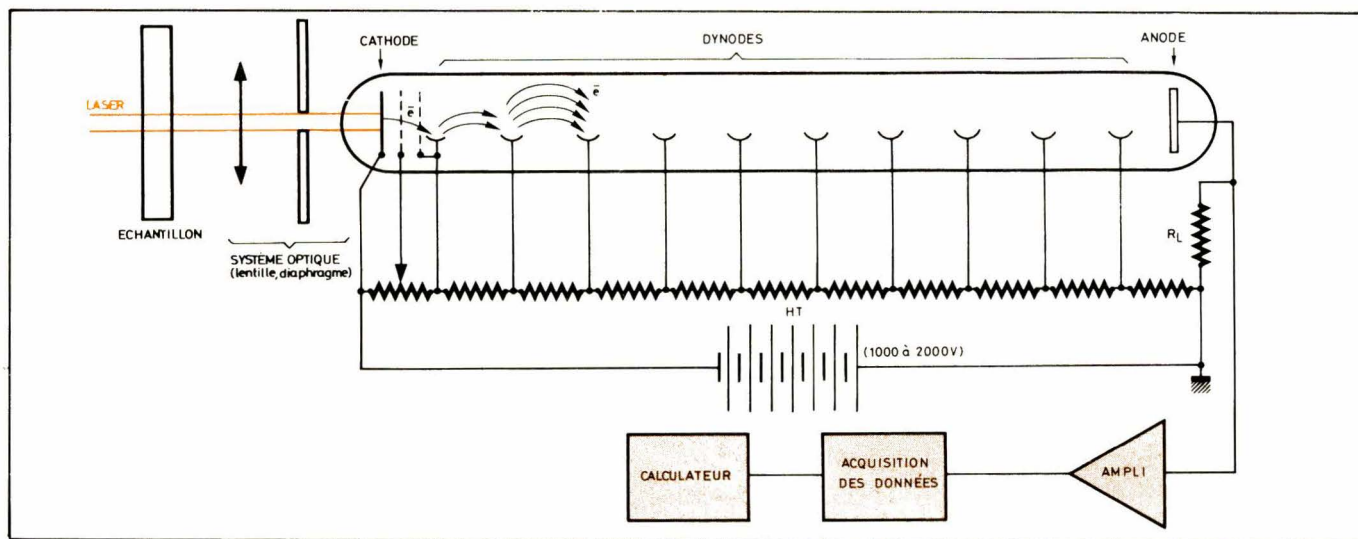


Fig. A1.

L'amplificateur reçoit le signal du P.M. représentatif des informations contenues dans le faisceau laser. Le signal amplifié est appliqué à un analyseur multicanaux et à un mini-calculateur pour analyser les données. On peut, par exemple, étudier la réponse fluorescente en fonction du temps de l'échantillon après application d'une impulsion laser.

Bibliographie

- (1) Noise in amplifiers, S. Lestzter et N. Webster, *IEPE Spectrum* (août 1970).
- (2) Amplification à faible bruit dans les postes radio tactiques, C. Menant, *Revue technique Thom-*

son CSF, vol. 11 n° 4 (décembre 1979).

(3) National Semiconductor. *Application note AN-79* : IC pre-amplifier challenges choppers on drift, R.C. Dobkin, (février 1973).

(4) National Semiconductor *Audio Handbook* (juin 1976).

Série 8700
générateur/lecteur
portable
visualisation déportée

Séris 8100
générateur/lecteur
unité de recherche
j-h-m-s-ms-1/10 ms

**SYSTRON
DONNER**
Membre du groupe THORN EMI

Série 8500
générateur
environnements sévères
normes MIL

Série FC/FE
interface/ordinateur
IEEE - 16 bits
ou tout interface spécifique

Vous utilisez un enregistreur magnétique,
faites appel à nos conseillers techniques pour améliorer vos résultats

compétence et performances

Est : INFORMEL (88) 87.70.22 - **Sud-Est :** MEGA SUD (68) 81.23.69
Rhône-Alpes : M.F. - Instrumentation - (7) 825.72.47
Ouest : BELLION Electronique (98) 28.03.03 - **Sud-Ouest :** MEGA SUD (68) 89.04.10

**SYSTRON
DONNER**
Membre du groupe THORN EMI
 24, rue de Paris
 78560 Port Marly
 Tél. : (3) 958.48.63
 Télex : 696 354

CALENDRIER

EXPOSITIONS

22 au 27 janvier. — Cannes.

Marché international du disque et de l'Édition Musicale — Midem —.
Rens. : 179, av. Victor Hugo, 75116 Paris. Tél. : 505.14.03 M. Chevry.

26 au 28 janvier. — Paris.

Hyper 82.
Rens. : BIRP, 2, rue Lyautey, 75016 Paris. Tél. : 525.84.88.

26 au 28 janvier. — Neuilly.

CAO/FAO 82.
Rens. : US International Marketing Center, 123, av. Charles de Gaulle, 92200 Neuilly. Tél. : 624.33.13 — 624.07.96.

27 au 29 janvier. — Eindhoven.

Micro Electronica.
Rens. : Micro Electronica, P.O. Box, 428, Los Altos, California 94022 (USA). Tél. : (415) 979.6920.

1^{er} au 5 mars. — Birmingham.

Electrex : Salon international de l'électronique.
Rens. : Electrex Limited, Wix Hill House, West Horsley, Surrey KT246DZ. Tél. : Guilford (0483) 222888. Télex : 859460.

7 au 14 mars. — Paris.

Festival International du son et de l'image vidéo.
Rens. : SDSA, 20, rue Hamelin, 75116 Paris. Tél. : 505.13.17.

22 au 26 mars. — Cannes.

SIMEP 82.
Rens. : Midem Organisation, 179, av. Victor Hugo, 75116 Paris. Tél. : 505.14.03.

23 au 26 mars. — Paris.

Printemps informatique.
Rens. : BIRP, 2, rue Lyautey, 75016 Paris. Tél. : 525.84.88.

1^{er} au 7 avril. — Paris.

Salon international des composants électroniques.
Rens. : SDSA, 20, rue Hamelin, 75116 Paris. Tél. : 505.13.17.

19 au 21 avril. — Londres.

All Electronics — ECIF show.
Rens. : Evan Steadman Communications Group, 34-36 High Street, Saffron Walden, Essex CB10 1EP. Tél. : Saffron Walden (0799) 22612. Télex : 81653.

20 au 23 avril. — Birmingham.

Communications Equipment and systems exhibition.
Rens. : Industrial & Trade Fairs Limited, Radcliffe House, Blenheim Court, Solihull, West Midlands B91 2BG. Tél. : 021.705.6707. Télex : 337073.

23 au 29 avril. — Cannes.

MIP — TV : Marché international des programmes de télévision.
Rens. : 179, av. Victor Hugo, 75116 Paris. Tél. : 505.14.03 M. Chevry.

24 au 28 mai. — Birmingham.

International electronics control and instruments exhibition.
Rens. : Industrial & Trade Fairs Limited Radcliffe House, Blenheim Court, Solihull, West Midlands B91 2BG. Tél. : 021.705.6707. Télex : 337073.

9 au 17 juin. — Paris.

Biennale Française de la machine-outil.
Rens. : 40, rue du Colisée, 75008 Paris. M. Baudet Tél. : 359.10.30.

21 au 25 septembre. — Besançon.

Micronora : Salon international des techniques horlogères et micromécaniques.
Rens. : Parc des expositions Planoises, 25000 Besançon M. Coudurier. Tél. : (81) 87.21.74.

22 septembre au 1^{er} octobre. — Paris.

SICOB.
Rens. : 6, place de Valois, 75001 Paris. M. Hermieu. Tél. : 261.52.42.

30 septembre au 10 octobre. — Paris.

Salon de l'Automobile.
Rens. : 3, av. du Président Wilson, 75008 Paris. M. Charpin. Tél. : 723.59.40.

4 au 8 octobre. — Strasbourg.

MIDEST : Marché international pour la diffusion européenne de la sous-traitance.
Rens. : Midest BP 1593, 54027 Nancy Cedex. M. Detourbet. Tél. : (83) 51.09.01.

12 au 14 octobre. — Bordeaux.

Electron 82.
Rens. : ADESO, 12, place de la Bourse, 33076 Bordeaux Cedex. Tél. : (56) 90.91.28.

12 au 14 octobre. — Brighton.

Internecon UK.
Rens. : Kiver Communications S.A. Millbank House, 171-185 Ewell Road, Surbiton, Surrey KT6 6AX. Tél. : 01.390 0281. Télex : 929837.

15 au 20 octobre. — Cannes.

VIDCOM : Marché international de la vidéocommunication.
Rens. : 179, av. Victor Hugo, 75116 Paris M. Chevry. Tél. : 505.14.03.

16 au 19 novembre. — Londres.
Compec : Computer peripherals, small computer and systems exhibition.
Rens. : Compec UK Surrey House, Throwley Way, Surrey SM1 4QQ. Tél. : 01.643.8040.

6 au 11 décembre. — Paris.
Elec 82.
Rens. : SDSA, 20, rue Hamelin, 75116 Paris. Tél. : 505.13.17.

STAGES SEMINAIRES

8 au 12 mars. — Saint-Martin-d'Hères (Grenoble).
Stage « initiation aux méthodes et techniques de la CAO ».
L'objectif du stage est de permettre aux auditeurs d'acquérir une connaissance générale sur les systèmes de Conception Assistée par Ordinateur et de se familiariser avec quelques applications propres à la mécanique, l'électronique et l'électrotechnique.
Rens. : Institut national polytechnique de Grenoble, division formation professionnelle continue, 46, av. Félix Viallet, 38031 Grenoble Cedex. Tél. : (76) 47.98.55, poste 605.

22 au 25 mars. — Marseille.
Stage « initiation à la micro-électronique ». Objectif : donner aux ingénieurs et techniciens ayant des connaissances en électronique digitale, la capacité de formaliser les problèmes rencontrés, d'évaluer les possibilités techniques et économiques des diverses solutions à base de circuits intégrés ; permettre de sous-traiter dans de bonnes conditions les réalisations en micro-électronique.
Rens. : Ecole supérieure d'ingénieurs de Marseille, 28, rue des Electriciens, 13012 Marseille. Tél. : 49.91.40.

22 au 26 mars. — Saint-Martin-d'Hères (Grenoble).
Stage « La programmation temps réel des microprocesseurs ».
Ce stage s'adresse aux ingénieurs et techniciens qui auront à concevoir et réaliser le logiciel des systèmes informatiques à base de microprocesseurs. Une part importante de la session sera réservée à l'utilisation effective, par les stagiaires, de maquettes permettant ainsi une approche très concrète des problèmes liés

à la programmation des microprocesseurs.
Rens. : Institut national Polytechnique de Grenoble, division formation professionnelle continue, 45, av. Félix-Viallet, 38031 Grenoble Cedex. Tél. : (76) 47.98.55., poste 605.

5 au 9 avril. — Dunkerque.
Séminaire « micro-informatique — PASCAL U.C.S.D. » avec exercices pratiques sur « APPLE II » ou « Silex ».
Rens. : Jeunes-Sciences Dunkerque, B.P. 1501, 59383 Dunkerque Cedex. Tél. : 65.97.40.

20 au 22 avril. — Montluçon.
10^e Journées Technologiques Régionales de Montluçon. Conférences, exposition de matériel. Thèmes traités :
— introduction de la robotique dans les P.M.I. ;
— utilisation des micro-ordinateurs à usage scientifique et de gestion.
Rens. : Secrétariat Technique des Journées — I.U.T., av. Aristide Briand, 03107 Montluçon. Tél. : (70) 29.36.55.

10 au 14 mai. — Saint-Martin-d'Hères (Grenoble).
Stage « conception de systèmes informatiques industriels à base de microprocesseurs ». Construit autour de la réalisation d'un projet, ce stage permet d'étudier les produits actuellement commercialisés : circuits, cartes et systèmes de développement.
Rens. : Institut National Polytechnique de Grenoble, Division formation professionnelle continue, 46, av. Félix-Viallet, 38031 Grenoble Cedex. Tél. : (76) 47.98.55., poste 605.

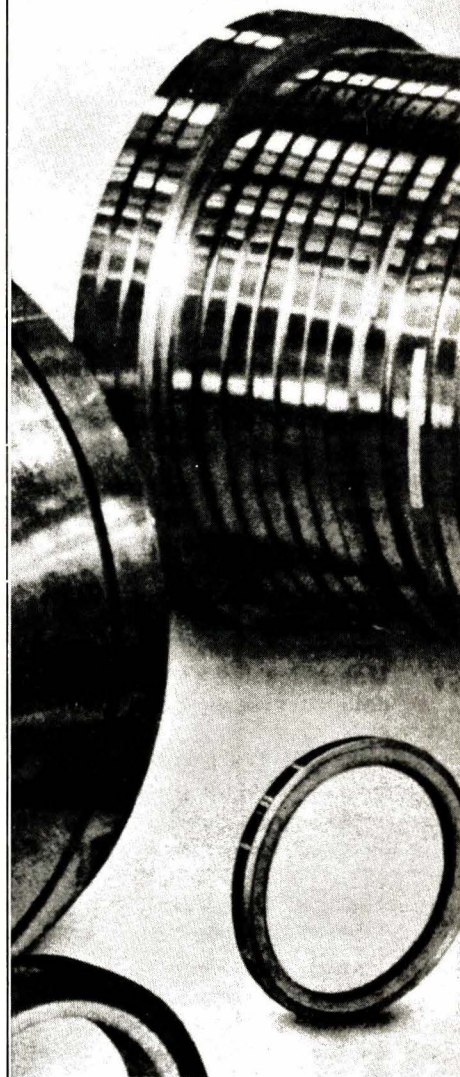
11 au 14 mai. — Etats-Unis.
QAO la qualité assistée par ordinateur.
Rens. : CAM-I 611 Ryan Plaza Drive, suite 1107, Arlington, Texas 76011 USA. Tél. : (817) 265.5328.

31 août au 3 septembre. — Berlin.
L'IKD 82, congrès international de l'informatique et des techniques appliquées à l'informatique, réunira les professionnels de l'informatique, chercheurs, industriel, universitaires.
Rens. : 575.62.56.



**VOUS PROPOSE, POUR VOS
PROBLEMES DE PLACE ET
DE RENDEMENT DANS
LES SYSTEMES D'ALIMENTATION**

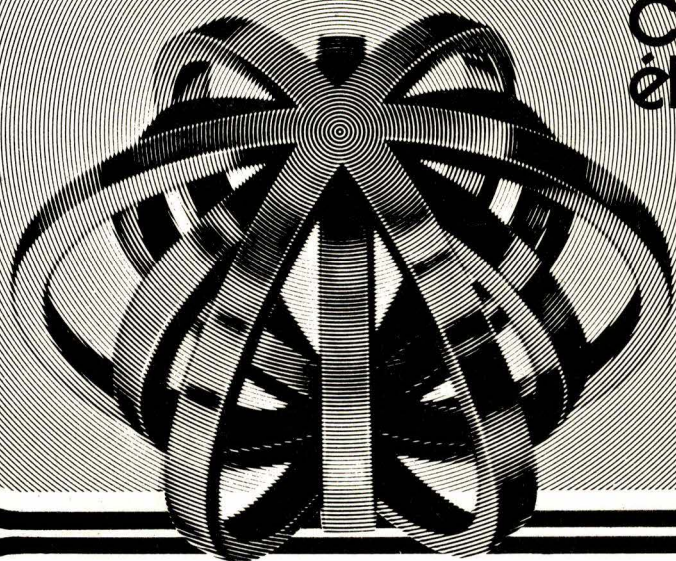
LE « METGLAS »®



**KIT DE TEST DISPONIBLE
SUR DEMANDE**

**Représentant exclusif
BFI ELECTRONIQUE
9, rue Yvart, 75015 PARIS
Tél. : 533.01.37**

SERVICE-LECTEURS N° 227



salon international des composants électroniques 82

PARIS

PORTE DE VERSAILLES

1-7 avril

excepté dimanche 4

composants
mesure
équipements

Paris, 29 mars-1^{er} avril : colloque international
sur les nouvelles orientations des composants passifs.

Sessions organisées autour de 3 thèmes :

- Matériaux organiques et minéraux.
- Technologie d'élaboration des composants.
- Mise en œuvre des composants passifs.

Paris, lundi 5 avril : tables rondes internationales
sur les aspects économiques des nouvelles
orientations des circuits intégrés.

Secrétariat des colloques : 11, rue Hamelin, 75783 Paris Cedex 16 - ☎ (1) 505.14.27

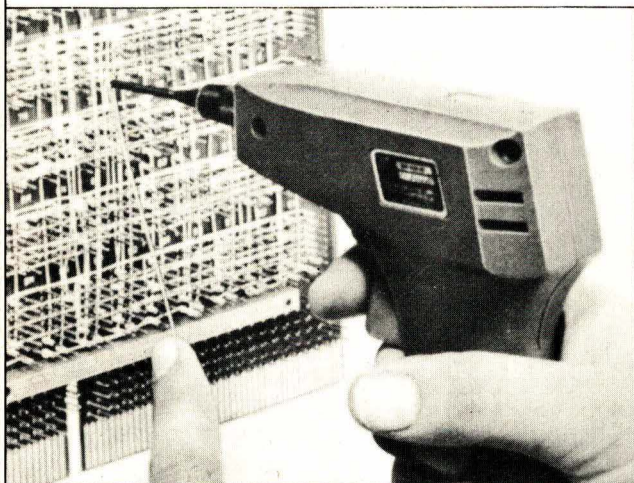
INDUSTRIE SERVICE

SERVICE-LECTEURS N° 228

Le wrapping

(Connections enroulées définies à la norme NFC 93-021 et norme USA MIL 8130 B)

technique reconnue fiable depuis un quart de siècle
devient grâce au matériel **OK Machine** (USA) d'une mise en œuvre
très facile, très rapide et aussi **très économique**.



Nous offrons :

- Tout l'outillage à main et les machines ; tous les accessoires.
- Les systèmes de câblage semi-automatiques à commande numérique* WWT et SW 100.
- L'élaboration rapide et peu coûteuse des rubans perforés* de C/N pour nos systèmes et tous les systèmes concurrents. Ensembles PEN ENTRY.
- Les systèmes de contrôle automatique de cartes câblées système WA/LBA.
- La sous-traitance.

* **Vente - Location - Leasing**

Documentation, tarif et offre sur simple demande téléphonique.

Bibliographie sur les études réalisées concernant cette technique
tenue à votre disposition.

Importateur
Exclusif

SOAMET s.a. 10, Bd. F.-Hostachy - 78290 CROISSY-s/SEINE - 976.24.37

S'il est vrai que le microprocesseur, en tant que système de traitement et de calcul, est maintenant « entré dans les mœurs » — encore que la rapidité de son évolution technologique impose un recyclage permanent —, le problème de sa connexion, au sein d'un système complexe, à divers périphériques pose en revanche plus d'un problème à bien des techniciens.

A leur intention, l'étude qu'on va lire, orientée « didactique », élucide la procédure à mettre en œuvre, dans le cadre concret d'un laboratoire, pour associer un microprocesseur de type courant à une imprimante à aiguilles.

Issue d'un cahier des charges précis, cette étude pourra néanmoins être adaptée par nos lecteurs à beaucoup d'autres cas particuliers semblables.

Connexion d'une imprimante à aiguilles à un microprocesseur « 6800 »

Principe

Dans cet article, nous nous proposons d'étudier l'interface entre un microprocesseur EF 6800 et une imprimante à aiguilles.

Cette étude, effectuée pour la société *Sepia* de Rouen, fait partie d'un ensemble aboutissant à la réalisation d'un terminal compact avec liaison série à 300 bauds.

La liaison microprocesseur — imprimante se fera à l'aide d'un circuit d'interface parallèle « P.I.A. » (« Peripheral Interface Adapter ») référencé EF 6821 qui, avec 10 de ses lignes d'entrée-sortie, assurera la commande des aiguilles ainsi que la synchronisation de l'ensemble.

Après une brève description de l'imprimante et du P.I.A., nous terminerons par l'exposé d'un programme permettant à l'unité centrale d'imprimer une ligne de 80 caractères préalablement stockés dans une zone mémoire selon le code ASCII.

Description de l'imprimante

L'imprimante est composée d'un moteur continu, d'un dispositif mé-

canique assurant le retour de la tête et le saut de ligne automatique, et d'un système électrique qui fournit les signaux nécessaires à la synchronisation.

La représentation des caractères se fait par l'intermédiaire de 7 aiguilles et d'une matrice 5 × 7 points. Ces 7 aiguilles sont supportées par la tête d'écriture dont le mouvement, directement commandé par le moteur continu, ne peut être arrêté en milieu de ligne. L'impression se fait alors ligne par ligne, et le microprocesseur devra préparer une mémoire de ligne de 80 caractères comme on le verra dans le programme expliqué plus loin.

La synchronisation est effectuée par deux signaux : le premier indique la position de la tête (écriture ou retour en début de ligne), le deuxième synchronise l'envoi des impulsions sur les 7 aiguilles.

Nous appellerons ces deux signaux, respectivement « synchro-ligne » et « synchro-point ».

L'interface électrique de l'imprimante est donc composée de la manière suivante, le séquençement est donné à la **figure 1** :

- sept lignes de commande des aiguilles ;
- une ligne de commande du moteur ;
- une ligne de synchronisation – ligne ;
- une ligne de synchronisation – point.

Description du « P.I.A. »

Le P.I.A. est un circuit d'interface parallèle divisé en deux parties comprenant chacune 8 voies d'entrée-sortie programmables, et deux lignes de contrôle. La structure interne du P.I.A. est donnée à la **figure 2**.

Interface avec le bus microprocesseur

D'une manière classique, l'interface avec le bus microprocesseur se fait à l'aide de 3 bus : bus de contrôle, bus de données, bus d'adresse.

Le bus de contrôle est composé des lignes suivantes :

- E : cette ligne correspond à l'horloge $\varnothing 2$ du microprocesseur ;
- R/W : lecture - écriture du microprocesseur ;
- IRQA, IRQB : ces deux lignes sont des demandes d'interruption pour le microprocesseur, issues respectivement du port A et du port B ;
- CS : sélection du boîtier P.I.A. En fait, le P.I.A. dispose de trois lignes de sélection (CS0 - CS1 - CS2) facilitant le décodage d'adresse pour la sélection de ce boîtier.

Le bus de données est un bus 8 bits bidirectionnel, directement relié au bus de données du microprocesseur. Enfin, le bus adresse est ici réduit aux lignes A0 - A1 pour la sélection des registres internes ; cette fonction sera étudiée plus loin.

Interface avec la périphérie

Les fonctions de l'interface avec la périphérie sont identiques pour le port A et B, et regroupent au total 20 lignes.

Les lignes PA0 - PA7 (PB0 - PB7) sont programmables individuellement en entrée ou en sortie et sont accessibles par le registre ORA (ORB).

La ligne CA1 (CB1) est une entrée pouvant servir d'entrée d'interruption pour le microprocesseur, alors que la ligne CA2 (CB2) est programmable en entrée ou en sortie. En entrée, elle a la même fonction que

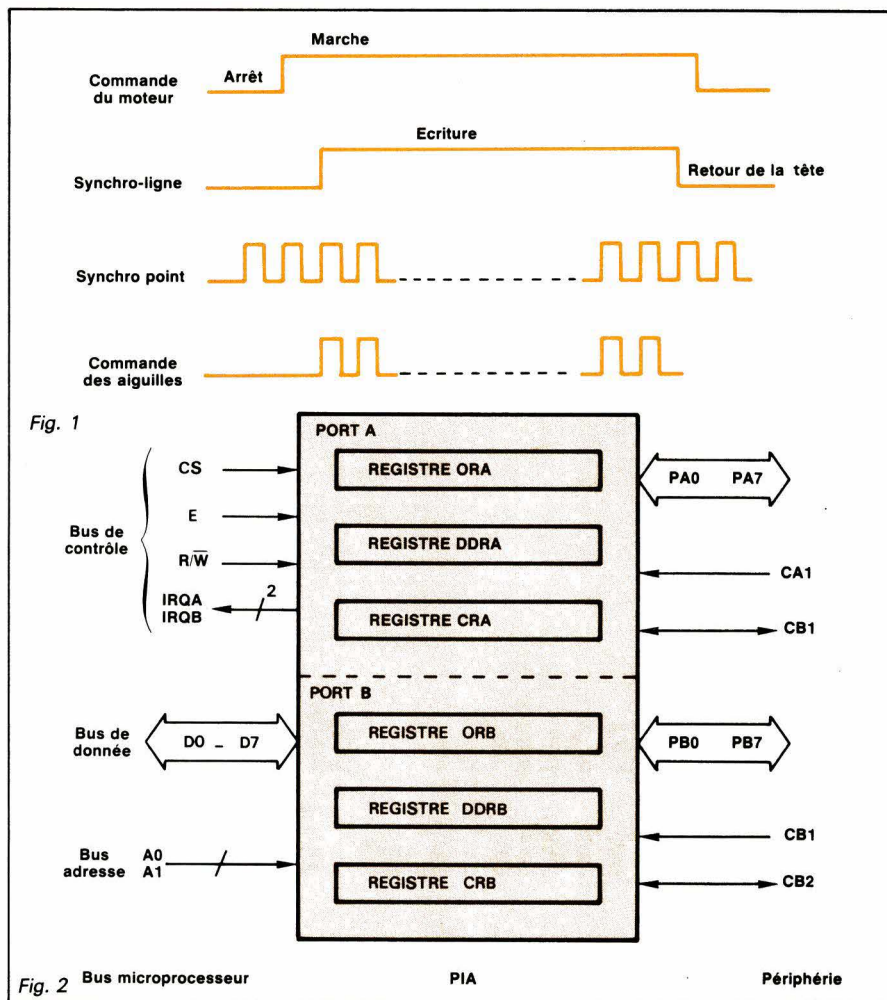


Fig. 2 Bus microprocesseur

PIA

Périphérie

7	6	5	4	3	2	2	0
IRQA1 (IRQB1)	IRQA2 (IRQB2)	Contrôle de CA2 (CB2)			Accès DDRA (DDRB)	Contrôle de CA1 (CB1)	

Fig. 3. – Format de CRA (CRB)

CRA1 (CRB1)	CRA0 (CRB0)	Transition active de CA1 (CB1)	CRA7 (CRB7)	IRQA (IRQB)
0	0		1 sur transition de CA1 (CB1)	1
0	1		Idem	Passe à 0 quand CRA7 passe à 1
1	0		Idem	1
1	1		Idem	Passe à 0 quand CRA7 passe à 1

Fig. 4. – Contrôle de CA1 (CB1).

CA1 ; en sortie, elle est programmée par le registre de contrôle du port.

En conclusion, le P.I.A. dispose de 16 lignes d'entrée-sortie programmables, et de 4 lignes de contrôle dont le mode de fonctionnement est lui aussi programmable.

Registres internes du P.I.A.

La structure interne du P.I.A.

(fig. 2) montre 6 registres internes (3 pour chaque port).

● **Registre DDRA (DDRB) :** Data Direction Register.

Ce registre est utilisé pour programmer les lignes PA0-PA7 (PB0-PB7) en entrée ou en sortie. Un 0 logique écrit dans le bit 0 de DDRA programmera la ligne PA0 en entrée,

CRA5 (CRB5)	CRA4 (CRB4)	CRA3 (CRB3)	Transition active sur CA2 (CB2)	CRA6 (CRB6)	IRQA (IRQB)
0	0	0		1 sur transition de CA2 (CB2)	1
0	0	1		Idem	Passe à 0 quand CRA6 passe à 1
0	1	0		Idem	1
0	1	1		Idem	Passe à 0 quand CRA6 passe à 1

Fig. 5. — Contrôle de CA2 (CB2) en entrée - CRA5 (CRB5) = 0.

CRA5	CRA4	CRA3	CA2
1	0	0	Mis à 0 : sur la première transition négative de E qui suit une lecture de ORA Mis à 1 : quand l'indicateur CRA7 est mis à 1 par une transition active sur CA1
1	0	1	Mis à 0 : idem Mis à 1 : sur la première transition négative de E qui suit la désélection du circuit
1	1	0	Egal à la valeur écrite dans CRA3
1	1	1	

Fig. 6. — Contrôle de CA2 en sortie - CRA5 = 1.

CRB5	CRB4	CRB3	CB2
1	0	0	Mis à 0 : sur la première transition positive de E qui suit une lecture de ORB Mis à 1 : quand CRB7 est mis à 1 par une transition active sur CB1
1	0	1	Mis à 0 : idem Mis à 1 : sur la première transition positive de E qui suit une impulsion de E arrivée quand le circuit est désélectionné
1	1	0	Egal à la valeur écrite dans CRB3
1	1	1	

Fig. 7. — Contrôle de CB2 en sortie - CRB5 = 1.

tandis qu'un 1 logique la programmera en sortie.

● **Registre ORA (ORB) : Output Register.**

Le contenu de ce registre apparaît sur les lignes PA0-PA7 (PB0-PB7) lorsque celles-ci sont programmées en entrée. De même, en sortie, le microprocesseur peut lire l'état de ces lignes par ce registre.

● **Registre CRA (CRB) : Control Register.**

Le format de ce registre est donné à la **figure 3**.

Ce registre est à lecture — écriture, sauf les bits 7 et 8 qui sont à lecture uniquement. La signification des bits est la suivante :

— CRA7-CRA6 : (CRB7-CRB6) : ces deux bits sont des indicateurs d'interruption associés respectivement aux lignes CA1 (CB1) et CA2 (CB2). Ils sont mis à 1 suivant la programmation du mode de fonctionnement

des lignes de contrôle de la périphérie et remis à 0 par une lecture du registre de données correspondant. Ceci est lié au fait que ces 2 bits sont à lecture seule.

— CRA5-CRA3 (CRB5-CRB3) : ces 3 bits servent à programmer le fonctionnement de la ligne CA2 (CB2) (voir **fig. 4, 5, 6 et 7**).

Les **figures 4, 5, 6 et 7** appellent quelques remarques :

● **Contrôle de CA1 (CB1) :** La valeur de CRA1 (CRB1) fixe la transition active de CA1 (CB1) ; la valeur de CRA0 (CRB0) valide ou non les interruptions vers le microprocesseur.

● **Contrôle de CA2 (CB2) en entrée :** CRA5 (CRB5) fixe CA2 (CB2) en entrée. CRA4 (CRB4) fixe la transition active de CA2 (CB2). CRA3 (CRB3) valide ou non les interruptions vers le microprocesseur.

● **Contrôle de CA2 (CB2) en sortie :** CRA5 (CRB5) fixe CA2 (CB2) en sortie. CRA4 (CRB4) fixe le mode de fonctionnement de CA2 (CB2) ; mode impulsionnel ou contrôlé par programme.

Sélection des registres internes

Tous les registres du P.I.A. étant à lecture-écriture, la sélection interne par le microprocesseur ne se fait que par les lignes A1-A0. Il est alors nécessaire de disposer d'un autre bit pour sélectionner 1 des 6 registres du P.I.A. ; ce bit est le bit 2 du registre de contrôle du port considéré.

Lorsque CRA2 (CRB2) sera égal à 0, le microprocesseur accèdera au registre DDRA (DDRB) et lorsque ce bit sera à 1, le microprocesseur à la même adresse accèdera au registre ORA (ORB).

En supposant que le boîtier soit sélectionné aux adresses 4000H à 4003H, on aura alors :

Adresse	Registre accédé
4001H	CRA
4000H	ORA si CRA2 = 1
4000H	DDRA si CRA2 = 0

Description de l'interface

Le schéma de principe est donné à la **figure 8**.

Seule la partie B du P.I.A. est utilisée :

— les lignes PBO à PB7 programmées en sortie commandent les aiguilles de la tête d'écriture (PBO — PB6) et le moteur continu de l'imprimante (PB7). Ces 8 lignes sont actives sur des niveaux bas ;

— les lignes CB1 et CB2 programmées en entrée servent à synchroniser les opérations : synchro-ligne relié à CB1, synchro-point relié à CB2. La synchronisation sera assurée par ces 2 lignes et la programmation du registre de contrôle CRB afin de modifier les transitions actives sur ces 2 signaux.

Description du logiciel

La gestion de l'imprimante présente deux points particuliers qui sont : la commande des aiguilles et la synchronisation.

Commande de la tête d'écriture

Les caractères sont représentés par une matrice 5 × 7 points, comme nous l'avons vu. L'impression d'un point est liée à l'écriture d'un 0 sur la ligne correspondante dans le registre de données ORB, et il sera alors nécessaire de disposer de 5 codes de 7 bits pour représenter entièrement un caractère. Si l'on rajoute l'espace inter-caractère que nous fixerons à trois colonnes, ainsi que la commande du moteur (relié à PB7), un caractère sera codé à l'aide de 8 octets (fig. 9).

Le transcodage ASCII — code imprimante est effectué par le programme d'impression (voir ci-après). Si l'utilisateur se limite aux caractères alphanumériques et majuscules du code ASCII, le code imprimante pourra être inscrit sur une PROM de 512 octets.

Synchronisation

Nous avons vu que les lignes CB1 et CB2 étaient utilisées pour synchroniser les opérations.

L'impression d'une ligne ne peut se faire lorsque le signal (synchro-ligne) relié à CB1 est à 1, la tête est alors en position d'écriture. Une fois le moteur lancé, le programme attendra une transition positive sur CB1 pour commencer l'impression du 1^{er} caractère. De même, en fin de ligne, le programme attendra une transition négative sur CB1 pour arrêter le moteur (fig. 1). Les bits CRB1 — CRB0 du registre de contrôle auront la valeur 1-0 en début de programme et 0-0 en fin.

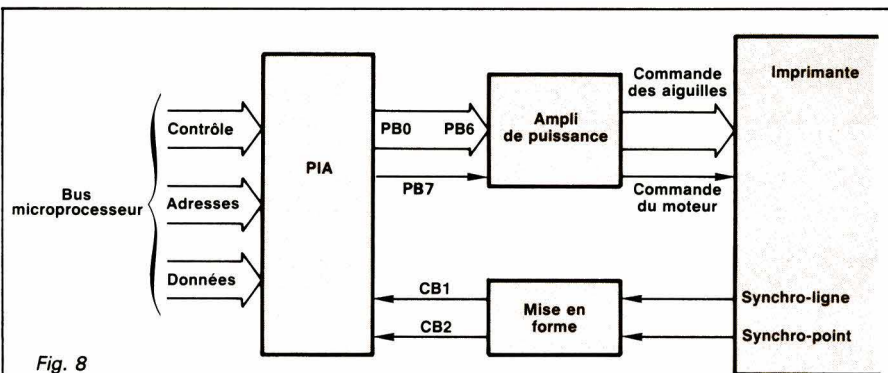


Fig. 8

Sortie du PIA

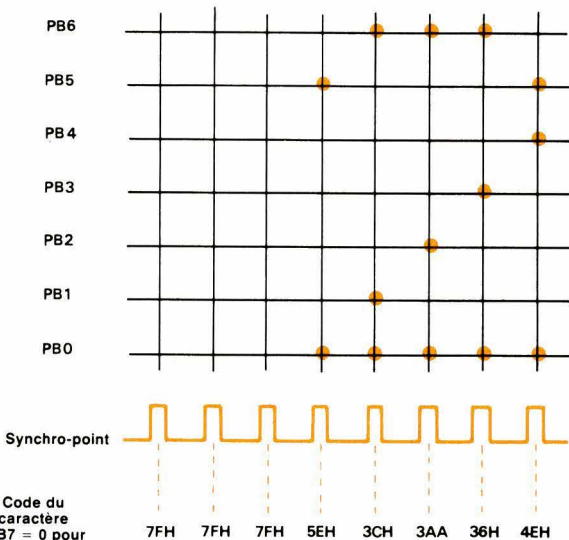


Fig. 9

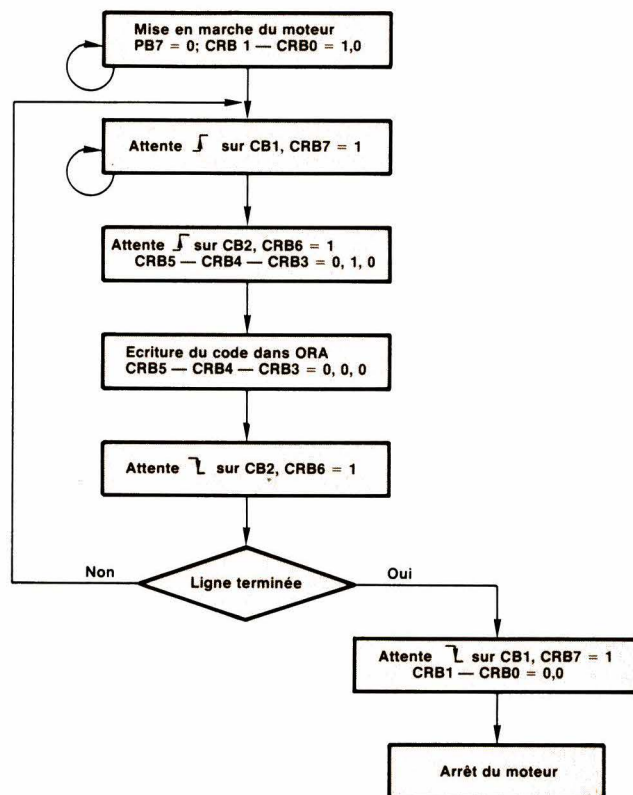


Fig. 10

D'après la figure 9, on voit que le code des colonnes doit être émis (c'est-à-dire écrit dans le registre

ORB) lorsque le signal relié à CB2 est à 1. L'impression d'une colonne de points s'effectuera de la manière

INITIALISATION DU P.I.A.

	CLR A		
	STA A CRB	CRB2 = 0, accès à DDRB	
	COM A		
	STA A DDRB	Lignes PB0 - PB7 en sortie	
	LDA A # % 000100110		
	STA A CRB	Initialisation du contrôle des lignes CB1 - CB2, accès à ORB	
Sous-programme d'impression			
IMPR	CLR CARA	Mise à 0 de la zone servant au calcul de l'adresse du code	
	CLR CARA + 1		
	LDAA #\$ 7F		
	STAA PB	Mise en marche du moteur	
ATTLI	LDAB CRB		
	BPL ATTLI	Attente CRB7 = 1	
	LDAB PB	Remise à 0 de CRB7	
	LDX DBUF	Chargement de X avec l'adresse du 1 ^{er} octet à imprimer	
	STX MEM	Sauvegarde de X	
CARAC	LDA A 0, X	Lecture 1 ^{er} caractère	
Transcodage ASCII - code colonne			
	LDA B # 3		
TRANS1	CLC		
	STA A CARA + 1		
	ASL CARA + 1	Multiplication par 2	
	ROL CARA		
	DEC B		
	BNE TRANS 1	Boucle exécutée trois fois	
Impression d'un caractère			
	LDX CARA	Chargement de X avec l'adresse du 1 ^{er} code colonne	
	LDA B # 7	B = compteur de colonne	
COLO	PSH B		
	LDA A 0, X	Lecture code colonne	
ATT1	LDA B CRB		
	ROL B		
	BPL ATT1	Attente CB2	
	LDAA PB	Remise à 0 de CRB6	
	STAA PB	Ecriture des têtes	
	LDAB # 4		
	STA B CRB	Transition active sur CB2 :	
ATT2	LDA B CRB		
	ROL B		
	BPL ATT2	Attente sur CB2	
	LDAB PB		
	LDAA #\$ 7F		
	STAA PB	Tête au repos	
	LDAB #\$ 14		
	STA B CRB	Transition active sur CB2	
		Transition active sur CB1	
	INX		
	PUL B		
	DEC B	Test dernière colonne	
	BNE COLO		
	LDX MEM		
	INX		
	BHI STOP	Test 80 caractères	
	BRA CARAC		
STOP	LDA B CRB		
	BPL STOP	Attente sur CB1	
	LDAB PB	CRB7 = 0	
	LDAA #\$ FF		
	STAA PB	Arrêt du moeur	
	LDAA #\$ 16		
	STAB CRB	Valeur initiale de CRB	
	RTS		

suivante : attente d'une transition positive sur CB2, écriture du code - colonne dans le registre ORB, attente d'une transition négative sur CB2, écriture du code correspondant aux têtes au repos. Les bits CRB5 - CRB4 - CRB3 du registre de contrôle auront la valeur 0 - 1 - 0 pendant la première phase d'attente, 0 - 0 - 0 pendant la phase d'écriture dans ORB du code colonne, puis à nouveau 0 - 1 - 0.

Les différentes phases de synchronisation sont données dans l'organigramme de la **figure 10**.

Exemple de programme

Le programme décrit **figure 11** écrit pour le microprocesseur EF 6800, comprend deux parties : l'initialisation du P.I.A., et le sous-programme d'impression. Avant de faire appel à ce sous-programme, le microprocesseur devra :

- écrire dans une zone mémoire de 80 octets, les caractères codés ASCII à imprimer. Si la ligne ne contient pas 80 caractères, les derniers octets seront remplis avec les caractères ASCII 20 H (espace) ;

- écrire à l'adresse DBUF, l'adresse du 1^{er} octet de la zone mémoire de ligne ;

- écrire à l'adresse FBUF, l'adresse du dernier octet de la ligne mémoire de ligne.

L'adresse du code imprimante du caractère ASCII est calculée en multipliant par 8 le code ASCII du caractère (à chaque caractère ASCII correspondent 8 codes colonnes). Tous les codes devront être stockés entre les adresses 0100 H et 02FFH pour représenter tous les caractères ASCII codés de 20 H à 5FH. Les codes colonnes du caractère 20 H se trouvent aux adresses 0100H à 0108H ; l'adresse du 1^{er} code colonne est stockée par le sous-programme à l'adresse CARA.

Conclusion

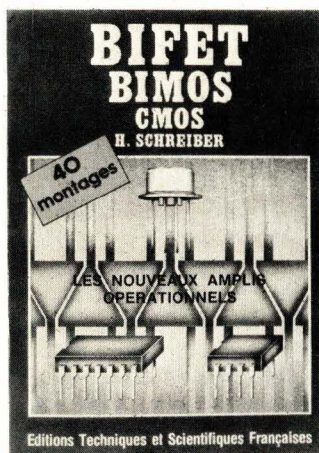
Cet exemple de programmation montre la souplesse d'emploi du P.I.A. EF 6821 et le peu de matériel nécessaire à son utilisation ; les circuits de puissance et de mise en forme de la **figure 8** étant dans tous les cas indispensables à l'interface avec un microprocesseur. D'autre part, la moitié des lignes d'entrée - sortie du P.I.A. ont été utilisées, ce qui autorise une extension du système comme par exemple la connexion d'un clavier.

Ph. Thomas

Figure 11



SCHREIBER



BIFET-BIMOS CMOS

L'ampli opérationnel est l'un des composants les plus utilisés en électronique... et le BIFET est un ampli-OP à hautes performances. Principaux chapitres: • Trois technologies • Dix circuits fondamentaux d'utilisation • Dix applications impulsives • Dix applications analogiques • Dix applications audio et Hi-Fi • Dix applications mesure et laboratoire.

160 pages, format 15 x 21. **PRIX : 53 F.**

GUEULLE

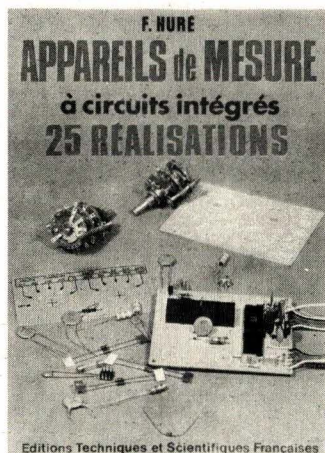


INTERPHONE TELEPHONE montages périphériques

- Création de réseaux téléphoniques privés.
- Construction de répondeurs simplifiés ou homologables PTT.
- Surveillance à distance par téléphone.
- Communications téléphoniques par rayons infrarouges, par les fils de secteur électriques, etc.
- Branchement d'un radiotéléphone CB sur un réseau téléphonique quelconque.
- Télécommande par téléphone.

160 pages, format 15 x 21. **PRIX : 49 F.**

HURE

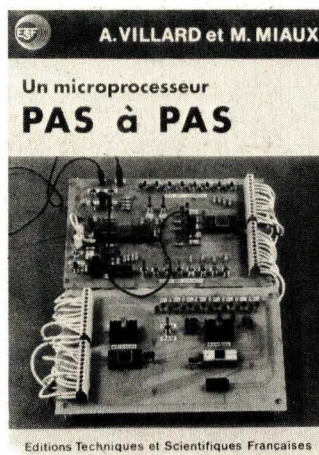


APPAREILS de MESURE à circuits intégrés - 25 réalisations

Principaux montages : Analogiques : Contrôleur universel. Capacimètres. Voltmètres électro-mécaniques. Voltohmmètre. Pont de Wheatstone. Générateurs de signaux, de fonctions, etc. Signal-tracer. Minimère. **Digitaux :** Voltmètre. Scanning pour voltmètre. Millivoltmètres. Multimètre. Fréquence-mètre. Prescaler. Capacimètre.

160 pages, format 15 x 21. **PRIX : 49 F.**

VILLARD et MIAUX

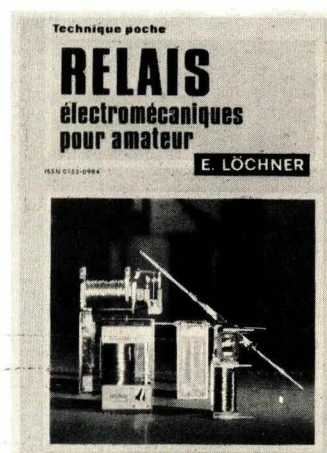


Un microprocesseur PAS à PAS

- Les mémoires • Automate programmable
- Notion de processeur • Structure du microprocesseur
- Les instructions du COSMAC CDP 1802 • Conception d'une maquette • Réalisation pratique des maquettes • Etude en pas à pas d'un programme • Branchements • Sous-programmes • Entrée et sortie • Interrupteur • Introduction des données • Affichage numérique • Conversion numérique-analogique.

360 pages, format 15 x 21. **PRIX : 110 F.**

LOECHNER



RELAIS ELECTROMECHANIQUES POUR AMATEUR

- Introduction à la technique des relais.
- Types et critères de choix.
- Le contact électrique.
- 6 circuits de base à relais.
- 6 circuits digitaux à relais.
- 9 descriptions de montages.
- 5 commutateurs électroniques.

Collection Technique Poche n° 31.
112 pages. **PRIX : 29 F.**

ARCHAMBAULT



LABO-PHOTO montages électroniques

Photographe avant d'être électronicien, l'auteur simplifie la vie des amateurs par des montages électroniques destinés surtout à la chambre noire (posemètres, chronomètres, etc...), mais aussi au studio (sonoflash, flashmètre réflex) ou au contrôle du matériel utilisé (contrôle d'obturateurs).

176 pages, format 15 x 21. **PRIX : 53 F.**

Règlement à l'ordre de la
LIBRAIRIE PARISIENNE DE LA RADIO
43, rue de Dunkerque, 75480 Paris. Cedex 10

AUCUN ENVOI CONTRE REMBOURSEMENT. Port Rdé jusqu'à 35 F:
taxe fixe 11 F - De 36 à 85 F: taxe fixe 16 F - De 86 à 150 F: taxe fixe:
23 F - De 151 à 350 F: taxe fixe 28 F - Etranger: majoration de 7 F.

Bien que le Sinclair ZX-81 ait maintenant, à la suite du ZX-80, effectué sa percée sur le marché de la micro-informatique, nombreux sont ceux qui considèrent ce dernier comme un outil d'initiation et un premier équipement de qualité.

Dans notre dernier numéro, nous promettons à nos lecteurs intéressés par ce modèle de traiter de la possibilité d'extension mémoire à 8 K-octets.

Utilisation pratique du ZX-80 : extension mémoire à 8 K-octets

Voilà qui est fait, toujours dans un but pratique et pédagogique. Ainsi qu'on pourra le constater, les performances disponibles avec 8 K de mémoire sont du niveau atteint par le ZX-81.

De même que dans notre premier article, nous suivrons ici une procédure de « mode d'emploi » pas-à-pas, puisque notre projet est avant tout didactique. C'est pourquoi également, les « pièges » ou « maladresses » dans l'édition des programmes ont été soigneusement mis en évidence.

Introduction

Rappelons tout d'abord quelques définitions de base.

L'algèbre binaire utilise les valeurs 0 et 1. Le « bit » est une position binaire pouvant prendre la valeur 0 ou 1.

Un « octet » représente 8 bits.

La mémoire « ROM » de l'ordinateur mémorise un certain nombre de bits.

L'unité de capacité de la mémoire est le K(octets).

Les liaisons entre l'ordinateur central, d'une part, et les terminaux, d'autre part, sont réalisées au moyen de lignes de transmissions.

L'unité de vitesse de transmission sur les lignes téléphoniques est le « baud », qui équivaut à 1 bit.

La vitesse de transmission du ZX-80 muni d'une ROM de 8 K (octets) est de 250 bauds. On peut remplacer facilement la ROM 4 K par une ROM 8 K.

Cette vitesse permet d'enregistrer les programmes sur les cassettes des magnétophones. L'utilisation du ZX-80 8 K exige le remplacement du clavier ancien (4 K) par le nouveau clavier (8 K) de la figure 1.

Caractéristiques du ZX-80 équipé d'une ROM de 8 k (octets)

Le ZX-80, muni d'une ROM de 4 K (octets), permet de mémoriser un nombre allant jusqu'à $2^{16} - 1 = 65\,535$.

Equippé de la nouvelle ROM de 8 K (octets) le nombre entier qui peut être mémorisé est $2^{32} - 1 = 4\,294\,967\,295$ ce qui représente 10 chiffres. Seuls, les 8 premiers chiffres sont affichés sur l'écran. La mémoire 8 K permet d'obtenir la même précision que celle du ZX-81.

L'affichage à 8 chiffres

Si nous voulons connaître la valeur de π avec une précision de 8 chiffres, nous devons composer le message :

PRINT PI

Avant de composer ce message nous devons d'abord vérifier si le téléviseur est bien réglé sur le canal 36 émis par l'ordinateur ZX-80.

Si c'est le cas, nous lisons en bas de l'écran à gauche la lettre (K) (blanc sur fond noir).

Pour obtenir PRINT PI nous allons frapper les touches :

1° PRINT : l'écran affiche en bas PRINT suivi de la lettre L (blanc sur fond noir).

2° SHIFT et FUNCTION simultanément (inscrits en rouge).

3° π (inscrit sous la lettre M). L'écran affiche en bas PRINT PI suivi de la lettre (L).

4° Pour obtenir la valeur de π (PI) il suffit de frapper la touche NEW LINE sur laquelle nous lisons également FUNCTION.

Une fois frappé NEW LINE l'écran affiche la valeur de π que nous avons demandé dans notre message :

3.14 15 92 7 %

L'affichage se compose de 8 chiffres inscrits en haut de l'écran et de deux zéro inscrits en bas et à gauche. Chaque zéro est traversé par une barre oblique pour la distinguer de la lettre O.

Les deux zéros indiquent l'absence d'erreur dans notre programmation.

La nouvelle ROM simplifie la programmation

Pour effectuer une simple addition avec la ROM de 4 K (octets), par exemple $17 + 25 + 50 + 75$, nous avons dû programmer :

```
10 LET A = 17
20 LET B = 25
30 LET C = 50
40 LET D = 75
50 LET E = A + B + C + D
```

Pour obtenir le résultat, nous avons frappé RUN et ensuite NEW LINE, ce qui donnait : 167 en haut de l'écran et 0/60 en bas de l'écran.

Avec la nouvelle ROM de 8 K (octets), il suffit de composer :

PRINT $17 + 25 + 50 + 75$ et de frapper NEW LINE pour obtenir le résultat : 167 %.

Le % est écrit en bas et à gauche. Il indique l'absence d'erreurs.

La multiplication est aussi simple ; par exemple :

```
17 x 25, se traduit par :
PRINT 17 x 25
NEW LINE
425 %.
```

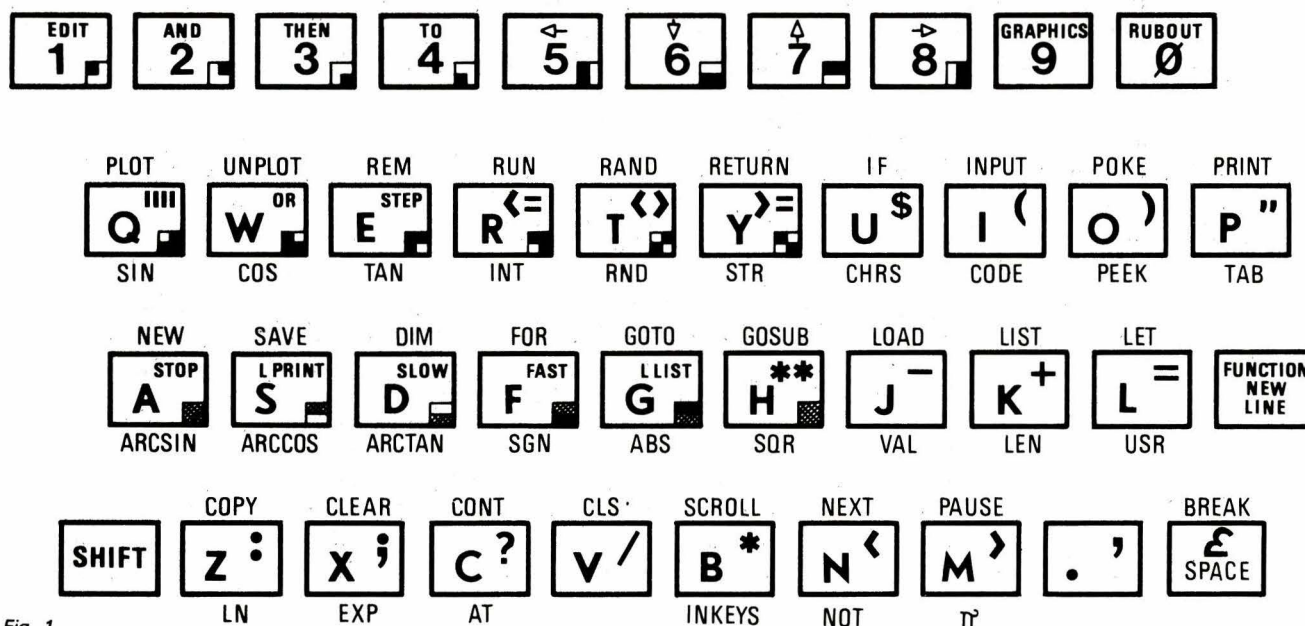


Fig. 1.

Le signe de multiplication * est en rouge sur la lettre B. Il faut donc frapper simultanément SHIFT (en rouge) et * (en rouge).

La division 18/13 exigeait avec la ROM 4 K (octets) une programmation composée de 10 lignes. Avec la ROM 8 K (octets) il suffit de composer :

PRINT 18/13 et ensuite frapper NEW LINE, pour obtenir les 8 chiffres :

1.3846154 %

L'addition et multiplication : exemple :

10 + (25 × 350)

Le message se réduit à : PRINT 10 + (25 * 30) (L)

NEW LINE donne : 8760 %.

Pour effectuer le tout, frapper CLEAR et 2 fois NEW LINE.

Pour effacer une partie ou l'ensemble de la composition en bas de l'écran, frapper SHIFT et simultanément RUBOUT.

Chaque inscription d'un mot ou d'un symbole marqué en rouge sur le clavier exige l'emploi simultanément de la touche SHIFT en rouge.

Messages concernant les puissances :

Exemples :

30² : Programmer PRINT 30 ** 2 NEW LINE 900 %. Attention à la puissance 2. Frapper la touche H avec ses deux ** et simultanément SHIFT.

30³ : PRINT 30 ** 3 NEW LINE 27 000 %

Exemple :

$$20 - 2 \times 3^2 + \frac{4}{2} \times 3$$

Programmer : PRINT 20 - 2 * 3 ** 2 + 4/2 * 3
NEW LINE 8 %

Attention : frapper B * et SHIFT pour obtenir *
frapper H** et SHIFT pour obtenir **.

Si vous composez ** en frappant 2 fois B* et SHIFT, vous obtenez bien ** mais après NEW LINE vous lisez en bas :

PRINT 20 - 3 * 3 * S * 2 + 4/2 * 3

Le (S) (en blanc sur fond noir) indique une erreur de syntaxe. Il fallait frapper simultanément H** et SHIFT pour que l'ordinateur donne une puissance deux. Les priorités avec lesquelles s'effectuent les opérations dans l'ordinateur sont : **, *, /, - et + donc :

$$20 - \underbrace{2 * 3 ** 2}_9 + 4/2 * 3$$

$$20 - \underbrace{2 * 9}_{18} + 4/2 * 3$$

$$20 - 18 + \underbrace{4/2}_2 * 3$$

$$20 - 18 + \underbrace{2 * 3}_6$$

$$\underbrace{20 - 18}_2 + 6$$

$$\frac{2 \quad \quad \quad + \quad \quad \quad 6}{8}$$

Exemples :

2 × 2 + 2 PRINT 2 * 2 + 2 NEW LINE 8 %

3 × 2 - 2 PRINT 3 * 2 - 2 NEW LINE 4 %

Composition d'une partie exponentielle

En composant la lettre E, on multiplie par 10. En faisant suivre la lettre E par un chiffre, on signifie une multiplication par 10 que l'on porte à la puissance de ce chiffre.

Par exemple : 20 E 2 signifie 20 × 10² que nous programmons :

PRINT 20 E 2 en frappant NEW LINE l'écran affiche 2 000 %

Au lieu de programmer PRINT 20 E 2 nous pouvons également programmer : PRINT 20 * 10 ** 2. Le résultat sera identique.

La notation scientifique avec la lettre E est employée sur beaucoup de calculatrices. Citons quelques exemples que nous pouvons programmer facilement avec le ZX-80 8 K (octets) :

1° PRINT 2.34 E - 2 NEW LINE .0234 %

2.34 E - 2 signifie 2,34 × 10⁻² = 0,0234 que l'ordinateur affiche .0234.

Attention en composant 2.34. Le point signifie une virgule. Le point est marqué en noir sur le clavier en dessous de la virgule qui est marquée en rouge et qui est destinée à d'autres applications.

2° PRINT 2.34 E 12 NEW LINE 2340000000000 %
(13 chiffres)

3° PRINT 2.34 E 13 NEW LINE 2.34 E + 13 %

Le résultat nous montre que le ZX-80 8 K (octets) utilise également la notation scientifique à partir de 13

2.34 E 13 signifie :

2,34 × 10¹³ = 23400000000000 (14 chiffres)

4° Composer : PRINT E . NEW LINE indique 2 0. Il manque un chiffre avant E.

Composer : PRINT 1 E . NEW LINE indique 1 %. Pourquoi ? 1 × 10⁰ = 1

Composer : PRINT 1 E 1. NEW LINE indique 10 %. 1 × 10¹ = 10

Composer : PRINT 2 E 2. NEW LINE indique 200 % 2 × 10² = 200

Composer : PRINT 2 E + 2 NEW LINE indique 200 %. 2 × 10² = 200

Composer : PRINT 2 E - 2 NEW LINE indique 0.02 % 2 × 10⁻² = 0,02

Calcul des logarithmes (base 10 et base 2,718...)

Nous savons que 10 est la base de la numération décimale et celle du système des logarithmes (base 10).

La base de la numération binaire est 2.

Les logarithmes Népériens ont comme base e ≈ 2,718281828459... log. 10 = 1 LN 2,718... = 1

Exemple : PRINT LN 2.718281828459 NEW LINE 1 %.

Pour obtenir LN frapper d'abord simultanément SHIFT et FUNCTION et ensuite LN de la touche Z.
Pour obtenir le résultat frapper NEW LINE.
Vérifier l'exactitude par %.

Exemple : PRINT LN 10 NEW LINE 2.3025851

Pour obtenir les logarithmes (base 10) diviser le logarithme par LN10.

Exemples : trouver le log. 2 (base 10) ?
PRINT LN2/LN10 NEW LINE 0.30103 %

Pour trouver log. 2 (10) procéder comme suit :

Frapper PRINT
Frapper SHIFT et simultanément FUNCTION
Frapper LN (touche Z)
Frapper 2
Frapper SHIFT et simultanément la touche V qui contient /
Frapper SHIFT et simultanément FUNCTION
Frapper LN (touche 2)
Frapper 10
Frapper NEW LINE

L'écran affiche le résultat : 0.30103 avec %.

Exercices concernant les logarithmes avec la base 10 :

- 1° Trouver le log 3 :
PRINT LN3/LN10 NEW LINE 0.47712126 %
- 2° Trouver le log 243 :
PRINT LN 243/LN10 NEW LINE 2.3856063 %
- 3° Trouver le log 2 000 :
PRINT LN 2 000/LN10 NEW LINE 3.30103 %

Exercices :

Pour faciliter les calculs, nous allons procéder par étapes en effectuant plusieurs opérations simples.

Trouver le log de 20/11 peut être programmé en utilisant seulement la division :
PRINT 20/11 NEW LINE (=) 1.8181818 %.

Ensuite il faut convertir le résultat en logarithme. Effacer 1.8181818 en frappant une fois CLEAR (touche X) et deux fois NEW LINE.

Ensuite composer : PRINT LN 1.8181818/LN10.
Frapper NEW LINE.

Le résultat affiché est 0.25963731 avec en bas %
Vérifions : $10^{0.25963731}$ doit être égal à 1,8181818

Effacer : frapper PRINT 10 ** 0.25963731
Frapper NEW LINE.
L'écran affiche 1.8181818 %

Procédons de la même manière pour les exemples suivants :

- 1° log (20 × 11) : PRINT 20 * 11 = 220 % ; PRINT LN 220/LN10 = 2.3424227 %
Le signe = correspond en réalité à NEW LINE.
- 2° log (20²) : PRINT 20 ** 2 = 400 % ; PRINT LN 400/LN10 = 2.60206 %
- 3° log 1 : PRINT LN1/LN10 = 0 %
- 4° log 1/10 = - 1 Pourquoi ?
- 5° log 10² PRINT LN 100/LN10 = 2 %
- 6° log $\sqrt[3]{9}$: que faut-il faire ?

Pour trouver la racine carrée de 9, nous devons programmer : PRINT SQR 9.

Pour composer SQR il faut frapper simultanément

SHIFT et FUNCTION et ensuite SQR qui est inscrit sur la touche H.

Nous commençons par : PRINT SQR 9. En frappant NEW LINE l'écran affiche le résultat 3.

Pour trouver le logarithme (base 10) de 3 nous effaçons 3 par CLEAR et FUNCTION (2 fois) et nous reprenons le programme avec PRINT LN3/LN10. En frappant NEW LINE l'écran affiche le résultat 0.47712126.

La vérification consiste à programmer $10^{0.47712126}$ par PRINT 10 ** 0.47712126. En frappant NEW LINE on obtient 3 c'est-à-dire $\sqrt[3]{9}$.

Le logarithme de $\sqrt[3]{9}$ est égal à 0.47712126.

Vérification : 10 ** 0.47712126 donne 3 donc $\sqrt[3]{9}$.

7° log $\sqrt[3]{100}$.

Pour trouver le logarithme (base 10) de $\sqrt[3]{100}$ nous commençons par convertir

$\sqrt[3]{100}$ en $100^{1/3} = 100^{0.33333333}$

PRINT 100 ** 0.33333333 donne (NEW LINE) : 4.6415880 %

Ensuite nous procédons à la conversion :

PRINT LN 4.6415880/LN10
Après NEW LINE l'écran affiche : 0.66666659 %
Vérification : PRINT 10 ** 0.66666659
= 4.641587 %

Attention ! ne pas composer 100 ** 1/3 ce qui correspond à 100/3 mais composer 100 ** 0.333...

8° Trouver log 0.667

Composer : PRINT LN 0.667/LN10
Frapper : NEW LINE
L'écran écrit - 0.17587417 avec en bas %
Effacer : vérification PRINT 10 ** - 0.17587417
NEW LINE 0.667

9° Trouver log 0.00121

Composer : PRINT LN 0.00121/LN10
Frapper : NEW LINE
Regarder : - 2.9172146 avec %
Effacer et vérifier : PRINT 10 ** - 2.9172146
Frapper : NEW LINE
Lisez : 0.00121

10° Trouver log 0.1 : LN 0.1/LN10 NEW LINE - 1 %

11° L'antilogarithme

Le nombre qui correspond à un logarithme donné, porte le nom d'antilogarithme.

Exemple : trouver l'antilogarithme de 2.5877

PRINT 10 ** 2.5877
NEW LINE 386.99023 %

Le calcul complet est donné en (13).

12° Les logarithmes de base 10 (log) et de base 2.71828182 (LN)

Exercices concernant les principales notations :
PRINT LN 2.718281828 NEW LINE 1 %
PRINT LN10 NEW LINE 2.3025851 %

Pour trouver le log de 100 nous composons :
PRINT LN 100/LN10 NEW LINE 2 %

Pour trouver le log de 0,1 :
PRINT LN 0.1/LN10 NEW LINE - 1 %

Ne pas composer PRINT LN10 ** - 1/LN10

Pour trouver le log de 1 000 :
PRINT LN 1 000/LN10 NEW LINE 3 %

Ne pas écrire PRINT LN10 ** 3/LN10

Pour trouver le log de 10^{-3} :
PRINT LN 0.001/LN10 NEW LINE – 3 %

Pour trouver le log de $300/10$:
PRINT LN30/LN10 NEW LINE 1.4771213 %

Ne pas écrire LN 300/10/LN10

13° Trouver le logarithme Népérien d'une fonction exponentielle 2.

La programmation est la suivante :

PRINT LN EXP 2
NEW LINE 2 %

Pour obtenir EXP frapper simultanément SHIFT et FUNCTION et ensuite EXP.

EXP et LN sont des fonctions mutuellement inverses ce qui veut dire que si nous appliquons la première et ensuite l'autre, nous retrouvons la première valeur numérique.

PRINT EXP LN 2
NEW LINE 2%.

14° L'antilogarithme
ou logarithme inverse

Le nombre qui correspond à un logarithme donné, porte le nom d'« antilogarithme ». La base du logarithme est 10.

Pour trouver l'antilogarithme de ce nombre, nous n'utiliserons pour commencer que la mantisse de ce nombre qui va nous permettre de calculer un autre nombre à base de 10 avec l'exposant égal à la mantisse.

Soit le nombre – 3.9325 où la mantisse est 0.9325 et le nombre entier appelé caractéristique est – 3. Partant de ces chiffres on obtient $10^{0.9325} = 8.565171$.

Nous effectuons ensuite un déplacement de la virgule, soit vers la droite si le premier nombre entier avant la virgule est positif, soit vers la gauche si le premier nombre entier avant la virgule est négatif.

Ce déplacement de la virgule nous permet de trouver l'antilogarithme.

Exemple n° 1. Trouver l'antilogarithme de – 3.9325. Composer : PRINT 10 ** 0.9325 (= $10^{0.9325}$). Frapper : NEW LINE.

L'écran écrit : 8.5605171 avec %.

Le nombre entier – 3 nous oblige de décaler la virgule vers la gauche de trois positions. L'antilogarithme de – 3.9325 est : 0.0085605171.

Revenons en arrière en composant LN 8.5605171/LN 10 et ensuite NEW LINE. L'écran écrit : 0.9325. En ajoutant la correction on retrouve : – 3.9325.

Exemple n° 2. Trouver l'antilogarithme de 2.5877. Composer : PRINT 10 ** 0.5877. Frapper : NEW LINE.

L'écran écrit : 3.8699023 avec %.

Le nombre entier 2 est positif. Il nous oblige de décaler la virgule vers la droite de 2 positions.

L'antilogarithme de 2.5877 est : 386.99023

Revenons en arrière en composant LN 3.8699023/LN 10 et ensuite NEW LINE.

L'écran écrit : 0.5877. En ajoutant la correction on retrouve : 2.5877.

Le même procédé, permet de calculer l'antilogarithme de 1.8169 qui est égal à 65.6 ou l'antilogarithme de – 1.8169 qui est égal à 0.656.

Exercices

log 2 = 0.3010
log 20 = 1.3010
log 200 = 2.3010
log 2000 = 3.30103
log 20000 = 4.3010, etc.

log 1000 = 3
log 1100 = 3.0413927
log 1.1 = 0.041392685
log 1 = 0
log 0.1 = – 1
log 0.11 = – 0.95860732
log 0.001 = – 3

Pour obtenir LN frapper d'abord simultanément SHIFT et FUNCTION et ensuite LN. Exemple : PRINT (L) devient PRINT (F) lorsque vous frappez SHIFT et FUNCTION. Ensuite ajouter LN ce qui donne PRINT LN. Ensuite ajouter le nombre, par exemple 1100. N'écrivez surtout pas $1.1 \times 10^{**} 3$.

Fonction exponentielle e^t

Une manière de définir la fonction e^t fait intervenir la somme d'une série comprenant un nombre infini de termes :

$$e^t = 1 + t + \frac{t^2}{1 \times 2} + \frac{t^3}{1 \times 2 \times 3} + \frac{t^4}{1 \times 2 \times 3 \times 4} + \dots$$

Supposons que nous cherchions la valeur du nombre e^t pour $t = 1$. L'addition nous donnera :

$$e^1 = 1 + 1 + 1/2 + 1/6 + 1/24 + 1/120 + 1/720 + 1/5040 + 1/40320$$

Du fait que $t = 1$, l'addition ci-dessus se traduit par $e = 2,71827\dots$. Ce nombre est la base des logarithmes népériens.

Calculons la dérivée de e^t par rapport à t :

- 1° la dérivée de 1 est 0 ;
- 2° la dérivée de t par rapport à t est 1 ;
- 3° la dérivée de t^2 est $2t$ et le 2 annule le 2 du dénominateur, ce qui donne à ce terme la valeur t ;
- 4° La dérivée de t^3 est $3t^2$ et le 3 annule le 3 du dénominateur d'où $t^2/2$;
- 5° La dérivée de t^4 est $4t^3$ le 4 annule le 4 du dénominateur ce qui donne à ce terme $t^3/3$.

Nous obtenons finalement :

$$d(e^t) = 0 + 1 + t + \frac{t^2}{2} + \frac{t^3}{6} + \dots$$

La dérivée de cette fonction est donc égale à cette fonction elle-même. Nous verrons des applications programmées par la suite.

Fonctions trigonométriques

Rappel en ce qui concerne les priorités : **

* et /
+ et – ↓

1° Trouver le sinus 45°

Il faut d'abord convertir les degrés en radians

$$45^\circ = \frac{45}{180} \times \pi \text{ radians}$$

Pour trouver le sinus 45° composer :

PRINT SIN (45/180 * PI) NEW LINE 0.70710678 %

2° Pour obtenir SIN frapper simultanément FUNCTION et SHIFT et ensuite SIN.

Pour obtenir PI frapper simultanément FUNCTION et SHIFT et ensuite π .

3° Trouver ARC SIN 45° . PRINT ASN (45/180 * PI) NEW LINE 0.90333911 %

Pour obtenir ASN frapper d'abord SHIFT et simultanément FUNCTION.

Ensuite frapper ARCSIN. L'affichage ne donne pas ARCSIN mais ASN.

4° Trouver cosinus 89°

PRINT COS (89/180 * PI)
NEW LINE 0.017452406 %

Pour obtenir COS frapper simultanément SHIFT et FUNCTION et ensuite COS. Tous les mots inscrits en petits caractères sous les lettres en caractères gras sont obtenus en frappant d'abord simultanément SHIFT et FUNCTION. Tous les mots inscrits en petits caractères au-dessus des lettres en caractères gras sont obtenus en frappant directement le mot en petit caractère. Exemple : INT apparaît en frappant d'abord SHIFT et simultanément FUNCTION et ensuite INT qui est une fonction. Pour obtenir RUN frapper RUN qui est une instruction.

5° Trouver tangente 55°

PRINT TAN (55/180 * PI)
NEW LINE 1.428148 %

Pour obtenir TAN frapper simultanément SHIFT et FUNCTION et ensuite TAN.

6° Trouver cotangente 55°

COT $55^\circ = \frac{1}{\tan 55^\circ} = \tan (90^\circ - 55^\circ) = \tan 35^\circ$
PRINT TAN (35/180 * PI)
NEW LINE 0.70020754 %

7° Trouver la valeur de π

PRINT PI
NEW LINE 3.1415927 %

8° Trouver $\pi-3$

PRINT PI-3
NEW LINE 0.14159265 %

9° Trouver $\pi-3.141$

PRINT PI-3.141
NEW LINE .00059265364 %

Fonction INT

Cette fonction est toujours arrondie. Exemple : 3,9

PRINT INT 3.9
NEW LINE 3 %

Exemple : - 3,9 : PRINT INT - 3.9 NEW LINE - 4 %

Exemple : 2,9 + 0,5 : PRINT INT (2.9 + 0.5)
NEW LINE 3 %

Exemple : - 2,9 + 0,5 : PRINT INT (- 2.9 + 0.5)
NEW LINE - 3 %

Pour obtenir INT frapper simultanément SHIFT et FUNCTION et ensuite INT.

Instruction : RAND

Fonctions : RND et INT

Une fonction mathématique est une règle permettant de trouver un nombre (le résultat) en échange d'un autre (l'argument ou l'opérande). Il s'agit donc d'une opération unaire.

RND est une fonction comme SIN, COS, TAN, ASN, ACS, ATN, LN, EXP, SQR, INT, PI, SGN et ABS que nous utiliserons par la suite.

RND suit une séquence fixe de $65536 = 2^{16}$. Ces nombres sont mélangés de façon à sembler aléatoires.

Exemple : pour obtenir un nombre aléatoire entre 1 et 6 nous devons composer :

PRINT INT (RND * 6) + 1

En frappant NEW LINE nous obtenons un chiffre entre 1 et 6 donc un chiffre aléatoire arrondi par la fonction INT.

L'exemple PRINT INT (RND * 6) + 1 représente le jet d'un dé à six surfaces où le résultat (NEW LINE) indique un nombre entier aléatoire concernant l'une des six surfaces.

PRINT est un mot clé, c'est-à-dire une instruction. INT est une fonction qui est toujours arrondie. Pour obtenir PRINT (instruction) frapper PRINT. Pour obtenir RND (fonction) frapper d'abord simultanément SHIFT et FUNCTION et ensuite INT.

RAND est un mot clé (instruction) comme PRINT. RAND sert à contrôler le caractère aléatoire de RND. On peut donc utiliser RAND pour faire démarrer RND à un endroit déterminé de la séquence. Il suffit de frapper RAND et de faire entrer ensuite un nombre entre 1 et 872.

Exemple : nous voulons faire démarrer RND avec le nombre 1. Pour cela frapper :

RAND 1 L'écran affiche RAND 1
ensuite NEW LINE L'écran affiche %
ensuite PRINT L'écran affiche PRINT
ensuite FUNCTION et simultanément SHIFT
ensuite RND L'écran affiche PRINT RND
ensuite NEW LINE L'écran affiche 0.0022735596 %

Exemple : nous voulons faire démarrer RND avec le nombre 872. Frapper RAND 872 L'écran affiche RAND 872
Frapper NEW LINE L'écran affiche %
Frapper PRINT L'écran affiche PRINT
Frapper FUNCTION et simultanément SHIFT
Frapper RND L'écran affiche PRINT RND
Frapper NEW LINE L'écran affiche 0.99905396 %

Pour RAND 1 la valeur de RND est $(75 * 2) - 1/65536$ c'est-à-dire : PRINT 149/65536
NEW LINE .002273596 %

Le chiffre 1 a été augmenté de 1 d'où le 2 et $75 * 2$.

Pour RAND 872 la valeur de RND est $(75 * 873) - 1/65536$ ce qui donne 0.99905396 %.
Avec RAND 1 la valeur de RND est $\simeq 0$.
Avec RAND 872 la valeur de RND est $\simeq 1$.
Avec RAND 873 nous retrouvons RND $\simeq 0$.

Il n'est pas très important de savoir où un nombre donné démarre RND car ce même nombre placé après RAND fait toujours démarrer RND car ce même nombre placé après RAND fait toujours démarrer RND au même endroit.

Toutes les fonctions à l'exception de PI et RND sont des opérations unaires.

PI et RND sont des opérations nullaires parce qu'elles n'ont pas d'opérande.

RAND (instruction) et RND (fonction) sont sur la même touche T.

Pour obtenir RAND frapper RAND.

Pour obtenir RND frapper FUNCTION et SHIFT simultanément et ensuite RND.

L'écriture nouvelle

1° Composer : PRINT 1 ; 2 ; 3 ; 4 ; 5 ; 6 ; 7 ; 8 ; 9 ; 10
Frapper NEW LINE l'écran affiche :
1 2 3 4 5 6 7 8 9 10 %

Pour obtenir les points-virgules frapper SHIFT et la touche X simultanément.

Effacer avec CLEAR et 2 fois NEW LINE.

2° Composer PRINT 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9, 10
Frapper NEW LINE l'écran affiche :

1	2
3	4
5	6
7	8
9	10

Pour obtenir les virgules frapper SHIFT et la touche .
Simultanément
%

Effacer avec CLEAR et 2 fois NEW LINE

3° Composer PRINT 1,, 2,, 3,,, 4,,,, 5,,,,, 6,,,,,, 7

Frapper NEW LINE l'écran affiche :

1	(le 1 se trouve placé au début de la ligne)
2	
3	
4	(le 4 se trouve placé au milieu de la ligne)
5	

6
7

% (le % se trouve en bas et à gauche de l'écran)

Effacer. Composer :

4° PRINT 1;; 2;; 3;;; 4;;; 5;;;; 6(points-virgules)
NEW LINE l'écran affiche :
1 2 3 4 5 6 %

Effacer. Composer :

5° PRINT 1; 1;; 1;;; 1;;;; 1(points-virgules)
NEW LINE 1 1 1 1 1 %

Effacer. Composer :

6° PRINT 429,30 (ne pas oublier la virgule)

NEW LINE l'écran affiche :

429 30 %

%

Effacer. Composer :

7° PRINT 4294967295

NEW LINE l'écran affiche :

4294967300 %

PRINT donne seulement 8 chiffres significatifs.

Effacer. Composer :

8° PRINT 4294967295,4294967295 (ne pas oublier la virgule)

NEW LINE l'écran affiche :

4294967300 4294967300 %

Effacer. Composer :

9° PRINT 5E9 + 1 - 5E9

NEW LINE l'écran affiche :

2 %

5E9 est égal à $5 \times 10^{**9} = 5000000000$
 $= 5 \times 10^9$

L'imprécision de 5E9 est de 1. L'ordinateur travaille en arithmétique en virgule flottante, ce qui veut dire qu'il fait une distinction entre les chiffres d'un nombre (la mantisse) et la position de l'exposant. Les nombres sont préservés avec une précision de 9 1/2 chiffres ce qui explique que 1E10 est trop grand pour être mémorisé entièrement : $1E10 = 1 \times 10^{10} = 1 \times 10^{**10} = 10000000000$. L'imprécision est supérieure à 1.

10° Composons : PRINT 1E4 + 1 - 1E4

NEW LINE 1 %

$1E4 = 1 \times 10^4 = 1 \times 10^{**4} = 10000$. L'imprécision est nulle.

11° Composons : PRINT 1E10 - 1E10 + 1

NEW LINE 1 %

La soustraction réduit l'imprécision à zéro.

12° Composons : PRINT 4294967295 - 429 E7

NEW LINE 4967295 %

Vérifions : $429 E7 = 429 \times 10^{**7} = 4290000000$

La soustraction est :

4294967295

- 4290000000

467295 %

Attention à l'écriture d'un nombre fractionné : dans l'écriture normale pratiquée en France, la fraction est indiquée par une virgule. Exemple : 400,34.

Dans l'écriture d'un programme nous devons composer 400.34.

Le point remplace la virgule.

Si nous composons 400,34 l'écran affichera :

400 34 %

Le nombre 400 se trouve au commencement de la ligne et le nombre 34 au milieu de la ligne.

Si nous composons 400;34 l'écran affichera :

40034 %

En écrivant 400,,34 l'écran affichera 400
34 %

Si nous composons 400;;34 l'écran affichera :

40034 %

13° Essayons de programmer deux équations simultanément, par exemple :

PRINT 1E2 + 1 - 1E2, 1E2 - 1E2 - 2 (ne pas oublier la virgule)

NEW LINE l'écran affiche : 1 - 2
%

Le 1 se trouve au commencement de la ligne et le - 2 au milieu de la ligne.

$$1E2 + 1 - 1E2 = 1$$

$$1E2 - 1E2 - 2 = -2$$

Rappelons que le plus grand entier qui peut être mémorisé avec une précision absolue est $2^{32} - 1 = 4\,294\,967\,295$.

Les nombres sont mémorisés dans 5 octets, en forme binaire en virgule flottante avec une précision de 9 1/2 chiffres décimaux.

14° Si nous employons l'écriture 4, 294, 967, 295, l'écran affichera :

```
4      294
967    295
%
```

Comment traduire les puissances en langage BASIC ?

15° Traduire 2^{3+4} en écriture BASIC :

PRINT 2 ** (3 + 4) ou PRINT 2 ** 3 * 2 ** 4 ; NEW LINE 128 % ou NEW LINE 128 %.

16° Traduire 2^0 en écriture BASIC :

PRINT 2 ** 0 ; NEW LINE 1 %.

17° Traduire 2^{-3} en écriture BASIC :

PRINT 2 ** (- 3) ou PRINT !/2 ** 3 ; NEW LINE 0.125 % ; ou NEW LINE 0.125 %.

18° Traduire $2^{1/3}$ en écriture BASIC :

PRINT 2 ** (1/3) ; NEW LINE 1.2599211 % = $2^{1/3}$

19° Traduire $2^{3 \times 4}$ en écriture BASIC :

PRINT 2 ** (3 * 4) ou PRINT (2 ** 3) ** 4 ; NEW LINE 4096 % ; ou NEW LINE 4096 %.

20° Traduire 2^{-1} en écriture BASIC :

PRINT 2 ** - 1 ou PRINT 1/2 ; NEW LINE 0.5 % ; ou NEW LINE 0.5 %.

21° Traduire $2^{1/2}$ en écriture BASIC :

PRINT 2 ** (1/2) ou PRINT SQR2 ; NEW LINE 1.4142136 % ; ou NEW LINE 1.4142136 %.

22° Traduire $3^{(2+0)}$ en écriture BASIC :

PRINT 3 ** (2 + 0) ou PRINT 3 ** 2 ; NEW LINE 9 % ; ou NEW LINE 9 %.

23° Composer et afficher *simultanément* $3^{(2+0)}$ et $3^2 \times 3^0$

```
PRINT 3 ** (2 + 0), 3 ** 2 * 3 ** 0
NEW LINE 9 9 %
```

Le premier 9 se trouve au commencement de la première ligne et le second 9 au milieu de la première ligne. Ne pas oublier la virgule.

24° Composer et afficher simultanément 4^{-1} et $1/4$
PRINT 4 ** - 1, 1/4 (ne pas oublier la virgule) ; NEW LINE 0.25 ; 0.25 %. Le premier 0.25 se trouve au commencement de la première ligne et le second au milieu de la première ligne.

25° Composer et afficher simultanément 5^2 et 6^2

```
PRINT 5 ** 2, 6 ** 2 (ne pas oublier la virgule)
NEW LINE 25 36
%
```

Rappel : 26° Pour obtenir ** (puissance), frapper simultanément SHIFT et ** qui se trouve sur la touche H.

27° Pour obtenir * (multiplication), frapper simultanément SHIFT et * qui se trouve sur la touche B.

28° Pour obtenir SQR (racine carrée), frapper d'abord simultanément SHIFT et FUNCTION et ensuite SQR. En frappant simultanément SHIFT et FUNCTION, le curseur (K) se transforme en (F). En frappant ensuite SQR, on obtient SQR suivi de (L).

29° Pour effectuer deux opérations simultanément avec l'affichage simultané des résultats, il faut séparer chaque composition par une virgule ; par exemple 5^2 et 6^2 que l'on compose par :

```
PRINT 5 ** 2, 6 ** 2
```

30° Pour obtenir la virgule, frapper SHIFT et simultanément la touche comportant la virgule. Les deux touches ont des inscriptions en rouge.

31° Pour obtenir des instructions comme PRINT ou RAND, frapper PRINT ou RAND. Ces mots sont écrits au-dessus des touches P et T.

32° Pour obtenir des fonctions comme SQR ou COS qui sont écrites sous les touches, il faut d'abord frapper simultanément SHIFT et FUNCTION.

33° Pour obtenir $3\sqrt{2}$, composer PRINT 2 ** (1/3).

34° Pour effacer un mot ou un chiffre dans la ligne en cours de composition, frapper simultanément SHIFT et RUBOUT.

35° Pour corriger une lettre ou un chiffre dans la ligne de composition, nous procédons comme suit :

Exemple : PRINT 2 + 3 (L)

Nous voulons remplacer le 2 par un 6. Déplacer le (L) vers la gauche de 2 positions à l'aide des touches SHIFT et simultanément ← (touche 5). L'image nouvelle : PRINT 2 (L) + 3. Frapper SHIFT et simultanément RUBOUT. L'image devient : PRINT (L) + 3. Frapper 6. L'image devient : PRINT 6 (L) + 3. Frapper NEW LINE. L'écran affiche dans le haut : 9 et dans le bas %.

36° Pour corriger une erreur de syntaxe, procéder comme suit :

Exemple : nous voulons additionner $6 + 2$ mais nous commençons une erreur en frappant :
PRINT + + 2 (L)

En frappant NEW LINE, l'écran affiche dans le bas :
PRINT (S) + + 2 (L)

(S) indique une erreur de frappe, c'est-à-dire une erreur de syntaxe. Il faut remplacer le premier + par un 6. Pour cela, il faut mettre le (L) après le premier + en frappant deux fois SHIFT et simultanément ← (touche 5).
PRINT + (L) + 2

Ensuite : frapper SHIFT et simultanément RUBOUT. L'écran affiche en bas :
PRINT (L) + 2

Ensuite : frapper 6. L'écran affiche en bas :
PRINT 6 (L) + 2

Ensuite : frapper NEW LINE. L'écran affiche en haut 8 et en bas %.
 $6 + 2 = 8$

Les lettres (L) et (S) sont marquées en blanc sur fond noir.

A suivre

R. Aschen

Les systèmes d'appel de personnes sont de plus en plus appréciés de leurs utilisateurs, en raison des importants gains de temps et de la plus grande disponibilité du personnel qu'ils permettent d'obtenir, au prix d'une infrastructure très légère et peu contraignante.

Réalisation d'un système d'appel de personnes

Entre les systèmes à boucle d'induction, limités au périmètre d'une entreprise, et le service public « Eurosignal » couvrant l'Europe entière, il reste évidemment une place pour des réalisations intermédiaires, autorisant des portées de quelques kilomètres.

L'utilisation de la « Citizen Band » des 27 MHz, légalement autorisée en France en modulation de fréquence sur 22 canaux, ouvre ici des horizons intéressants tant au niveau de systèmes professionnels économiques, qu'à celui du particulier, en raison du prix très abordable des émetteurs homologués de 2 W. C'est ce concept que l'auteur développe dans l'étude ci-après.

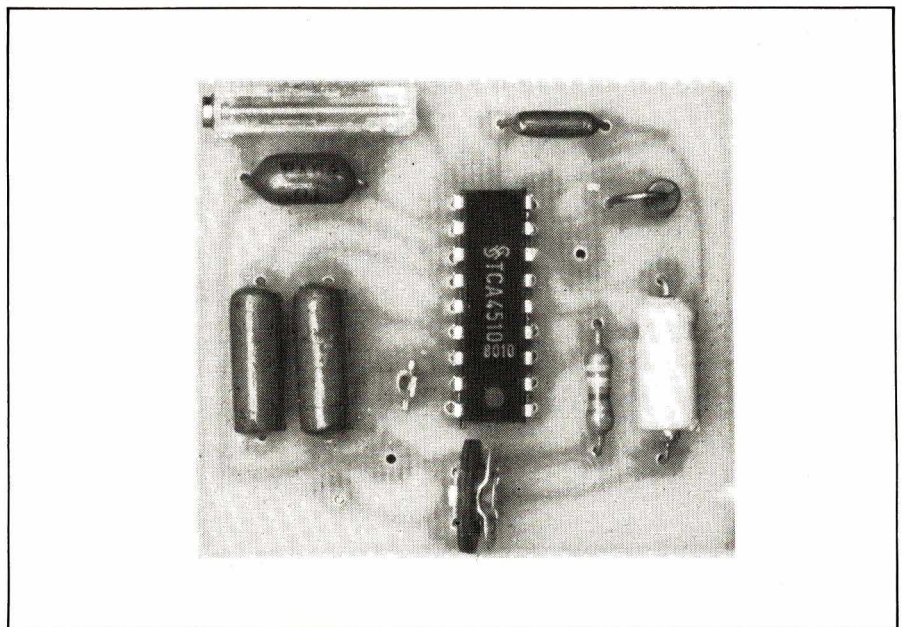


Photo 1. — La plaquette « décodeur » du système d'appel.

Principe d'un système d'appel simplifié à moyenne portée

Dans de bonnes conditions de dégagement des antennes, les émetteurs 27 MHz homologués 2 W F.M. permettent des portées en phonie de l'ordre de 10 à 20 km. La quasi-

impossibilité de disposer d'une antenne réceptrice dans les récepteurs d'appel de personnes réduit forcément cette portée de façon notable ; mais en revanche, il est toujours plus facile d'extraire du bruit de fond un signal codé qu'une conversation en phonie (d'où la survivance des communications en graphie).

La résultante de ces deux effets contradictoires se traduit, vérification pratique à l'appui, par une portée de 2 à 3 km en zone urbaine dense, ce qui ouvre la porte à bien des applications intéressantes.

Le système que nous avons étudié se compose d'un petit boîtier de poche, regroupant un récepteur 27 MHz F.M. très sensible, un décodeur de tonalité insensible à la phonie (ce point est capital compte tenu de l'« encombrement » de la CB), un bruiteur électromécanique, et une batterie permettant une journée d'autonomie, rechargeable en quelques heures. Pour l'émission, il faut disposer d'une station CB tout à fait classique, donc très peu coûteuse, fixe ou mobile, qui doit être complétée par un système, fixe ou mobile, auquel on doit adjoindre un système quelconque d'émission de tonalité (s).

Notre expérimentation en vraie grandeur a tout simplement été menée avec un oscillateur BF à « 555 » pilotant directement un haut-parleur placé devant le micro de l'émetteur. Nous avons décrit un tel « boîtier acoustique » dans le n° 21 d'« Electronique Applications », page 120, figure 1b.

Des dispositifs plus sophistiqués peuvent bien sûr être conçus, en particulier lorsque l'on souhaite « adresser » séparément plusieurs récepteurs distincts.

Signalons que notre schéma de récepteur offre la possibilité de raccorder un petit écouteur d'oreille après réception d'un appel, pour recevoir une éventuelle information parlée, sans possibilité de réponse, bien sûr.

Les schémas de principe

Pour des raisons de présentation pratique, nous avons réalisé séparément récepteur et décodeur, ce qui nous amène ici à présenter indépendamment les deux schémas de principe.

La figure 1 démontre le faible encombrement du récepteur, corollaire de la grande simplicité de son schéma. Cela est entièrement dû à l'emploi du S 1469, récent circuit intégré de Siemens spécialement conçu à cet usage. Les éléments sélectifs se composent d'un filtre céramique 27 MHz (SFE 27 MA Murata-Stettner), d'un quartz 27 MHz (fréquence à recevoir : 455 kHz), d'un filtre céramique 455 kHz, et de deux transformateurs F.I. 455 kHz Toko 7 X 7 mm, dont l'un sert à l'accord du

discriminateur. Ce schéma est particulièrement bien adapté à notre cas, puisqu'il a été conçu pour des applications en radiocommande de modèles réduits réclamant de faibles dimensions, une consommation réduite, une bonne sensibilité malgré des antennes « embryonnaires », et une parfaite compatibilité avec les décodeurs de tonalités.

Une remarque concernant les condensateurs de 1 μ F, qui seront choisis d'une tension de service de 50 V au maximum, et de dimensions

aussi faibles que possible (il en existe désormais qui ne dépassent pas celles d'un 1 nF 250 V céramique). Les photos donnent un exemple d'encombrement pour les modèles de marque Eurofarad non polarisés bien sûr.

Le décodeur de tonalité dont le schéma est représenté à la figure 2, est bâti autour d'un TCA 4510, décodeur stéréo PLL fabriqué par Siemens en vue d'applications à faible tension d'alimentation (à partir de 4,5 V et jusqu'à 18 V).

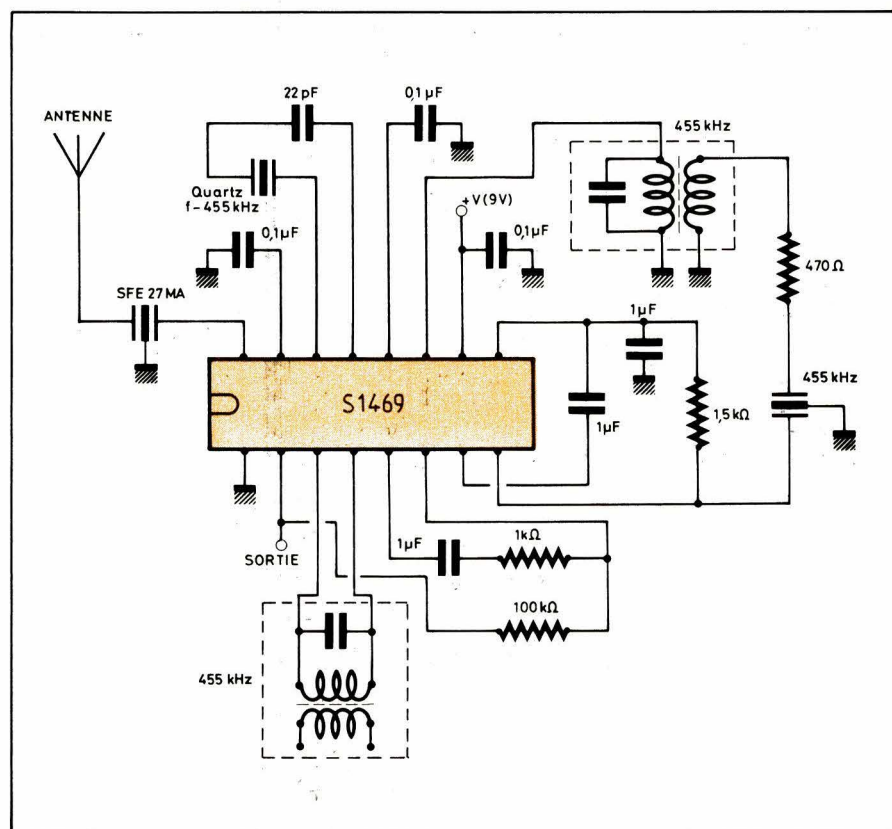


Fig. 1. — Schéma du récepteur.

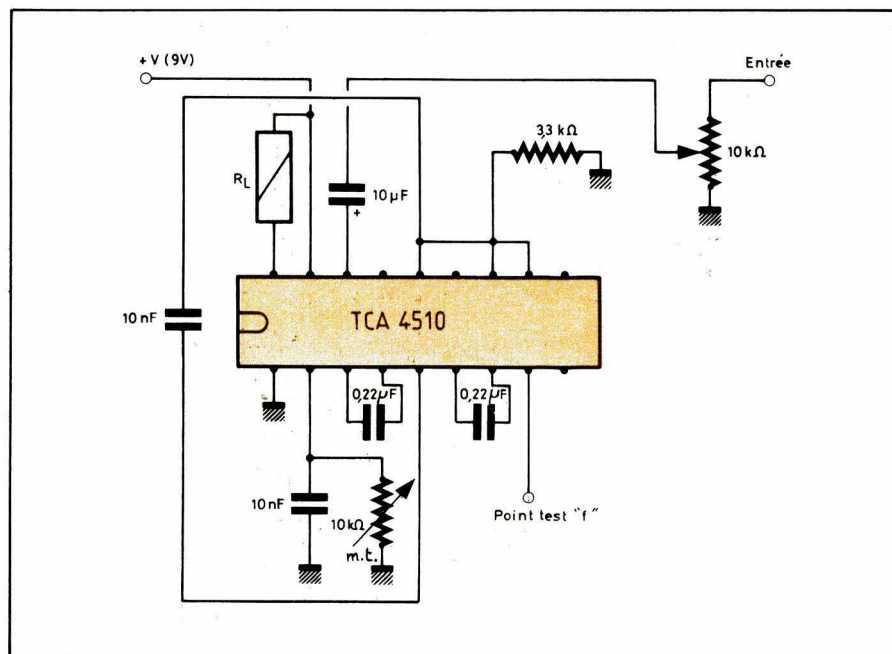


Fig. 2. — Décodeur de tonalité.

Pourquoi un décodeur stéréo et non un décodeur de tonalité ? Tout d'abord pour des raisons de prix et de disponibilité, ensuite parce que les décodeurs stéréo sont par construction très peu sensibles à la modulation B.F., même de fort niveau, mais peuvent mettre en évidence de très faibles signaux à 19 kHz. Il suffisait de modifier les constantes de temps des réseaux RC associés pour permettre la détection dans la bande 300-3 400 Hz qui nous est imposée par la largeur des canaux CB. L'ajustable 10 k Ω multitours permet le choix exact de cette fréquence en accord avec le réglage du boîtier codeur. Nous avons personnellement effectué nos essais sur 2 kHz environ. Le point test « f » permet un contrôle précis de cette fréquence lors des réglages. L'autre ajustable sert à régler la sensibilité de détection à la mesure des performances nécessitées par le cas d'application en question.

Réalisation pratique

Récepteur et décodeur peuvent être câblés sur deux petits circuits imprimés dont le tracé est donné à la **figure 3** et à la **figure 4**. La disposition des pastilles prévues pour l'alimentation, la sortie du récepteur, l'entrée du décodeur, et la masse, a été harmonisée d'une plaquette à l'autre afin de permettre leur montage face à face ou dos à dos, éventuellement au moyen de picots enfichables. L'encombrement du bloc ainsi réalisé permet une juxtaposition sans perte de place avec une petite batterie rechargeable de 9 V 100 à 200 mAh, un buzzer électronique (*Orbitec*), et un interrupteur marche/arrêt à glissière, éventuellement complété par des jacks de raccordement d'un chargeur, d'un écouteur, et d'une petite antenne.

Avec un fil souple de 30 cm, on peut atteindre la portée annoncée de 2 à 3 km, portée qui peut être augmentée à 5 km avec un petit fouet télescopique, mais qui ne dépasse guère le kilomètre sans autre antenne que quelques spires de fil à l'intérieur du boîtier plastique.

Les plans de câblage des deux platines (**fig. 3 et 4**), sont simples, et n'appellent pas de commentaire particulier en raison de leur facilité de réalisation (aucun bobinage à réaliser !). Pour le réglage, on connectera en sortie de récepteur un écouteur d'impédance supérieure à 1 k Ω , et on ajustera simplement les deux transformateurs F.I. de façon à obtenir la meilleure écoute d'une émission présente sur un canal dont la

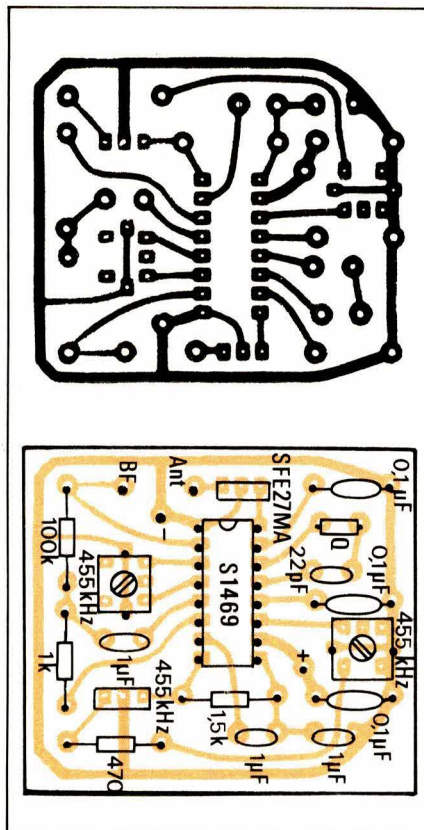


Fig. 3. — Réalisation du récepteur.

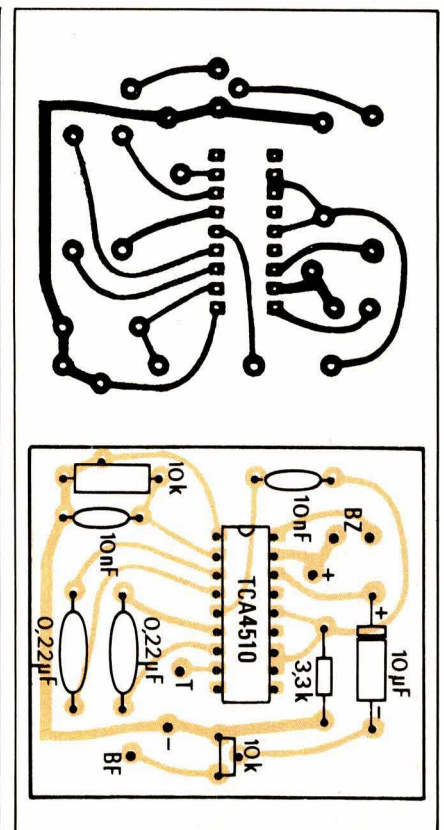


Fig. 4. — Réalisation du décodeur.

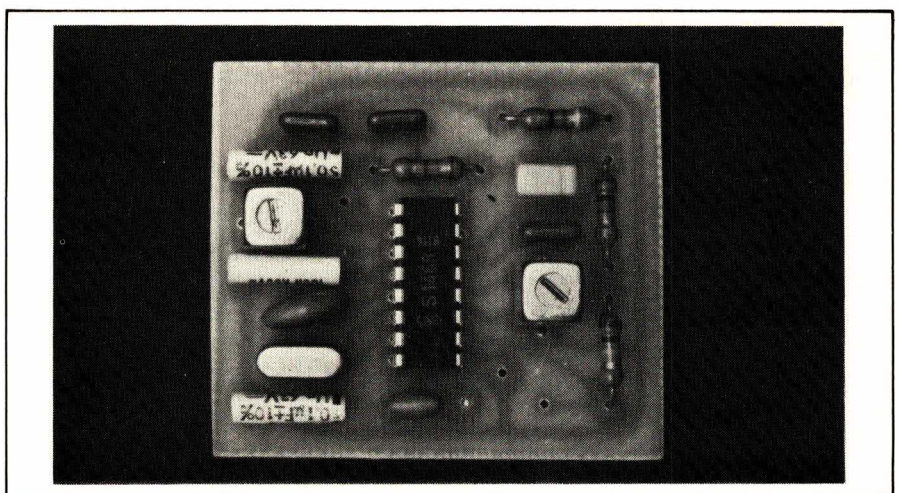


Photo 2. — Aspect de la plaquette « récepteur ».

fréquence correspondra à celle du quartz utilisé, augmentée bien sûr de 455 kHz.

Une fois le décodeur raccordé, il suffira de régler l'ajustable de sensibilité de façon à exclure tout déclenchement intempestif, puis celui de fréquence, en corrélation avec celui du codeur équipant l'émetteur. Aucune dérive n'est à craindre dans des conditions d'emploi raisonnables, puisque le « rapport de capture » de ces PLL est des plus performants.

Conclusion

Le boîtier d'appel de personnes ainsi réalisé peut recevoir des appels et si nécessaire des messages parlés

dans un rayon de quelques kilomètres autour de toute station CB homologuée, fixe ou mobile, équipée du codeur approprié. D'un encombrement voisin de celui d'un récepteur « Eurosignal », il peut rendre des services certes différents, mais néanmoins très appréciables tant pour le particulier que pour le professionnel, pour lequel le prix très réduit du récepteur, de l'émetteur CB, et de la licence PTT sera un atout déterminant. La courte durée (1 à 2 secondes) et la fréquence réduite des appels ne risque pas, par ailleurs, de gêner notablement le trafic CB, déjà rendu problématique par d'autres perturbations, infiniment plus sérieuses celles-ci.

Patrick Gueulle

cartes standard IMS pour applications industrielles des microprocesseurs

Un jeu de cartes standard au format simple européen

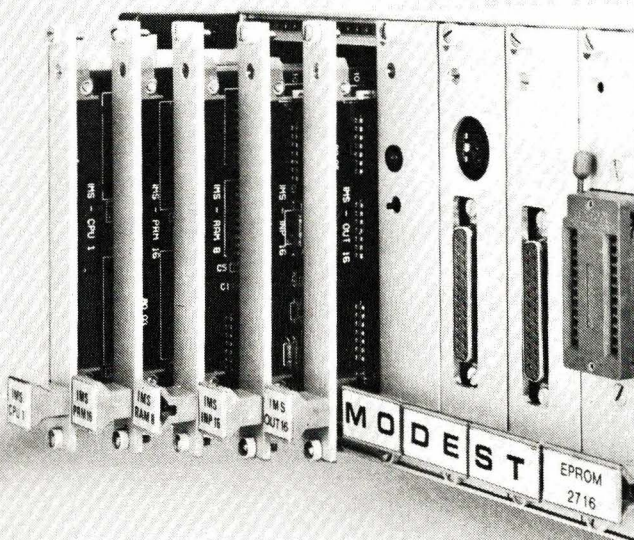
- unité centrale
- E/S logiques et analogiques
- mémoires RAM-REPRO-MROM
- cartes spécialisées

(liaisons de terminaux, vidéo...)

Les fonctions pouvant être combinées sur notre gamme de cartes

Un système de développement en trois cartes intégrables dans l'application :

Le système MODEST



NOUVEAU :

Interpréteur et compilateur PASCAL

Une approche système économique et modulaire

En matériel : fabriquées en série, testées, elles vous économisent les coûts inutiles de conception et de réalisation de circuits

En logiciel : vous pouvez programmer en assembleur 2650 ou BASIC (interpréteur), vous pouvez utiliser de nombreux sous-programmes disponibles en EPROM 2K₀.

En développement : un système original, intégrable, économique, vous permet le développement et les essais en temps et en environnement réels de votre application : c'est MODEST

En maintenance : MODEST vous rend la maintenance facile de par son intégration directe dans le rack d'application - le dépannage peut consister en un simple échange de cartes. Votre application évolue : ajoutez ou enlevez des cartes. Utilisez MODEST pour la modification du programme.

Activité de formation pour l'initiation et le perfectionnement

550

Je désire recevoir

☐ la visite d'un ingénieur conseil

☐ votre catalogue

M. _____

Fonction _____

Société _____

Adresse _____

_____ Ville _____

Tél. : _____

Afin que vous puissiez innover



130, AVENUE LEDRU ROLLIN - 75540 PARIS CEDEX 11 - TEL (1) 355.44.99 - TELEX : 680 495 F

BIBLIOGRAPHIE

Initiation à l'algorithmique : exercices corrigés

par Ch. et P. Richard.

Si vous débutez en programmation, ce livre vous évitera de longs et fastidieux essais sur ordinateur. Vous serez surpris vous-même de voir combien souvent vous pourrez dire : « le programme a marché du premier coup ». Après quoi, vous serez armé pour passer à des langages de grande diffusion, comme le Basic, disponible sur tous les micro-ordinateurs, ou le LSE si vous travaillez dans un lycée, ou Pascal si vous voulez passer d'un petit langage propre à un grand langage propre.

Ce livre sera également un apport pour tous les enseignants, et pour tous les étudiants.

J. Arsac

Un volume de 128 pages, 194 cm X 248 cm.

Editions Belin, 8, rue Férou, 75278 Paris Cedex 06.

SERVICE-LECTEURS N° 095

Code du radio-amateur : trafic et réglementation

par F. Mellet et S. Faurez.

Il existe de nombreux ouvrages traitant de l'aspect technique de l'émission d'amateur.

Cependant, cet ouvrage fait le tour des problèmes administratifs, — explique les multiples facettes de l'émission d'amateur — donne la marche à suivre pour préparer les dossiers, — pour se présenter au contrôle des connaissances, — pour devenir cet indicatif que l'on entend parfois d'une oreille distraite sur un récepteur ondes courtes.

Il a semblé nécessaire de sortir des sentiers battus, de s'adresser à tous les publics : hommes, femmes, jeunes et moins jeunes, mais surtout à ceux qui n'ont aucune notion de ce vaste domaine.

Sachant qu'il est possible de trou-

ver dans le commerce de nombreux ouvrages techniques, les auteurs n'ont pas voulu aborder directement cette partie.

Principaux sujets traités : Le besoin de communiquer ; l'émission d'amateur ; qui peut-être radio-amateur ; règles du trafic ; conseils pour apprendre la télégraphie ; alphabet morse ; cours de morse sur les ondes ; codes et abréviations ; carnet de trafic ; contrôle des connaissances et programme ; propagation des ondes ; trafic dans les diverses bandes ; concours ; associations ; où, quand, comment, s'informer ; législation.



Un ouvrage de 240 pages, format 15 cm X 21 cm, 82 illustrations, 18 schémas.

E.T.S.F., 2 à 12, rue de Bellevue, 75940 Paris Cedex 19.

SERVICE-LECTEURS N° 096

L'informatique et l'éducation

rapport du professeur Bertrand Schwartz.

Révolution pédagogique ou mode passagère ? Le micro-ordinateur peut-il, doit-il, modifier nos habitudes éducatives ? Pour le professeur Bertrand Schwartz, la réponse ne fait pas de doute. Si nous voulons utiliser

les extraordinaires capacités que nous offre l'informatique, nous ne pourrions nous contenter d'appliquer demain les méthodes d'hier. A l'heure où le rôle de l'école est contesté, sa qualité mise en doute, l'ouvrage que Bertrand Schwartz publie à la Documentation Française « L'informatique et l'éducation », apporte des informations essentielles aux discussions en cours et contribue à éclairer efficacement les éléments d'une controverse qui reste encore aujourd'hui trop souvent confuse.

Professeur à l'université, Paris-Dauphine, haut conseiller de l'Agence de l'Informatique depuis sa création, auteur de « L'éducation demain » et d'« Une autre école », spécialiste des problèmes d'éducation et de formation, Bertrand Schwartz introduit le lecteur dans un monde en pleine mutation : nouvelle pédagogie qu'appelle l'informatique, nouvelle informatique qu'exige la pédagogie.

Le rapport de Bertrand Schwartz : « L'informatique et l'éducation », réalisé pour la Communauté Economique Européenne, offre un panorama des possibilités qui s'ouvrent à l'enseignement sous ses formes les plus diverses et à tous niveaux. Education des enfants, des adultes, des handicapés, éducation des formateurs et éducation professionnelle nous sont présentées dans leur perspective d'avenir.

Instrument privilégié de la politique de promotion des applications de l'informatique, que ce soit dans le domaine de la recherche, de la diffusion des applications par secteur ou de la formation, l'Agence de l'Informatique participe à l'effort général d'information et de réflexion dont la publication du rapport Schwartz constitue un des éléments.

Un ouvrage de 16 cm X 24 cm, 98 pages.

La Documentation Française, 29-31, quai Voltaire, 75340 Paris Cedex 07, et 165, rue Garibaldi à Lyon. Vente par correspondance : 124, rue Henri Barbusse, 93308 Aubervilliers Cedex.

SERVICE-LECTEURS N° 097

Relais électromécaniques pour amateur

par E. Löchner

Contrairement à ce que beaucoup croient, l'électronique n'a pas tué le relais. Celui-ci reste utilisé pour commuter les puissances élevées, mais est lui-même commandé par des circuits électroniques. L'auteur nous apprend à bien le connaître pour mieux l'utiliser.

Les principaux chapitres sont les suivants :

- introduction à la technique des relais ;
- types et critères de choix ;
- le contact électrique ;
- 6 circuits de base à relais ;
- 6 circuits digitaux à relais ;
- 9 descriptions de montages ;
- 5 commutateurs électroniques.



Un ouvrage de 112 pages, format 11,7 cm X 16,5 cm, 71 schémas et illustrations.

E.T.S.F., 2 à 12, rue de Bellevue, 75940 Paris Cedex 19.

SERVICE-LECTEURS N° 098

Principes et fonctions de l'électronique intégrée

par J. Boucher et J. Simonne

Dans ce tome deux, et après l'introduction des éléments de base de l'électronique à l'état solide (diodes, transistors bipolaires), les auteurs développent le domaine de plus en plus vaste des circuits intégrés.

L'évolution continue de la micro-électronique sur laquelle reposent l'empire des circuits analogiques modernes et la vaste famille des circuits logiques bipolaires et MOS, ne concerne pas uniquement le fabricant de composant, mais devient une connaissance nécessaire à l'ingénieur système.

C'est pourquoi cet ouvrage traite du MOS, mais aussi des systèmes à transfert de charges CCD, de l'amplio, jusqu'au système PLL, de la TTL à l'I²L, du MOS au C-MOS avec les conséquences sur la génération des mémoires et des microprocesseurs, mettant en évidence le puissant lien existant entre technologie, performances et conception des fonctions intégrées.

L'étude s'appuie essentiellement sur un matériau : le silicium, réservant pour un prochain tome toutes les applications opto-électroniques et hyperfréquences des semi-conducteurs composés.

La présentation de l'ouvrage — en chapitres, pour les propriétés les plus fondamentales, en annexes, pour une étude plus poussée des phénomènes décrits — procède du même esprit que dans le premier tome.

Un ouvrage de 272 pages, 17 cm X 24 cm.

Cepadues Editions, 111, rue Nicolas Vauquelin, 31100 Toulouse.

SERVICE-LECTEURS N° 099

CATALOGUES

Améliorer la productivité en électronique

Hewlett-Packard met à la disposition des responsables de la fabrication une brochure qui expose en détail les méthodes d'amélioration de la productivité et de la qualité par la mise en œuvre d'une stratégie planifiée du test électronique à chaque étape du processus de fabrication.

Ce document permet de faire le point sur les questions qu'il importe de poser afin de déterminer le niveau de test adéquat à chaque étape, depuis le contrôle des composants à l'entrée jusqu'au test de cartes, au contrôle de qualité et au dépannage sur site. Les aspects économiques du problème sont examinés. D'autres questions sont également étudiées : construction ou achat des équipements de test automatique, choix de

l'ordinateur pour l'automatisation du système...

La brochure intitulée « comment améliorer productivité et qualité par le test électronique » est distribuée gratuitement par **Hewlett-Packard**.

Hewlett-Packard, Z.I. de Courtaubœuf, 91947 Les Ulis Cedex.

SERVICE-LECTEURS N° 100

« DOGE » : documentation automatisée et gestion des entreprises

Le deuxième numéro de la revue bibliographique « Doge » vient de paraître. Cette revue bibliographique publiée par le réseau d'information en gestion des entreprises est le produit de la base de données automatisée « Doge » (documentation automatisée en gestion des entreprises).

Destinée en priorité aux dirigeants et cadres d'entreprises, aux consultants, aux universitaires, cette revue présente les références de documents importants mais peu connus parce que peu diffusés (thèses, rapports à tirage restreint, communications diverses).

Ce numéro contient des documents rédigés parfois il y a plusieurs années, mais ayant gardé tout leur intérêt scientifique.

Il permet ainsi de retrouver l'analyse de travaux de recherche théoriques et appliqués sur les sujets allant de la politique générale de l'entreprise au marketing, de la gestion des ressources humaines au système d'information et de décision classés en seize rubriques, les fiches d'analyse pouvant également se retrouver au moyen de trois index par auteurs, concepts, pays.

La revue se termine par une étude sur les périodiques français intéressant la gestion des entreprises et des organisations. Elle signale quels sont les titres auxquels sont abonnés les centres d'enseignement et de recherche en gestion des entreprises en France et, parmi ces titres, quels sont ceux qui font l'objet d'un dépouillement par les bases de données bibliographiques françaises. Environ 250 périodiques sont ainsi recensés.

« Doge », n° 2-3, un volume 21 X 29,7, 102 pages, est en vente dans les librairies de la **Documenta-**

tion Française, 31, quai Voltaire à Paris, et 165, rue Garibaldi à Lyon. Vente par correspondance : 124, rue Henri Barbusse, 93308 Aubervilliers Cedex.

SERVICE-LECTEURS N° 101

VP-Electronique : « composants, mesures habillage »

Le regroupement en trois parties facilite l'utilisation de ce « vademecum » de l'électronique, qui traite des produits suivants :

- Composants.
- Mesures.
- Et, au centre de l'ouvrage, habillage.

La gamme des composants, actualisée sur le plan technologique, a été étendue à de nouvelles marques distribuées par VP (il y a même des générateurs solaires).

Nouveauté également, la Partie « Mesures » qui répond aux besoins de base du laboratoire, du service entretien, etc. Comporte également des capteurs indispensables dans l'industrie moderne.

L'habillage nécessaire à tous les électroniciens a été complété par des produits aux normes DIN, NFC... Les coffrets en aluminium extrudé ont été remodelés et la gamme en ABS moulé séduira les techniciens par sa conception et son esthétique.

Cet ouvrage est disponible sur demande auprès de **VP-Electronique**.

VP-Electronique, 9, rue Gabriel Péri, 91300 Massy.

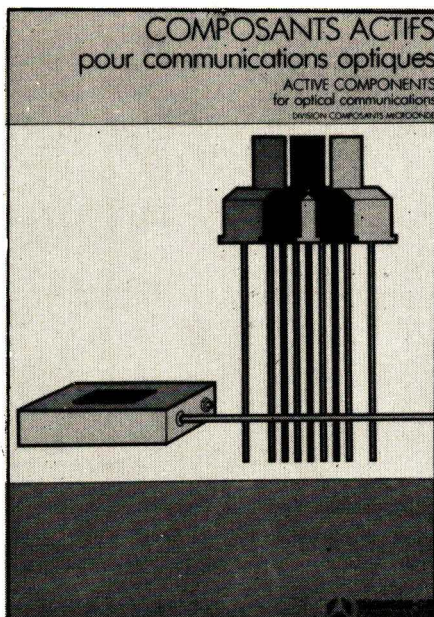
SERVICE-LECTEURS N° 102

Catalogue « composants optiques » Thomson CSF

Une nouvelle édition du catalogue « Composants Actifs pour Communications Optiques à 0,84 μm » vient d'être publiée par la Division Composants Micro-onde de **Thomson-CSF**.

Ce catalogue regroupe, sur 108 pages, 25 notices consacrées aux « DEL » et photodiodes PIN et aux émetteurs à diode laser.

A noter tout particulièrement, parmi les diodes électroluminescentes et les photodiodes PIN décrites dans ce catalogue, une nouvelle série



de dispositifs à sortie « fibre amorce » conçue pour les liaisons avec des fibres CVD de faible diamètre (50-125 μm). A souligner également une gamme d'émetteurs à DEL, associés à des récepteurs à photodiodes PIN, qui autorise des bandes de 30 Hz à 30 MHz ou des débits de 0 à 5 M-bits/s. Elle est préadaptée à l'électronique et bénéficie des performances des composants discrets.

Par ailleurs, la famille des émetteurs et têtes optiques à diode laser a été complétée par des dispositifs à bande élargie offrant 1-2 ou 3 mW de puissance de sortie.

Thomson-CSF, Division Composants Micro-onde, 101, boulevard Murat, 75781 Paris Cedex 16.

SERVICE-LECTEURS N° 103

Catalogue Cabeltel

Ce catalogue présente, sur 92 pages, l'ensemble de la gamme des fils et câbles de fabrication courante chez **Cabeltel**. Il est divisé en 3 chapitres : fils de câblage, coaxiaux et multicoaxiaux, multiconducteurs pour l'électronique et l'informatique.

On peut remarquer, parmi les nouveautés présentées, dans le domaine des fils de câblage, une gamme étendue de câbles isolés polyimide monofilaires blindés ou non, bi et trifilaires avec possibilité d'enduction FEP-PTFE ou vernis polyimide, et un large choix d'âmes : cuivre rouge, cuivre argenté, cuivre nickelé flash argent, cuivre nickelé, ainsi qu'une nouvelle gamme de fils de câblage KZS isolés au PTFE, sur une âme en fils répondant aux caractéristiques de la norme NFC 93523, et un éventail très large de fils isolés élastomère de

silicone dénudables sur machines automatiques, nommés Taurisil G — fils isolés PCV homologués UL et CSA, style 1007 et 1011, CSA TR 64 et CSA TR 32 — de fils pouvant subir des opérations d'imprégnation et polymérisation de vernis, type Taurither D5, des câbles de compensation, pour la majorité des thermocouples d'usage courant.

On trouve encore une gamme complète de câbles optiques, pour applications industrielles, pour courtes et moyennes distances (jusqu'à 1 500 mètres) et pour longues distances (jusqu'à 5 000 mètres).

On remarque enfin l'extension de la gamme des câbles de télécommande qui comprend, en plus des modèles déjà connus, les compositions en version blindée à 2, 3 et 4 conducteurs, dans les sections 0,22 mm², 0,34 mm², 0,60 mm², 0,9 mm² et 1,4 mm².

Cabeltel, 50, rue J.-P. Timbaud, B.P. 301, 92402 Courbevoie.

SERVICE-LECTEURS N° 104

Manuels Efcis ... en français

Continuant son effort de « francisation » de documentations techniques habituellement disponibles en anglais, **Efcis** présente maintenant quatre nouveaux manuels pour les utilisateurs des systèmes de développement THEMIS, EXORciser ou EXORMacs. Il s'agit :

- du manuel de référence du macroassembleur pour le développement de programmes tournant sur le EF 6800, 6801, 6805 et 6809 (réf. EM 6800/ 1/5/9 MASR) ;

- du manuel de programmation pour le langage structuré de « haut-niveau », MPL, utilisé dans de nombreux cas pour la mise au point rapide de programmes complexes (réf. EM 68 MPLR) ;

- du manuel « éditeur de liens » permettant la réunion de plusieurs blocs programmes (réf. EM 68 LLD) ;

- du manuel MDOS 3.0 recouvrant les possibilités du système d'exploitation MDOS (réf. MDOS 3.0).

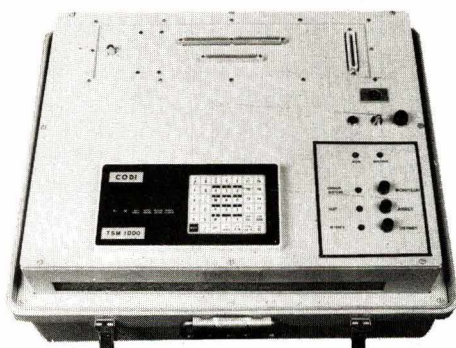
Ces quatre manuels sont disponibles sur simple commande adressée à :

EFCIS/DAP, B.P. 217, 38019 Grenoble Cedex.

SERVICE-LECTEURS N° 105

Le test électronique portable!

TSM
1000



RAPY

- PUISSANT :** 256 voies E/S logiques ou analogiques
96 K octets de programmes
- FIABLE :** programmes sur mémoires intégrées
- ECONOMIQUE :** adaptable à de nombreuses applications car modulaire

CODI
MAINTENANCE
CODI S.A.

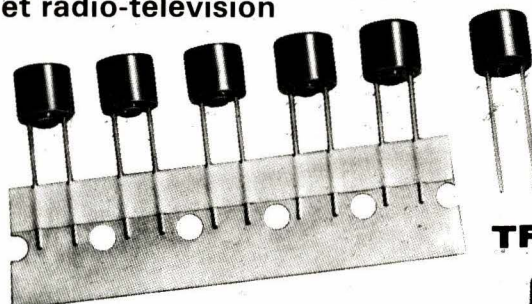
63-69, rue du Général de Gaulle
78300 POISSY (France)
Tél. : (3) 979.26.41
Télex 696 452 F

SERVICE-LECTEURS N° 214

FUSIBLES MINIATURES



pour industries électroniques
et radio-télévision



TR 5

- livrables en bandes pour implantation automatique, ou en vrac pour soudage sur C.I.
- fusion rapide et retardée
- valeur : 50 mA...4 A
- homologation SEMKO demandée
- dimensions : 8 x Ø 8,5 mm
entr'axe : 5,08 mm

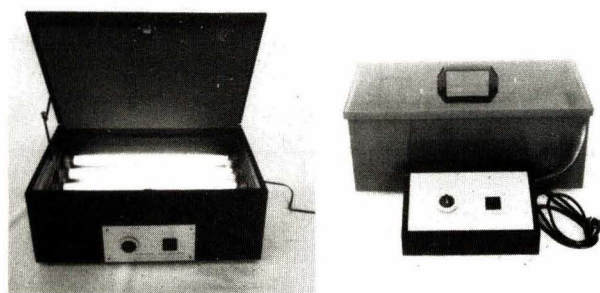


A. JAHNICHEN
27 rue de Turin 75008 PARIS
Tél: 387-59-09



SERVICE-LECTEURS N° 216

FAITES VOS CIRCUITS IMPRIMES VOUS
MEMES PROTOTYPES ET PETITES SERIES
AVEC NOS MACHINES DE QUALITE
PROFESSIONNELLE QUI SONT LES PLUS
ECONOMIQUES DU MARCHE INTERNATIONAL



SF 415. Châssis à insoler les circuits imprimés S. utile, 41x28 cm. 1580 frs.
Modèle SF 420 A, 56x30 cm. 1920 frs.
DF 815. Châssis double face, 5950 frs.
GM 421 A. Graveuse simple et double face fonctionnant à mousse de perchlore de fer, 2150 frs. Prix HT.

Documentation sur simple demande.

Ecrivez-nous.

MARVYLEC ELECTRONIQUE

6, rue de la Marne. 95460 EZANVILLE.

SERVICE-LECTEURS N° 215

INDEX DES ANNONCEURS

ALMEX	46	JAHNICHEN	114
BFI	91-121	JULES RICHARD-PEKLY	62
BRADY	124	KEITHLEY	54
CODI	114	KONTRON	45
DEUTA FRANCE	82	MARVYLEC	114
DIGITAL EQUIPMENT	131	METRIX	132
DIODE FRANCE	82	RCA	2
EFCIS	4	RTC	110
ELECTRO-CONCEPT	62	SDSA	92
EQUIPEMENTS SCIENTIFIQUES	125	SIEMENS	30
E.T.S.F.	98	SINCLAIR	80-81
F2-G2	54	SOAMET	92
FLAGELECTRIC	126-131	TEXAS-INSTRUMENTS	70
GOULD	28-29		

Les applications, tant industrielles que grand-public, des thyristors et triacs sont bien connues et largement diversifiées. Il n'est pas inutile, cependant, de rappeler quels peuvent être les circuits de base pour quelques applications-type. Les schémas développés ci-après pourront jouer ce rôle d'aide-mémoire.

Quelques applications des thyristors et triacs

Chargeur de batterie

Dans le montage proposé à la figure 1, lorsque la batterie est déchargée, la tension présente sur le curseur de R_3 est plus basse que la tension de Zener de D_5 ; le thyristor Th 1 est alors conducteur.

En revanche, lorsque la tension de la batterie s'accroît, la tension sur le curseur de R_3 excède la tension de Zener de D_5 , et Th 2 est à son tour déclenché. La charge est alors stoppée. Le courant de charge peut être réglé au moyen de R_1 .

Gradateur de lumière

Dans ce gradateur, destiné aux ampoules électriques à filament, la diode D déclenche le triac TR lorsque la tension aux bornes de C_3 at-

teint la tension de seuil du triac. L'angle de fonctionnement est déterminé par R_3 , tandis que R_4 aide à réduire l'hystérésis.

Le filtre constitué de L, C_1 et C_2 abaisse le niveau des interférences radio-fréquence.

Enfin, R_1 prévient l'instabilité qui pourrait se manifester lorsque la charge est une lampe de faible puissance.

Commande de vitesse pour moteur

Ce montage fonctionne en demi-alternance. La tension de référence sur le curseur de R_2 fixe la valeur de la vitesse. Le circuit compare cette tension avec la force contre-électromotrice du moteur. Lorsque la ten-

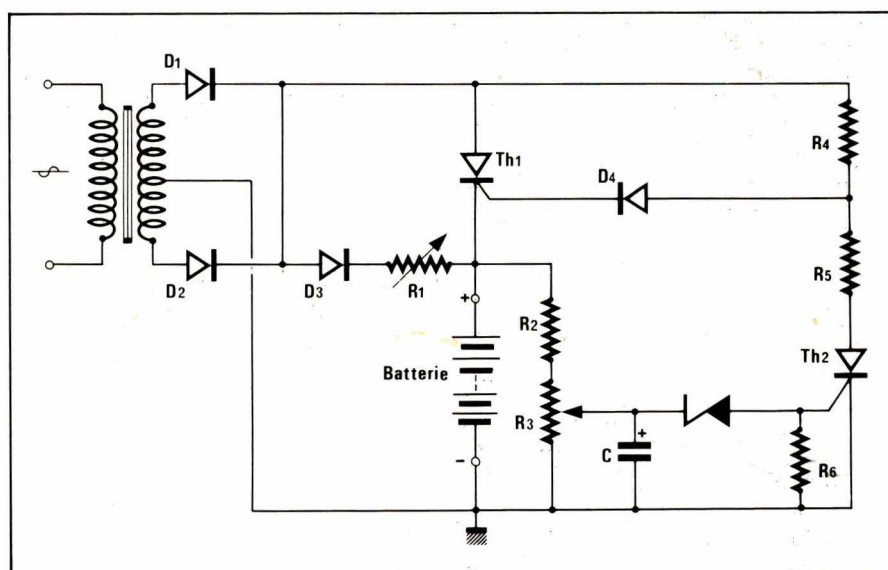


Fig. 1

sion de référence excède la somme de la f.c.é.m. et de la tension de Zener de D_3 , la thyristor auxiliaire Th_1 est rendu conducteur et le condensateur C_2 se décharge dans le thyristor de puissance Th_2 .

Lorsque la valeur de la charge augmente, la vitesse du moteur et sa f.c.é.m. tendent à décroître et Th_2 est déclenché plus tôt. La tension de Zener de D_3 doit être choisie entre 5 et 10 V ; Th_1 est un BRX 44 X, avec $I_{GT} \leq 50$ microampères.

Commande de vitesse pleine-alternance

La vitesse du moteur est ici encore fonction de la tension de référence sur le curseur de R_2 . Le circuit compare cette tension avec la f.c.é.m. développée par le moteur. Quand la tension de référence excède la somme de la f.c.é.m. et de la tension de Zener de D_4 , Th_3 se déclenche et le condensateur C se décharge dans Th_1 et Th_2 . Lesquels sont alternativement déclenchés, lorsque leurs anodes viennent à être positives. Le montage s'adapte à tous les types de moteurs continus à balais : à aimant permanent, types série ou shunt. Dans ce dernier cas, la connexion s'effectue entre A et B.

Attention cependant : un interrupteur de sécurité est à prévoir dans le circuit de déclenchement ; dans le cas des moteurs « shunt » en effet, en absence de champ et lorsque le moteur n'est pas chargé, la vitesse augmente rapidement et peut entraîner la destruction du même moteur.

D'après une documentation TAG.

SERVICE-LECTEURS N° 110

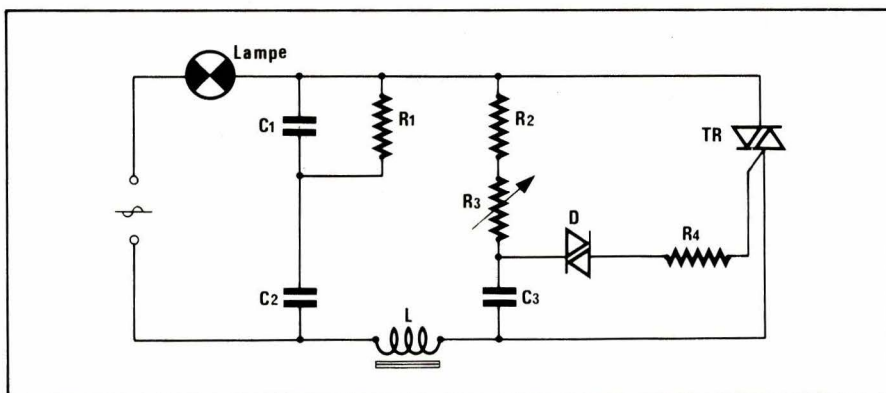


Fig. 2

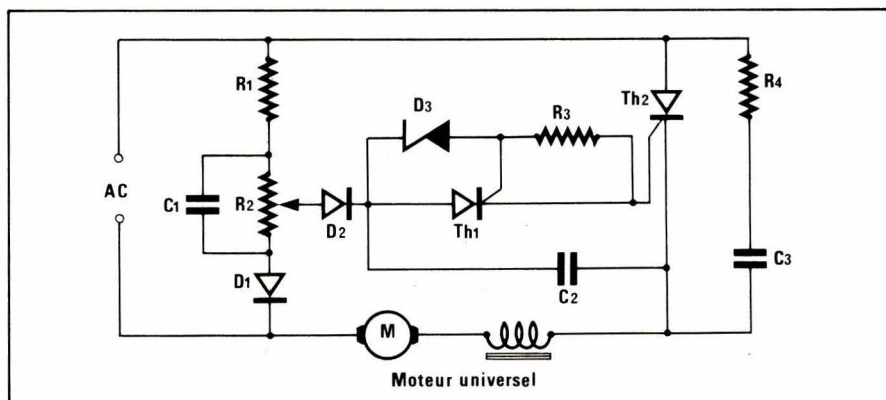


Fig. 3

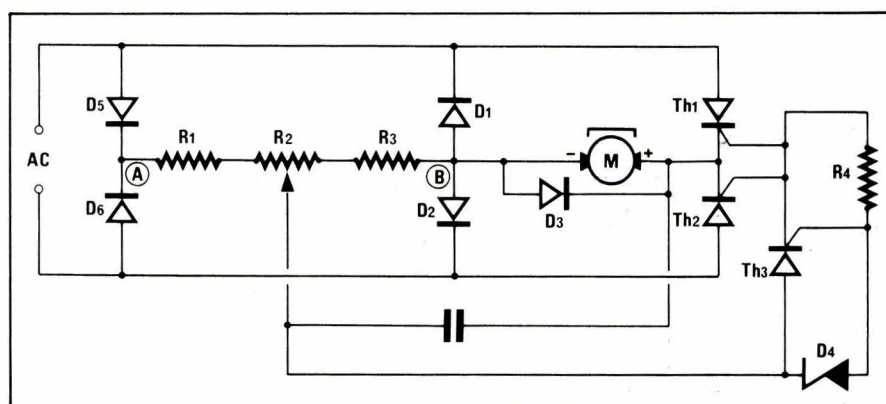


Fig. 4

Critérium de la meilleure application

Rappelons à nos lecteurs qui participent au concours de la meilleure application des circuits intégrés SAA 1250, SAA 1251, TEA 1009 à une télécommande par infra-rouge que le dernier délai pour l'envoi de leur projet est fixé au 15 février 1982...

... Et que nous leur souhaitons le succès !

NOUVEAUTES

Vobulateurs 1 GHz

Les modèles « 1080 » (50 Ω) et « 1081 » (75 Ω) sont capables de balayer la gamme de 1 à 1 000 MHz sans commutation d'oscillateurs et selon trois modes de fonctionnement :

- balayage total ;
- ΔF ;
- porteuse pure.

Dans le mode balayage total, les fréquences extrêmes sont fixées à 1 MHz et 1 000 MHz respectivement et un marqueur variable commandé par un potentiomètre 10 tours est présenté sur un affichage électroluminescent à trois chiffres (plus un).

En poussant simplement le bouton de fonction pour enclencher le mode ΔF , les commandes et indicateur de fréquence deviennent ceux de la fréquence centrale de balayage. Le balayage peut être ensuite élargi de 200 kHz à 1 000 MHz selon les besoins.

Le « 1080 » a un niveau de sortie variable de +13 à -70 dBm visualisé sur un affichage à trois chiffres avec une résolution de 0,1 dB.

Un circuit original de zéro automatique corrige la dérive en fréquence à long terme par action périodique sur la fréquence de l'oscillateur. Vitesse de balayage, amplitude et largeur de marqueur sont réglables par l'opérateur.

Des marqueurs harmoniques contrôlés par quartz à 1, 10 et 100 MHz sont incorporés et peuvent être utilisés pour calibrer avec précision la fréquence de sortie des modèles 1080 et 1081. La précision de fréquence sans calibration est meilleure que 10 MHz.

Wavetek-Elexo

SERVICE-LECTEURS N° 082

Analyseurs logique et de signature

L'analyseur logique « LA 1020 » 16 voies fonctionne à une fréquence de 20 MHz en mode synchrone, ou de 1 Hz à 10 MHz en mode asynchrone.

Sa profondeur mémoire est de 250 mots de 16 bits. Très facile à utiliser : un seul bouton commute 90 % des fonctions, l'utilisateur

peut lire les valeurs mesurées en codes : binaire, octal, décimal ou hexadécimal et visualiser simultanément les états logiques de 16 mots sur un oscilloscope.

Le déclenchement peut s'effectuer d'après la configuration déterminée par la position de 16 commutateurs (niveau 1-0 ou indifférent). Deux qualificateurs pour les voies A et B (2 x 8 voies) sont disponibles. Des sondes à niveau logique, TTL ou C.MOS sont disponibles ainsi qu'une sonde permettant la qualification sur 16 voies supplémentaires.

De la même firme, l'analyseur de signature SA 1010 est plus spécialement destiné à la maintenance ou au contrôle de production de circuits logiques. Il produit à des points test prévus par le constructeur des circuits mesurés des signatures visualisées sur un afficheur hexadécimal à 4 caractères.

Il fonctionne à 20 MHz avec des niveaux TTL ou C.MOS commutables sur la sonde de mesure.

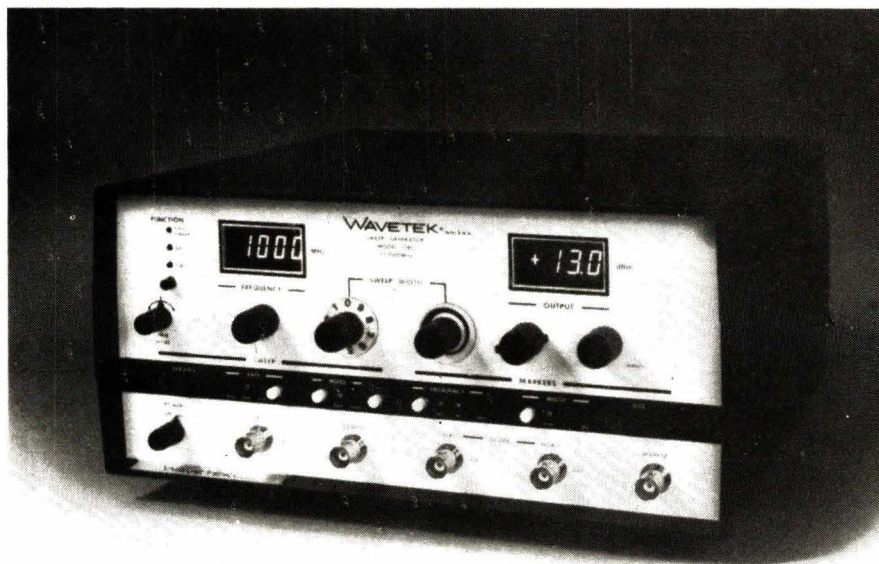
Quant à l'analyseur LA 1025, il comprend dans le même coffret, l'analyseur logique LA 1020 et l'analyseur de signature.

Enfin, dernier né de cette gamme, le LA 1000 est un appareil multifonction qui comprend dans le même coffret :

- un analyseur logique une voie qui visualise sur un écran 5 digits un flot de données ; un digit indique la « page » ;
- un analyseur de signature ;
- un fréquencemètre de 30 MHz pour mesure de signaux TTL avec résolution de 1 Hz et changement de gamme automatique ;
- un voltohmmètre 2000 points à changement de gamme automatique.

B + K Precision — Generim

SERVICE-LECTEURS N° 083



Processeur de visualisation

Deux circuits spécifiques, le « VIN » et le « GEN », sont maintenant échantillonnés. Ils assurent la réception sur moniteur ou téléviseur des services Antiope et Télétel.

On dispose de 25 ou 21 rangées de caractères (8 X 10), 128 caractères alphanumériques, 64 caractères graphiques pleins, 64 caractères graphiques séparés, 8 couleurs, double largeur, double hauteur, inversion vidéo, clignotement, souligné, incrustation, masquage, roulement haut et bas, et visualisation du curseur.

Construction d'une unité de visualisation complète avec seulement 4 composants :

1 X GEN, 1 X VIN, 2 mémoires standards RAM 1 K X 8 (300 ns), extension très aisée du répertoire en utilisant des mémoires ROM ou RAM 1 K X 8 pour : 96 caractères alphanumériques supplémentaires, 96 caractères graphiques supplémentaires.

Liaison avec microprocesseur :

mode asynchrone suivant philosophie des périphériques 6 800.

Base de temps :

horloge à la demi-fréquence point (3,5 MHz), par quartz local ou horloge externe asservie, entrée de synchro-trame.

Ces deux circuits se présentent sous la forme de boîtiers 40 broches alimentés par une source unique de + 5 V.

Efcis

SERVICE-LECTEURS N° 084

Analyseurs-générateurs de séquences logiques

Les systèmes de la série DAS 9 100 regroupent une famille entière de produits d'analyse numérique. La famille comprend un châssis et une série de modules à partir desquels l'utilisateur peut configurer un instrument spécialisé. De plus, un châssis spécifique, sans clavier ni écran, est disponible pour intégration dans un système informatisé déjà existant. L'extension ultérieure est bien entendu possible par adjonction de modules supplémentaires. Cela permet à l'utilisateur d'adapter exactement son

équipement aux besoins de sa réalisation en cours et de modifier ou d'étendre les capacités pour d'autres applications futures.

Quatre modules d'acquisition et deux modules de génération de patterns sont déjà offerts.

Les performances sont les suivantes :

- vitesse d'acquisition : résolution en temps 1,5 ns (bande équivalente d'échantillonnage 660 MHz) ;
- profondeur : 2 048 mots pour le module 330 MHz ;
- possibilité de fonctionner simultanément en synchrone et asynchrone sur des modules différents ;
- autotest : 3 niveaux de test sont disponibles de façon à déterminer directement le composant ou la fonction défectueux.

Cela donne à l'utilisateur un confort et une sécurité d'exploitation inégalés jusqu'à présent et autorise une maintenance encore plus rapide et plus efficiente.

Tektronix

SERVICE-LECTEURS N° 085

Générateur vobulé

Le modèle « 528 » a une gamme de fréquences de 0,001 Hz à 20 MHz et fournit des formes d'ondes sinus, carrés, triangles, carrés positifs ou carrés négatifs. La rampe auxiliaire est aussi disponible sur la sortie du générateur principal.

On peut encore faire varier la symétrie d'un signal et déclencher le générateur par une impulsion ou une porte (mode « Gate ») extérieure.

La tension de sortie du générateur principal est de 30 V crête-à-crête en circuit ouvert, ou 15 V crête-à-crête dans 50 Ω et peut être atténuée de 80 dB de manière continue.

On peut superposer une tension d'offset de ± 15 V en circuit ouvert ou $\pm 7,5$ V dans 50 Ω .

Dans tous les cas, il y a une sortie synchrone du signal principal disponible.

Le générateur de rampes interne est utilisé pour vobuler au choix et dans les deux sens le générateur principal. En vobulation linéaire, on peut aller jusqu'à un rapport 1 000, en vobulation logarithmique jusqu'à un rapport 100 000.

Les fréquences de départ et d'arrêt sont fixées de manière indépendante.

Cette vobulation peut se faire aussi en mode manuel ou par une rampe extérieure.

Le générateur de rampe peut aussi être utilisé pour déclencher le générateur principal, et le générateur « 528 » devient ainsi un générateur d'impulsions positives ou négatives, trains d'impulsions ou impulsions uniques, avec réglage de la phase de démarrage.

Racal Dana

SERVICE-LECTEURS N° 086



Alimentations de secours

Ces appareils concernent un grand nombre de secteurs de l'industrie et sont proposés en quantités importantes, et normalisées.

En effet, toute entreprise possède un certain nombre d'équipements vitaux dont le fonctionnement ne peut être interrompu sans inconvénient majeur. En se substituant automatiquement au réseau électrique en cas de panne, « **VigiMaster** » garantit l'alimentation permanente de ces équipements. Le délai d'intervention est de 30 ms.

« **VigiMaster** » résulte de l'intégration, dans un boîtier de faible encombrement, de trois éléments distincts :

- un onduleur alimenté par une batterie extérieure ;
- un chargeur alimenté par le réseau ;
- un système de commutation électronique rapide.

En fonctionnement normal (présence du réseau), « **VigiMaster** » transmet l'énergie réseau à l'appareil qu'il protège et charge simultanément la batterie.

En fonction secours (défaillance du réseau), « **VigiMaster** » transforme l'énergie batterie en tension alternative et se substitue au réseau.

La commutation entre les deux régimes est automatique dans les deux sens.

« **VigiMaster** » existe en version standard pour toutes puissances comprises entre 125 VA et 2 kVA, 110 ou 220 V, 50 ou 60 Hz, pour une durée de fonctionnement en secours de 15 mn à 7 h et plus.

E.A.S.

SERVICE-LECTEURS N° 087

Imprimante thermique

L'imprimante thermique « modèle 820 » pilotée par microprocesseur, peut être utilisée avec tous les indicateurs numériques de tableau, multimètres, compteurs et autres instruments ayant une sortie BCD.

La 820 peut imprimer sur 20 colonnes à des vitesses allant jusqu'à 1,5 lignes par seconde. Elle a quatre modes de fonctionnement

sélectionnés par commutateur : BCD parallèle, BCD série, système et test.

Disponible avec 45 modèles de caractères, elle permet d'afficher en plus des valeurs numériques de la mesure des symboles physiques tels que °C, RAD, DEG, dB, %, V, A, W, Hz, etc.

Elle possède une horloge journalière standard qui permet l'impression du temps en regard de la mesure. Sa consommation est de 18 W en cours d'impression et de 6 W au repos. Parmi ses autres avantages, on notera un générateur d'intervalles de temps standard, un témoin de fin de papier, l'affichage possible des jours ou de numéro d'ordre.

L'ensemble de l'imprimante est dans un boîtier en aluminium aux normes DIN 96 X 96 ce qui la rend bien adaptée aux applications dans des milieux industriels électriquement perturbés.

Newport Electronique

SERVICE-LECTEURS N° 088

Terminal intelligent

Ce système, construit autour de deux microprocesseurs Z-80, dispose d'une capacité mémoire interne de 64 K et est doté d'une double unité de disques souples (700 Ko), d'un écran de 30 cm (24 lignes de 80 caractères) et d'un clavier intégré de 128 codes ASCII. En outre, il est pourvu du système d'exploitation CP/M 2.2, d'un puissant éditeur de textes, d'un assembleur et d'un formateur de disque. De plus, à l'aide de l'adaptateur de bus S100, il est possible d'adjoindre tout équipement adapté : des mémoires de grandes capacités le plus souvent.

Enfin, il peut supporter tous les logiciels courants d'applications écrits en Basic, Fortran et Cobol.

Ce modèle dispose d'une interface principale RS 232C, d'une interface auxiliaire RS 232C simplifiée, pour imprimante notamment, et en option d'une interface parallèle **Centronics**.

L'interface série travaille en mode « half » ou « full duplex » de 110 à 9 600 bauds.

Geveke Electronique

SERVICE-LECTEURS N° 089

Capteur opto-électronique « intelligent »

Ce circuit intégré monolithique à haute densité est appelé : capteur ABC (« **A**utomatic **B**rightness **C**ontrol »).

Il tire son appellation de sa principale fonction, qui est de contrôler la luminosité des afficheurs (semi-conducteurs, plasma, incandescents, fluorescents) en fonction de la lumière ambiante.

L'OPL 100 possède une photodiode de 1,7 mm² de surface sensible, intégrée à un amplificateur linéaire de courant, compensé en température, un amplificateur opérationnel, un générateur de dents de scie ajustable en fréquence, quatre comparateurs, un verrou, un circuit de sortie TTL en configuration totem pole, et un régulateur de tension, le tout sur une seule puce.

Ce circuit possède une sortie analogique et une sortie digitale. La sortie analogique donne un signal amplifié de 0 à V_{cc}, du courant de la photodiode, en fonction de l'irradiance.

La sortie digitale délivre un signal carré, de 0 à V_{cc}, dont le facteur de forme est fonction de l'irradiance qui peut varier de 0 à 100 %.

La fréquence du signal carré peut être modifiée en changeant la valeur de la résistance et du condensateur connectés à la sortie 5.

La sensibilité de l'OPL 100 peut être ajustée à l'aide d'une résistance extérieure dans un rapport d'à peu près 1 à 50.

Une entrée de déclenchement du générateur de dents de scie rend possible deux modes d'opération : synchrone et asynchrone. Ainsi le générateur peut fonctionner librement ou être remis à zéro à chaque impulsion de déclenchement ou bien même être maintenu aux niveaux logiques « 0 » ou « 1 ».

Ce produit est tout d'abord destiné au marché du contrôle de la luminosité des afficheurs et des diodes visibles dans l'automobile, l'instrumentation, l'appareillage de mesure, l'industrie, etc.

TRW - Optron-CP Electronique

SERVICE-LECTEURS N° 090

Convertisseur N-A 14 bits

Né du mariage de technologies avancées et d'une architecture sophistiquée, l'ICL 7134 est le premier convertisseur numérique analogique (CN/A) capable d'offrir simultanément :

- résolution et linéarité : 14 bits (0,003 %) ;
- aucun ajustement : pleine échelle pré-réglée (à 0,006 % max.), version bipolaire ne nécessitant aucun composant supplémentaire ;
- réalisation monolithique en C.MOS à grille silicium ;
- temps d'établissement de 1 μ s ;
- interface à double tampon permettant une liaison directe microprocesseur et/ou logique ;
- faible consommation ;
- alimentation unique : + 5 V.

Plutôt que d'ajuster les résistances du réseau R/2R à l'aide d'un faisceau laser (technique lente et donc coûteuse), c'est une technique numérique qui a été retenue. Deux convertisseurs N/A supplémentaires ont été introduits sur la puce de l'ICL 7134, l'un afin de corriger la non linéarité du réseau R/2R, l'autre pour ajuster la pleine échelle en injectant plus ou moins de courant en sortie. Ces deux CN/A sont « personnalisés » pour chaque ICL 7134 au cours du test final en programmant deux mémoires qui contiennent les corrections à apporter pour les différentes valeurs numériques d'entrée.

Intersil

SERVICE-LECTEURS N° 091

Cartes de commande de moteur pas à pas

Les deux cartes micropas « MIF 012 » et « MIF 013 » fournissent des sorties correctement séquencées pour la commande bidirectionnelle des moteurs pas-à-pas SLO-SYN. Utilisés avec les cartes de commande DRF 003, ces translateurs micropas contrôlent la magnitude du courant dans les enroulements du moteur pour effectuer des résolutions de pas jusqu'à 0,1125 degré. Les entrées de ces cartes sont isolées par couleur opto. La résolution d'angle de pas

est de 2 000 pas pour la carte MIF 012 et 3 200 pas pour la carte MIF 013. Ce type de commande de moteur pas-à-pas élimine tout phénomène de résonance.

Tout comme les cartes MIF 012 et MIF 013, la carte translateur TRF 100 associée à la carte de commande de puissance DRF 100 permet la commande bidirectionnelle des moteurs pas-à-pas. Cette carte TRF 100 fonctionne à partir d'une source d'impulsions fournie par l'utilisateur ou délivrée par la carte oscillateur OSF 010. Cette carte permet le fonctionnement du moteur au pas entier avec deux bobinages alimentés ou au pas entier avec un bobinage alimenté ou au demi-pas. Le contrôle de la résonance primaire élimine pratiquement la perte de couple aux basses vitesses.

Texas-Instruments

SERVICE-LECTEURS N° 092

Filtre de table programmable

Le « PDF 3700 » est un filtre 2 voies de table, mais aussi programmable.

Un scrutateur permet d'incrémenter ou de décrémenter la fréquence de coupure comme on le ferait avec un vernier.

Mais les valeurs pourront être aussi entrées d'une façon décimale avec une résolution importante de 3 digits.

Le PDF 3700 est présenté sous trois modèles de pente : 48, 80 et 115 dB/octave, de type Butterworth ou elliptique.

Ils effectuent les fonctions : passe-haut, passe-bas, passe-bande et réjecteur de bande.

La série PDF 3700 est équipée en standard de l'interface IEEE 488 qui permet d'utiliser le filtre en tête d'un système d'acquisition programmable.

Ces filtres sont caractérisés par leur faible ondulation, inférieure à 0,01 dB et du très faible déphasage entre voies.

Difa—Tekelec - Airtronic

SERVICE-LECTEURS N° 093

Source étalon tension-courant

La source étalon « 103 » se présente comme l'appareil de référence convenant à de nombreuses applications, tant en mode manuel que programmé :

- générateur de stimuli de tension et de courant ;
- étalonnage de chaîne de mesure ;
- mesure de résistance ;
- simulation de capteurs (thermocouples, standard 4 à 20 mA, etc.).

Caractéristiques :

- trois gammes de tension : 1.1 – 11 et 110 V ;
- trois gammes de courant : 1.1 – 11 et 110 mA ;
- inversion de polarité ;
- trois valeurs de compliance en tension et courant ;
- protection court-circuit avec indicateur LED ;
- mémorisation de 20 configurations ;
- balayage de la tension, du courant et des mémoires ;
- incrémentation/ décrémement ;
- calcul de pourcentage ;
- programmation IEEE 488.

Pour faciliter les mesures répétitives, la valeur de la tension ou du courant peut être entrée en mémoire et affectée d'une adresse choisie de 01 à 20.

Deux modes de balayage, monocoup et relaxé, engendrent une variation automatique du paramètre de sortie ou des mémoires, entre deux limites fixées.

Le pas de balayage du paramètre de sortie est celui de l'incrément choisi, la durée du pas étant de 250 ms. Lors du balayage, une tension auxiliaire, disponible sur le panneau avant, varie de 0 à 5 V à raison de 5 mV par pas, pour 1 000 pas au maximum.

Le balayage des mémoires est réalisé sur 20 pas au maximum, la tension auxiliaire progressant de 250 mV par pas.

Adret

SERVICE-LECTEURS N° 094

Régulateurs de tension réglables

Voici commercialisés trois nouveaux régulateurs de tension flottants tripolaires, de structure monolithique et réalisés en boîtier acier TO3 2 broches.

Ces régulateurs « LLM 317 », « LLM 350 » et « LLM 338 » délivrent des tensions de sortie réglables de 1,2 V à plus de 30 V avec des courants maxima disponibles, respectivement, de 1,5 A, 3 A et 5 A.

Ne demandant que deux résistances extérieures pour obtenir la tension de sortie désirée, ils sont d'un emploi aisé et évitent l'approvisionnement et le stockage de plusieurs régulateurs de tensions différentes.

Munis d'une limitation de courant, d'une protection thermique et d'une protection de l'aire de sécurité des transistors de sortie, ils présentent le maximum de sécurité d'emploi.

Lambda.

SERVICE-LECTEURS N° 062

Carte d'extension mémoire

Ce nouveau système d'extension mémoire est compatible matériel et logiciel pour la série d'ordinateurs PDP 11/70 de Digital Equipment.

Référencé MK8070, le système présente une capacité de 64 K-mots $\times$ 39 bits (32 données, 7 ECC) construite autour de la technologie RAM dynamique.

La carte d'extension permet aux 4 M-octets de mémoire adressable du PDP 11/70 d'être contenus dans un boîtier MK11. La MK 8080 peut être utilisée dans tout MK 11, avec possibilité d'adjonction directe (s'il n'y a pas d'imbrication, 2 canaux externes ou 4 canaux externes).

Elle offre l'indication par LED de l'état de la ligne avec sélection par le contrôleur et par le commutateur en/hors ligne.

La ML 8070 fait partie d'une gamme étendue de cartes d'extension mémoire pour applications OEM et utilisateurs des ordinateurs de Digital Equipment et de Data General.

Mostek.

SERVICE-LECTEURS N° 063

EQUIPEMENTS ET PRODUITS

« Data-logger » enregistreur

La gamme « Digistrip » de capacité 128 voies, s'apparente à la fois à un « Data-Logger » et à un enregistreur multipoints. Elle présente l'avantage d'offrir des résultats numériques en clair. Elle est pourvue de programmes mathématiques standard et permet la linéarisation de signaux, des calculs de moyennes, d'intégration, de totalisation, etc.

Commandée par clavier frontal, elle ne requiert la connaissance d'aucun langage machine particulier et est munie d'alarmes, d'interface standard RS 232C, etc.

Le Ramp System comporte une unité centrale et autorise l'emploi de scrutateurs séparés portant la capacité du système à 640 voies. Les scrutateurs pourront être distants de 1 500 m de l'unité centrale qui, par ailleurs, offre les mêmes possibilités de traitement et de calcul que la gamme Digistrip.

Kaye Instruments/Europavia.

SERVICE-LECTEURS N° 064

Calculateur de coût téléphonique

Pour ceux que les factures des PTT laissent perplexes, voici un remède efficace : le « calculateur électronique de coût téléphonique ».

— Pratique, il est posé à côté du téléphone.

— Simple : trois touches sont à actionner : tarif (suivant la zone de votre appel), début de la communication, fin (raccrochant).

— Economique : le prix de la conversation défile sous les yeux de l'utilisateur, freinant les utilisateurs les plus bavards. Et grâce à sa mémoire, on peut connaître à tout moment le coût total des appels.

Cet appareil, « RED 4 », garanti un an, fonctionne pour tous les appels en métropole.

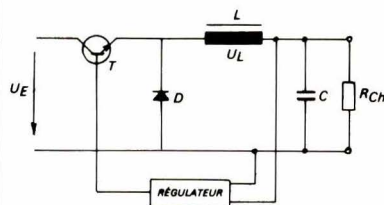
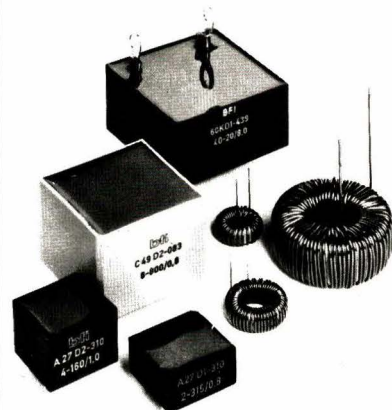
Redco.

SERVICE-LECTEURS N° 065

bfi 

SELFS

de LISSAGE sur TORE
pour ALIMENTATION
à DÉCOUPAGE



GAMMES de FONCTIONNEMENT :

- depuis 0,2 à 80 A
- Valeurs de self :
entre 50 mH et 2 μ Henry
- Pour des fréquences
de 10 kHz à 300 kHz

Agent exclusif :

BFI Electronique

9, RUE YVART - 75015 PARIS

TÉL. : 533-01-37 +

SERVICE-LECTEURS N° 217

Terminal portable

Le « Miniterm 2320 » est un terminal portable 1 200 bauds équipé d'une imprimante thermique bidirectionnelle 160 cps, 80 ou 132 colonnes et d'un clavier à 128 caractères ASCII doté de 6 touches fonctions programmables.

De plus, cet équipement possède 8 Ko de mémoire ROM permettant à l'utilisateur OEM de créer ses propres applications.

Bâti autour d'un microprocesseur Intel le Miniterm 2320 utilise une tête thermique d'impression en technologie couche mince et matrice 5 X 9.

De plus, il dispose d'une mémoire non volatile, sauvegardée par une batterie incorporée. En définissant une clé de fonction pour la définition des textes, l'utilisateur peut automatiquement se connecter à un réseau de communication et répondre à de simples formulaires.

Un coupleur acoustique commutable 300/1 200 bauds est intégré au Miniterm 2320. Une fiche spéciale permet, sur option, de se connecter directement à un poste téléphonique, ajoutant ainsi une facilité supplémentaire pour le transfert des informations.

Sur option également, le terminal peut être équipé de l'impression graphique, de claviers APL ou nationaux (TTY en standard) et d'une mémoire tampon de 4 K pouvant être étendue à 8 K-octets.

En plus de tous les débouchés propres au terminal portable, cet équipement sera apprécié des utilisateurs attachés à la compacité et au silence du matériel, par exemple dans les environnements de bureaux...

Computer Devices/Geveke.

SERVICE-LECTEURS N° 066

Alimentations de puissance

En plus d'une large gamme de produits qui s'étend de l'alimentation pour circuit imprimé de très petites dimensions aux alimentations de laboratoire, simple, double ou triple, cette série d'alimentations à régulation série baptisée « CN3A 200S » qui se caractérise par :

- des dimensions et fixations compatibles avec pratiquement tous les modèles actuellement commercialisés ;
- un taux de régulation en charge de 0,2 % ;
- un taux de régulation en fonction de la tension secteur de 0,27 % ;
- un bruit maximum de sortie à vide ou en charge de ≤ 3 mVeff. ;
- une accessibilité des composants intéressante ;
- une sortie sens + et sens - ;
- un réglage de la tension et du courant de sortie.

Une autre particularité intéressante de cette nouvelle famille d'alimentation et due au fait que le client peut choisir lui-même (à la commande) en fonction de la puissance qui est toujours de 200 W la tension et le courant de sortie d'autant que ces derniers sont réglables par lui-même dans une grande plage.

En outre, cette série CN3A 200S peut être choisie avec sortie simple, double ou triple soit par exemple : 5 V — 40 A, ou ± 12 V — 8 A, ou 24 V — 8,3 A ou 5 V — 20 A, + 12 V — 4 A, ou encore 5 V — 4 A, ± 15 V — 3,3 A.

CNB Electronique.

SERVICE-LECTEURS N° 067

Centrale de mesure

Cette centrale de mesure d'usage général centralise jusqu'à 100 entrées analogiques telles que millivolts en provenance de thermocouples et autres capteurs bas niveau, tensions, courants et sondes résistives à des vitesses jusqu'à 14 points par seconde. Les signaux sont conditionnés et visualisés sur un affichage LED. L'imprimante thermique incorporée imprime directement en unités physiques faciles à interpréter.

Le système peut recevoir jusqu'à 250 valeurs d'alarme, parmi lesquelles quatre peuvent être assignées à n'importe quelle entrée analogique ou BCD. La souplesse d'emploi de la centrale 235 se prolonge grâce à sa possibilité standard de communication série (CCITT V23) et à un choix d'entrées/sorties numériques en option.

Les entrées analogiques sont basées sur le concept « FEM ». Le « FEM », ou module d'entrée analogique, est un sous-système complet contenant un multiplexeur analogi-

que et un convertisseur analogique-numérique qui fournit une résolution de 16 bits avec une grande précision. Il est contenu dans un solide boîtier en aluminium moulé et conçu pour un environnement de 0 à 70 °C.

Un système peut recevoir jusqu'à cinq « FEM », chacun traitant jusqu'à 20 entrées analogiques. Les « FEM » peuvent être installés directement dans le châssis, ou placés à quelques mètres pour faciliter l'accès ou encore situés près de la source de signaux analogiques jusqu'à 1 600 mètres du châssis de base.

Doric/Elexo.

SERVICE-LECTEURS N° 068

Micro-ordinateur de gestion

Voici un nouveau micro-ordinateur de gestion multi-utilisateurs, le système « S8000 », présentant le niveau de performance d'un mini-ordinateur.

Construit autour d'un microprocesseur 16 bits Z8000, et utilisant le système d'exploitation ZEUS (Unix), le système S8000 est d'un faible encombrement (1 m X 0,6 m X 0,75 m). Il est bien adapté aux applications de gestion.

La première version 8 utilisateurs avec unité de disque Winchester 24 M-octets et logiciel ZEUS (implémentation du système d'exploitation Unix version 7 sur Z8000) est disponible dès à présent. D'autre part, un interface permettant une connexion du réseau local Z-NET sera annoncé en 1982.

Le système S8000 a un niveau de performances comparable aux mini-ordinateurs les plus populaires du marché.

Le système d'exploitation du système S8000 dispose de tous les avantages du système UNIX plus un certain nombre d'améliorations, et notamment un éditeur visuel pour le traitement de textes et d'autres applications de gestion.

Le système S8000 dispose des langages de haut niveau, tels que C et PLZ/ASM, PLZ/SYS, Cobol, Pascal puis Fortran et Business, Basic.

Zilog.

SERVICE-LECTEURS N° 069

Micro-ordinateur

Ce nouveau micro-ordinateur s'adresse aussi bien aux professionnels les plus chevronnés qu'aux simples particuliers.

En gestion, le « MZ 80B » est un outil très performant pour les petites entreprises. Il peut de même être utilisé par les plus grandes pour décentraliser certaines tâches : gestion de fichiers, tenue des stocks... On peut, par exemple, utiliser un programme de tenue de stocks de pièces détachées pour l'automobile avec facturation.

Il est intéressant également dans les domaines scientifiques et industriels, tant pour la conception assistée par ordinateur que pour les calculs, dans les laboratoires par sa connexion avec tous appareils de saisies de données (tables traçantes) ; dans l'industrie où, connecté à une machine-outil, il remplit le rôle de robot.

Quant aux loisirs, il est d'un usage universel (jeux, enregistrement de recettes de cuisine, gestion d'un budget familial...).

Dernier point et non le moindre, il se distingue par sa simplicité d'emploi, ne demandant pas plus d'une journée, en moyenne, pour son apprentissage.

Sharp.

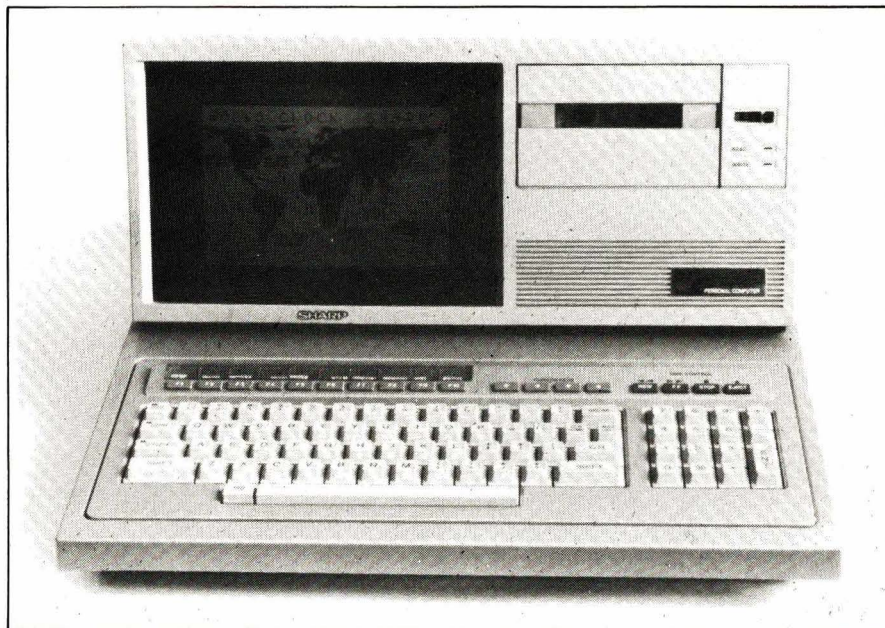
SERVICE-LECTEURS N° 070

Copieur « multi-usages »

Le copieur « NP400 » est d'un emploi très simple : le panneau de commande est clair, chaque fonction est indiquée distinctement ; le sélecteur de copie permet d'afficher jusqu'à 99 exemplaires pour la multicopie. En cas d'incident, celui-ci est immédiatement identifié et l'intervention, ainsi simplifiée, peut être immédiate.

Le NP400 possède un dispositif d'alimentation semi-automatique des originaux qui rend plus rapide la mise en place du document.

Une trieuse 15 cases, disponible en option, classe automatiquement les copies. Il existe une grande variété de formats copies allant du B6 (12,7 x 18,5) au A3 (29,7 x 42). Un système d'alimentation papier à double cassette permet de changer de format en appuyant simplement sur une touche.



Le NP400 possède également un dispositif d'alimentation manuelle en papier, ce qui permet de faire des copies isolées sur différents types de support (transparent pour rétroprojecteur, etc.) sans avoir à utiliser l'une ou l'autre des cassettes. Il est possible d'effectuer des copies recto-verso en utilisant soit le dispositif d'alimentation manuelle, soit les cassettes.

Le NP400 peut agrandir un dessin ou un texte de 1 à 1,273, soit l'équivalent de 27 % en agrandissement linéaire.

Si nécessaire, cette image peut être agrandie de nouveau, aussi souvent qu'il est nécessaire pour obtenir le résultat souhaité.

La possibilité d'agrandissement est très utile pour les bureaux d'études, d'architectes, de conception, de recherche et développement, etc.

Ce copieur possède deux échelles de réduction : elles peuvent servir, entre autre, à standardiser le format des documents à archiver.

Canon.

SERVICE-LECTEURS N° 071

Analyseur d'harmoniques du réseau

Il existe des appareils électroniques de puissance et d'autres charges non-linéaires, qui peuvent créer des perturbations sur les réseaux d'alimentation et qui peuvent influencer d'autres consommateurs ou dispositifs. Cet analyseur d'harmoniques du réseau est un outil

performant pour mesurer les parasites des réseaux 50 Hz correspondant à la norme européenne EN 50 006. Il est indispensable non seulement aux producteurs d'énergie pour l'analyse et la surveillance de leurs réseaux, mais également aux fabricants d'appareils et d'équipements pour le contrôle de leurs produits.

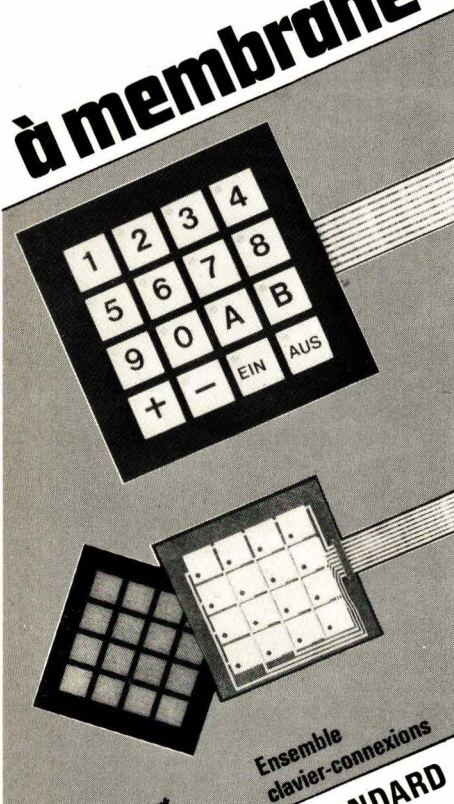
Le « NOWA-1 » est commandé par micro-calculateur, ce qui permet une manipulation simple et garantit une très haute précision de mesure. En analysant les harmoniques du réseau, l'utilisateur du « NOWA-1 » a l'affichage des spectres en tension et en courant sur un écran. Les grandeurs harmoniques sont disponibles sur l'écran sous forme d'histogramme jusqu'à l'harmonique 50. Pour chaque harmonique, les grandeurs du courant, de la tension, de la phase entre tension et courant ainsi que la puissance active et la puissance réactive peuvent être affichées d'une manière alpha-numérique. Une représentation spectrale limitée à ± 50 Hz de chaque harmonique est également possible afin de détecter des perturbations non harmoniques. Dans le cas de mesures sélectives, la gamme de fréquence 16 Hz à 2,5 kHz peut être choisie par pas de 1 Hz grâce à un clavier, ce qui permet de mesurer la tension et le courant d'un signal de télécommande centralisé. La mesure du signal somme fait apparaître les valeurs de la tension et du courant, de la puissance active, réactive et apparente ainsi que le facteur de puissance $\cos \varphi$.

Wandel et Goltermann.

SERVICE-LECTEURS N° 072

claviers souples

à membrane



Plastron-support auto-adhésif

Ensemble clavier-connexions

PLUS DE 50 MODÈLES STANDARD DE 1 A 58 TOUCHES

KITS

pour prototypes avec claviers non imprimés pouvant être marqués par l'utilisateur. Protection transparente adhésive de l'inscription.

Claviers de 1-4-8-12-16 et 20 touches en commun ou XY et réserve pour affichage par LED.

Réalisations spéciales sur demande.

BRADY



W.H. BRADY
Route d'Ardon
45370 JOUY LE POTIER
TELEX 780610
TEL.: (38) 45.80.65

SERVICE-LECTEURS N° 218

Système d'interconnexion

Ce système, baptisé « AMP-modu », permet la réduction du trajet des signaux par l'interconnexion d'un point d'une carte à une autre.

Il permet la réduction du coût de production par l'utilisation d'éléments simples et modulaires.

La connexion est constituée d'une douille de type cage et d'une borne de section carrée ou rectangulaire.

Il existe une série standard à bornes de 0,8 x 1,6 mm et une série miniature à bornes de 0,55 x 0,66 mm ou 0,64 x 0,64 mm.

Il existe différents traitements de surface de ces éléments adaptés à chaque type d'utilisation.

Ce système autorise des liaisons cartes à cartes, cartes à fils ou fils à fils.

AMP de France

SERVICE-LECTEURS N° 106

Régulateurs de tension

Voici des régulateurs de tension qui contrôlent 40 mA en ne consommant que 4 μ A.

Ceux-ci s'emploient comme des régulateurs série classiques mais considérablement améliorés :

- la tension d'entrée peut-être aussi basse que 1,6 V (et jusqu'à 16 V maximum) ;
- la consommation de ces circuits est de 4 μ A typique ;
- la chute de tension est de 50 mV pour un courant de sortie de 1 mA.

Ces particularités en font des régulateurs destinés à toutes les applications où la consommation est un critère primordial (équipements portables). En outre, les ICL 7663/7664 sont munis d'une entrée d'inhibition qui permet de couper la tension de sortie par un simple signal logique.

(A noter qu'il est aussi possible de programmer un débit maximum, et donc de couper le courant si la charge consomme trop).

Une particularité unique, disponible sur l'ICL 7663, est la présence

d'une sortie supplémentaire V_{TC} à coefficient de température négatif.

Cette sortie sera spécialement utile pour asservir la tension de commande d'afficheurs à cristaux liquides multiplexés, en fonction de la température. Les circuits d'interface pour LCD multiplexés ICM 7231/ 7232/7233/7234 ont d'ailleurs une broche d'entrée permettant d'utiliser au mieux cette particularité.

Intersil

SERVICE-LECTEURS N° 107

Emulation de « Micro » 16 bits

Les possibilités d'émulation du système de développement HP 64000 viennent d'être étendues à 3 microprocesseurs 16 bits :

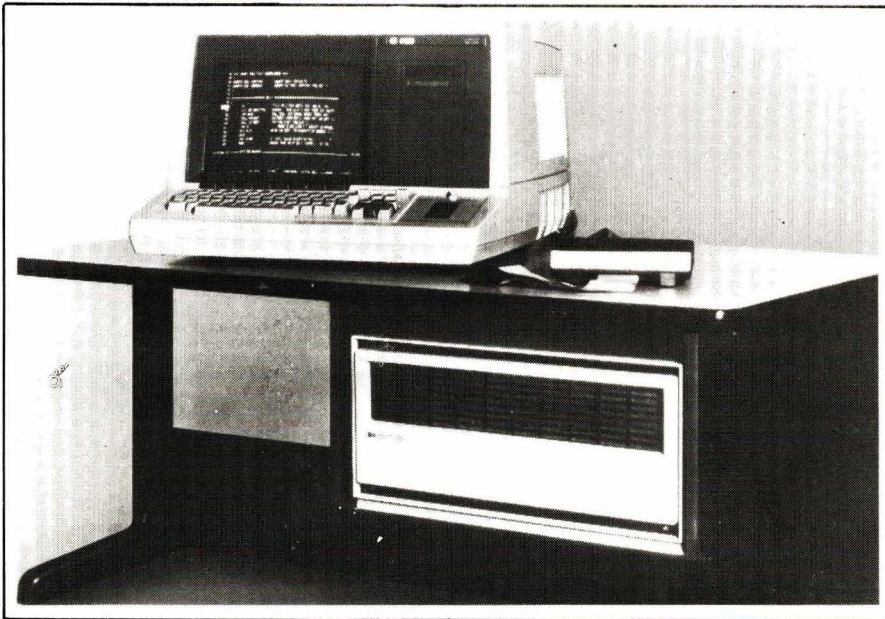
- 8086/8088 : avec l'émulateur HP 64220A ;
- Z 8001/Z 8002 : avec l'émulateur HP 64230A ;
- 68000 : avec l'émulateur HP 64240A.

En même temps, les compilateurs Pascal sont disponibles pour les 8086/8088 et pour Z 8001/Z 8002 sous les références 64813A et 64814A, le compilateur 68000 (référence 64815A) étant introduit prochainement ainsi que celui du 6809 (référence 64816A).

Tous ces modèles sont compatibles avec les systèmes HP 64000 actuels et futurs.

Les vitesses de fonctionnement pour ces nouveaux émulateurs, sans insertion de temps mort, sont 8 MHz pour le 8086, 5 MHz pour le 8088, 6 MHz pour le Z 8000 et 8 MHz pour le 68000. Chaque émulateur fonctionne de façon transparente pour la maquette étudiée. Jusqu'à 128 K-octets de mémoire d'émulation, peuvent être ajoutés séparément.

Lorsque le code est généré, il est d'abord chargé dans la mémoire d'émulation et ensuite, dans la mesure où il satisfait les critères définis par le concepteur, ce code est transféré, par bloc, dans la mémoire de la maquette. En émulation, les deux mémoires fonctionnent comme une seule mémoire ; le



plan mémoire défini par l'utilisateur spécifie quelle zone mémoire est opérationnelle pour des blocs de codes donnés. Un moniteur d'émulation, qui peut être modifié pour chaque application, donne la lecture des registres, le fonctionnement en pas à pas, l'affichage ou la modification de la mémoire de la maquette et le lancement des programmes à partir d'une adresse donnée. Comme avec les émulateurs 8 bits du 64000, des bus séparés pour l'émulation et le système d'exploitation évitent que ce dernier ne perturbe l'émulation.

Le Pascal est un langage évolué et structuré en blocs bien adaptés aux applications avec microprocesseurs et au travail en équipe. Le Pascal du 64000 est un Pascal standard modifié par des extensions et des restrictions pour une utilisation optimale dans le système de développement HP 64000.

La compilation en trois passages s'effectue à la vitesse de 300 à 700 lignes par minute. Des modules du Pascal 64000 peuvent être liés avec des modules en langage assembleur.

Système de développement universel, le système HP 64000 associe jusqu'à 6 stations de développement partageant un disque dur et une imprimante. Chaque station de développement est essentiellement un mini-ordinateur spécialisé, réduisant de façon spectaculaire les temps morts, caractéristique des systèmes en temps partagé.

Hewlett-Packard

SERVICE-LECTEURS N° 108

« Mini-ordinateur pour P.M.E. »

Ce mini-ordinateur est composé :

— d'une unité centrale « 6502 » avec capacité de mémoire vive de 48 à 64 Ko ;

— d'un langage « basic entendu » résident ;

— d'un écran 31 cm phosphore vert, dalle anti-reflet, soit 24 lignes de 40 colonnes, soit 80 colonnes, haute résolution graphique de 280 X 192 points ;

— d'un clavier alpha-numérique Qwerty ou Azerty et Azerty avec caractères accentués, ou ASCII ;

— d'un clavier numérique et d'un clavier de fonctions (programmable, fonctions spéciales à la demande) ;

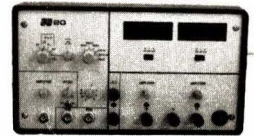
— possibilité de mémoire de masse jusqu'à 10 M-octets ;

— d'interfaces : série parallèle (standard Centronics), série (synchrone, asynchrone, V24, RS232C, etc.), cartes de liaison, processeur arithmétique, interface pour rack système 65 (permettant l'interfaçage de cartes industrielles), horloge temps réel, carte microsoft Z-80, cartes langage (Pascal, Fortran, Applesoft, Basic entier), buffer d'imprimante de 8 Ko.

Anpico

SERVICE-LECTEURS N° 109

La preuve par 3 :



La station de laboratoire ES 20 :

3 alimentations stabilisées

- 0 à + 20 volts - 450 mA variable
- 0 à - 20 volts - 450 mA variable
- + 5 volts. 5 ampères fixe

1 générateur de fonctions

20 Hz à 20 MHz - sinus - triangle - rampe positive et négative - carré - impulsion de largeur variable.

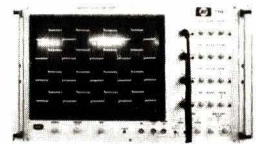
2 voltmètres numériques

3 digits 1/2.

...pour 4.900 F H.T.

ES 741.90.90

Grand écran à mémoire



- 1 à 4 traces - base temps
- bande passante : 20 kHz plein écran en Y
- sensibilité : 100 μ V/cm
- amplificateur linéaire ou logarithmique
- mémoire numérique de haute précision pour signaux lents (10 k mots de 10 bits)

Applications en électronique, mécanique, biologie, médecine, enseignement, contrôle de fabrication...

ES 741.90.90

SERVICE-LECTEURS N° 221

■ Enregistreurs de phénomènes transitoires. 50 nsec - 1 à 8 voies

■ Filtres variables B F (0,1 Hz - 10 MHz)

■ Source de courant (40 Hz - 10 KHz)

■ Générateurs de bruit : blanc, rose

■ Distorsiomètres : 10 Hz - 20 KHz

ES 741.90.90

(A)

équipements scientifiques s.a.



54, rue du 19 Janvier
92380 Garches
tel. 741.90.90 - telex 204 004 F

SERVICE-LECTEURS N° 220

FLAGELECTRIC . CLERMONT-FERRAND



150.000 circuits **TTL** TEXAS
en **STOCK**

PROMOTION DU NOUVEL AN : 1 calculatrice gratuite TEXAS INSTRUMENTS pour toute commande ≥ 1000 F TTC*

TTL STANDARD

SN7400	1.31 F	SN7485	2.68 F	SN74175	2.41 F
SN7401	1.31 F	SN7486	1.59 F	SN74176	3.30 F
SN7402	1.31 F	SN7490A	1.65 F	SN74177	3.30 F
SN7403	1.31 F	SN7491A	2.42 F	SN74178	4.46 F
SN7404	1.38 F	SN7492A	1.72 F	SN74179	4.46 F
SN7405	1.38 F	SN7493A	1.72 F	SN74180	3.09 F
SN7406	1.66 F	SN7494	2.75 F	SN74181	8.24 F
SN7407	1.66 F	SN7495A	1.94 F	SN74182	3.44 F
SN7408	1.31 F	SN7496	2.27 F	SN74184	10.85 F
SN7409	1.31 F	SN7497	8.94 F	SN74185A	10.85 F
SN7410	1.31 F	SN74100	5.50 F	SN74190	2.96 F
SN7412	1.31 F	SN74107	1.79 F	SN74191	2.96 F
SN7413	1.66 F	SN74109	1.79 F	SN74192	2.96 F
SN7414	2.00 F	SN74110	2.07 F	SN74193	2.96 F
SN7416	1.59 F	SN74111	2.35 F	SN74194	2.96 F
SN7417	1.59 F	SN74116	4.88 F	SN74195	2.07 F
SN7420	1.31 F	SN74120	5.18 F	SN74196	3.31 F
SN7422	1.66 F	SN74121	1.72 F	SN74197	3.31 F
SN7423	1.66 F	SN74122	2.13 F	SN74198	5.50 F
SN7425	1.46 F	SN74123	2.13 F	SN74199	5.50 F
SN7426	1.46 F	SN74125	2.13 F	SN74221	3.31 F
SN7427	1.46 F	SN74126	2.13 F	SN74246	5.84 F
SN7428	1.72 F	SN74128	2.27 F	SN74247	5.18 F
SN7430	1.31 F	SN74132	2.27 F	SN74248	5.18 F
SN7432	1.46 F	SN74136	2.27 F	SN74249	5.18 F
SN7433	1.52 F	SN74141	4.12 F	SN74251	3.44 F
SN7437	1.59 F	SN74142	12.77 F	SN74259	7.58 F
SN7438	1.59 F	SN74143	14.00 F	SN74265	2.75 F
SN7440N	1.31 F	SN74144	14.00 F	SN74273	7.58 F
SN7442A	1.87 F	SN74145	3.03 F	SN74276	3.92 F
SN7443A	4.20 F	SN74147	5.64 F	SN74278	9.55 F
SN7444A	4.20 F	SN74148	3.79 F	SN74279	2.61 F
SN7445	3.44 F	SN74150	5.84 F	SN74283	4.47 F
SN7446A	3.44 F	SN74151A	2.00 F	SN74284	12.70 F
SN7447A	3.44 F	SN74153	2.00 F	SN74285	12.70 F
SN7448	3.31 F	SN74156	5.50 F	SN74290	3.31 F
SN7450	1.31 F	SN74155	2.00 F	SN74293	3.31 F
SN7451	1.31 F	SN74156	2.41 F	SN74298	3.44 F
SN7453	1.31 F	SN74157	2.80 F	SN74351	8.24 F
SN7454	1.31 F	SN74159	5.38 F	SN74365A	2.96 F
SN7460	1.31 F	SN74160	2.48 F	SN74366A	2.96 F
SN7470	1.52 F	SN74161	3.10 F	SN74367A	2.96 F
SN7472	1.52 F	SN74162	3.10 F	SN74368A	2.96 F
SN 7473	1.59 F	SN74163	3.10 F	SN74376	4.81 F
SN7474	1.59 F	SN74164	3.10 F	SN74390	4.46 F
SN7475	1.79 F	SN74165	3.10 F	SN74393	5.71 F
SN7476	1.59 F	SN74166	3.10 F	SN74425	2.55 F
SN7480	2.55 F	SN74167	11.00 F	SN74426	2.55 F
SN7481A	4.95 F	SN74170	7.58 F	SN74104N	3.51 F
SN7482	4.95 F	SN74172	17.17 F	SN74105N	3.51 F
SN7483A	2.42 F	SN74173	3.79 F	SN74490N	7.21 F
SN7484A	5.29 F	SN74174	2.62 F		

TTL-LS

LS00	1.15 F	LS113	1.59 F	LS251	2.14 F	LS440N	15.45 F	LS625N	7.90 F
LS01	1.15 F	LS114	1.59 F	LS253	2.14 F	LS441N	15.45 F	LS626N	7.90 F
LS02	1.24 F	LS122	2.13 F	LS257	2.07 F	LS442N	15.45 F	LS627N	7.90 F
LS03	1.18 F	LS123	3.10 F	LS258	2.14 F	LS443N	15.45 F	LS628N	5.78 F
LS04	1.14 F	LS125	1.87 F	LS259	4.27 F	LS444N	15.45 F	LS629N	7.90 F
LS05	1.24 F	LS126	1.87 F	LS261	6.19 F	LS446N	15.45 F	LS630N	377.67 F
LS08	1.24 F	LS132	2.83 F	LS266	1.59 F	LS448N	15.45 F	LS631N	377.67 F
LS09	1.24 F	LS136	1.59 F	LS273	4.82 F	LS449N	15.45 F	LS640N	6.80 F
LS10	1.24 F	LS137	3.72 F	LS275	15.86 F	LS540N	4.06 F	LS641N	6.80 F
LS11	1.24 F	LS138	2.27 F	LS279	1.79 F	LS541N	4.06 F	LS642N	6.80 F
LS12	1.24 F	LS139	2.27 F	LS280	10.07 F	LS604N	61.60 F	LS643N	6.80 F
LS13	1.52 F	LS145	4.81 F	LS283	3.07 F	LS605N	61.60 F	LS644N	6.80 F
LS14	2.35 F	LS147	6.67 F	LS290	2.89 F	LS606N	61.60 F	LS645N	6.80 F
LS15	1.24 F	LS148	6.67 F	LS293	3.16 F	LS607N	61.60 F	LS682N	11.00 F
LS20	1.15 F	LS151	2.07 F	LS295	3.64 F	LS620N	6.80 F	LS683N	11.00 F
LS21	1.24 F	LS153	2.14 F	LS298	3.64 F	LS621N	6.80 F	LS684N	11.00 F
LS22	1.15 F	LS155	3.03 F	LS299	9.98 F	LS622N	6.80 F	LS685N	11.00 F
LS26	1.24 F	LS156	2.75 F	LS323	18.87 F	LS623N	6.80 F	LS688N	11.00 F
LS27	1.24 F	LS157	2.00 F	LS347	4.81 F	LS624N	5.78 F	LS689N	11.00 F
LS28	1.37 F	LS158	2.07 F	LS348	6.67 F				
LS30	1.24 F	LS160	3.03 F	LS352	4.40 F				
LS32	1.24 F	LS161	3.03 F	LS353	4.40 F				
LS33	1.24 F	LS162	3.32 F	LS365	1.87 F				
LS37	1.37 F	LS163	3.03 F	LS366	1.87 F				
LS38	1.37 F	LS164	2.90 F	LS367	1.87 F				
LS40	1.37 F	LS165	4.47 F	LS368	1.87 F				
LS42	2.07 F	LS166	6.80 F	LS373	6.54 F				
LS47	4.12 F	LS170	6.20 F	LS374	6.54 F				
LS48	3.72 F	LS173	2.68 F	LS375	1.87 F				
LS49	3.10 F	LS174	2.27 F	LS377	4.82 F				
LS51	1.24 F	LS175	2.35 F	LS378	3.92 F				
LS54	1.24 F	LS181	8.24 F	LS379	4.12 F				
LS55	1.24 F	LS183	11.68 F	LS385	24.04 F				
LS63	6.80 F	LS190	3.10 F	LS386	1.59 F				
LS73	1.59 F	LS191	3.10 F	LS390	4.95 F				
LS74	1.72 F	LS192	2.96 F	LS393	4.95 F				
LS75	1.72 F	LS193	2.96 F	LS395	4.82 F				
LS76	1.58 F	LS194	2.42 F	LS396	5.94 F				
LS78	1.58 F	LS195	2.27 F	LS398	8.94 F				
LS83	2.68 F	LS196	3.79 F	LS399	4.47 F				
LS85	3.51 F	LS197	3.79 F	LS445	4.12 F				
LS86	1.58 F	LS221	3.99 F	LS447	3.79 F				
LS90	2.07 F	LS240	4.75 F	LS490	7.94 F				
LS91	4.47 F	LS241	4.75 F	LS668	3.10 F				
LS92	2.07 F	LS242	4.47 F	LS669	3.10 F				
LS93	2.07 F	LS243	4.47 F	LS670	6.87 F				
LS95	2.42 F	LS244	4.67 F	LS673	41.20 F				
LS96	2.68 F	LS245	6.80 F	LS674	41.20 F				
LS107	1.59 F	LS247	5.77 F	LS381N	0.00 F				
LS109	1.59 F	LS248	5.77 F	LS422N	2.14 F				
LS112	1.59 F	LS249	4.12 F	LS423N	2.62 F				

MEMOIRES

EPROMS	
TMS 2516.45 JL	24.00 F
TMS 2516.35 JL	48.00 F
TMS 2516.45 JM	96.00 F
TMS 2532.45 JL	33.00 F
TMS 2532.32 JL	52.00 F
TMS 2564.50 JL	82.00 F
TMS 2564.45 JL	92.00 F
TMS 2708.JL	30.00 F
RAMS STATISTIQUES	
TMS 4016 NL	105.00 F
RAMS DYNAMIQUES	
TMS 4108 15 NL	14.00 F
TMS 4116 15 NL	15.30 F
TMS 4116 25 NL	15.30 F
TMS 4132 20 NL	48.00 F
TMS 4164 15 JDL	100.00 F
TMS 4164 20 JDL	83.00 F
TMS 4164 25 JDL	64.00 F

* TVA 17,60 %

Demandez également la liste complète de notre promotion composants

TEXAS (circuits linéaires, transistors TIP, thyristors, etc.)
SIEMENS - LITRONIX - (afficheurs, LED, optoélectronique, etc.)



FLAGELECTRIC — AGENCE ELECTRONIQUE

BON DE COMMANDE. Renseignements. Documentation. Appareils

M : Société :

Adresse : Sce :

Désire recevoir :

Mode de paiement : ☐ Bon de commande pour les sociétés. — ☐ Par chèque pour les particuliers.

SERVICE-LECTEURS N° 235

EN CADEAU

- 1 calculatrice de poche TI 1015 pour une Cde ≥ 1000 F TTC
- 1 calculatrice scientifique TI 30 LCD pour une Cde ≥ 2500 F TTC
- 1 calculatrice programmable TI 57 pour une Cde ≥ 5000 F TTC

FLAGELECTRIC



PROMOTION

MICRO-ORDINATEUR

APPLE II plus 48 K

Imprimante 737 Centronics

Interface Apple

Moniteur Vidéo 12" écran vert

Drive 5" avec contrôleur

Boîte de 10 disquettes 5"

L'ensemble au prix de

17950 F H.T.

* TVA 17,60 %

UTILISER LE BON DE COMMANDE
FLAGELECTRIC CI-CONTRE

FLAGELECTRIC

Agence électronique

47-49, rue Jules-Vernes
BP 29 - 63014 Clermont-Ferrand Cedex
Tél.: (73) 92.13.46 poste 445 ou 446

SERVICE-LECTEURS N° 236

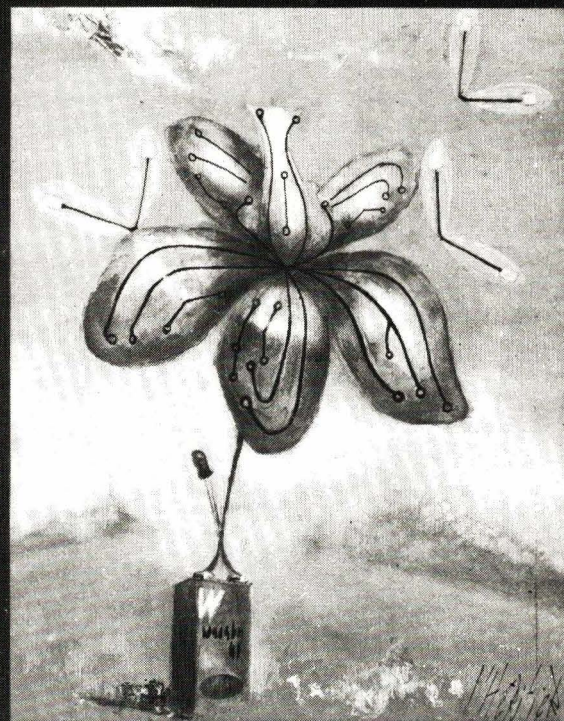
**Les anciens
numéros**

**d'Electronique Applications
sont encore
disponibles !**

(hormis les 5 premiers)

ELECTRONIQUE APPLICATIONS

Trimestriel N° 13 - Printemps 1980 - 18 F



SUISSE : 9.00 FS - TUNISIE : 2070 MIL - CANADA : CAN \$ 5.75 - ESPAGNE : 260 PESETAS - ITALIE : 400 LIRE - BELGIQUE : 148 F.B.

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

**Electronique Applications
Vente au numéro**

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

**... et joignez 18 F par numéro
demandé.**

(les frais d'envoi sont compris)

S'ABONNER?

POURQUOI?

Parce que s'abonner à
"ELECTRONIQUE
APPLICATIONS"

C'est ● plus simple,
● plus pratique,
● plus économique.

C'est plus simple

● un seul geste, en une seule fois,
● remplir soigneusement cette page pour vous assurer du service régulier de ELECTRONIQUE APPLICATIONS

C'est plus pratique

● chez vous!
dès sa parution, c'est la certitude de lire régulièrement notre revue
● sans risque de l'oublier, ou de s'y prendre trop tard,
● sans avoir besoin de se déplacer.

COMMENT?

En détachant cette page,
après l'avoir remplie,

● en la retournant à:
ELECTRONIQUE
APPLICATIONS
2 à 12, rue de Bellevue
75940 PARIS Cédex 19

● ou en la remettant à votre marchand de journaux habituel.

Mettre une X dans les cases ☒
ci-dessous et ci-contre
correspondantes:

☐ Je m'abonne pour la première
fois à partir du n° paraissant au
mois de

☐ Je renouvelle mon abonnement
et je joins ma dernière étiquette
d'envoi.

Je joins à cette demande la
somme de Frs par:

☐ chèque postal, sans n° de CCP

☐ chèque bancaire,

☐ mandat-lettre

à l'ordre de: ELECTRONIQUE
APPLICATIONS

COMBIEN?

ELECTRONIQUE
APPLICATIONS (6 numéros)

1 an ☐ 87,00 F France

1 an ☐ 117,00 F Etranger

(Tarifs des abonnements France: TVA récupérable 4%, frais de port inclus. Tarifs des abonnements Etranger: exonérés de taxe, frais de port inclus).

ATTENTION! Pour les changements d'adresse, joignez la dernière étiquette d'envoi, ou à défaut, l'ancienne adresse accompagnée de la somme de 2,00 F. en timbres-poste, et des références complètes de votre nouvelle adresse. Pour tous renseignements ou réclamations concernant votre abonnement, joindre la dernière étiquette d'envoi.

Ecrire en MAJUSCULES, n'inscrire qu'une lettre par case. Laisser une case entre deux mots. Merci.

Nom, Prénom (attention: prière d'indiquer en premier lieu le nom suivi du prénom)

Complément d'adresse (Résidence, Chez M..., Bâtiment, Escalier, etc...)

N° et Rue ou Lieu-Dit

Code Postal

Ville

**ELECTRONIQUE
APPLICATIONS**

REPERTOIRE 1981

Rubrique	N°	Page	Rubrique	N°	Page
 Analyse Les connecteurs coaxiaux pour haute-fréquence La synthèse assistée par ordinateur La modulation de fréquence Typologie des chaînes de mesure Synthèse de fonctions en calcul analogique Les réducteurs de bruit dans les magnéto-cassettes Le bruit dans les circuits électroniques Les convertisseurs « analogique-numérique »	16	41	Principes et emplois des transistors « Hexfet »	19	5
	17	17	Pour la visualisation sur écran : voici les premiers coprocesseurs graphiques	19	27
	17	69	Nouveaux développements des transistors MOS de puissance	21	77
	18	43	 Circuits intégrés Un orgue sur une puce : le SAA 1900	17	41
	18	49			
	20	7			
	20	37	 Etude Onduleur triphasé à modulation de largeur d'impulsion Asservissement de position compatible microprocesseur Les séries de Fourier et l'analyse harmonique Multiplieur de fréquence améliorant la précision d'un microscope acoustique Filtres pour haut-parleurs Synthèse et digitalisation des réseaux en échelle L'amplification HF en classe E Module d'amorçage de thyristor à commande numérique Les moniteurs TV vidéo utilisés en micro-informatique Synthèse et digitalisation des réseaux en échelle Principes et applications des codecs L'amplification H.F. en classe E (fin) Conversion binaire/BCD en logique combinatoire Les alimentations régulées en courant Limitations liées aux alimentations à découpage Appareil d'aide à la communication pour handicapés Simulation numérique d'un saut de fréquence dans un synthétiseur Synthétiseur de fréquence VHF Utilisation pratique du ZX-80 Les transformées de Laplace simplifient l'étude des circuits RC Dispositif de lecture d'informations codées		
	21	51			
 Applications Régulateur de tension secteur Contrôle électronique du niveau de fuel Aide aux malentendants : un répéteur optique de sonnerie téléphonique Emetteur HF pour CB Un générateur de fonctions de laboratoire Un « phototimer » économique à microprocesseur Application des systèmes séquentiels aux automates programmables Un générateur de fonctions de laboratoire Deuxième partie : réalisation Réalisation d'un synthétiseur de fréquence 70-85 MHz Conception d'une alimentation à découpage 100 W Une télécommande I.R. Télécommande par voie téléphonique	16	21		16	15
	16	31		16	25
	17	49		16	35
	17	99		16	63
	19	19		16	95
	19	33		16	109
	20	45		17	25
	20	103		17	53
	21	5		17	59
	21	15		17	105
 Composants Le Quadrafet : principe et applications (1 ^{re} partie) Emploi des triacs sur charge inductive Le Quadrafet : principe et applications (fin)	21	21		18	11
	21	21		18	19
	21	119		18	37
				18	75
				19	49
				19	87
	17	41		19	87
	18	55		19	101
	18	91		19	113
				20	27
				20	87
				20	115

Rubrique	N°	Page	Rubrique	N°	Page
Un système programmable de gestion de processus	21	55			
Les systèmes de visualisation à cristaux liquides	21	95	Mesures		
			Applications, avec 14 programmes mathématiques et mémorisation des mesures, dans un multimètre de haute précision à microprocesseur	17	81
Electronique médicale					
Le traitement des arythmies ventriculaires	16	79	Technologie		
Mesure de débit sanguin cérébral	17	93	Les problèmes de soudabilité des composants haute fiabilité	16	55
La télésurveillance de l'activité utérine pendant la grossesse	17	97	Le circuit imprimé : Hybridation des circuits (suite et fin)	16	67
De l'effet Kirlian à l'aura humaine	18	99	Le circuit imprimé : conception et dessin ; la C.A.O.	17	5
De l'effet Kirlian à l'aura humaine (II)	19	15	Une pompe à chaleur : le module Peltier	18	5
La médecine nucléaire	20	71	Fabrication des circuits électroniques : méthodes d'assemblage et de fixation des composants	19	25
Détection et traitement des artefacts dans un pancréas artificiel	20	87	Technologie et emploi des « piles » électriques	21	43
L'autosurveillance « électronique » du diabète	20	91			
La neurostimulation dans le traitement de la douleur	21	103			
					
Electronique nucléaire			Schémathèque		
Etude des dispositifs de comptage nucléaire	19	35	Transistors V-MOS : une foule d'application	16	5
			Fiches techniques		
Microprocesseurs			Décodeurs stéréo	16	99
Etude d'un programme permettant la liaison d'un microsystème à un ordinateur	16	83	Diviseurs de fréquence UHF	18	61
Interface expérience/calculateur/enregistreur par voie V 24	16	89	Diviseurs de fréquence UHF (fin)	19	67
Translation de la page graphique haute résolution du système Apple II vers la gauche	18	31	Circuits intégrés pour l'automobile	21	71
Réalisation d'un clavier ASCII à partir d'un clavier hexadécimal	18	115	Divers		
Simulation de commande numérique par microprocesseur	19	79	La structure de la matière (II)	16	113
Gestion de CAN et CNA utilisant un microprocesseur 8085	19	91	La structure de la matière (III)	17	112
Réalisation d'un interface BCD/IEEE de faible coût	20	63	La structure de la matière (fin)	18	105
Le L.S.E. : langage symbolique d'enseignement	21	59	Répertoire des distributeurs	19	58
			« Panem et circenses »	19	105
			Concours de la meilleure application	21	20



Un petit pas pour le responsable des recherches, un pas de géant pour l'analyse des données.

Il peut mesurer les contraintes d'un pied humain, ou bien contrôler la qualité des composants électroniques. Ou encore, tester des gaz d'échappement. Quelle que soit l'expérience à réaliser, MINC, l'ordinateur-instrument modulaire de Digital, peut considérablement accroître vos possibilités de compilation, d'analyse de données et d'exécution de calculs complexes. Il sait contrôler des instruments et des processus. Visualiser graphiquement vos résultats. Et ceci même en couleurs.

Le MINC ne vous coûtera même pas le prix d'une belle voiture. MINC est à la fois petit, interactif et puissant. C'est l'aboutissement de vingt années d'études et de recherches que Digital a consacrées à ses ordinateurs de laboratoire. Pour vous offrir tout ce dont vous avez besoin. Sans suppléments imprévus. Sans les écueils d'un système moins bien pensé.

MINC. Un investissement productif.

MINC sert de référence à l'informatique de laboratoire, avec son bus IEEE et sa gamme complète de modules d'entrées/sorties pour la connexion de vos instruments. Il possède tout le logiciel nécessaire et vous permet d'accéder gratuitement à une bibliothèque de plus de 100 programmes d'application.

MINC. Un système souple.

MINC est un système modulaire. Il peut suivre la croissance de tous vos projets grâce à ses trois modèles de différentes capacités. Il est aussi compatible avec la grande famille des ordinateurs PDP-11. De plus, une option graphique en couleurs lui permet, à partir d'un moniteur T.V. industriel de n'importe quelle taille, de visualiser et de présenter des résultats avec le maximum de clarté.

MINC. Un ordinateur prêt à l'emploi.

Vous pourrez commencer à vraiment utiliser votre MINC le jour même de sa livraison: son installation est particulièrement simple. Bien sûr, vous disposerez de manuels d'emploi détaillés, très pratiques à utiliser.

Pour voir un MINC à l'œuvre, il vous suffit de nous renvoyer le coupon ci-dessous ou d'appeler un spécialiste MINC, au **687.23.33** (Paris) ou **(7)889.33.83** (Lyon). Croyez-nous, c'est un pas que vous serez heureux d'avoir franchi.

Digital Equipment France

Département Marketing Communications
Evry-les-Epinettes - 2, rue Gaston-Crémieux - BP 136
91004 Evry Cedex. Tél. 077.82.92.

Nom	_____
Société	_____ Fonction _____
Adresse	_____
	Tél. _____
Souhaite:	
☐ que vous preniez contact avec lui.	
☐ connaître les dates de vos journées "Portes Ouvertes" de présentation MINC.	
☐ recevoir une documentation sur les nouveaux produits MINC.	

EA

digital

Nous changeons la façon de penser du monde.

SERVICE-LECTEURS N° 203

CARRE 0195



MX 563
=====

3 1/2 DIGITS

0,1 %

RMS, DB, CRETE,
TEMPERATURE
BEEPER

MX 575
=====

4 1/2 DIGITS

0,05 %

RMS AVEC FREQUENCEMETRE

MX 562
=====

3 1/2 DIGITS

0,2 %

VERSION DE BASE
AVEC BEEPER

MX 522
=====

3 1/2 DIGITS

0,5 %

VERSION INDUSTRIELLE
ECONOMIQUE

Ils sont quatre. Quatre multimètres numériques pour tous les usages, adaptés à tous les prix. On les appelle déjà les quatre as, parce qu'ils offrent de nombreuses fonctions nouvelles (décibel, température, crête, fréquence, beeper, diode, continuité), parce qu'ils sont légers, faciles à manipuler, parce que ce sont des as du design : prise en main, stabilité, facilité de lecture par écran incliné. Parce que, pourquoi pas, ils sont beaux.

Avec quatre appareils, on peut sélectionner les performances les mieux adaptées à l'utilisation, comme le nombre de points (2.000 ou 20.000) ou la précision (jusqu'à 0,05%) ou RMS et valeur moyenne.

Les quatre multimètres numériques METRIX ont plein d'idées nouvelles, changent d'allure et sont à la pointe de l'innovation.

Avec METRIX, les multimètres numériques sont en pleine forme.

ITT Composants et Instruments

Division Instruments Metrix
Chemin de la Croix-Rouge - BP 30 F74010 Annecy Cedex
Tél. (50) 52 81 02 - Télex 385 131

Agence de Paris
157, rue des Blains - BP 124 F 92220 Bagneux Cedex
Tél. 664 84 00 - Télex 202 702

metrix

Metrix, la puissance industrielle au service de la mesure.