

ELECTRONIQUE

APPLICATIONS

Bimestriel N° 23 - 18 F
Avril-Mai 1982

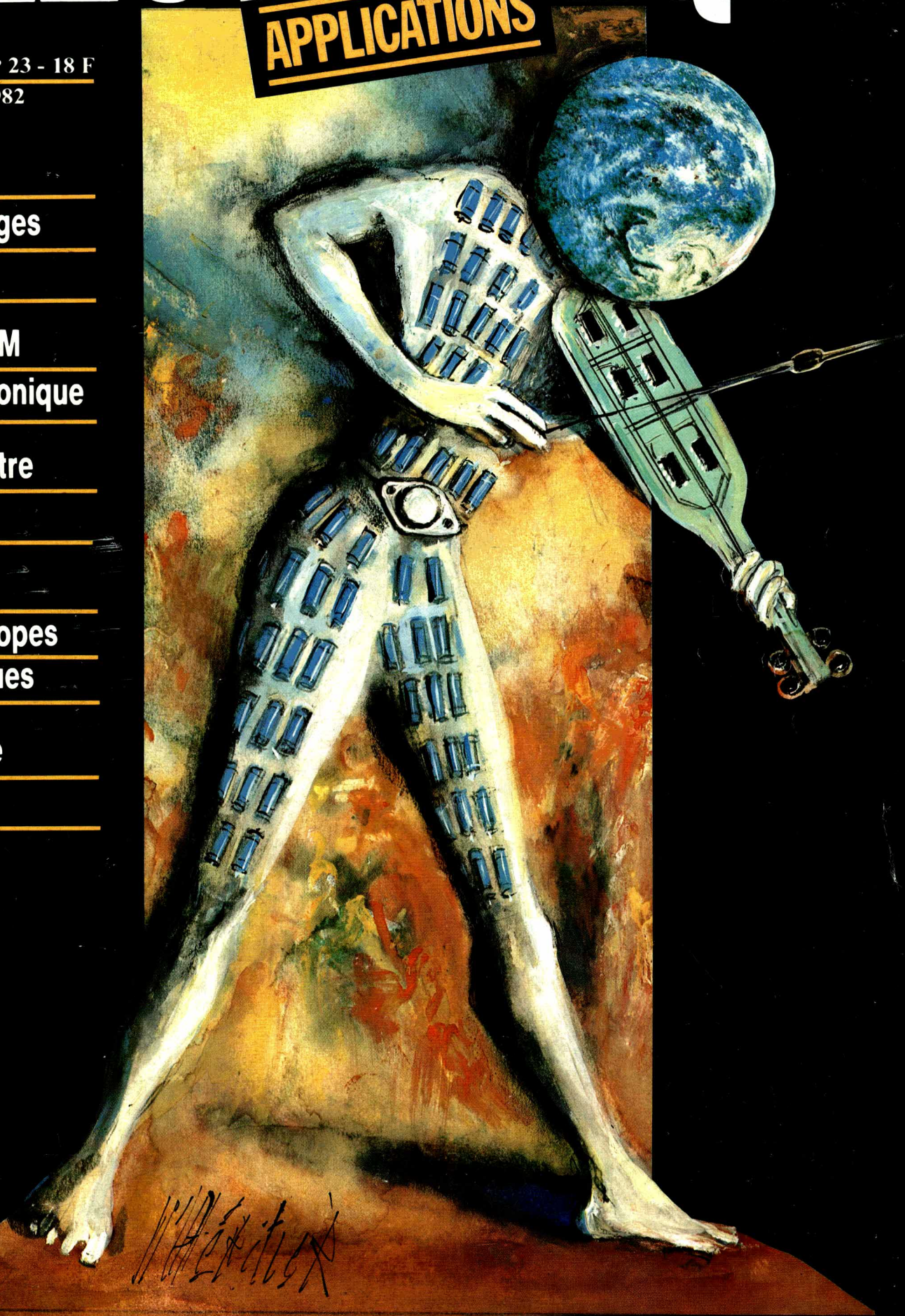
ZX 81
et messages
secrets

Codeur FM
stéréophonique

MOS contre
bipolaire

Les
oscilloscopes
numériques

L'énergie
éolienne



Il y a un lien entre l'industrie de l'électronique et l'industrie de l'embouteillage.



Flacon d'engrais liquide Substral.

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

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

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



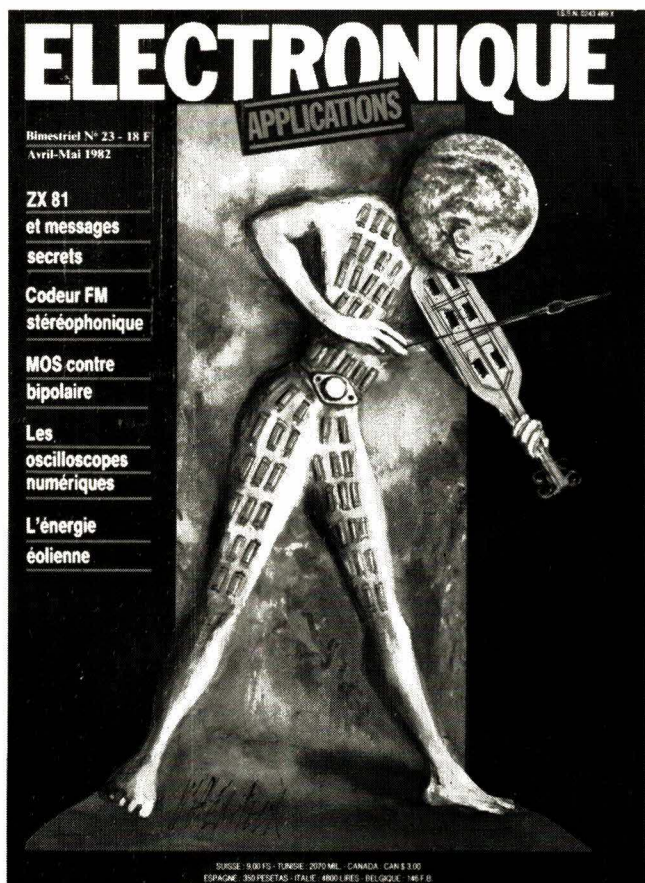
de ses clients et à comprendre leurs besoins. I.C.I. offre une garantie que seule une société ayant son expérience et sa compétence peut offrir.

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

Des matières plastiques pour toutes les industries.

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

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



ELECTRONIQUE APPLICATIONS est une publication bimestrielle de la **Société Parisienne d'Édition**

Société anonyme au capital de 1 950 000 F

Siège social : 43, rue de Dunkerque, 75010 Paris

Direction - Rédaction - Administration - Ventes :

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

Tél. : 200.33.05 - Télex : PGV 230472 F

Président-Directeur Général,

Directeur de la Publication :

Jean-Pierre Ventillard

Rédacteur en chef :

Jean-Claude Roussez

Coordinateur technique :

Jean-Marc Le Roux

Maquette : **Michel Raby**

Couv. : **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) - 117 F (Etranger).**

Publicité :

Société Auxiliaire de Publicité - Tél. : 200.33.05

2 à 12, rue de Bellevue, 75940 Paris Cédex 19.

Responsable international de la publicité :

Michel Sabbagh

Chef de publicité : **Francine Fohrer**

Copyright 1982 - Société Parisienne d'Édition

Dépôt légal : Mars 1982 N° éditeur : 964

« 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

Le directeur de la publication : J.-P. Ventillard - Imprimerie Edicis, 91019 Evry - Commission Paritaire N° 59-178 - Dépôt légal Mars 1982

N° 23 - AVRIL-MAI 1982

SOMMAIRE

Applications

Un générateur de fonction monocircuit	35
Un module téléphonique en « haute-fidélité »	39

Composants

MOS contre bipolaire	85
----------------------	----

Energie

Energie éolienne : techniques et applications	5
---	---

Etude

Le filtrage numérique et ses applications	99
---	----

Médical

La neurostimulation dans le traitement des désordres musculaires	107
--	-----

Micro informatique

L'heure exacte grâce à France-Inter	49
Un automate programmable Grafcet	55
ZX-81 et messages secrets	45

Mesure

Les alimentations de laboratoire	59
Les oscilloscopes à mémoire numérique	75

Réalisation

Ensemble de mesure pour anémométrie	17
Un générateur multiplex FM-stéréo	25
Nouveautés	121
Bibliographie	128

Cartes « Service-Lecteurs »	139-140
-----------------------------	---------

Ont participé à ce numéro : P. Aloisi, J.-C. Baud, M. Bonnis-Sassi, J. Ceccaldi, J.-L. Coatrieux, P.-Y. Chaltiel, F. de Dieuleveult, P. Gueulle, P. Lemeunier, D. Pasquet, J. Sabourin, R. Rateau, J. Trémolières.

SÉCRÉ COMPOSANTS... C'EST PERFORMANT



Lignes à retard. Filtres. Inductances. Transformateurs. Circuits hybrides.

BATIMENT 1 - ALLÉE 5 - STAND 91

LE FILTRE ACTIF VARIABLE CONTINUEMENT EST EN DÉMONSTRATION SUR LE STAND.



**SÉCRÉ
COMPOSANTS**

218, rue du Faubourg ST-MARTIN 75010 PARIS.
Tél. : 200.33.66 - Télex : 220 169 F.

SERVICE-LECTEURS N° 235



Energie éolienne :

techniques et applications

Il est beaucoup question, à l'heure actuelle, des « énergies nouvelles ». Le solaire est à ce propos le plus souvent cité ; connaît-on, cependant, les promesses — et les réalisations déjà opérationnelles — de l'énergie fournie par les vents, ou énergie éolienne, dont l'appellation se réfère à la légende qui veut que le « dieu des vents » était roi d'Eolie. Ce royaume, d'après l'histoire ancienne, était composé de l'archipel des « Eoliennes » connu maintenant sous le nom d'îles Lipari, terres volcaniques situées au nord-est de la Sicile.

L'étude qui suit fait le point technique sur les moyens et les applications de cette forme d'énergie, ancienne et pourtant pleine de possibilités, et passe en revue les technologies déjà mises en œuvre à l'échelon industriel.

Les origines

Ce sont les croisés qui, semble-t-il, ont rapporté en Europe, vers les années 1100-1200, l'idée d'utiliser le vent comme source d'énergie et on situe à l'époque du calife Omar 1^{er} (640) l'invention du moulin à vent. Cette énergie, peu performante au début de sa transformation, bénéficie maintenant de la maîtrise acquise depuis en matière d'aérodynamique. L'aéronautique a beaucoup aidé à l'évolution mais, si M. Constantin (avec M. Darrieus) a, vers les années 1928-1930, préconisé l'emploi des « hélices aériennes » pour faire tourner des machines, on sait qu'une première machine à hélice avait été montée en 1735.

Les ancêtres précités (Persans) construisaient des moteurs à vent pour puiser l'eau des puits selon une technique qui leur permettait de tourner sous n'importe quelle orientation du courant énergétique. Leur axe vertical en faisait une turbine omnibus d'où le nom, tiré d'une expression grecque : « panémone », qui signifie : « tout vent ».

Vint ensuite le moulin à vent des meuniers occidentaux, très répandu dans le nord (Danemark, Pays-Bas). Quelques vestiges signalent encore leur existence passée dans les pays de Loire ainsi qu'en Bretagne.

Plus près de nous, la turbine à axe horizontal, en honneur dans la péninsule ibérique, a fait un temps l'objet des préoccupations de la famille Bollée (celle des automobiles Léon Bollée). La composition de la figure 1 a pour thème l'une des dernières pompes à eau de ce genre, démontées vers 1950, dans la région du Mans.

Partout dans le monde, de nombreux essais ont été tentés entre les deux guerres (1924-1930) et vers les années 50 une série de tentatives plus avancées ont permis d'approcher encore la solution optimale. Le moteur à vent sort de l'artisanat pour entrer dans une phase industrielle qui retient l'attention des organisations les plus évoluées : EDF - CSTB - Télécommunications. Toutefois, étant donné l'obligation dans laquelle nous nous trouvons de ne négliger aucune source possible d'énergie, nous ne pouvons passer sous silence les conseils, souvent judicieux, donnée par les publications destinées aux amateurs.

En Allemagne, En Angleterre, en

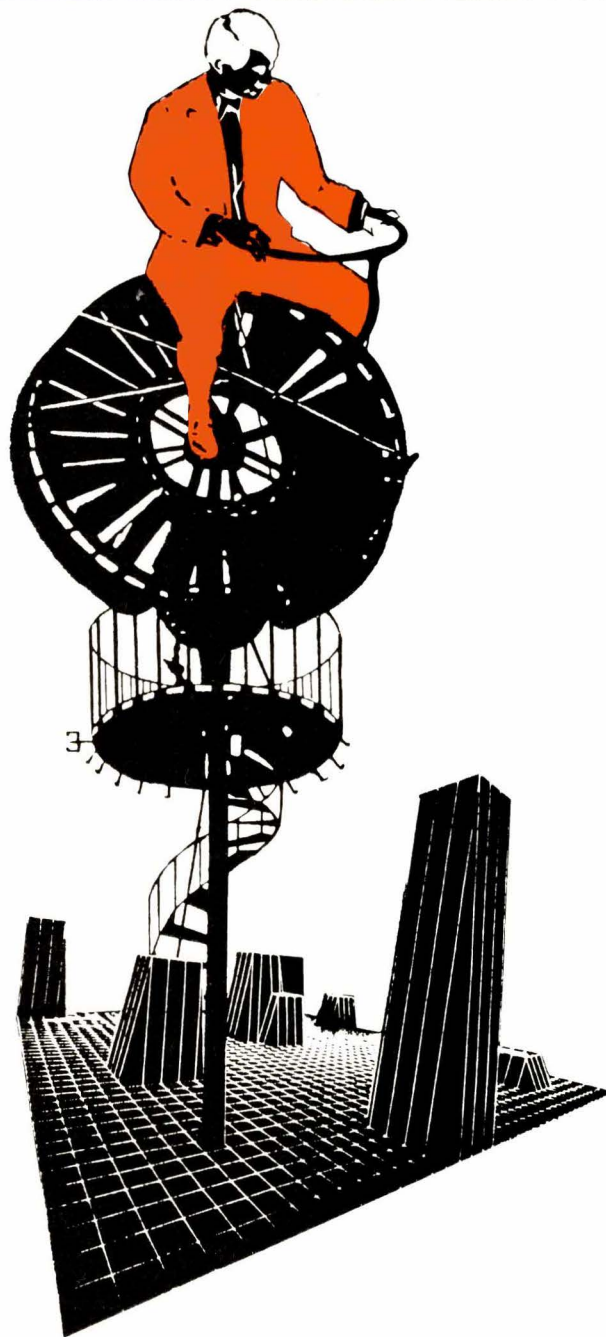


Fig. 1

URSS, aux USA et en France, des installations délivrant jusqu'à 1 000 kW et plus ont été réalisées mais il semble que l'avenir se situe plutôt dans la gamme des petites et moyennes puissances, 5 à 200 kW.

Néanmoins, les principes de base restent les mêmes, c'est pourquoi nous allons maintenant faire un peu d'aérodynamique élémentaire.

Les bases du raisonnement

Le vent étant un fluide « gratuit », et il semble difficile de le tarifier, on est tenté de faire abstraction de

toute notion de rendement. Du point de vue consommation, on peut, en effet, capter une quantité considérable d'énergie disponible n'aboutissant qu'à un effet pratique 10 fois et même 100 fois moindre sans que la dépense en soit affectée. On pourrait raisonner de même pour d'autres types d'énergie, celle du soleil par exemple, mais ce n'est en fait qu'un faux postulat. Encore, faut-il que l'établissement du capteur d'énergie et son entretien n'entraînent pas de frais disproportionnés.

Dans le cas de la source éolienne, le calcul du rendement prend deux aspects :

— le rapport entre la fiabilité du dis-

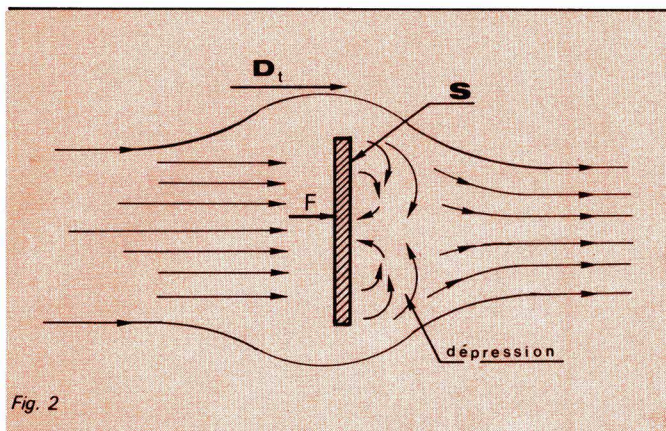


Fig. 2

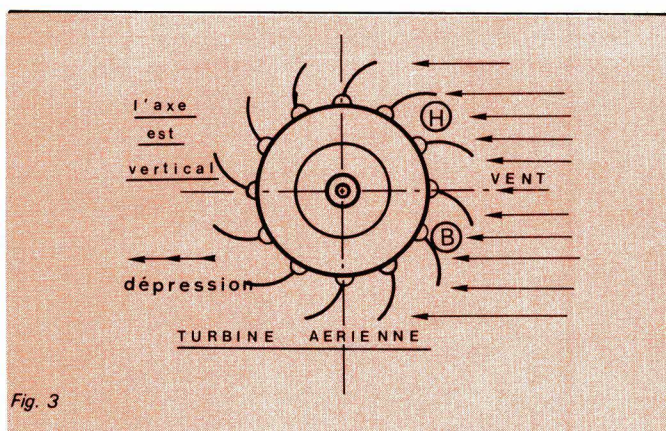


Fig. 3

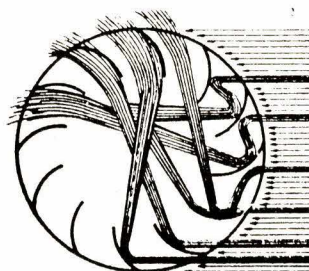
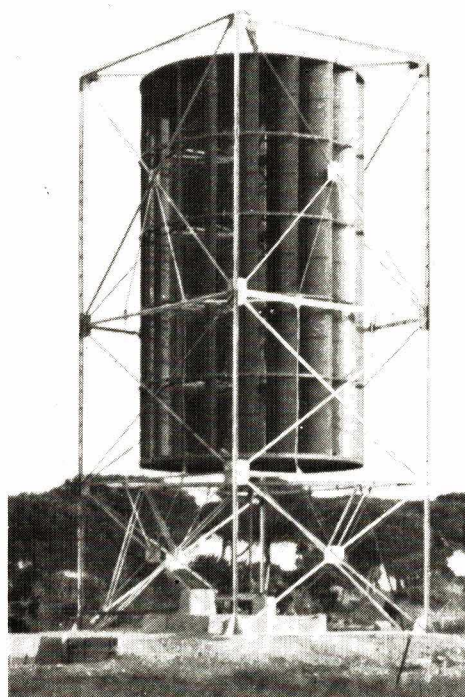


Fig. 4

positif capteur et la puissance à fournir ;

— le rapport entre la puissance brute délivrée par le moteur à vent et celle du système de transformation (générateur d'électricité, pompe, etc.).

L'air en mouvement

Les travaux de *Gustave Eiffel* ont beaucoup apporté aux techniciens, et nous nous bornerons à faire état de ses conclusions sans toutefois méconnaître les théories de *Coulomb*, *Ringelmann*, *Valensi* ou de *Lacour*, pour ne citer que les plus connus.

En examinant la **figure 2**, on imagine les phénomènes engendrés par l'action d'un courant d'air de vitesse V (mètres/seconde) sur une surface plane (S) exposée normalement au flux. Elle subit une poussée du côté gauche et provoque une dépression du côté droit. Ces deux actions tendent à la déplacer dans le sens de la flèche D_t et elles s'ajoutent. La force à laquelle la surface

est soumise (F), résulte donc de la vitesse et de la masse d'air qui la frappe.

Cette masse est égale à : $d/2 g$; c'est la physique qui nous le dit, et la dynamique nous rappelle que F est aussi proportionnel au carré de la vitesse, soit V^2 . Grâce aux travaux de *Gustave Eiffel*, au laboratoire du Champ de Mars, nous savons que l'effet de la dépression arrière ne représente qu'une fraction de la poussée, proportionnellement à un coefficient appelé α . Une formule simple découle de cette théorie :

$$F_{kg} = \alpha \frac{d}{2g} \cdot S \cdot V^2 \cdot M$$

avec S en mètres carrés.

La densité de l'air (1,293 à 20 °C) étant constante sous un climat donné et la valeur de « g » étant adoptée à 9,81, le facteur $d/2 g$ est une constante ne dépendant que de la température et de la pression atmosphérique.

On peut établir un moteur à vent en partant de cette loi, et c'est le cas des « panémons » dont nous

avons parlé. La **figure 3** en montre le principe et, sans être grand spécialiste, on constate que l'effort appliqué au quadrant H est contrebalancé par celui que reçoit le quadrant B . Dans un moulin à eau, ce genre de roue à palettes ne reçoit l'effort que sur la portion utile de la circonférence. On en conclut, a priori, qu'un tel « moulin à vent » n'a qu'un faible rendement mais en donnant aux palettes la forme d'une aube de turbine, il est possible d'atténuer l'effet du contre-courant. C'est ce que fit, vers 1930, un constructeur français, *M. Lafond*, en proposant la machine que représente la **figure 4** avec le schéma en coupe des écoulements de l'air à travers le tambour. Elle avait en plus l'avantage d'être auto-freineuse à partir de vents de 20 m/s. Un inventeur amateur de St-Etienne avait, en 1926, proposé une autre solution à ce problème en entourant la turbine avec un stator de section carrée dont les aubes directrices constituaient un distributeur omnidirectionnel du flux énergétique.

Ces moteurs éoliens à axe vertical n'étaient en fait que des tentatives de perfectionnement du système *Léon Bollée* précité, lequel était composé d'un stator et d'un rotor à axe vertical qu'il convenait d'orienter par le truchement d'une girouette à commande mécanique, ingénieuse mais peu fiable.

L'hélice éolienne

L'hélice d'avion qui assure la traction de l'appareil dans le milieu aérien peut être inversée et tourner sous l'action d'un courant d'air. Dans les deux cas, les efforts s'exercent de façon identique mais avec des orientations différentes. La **figure 5** montre, en (a) une pale d'hélice, tronquée pour montrer le profil et en (b) le tracé géométrique d'une hélice sur deux cylindres de diamètres différents. Le pas étant le même dans les deux cas, on voit que l'angle \hat{i} est d'autant plus grand que l'on se rapproche de l'axe, ce qui se vérifie mathématiquement par l'équation générale de cette courbe : $H = 2\pi r \tan \hat{i}$. Si r augmente, H et 2π étant invariables, il faut, pour conserver l'égalité, que $\tan \hat{i}$ diminue. Les profils relevés en (a) montrent qu'ils ressemblent à celui d'une aile d'avion. Ils obéissent à la même loi ($F = KSV^2$), la contrainte R subie par le profil (**fig. 5c**) se décomposant en deux forces : la *portance* ou poussée (F_z) et la *traînée* (F_x). *Eiffel* a démontré que ces forces sont liées à deux coefficients C_x et C_z , tels que $R_x = 1/2 C_x S V^2$ et $R_z = 1/2 C_z S V^2$. La **figure 6** montre l'épure de fonctionnement de l'hélice éolienne avec les valeurs caractéristiques des forces et paramètres d'établissement.

Puissance disponible sur l'axe de l'hélice

Tournant dans un milieu turbulent, présentant une certaine viscosité, la puissance empruntée au vent est inférieure à celle qui résulterait de l'effort sur une surface immobile. S'agissant d'une surface *discontinue*, la vitesse du vent peut se décomposer en deux termes dont l'un est égal au produit du pas de l'hélice (H) par le nombre de tours (n) effectués pendant la rotation. On l'appelle la « vitesse arrière ».

Le vent relatif utile est donc égal à : $V = V_e - nH$.

Partant toujours de l'équation fondamentale ($F = KSV^2$), le disque

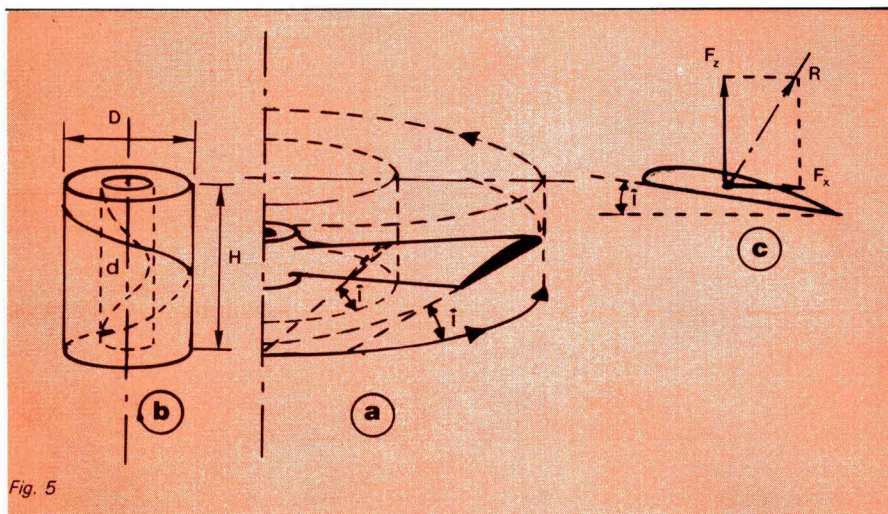


Fig. 5

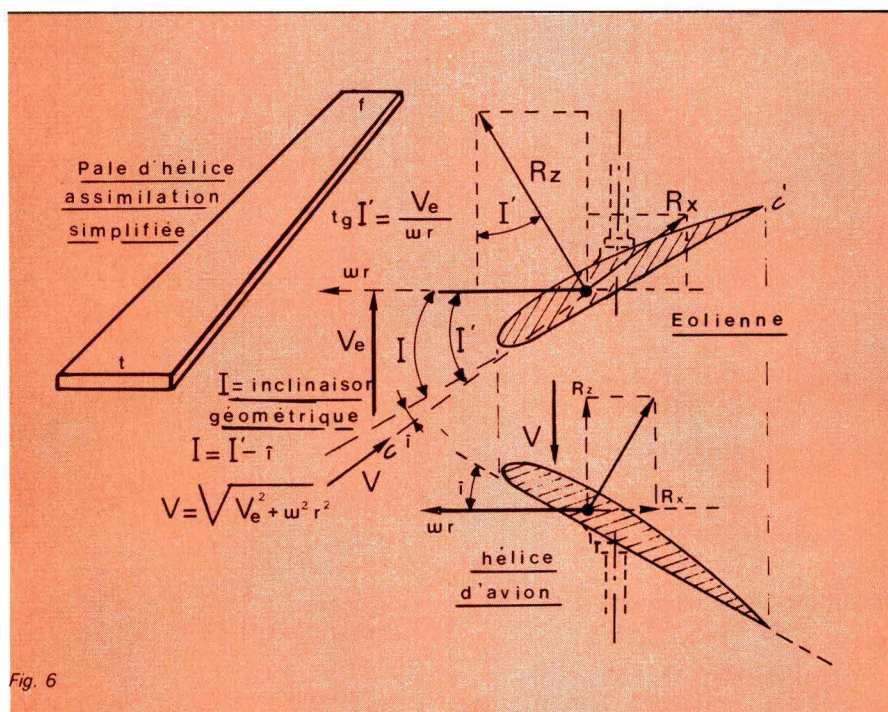


Fig. 6

balayé par l'hélice en rotation ayant pour superficie $\pi D^2/4$, on peut dire que :

$$F = K \frac{\pi D^2}{4} (V_e - nH)^2$$

La puissance, égale au produit de la force par le chemin qu'elle parcourt (nH) a pour expression :

$$P = \frac{K\pi D^2}{4} (V_e - nH)^2 \cdot nH$$

Sans entrer dans le calcul algébrique (simple mais long), on trouve que la variable étant nH , si l'on annule la dérivée par rapport à cette valeur, le maximum de P est atteint pour $nH = V_e/3$.

Partant de ces résultats, un ingénieur spécialisé en la matière, *Ed. Houdet*, avait, vers les années 50, établi une formule commerciale pour

les aéromoteurs de moyenne ou faible puissance :

$$P_{kw} = \frac{D^2 V^3}{10\,000}$$

Cette loi approchée ne s'applique toutefois que jusqu'à des vitesses V_e inférieures à 40 m/s (environ 150 km/h), car la tempête n'est pas souhaitable pour faire tourner une hélice. D'ailleurs, à partir de ce moment, les filets d'air subissent un effort de déplacement dû à la force centrifuge qui modifie la valeur H du pas réel en un pas apparent. Souvent, et surtout dans les grandes centrales, on assure la régulation par des dispositifs de *pas variable* ou, plus exactement de *pente variable*. La **figure 7** montre un système simplifié de commande d'inclinaison des pales dont l'asservissement peut être indépendant ou confié à un ré-

gulateur centrifuge monté sur le moyeu. Pour les petites éoliennes, le régulateur aérodynamique est toutefois préférable mais exige une étude et une réalisation très précise des pales. Sur la **figure 6**, nous avons noté la valeur R_x qui est la traînée de l'hélice en mouvement. Elle représente les pertes de puissance occasionnées, notamment par le frottement de l'air et, lorsque le diamètre de l'hélice est relativement faible (6 à 7 mètres maximum), on peut considérer la pale comme étant une pyramide tronquée à bases rectangulaires, de largeurs « t » au moyeu, « f » en bout de pale et de hauteur $D/2$. Le calcul montre que la traînée croît avec le cube de la vitesse de rotation selon l'équation :

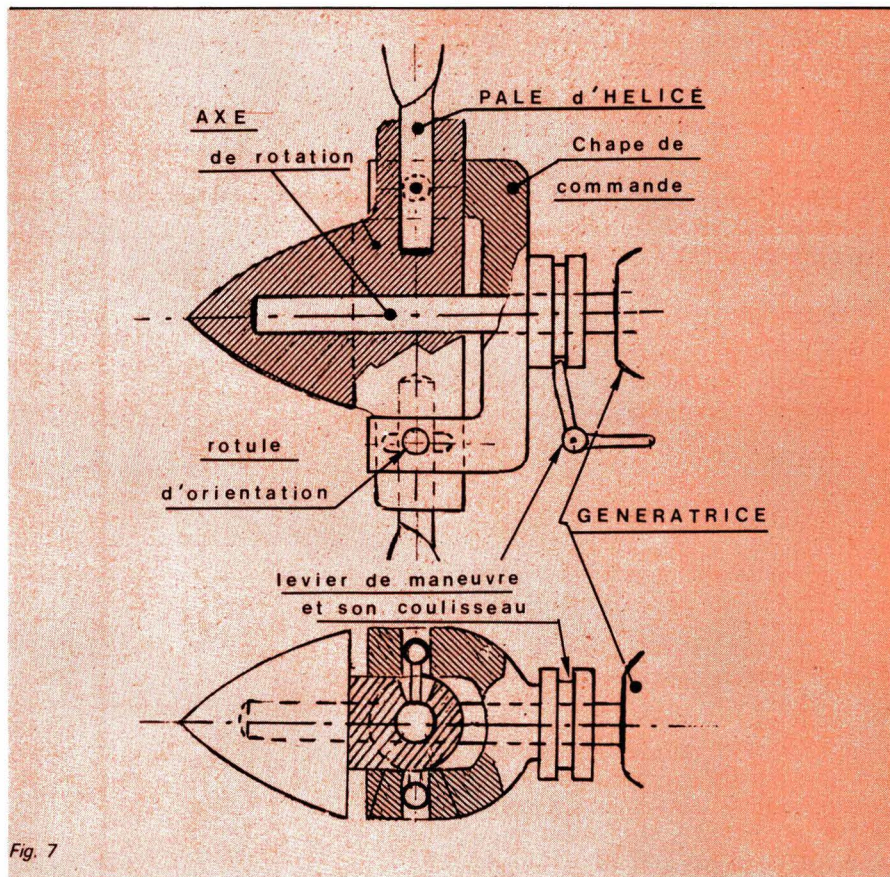
$$T = \beta n^3 D^4 (t + 4f)$$

ce qui a donc pour effet de freiner et de maintenir la vitesse à une valeur limite. Toute la difficulté réside dans le choix du coefficient β , qui varie selon le poli des surfaces et diminue aux très grandes vitesses. Les hélices plates ou à pente constante, brevetées autrefois par *Paris-Rhône*, obéissaient à une loi de ce genre. Dans tous les cas, l'immobilisation de l'hélice résulte de l'action d'un frein à mâchoires du type automobile, conjuguée, le cas échéant, avec la mise en drapeau des pales, c'est-à-dire (**fig. 6**) la corde cc' en parallèle avec V_e . On a essayé des freins dans lesquels la force centrifuge libère des volets qui prennent appui sur l'air ambiant en exerçant un couple antagoniste à celui développé par l'hélice. Ces dispositifs provoquent des turbulences qui se traduisent par des vibrations affectant tout le système mécanique, et sont donc à écarter.

Jusqu'à ces dernières années, les ensembles régulateurs mécaniques étaient actionnés par des tringleries liés à des dispositifs plus ou moins complexes de mise en action. Maintenant, la technologie des capteurs jointe à celle des microprocesseurs peut, surtout dans les gros aérogénérateurs, apporter des solutions fiables et précises à ce problème... à condition de prévoir une interface appropriée !

La production d'électricité

Les moteurs à vent ont d'abord servi à pomper l'eau pour l'irrigation et l'alimentation humaine, nous



l'avons dit plus haut. Vinrent ensuite les moulins à vent pour moudre le grain. Ces derniers ne développaient qu'une faible puissance mais possédaient un couple de démarrage important par vent faible en raison de la surface de leurs ailes. Un type de moulin du genre hollandais, avec 4 ailes de 14 mètres de diamètre ne fournissait guère qu'une puissance de 2 CV (1,5 kW) sous un vent de

7 m/s. A partir de 10 m/s, la vitesse devenait dangereuse !...

Le pompage direct de l'eau, encore largement pratiqué en France dans le milieu rural, fait usage de la roue dite « américaine ». Elle ressemble à celle du rotor de la turbine *Bollée* et une société française (*Humblot*) en construit plusieurs modèles. A titre de référence, on peut élever 8 m³ d'eau par heure sur une hau-



teur manométrique de 100 mètres, avec une roue à 16 pales de 4 mètres de diamètre par vent de 5 à 6 m/s (petite brise captée à environ 10 mètres d'altitude).

Cette application restant toujours d'actualité, nous allons consacrer le reste de cette étude à la production d'énergie électrique.

Les dynamos

Pour les électroniciens, qui pourraient avoir oublié les bases de l'électricité..., rappelons simplement que la f.é.m. d'une dynamo est égale à :

$$E = \frac{p}{a} \cdot n \cdot N \cdot \Phi \cdot 10^{-8} \text{ V}$$

Deux facteurs importants conditionnent la valeur de E, ce sont :

- p = nombre de paires de pôles ;
- n = vitesse de l'induit en tours par seconde.

Le moteur à vent est un moteur lent par rapport à celui d'une automobile dont la dynamo s'amorce à 1 000 tr/mn (17 tr/s). A cette vitesse, la traînée d'une hélice de grand diamètre deviendrait catastrophique en admettant qu'elle puisse l'atteindre sous un vent raisonnable.

Il faut donc augmenter le nombre de pôles ou le nombre de spires (N) puisque n est pratiquement imposé. Ou bien alors, il faut interposer un multiplicateur à trains d'engrenages décalés, comme dans une boîte de vitesse d'automobile. Dans les aéromoteurs plus évolués, on adopte les multiplicateurs à trains épicycloïdaux qui offrent l'avantage de placer le moyeu de l'hélice dans l'axe de l'arbre du générateur. Du point de vue aérodynamique c'est nettement supérieur.

La dynamo idéale doit donc avoir une vitesse périphérique importante pour une vitesse angulaire faible et, pour ce faire, être dotée d'un induit de grand diamètre à grand nombre d'encoches. Mais ce n'est pas tout, car à ces vitesses le nombre de lames du collecteur doit être important de façon à réduire la tension entre lames et la self-induction de la partie court-circuitée au passage des balais. Autrement, la commutation devient difficile. Mais alors le collecteur doit être long ou très gros de manière à obtenir une surface de contact compatible avec l'intensité à véhiculer.

La dynamo type automobile est donc à prohiber et le générateur éo-

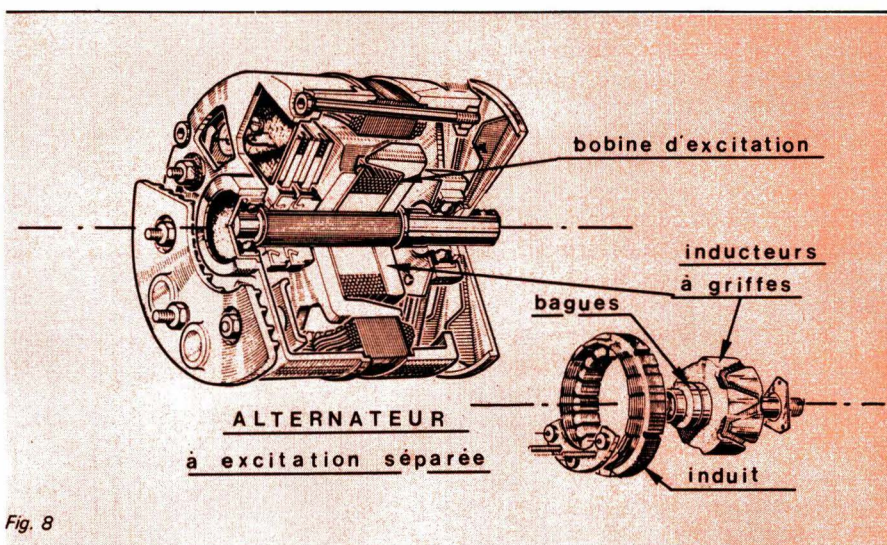


Fig. 8

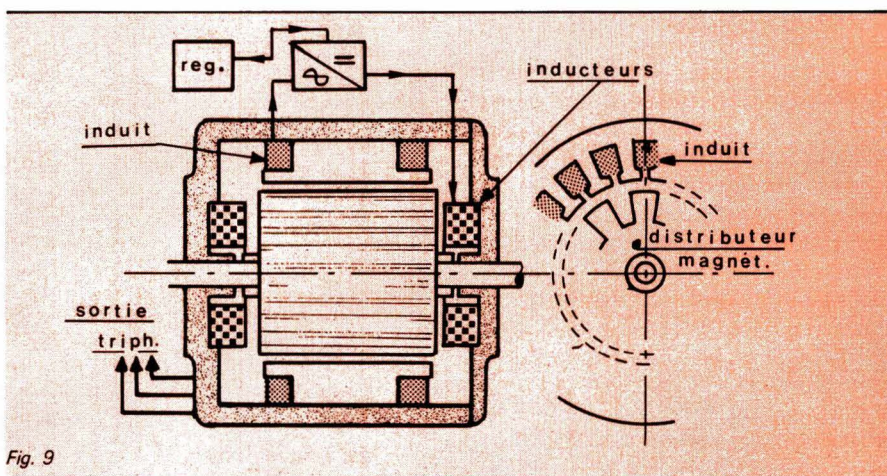


Fig. 9

lien à courant continu est beaucoup plus coûteux. Malgré tout, le constructeur français ENAG y reste fidèle mais limite ses modèles à 3 kW, ce qui est déjà respectable.

Les alternateurs

Beaucoup d'inconvénients résultant de la conception des dynamos sont évités par l'emploi des alternateurs modernes. Ils sont :

- beaucoup plus légers que les génératrices à courant continu ;
- de construction plus simple, donc plus fiables ;
- compatibles plus facilement avec les régimes élevés ;
- réglables par des systèmes électroniques ;
- de faible inertie mécanique, ce qui autorise une surmultiplication à grand rendement ; enfin, ils peuvent être construits avec inducteurs à aimants permanents ; dans ce cas, il n'y a pas de collecteur et, par conséquent, pas de frottements autres que ceux de roulement.

L'alternateur à aimants permanents couplé à une éolienne débite

un courant relativement constant dans un large intervalle de vitesses puisque l'inducteur travaille à saturation mais sa puissance est limitée. Aerowatt propose toutefois un ensemble délivrant 4 500 VA en triphasé 220 — 380 V, ce qui n'est pas si mal. On parle même de générateurs allemands de 90 kW !...

Néanmoins, on peut concevoir des machines mono ou polyphasées en partant d'inducteurs rotatifs à excitation. Le flux peut être produit à l'intérieur même du rotor comme dans les alternateurs d'automobile (fig. 8) et il faut alors l'alimenter par l'intermédiaire de deux bagues, ou par un enroulement fixe d'excitation (fig. 9), s'il s'agit d'un alternateur homopolaire à distributeur magnétique. Le générateur schématisé sur la figure 9 fait l'objet d'un brevet appartenant à l'ancien constructeur d'éoliennes Eolec. L'arbre du rotor fait partie du circuit magnétique et c'est le tambour denté qui provoque la variation de flux. Ce genre de générateur a toutefois le défaut de nécessiter une plus grande masse de fil dans les bobinages.

Les nouveaux minerais et alliages magnétiques semblent vouloir apporter un point final à la discussion sur ce sujet car ils permettent maintenant de concevoir des inducteurs à champ élevé. Avec des inducteurs à griffes (fig. 8) de 28 pôles, **NOAH-Gmbh** propose des générateurs éoliens de 45 à 130 kW sous 380 V.

C'est ainsi qu'au Salon des Composants Electroniques 1981, on a pu voir la société française **Arelec** proposer des aimants injectés aux qualités étonnantes.

Quel courant utiliser ?

Les alternateurs dont il vient d'être question sont des machines que l'on peut qualifier de synchrones, puisque leur réversibilité n'est concevable que s'ils sont d'abord amenés au synchronisme avec la source qui les alimente. Même s'il s'agit de compenser la défaillance ou l'insuffisance d'alimentation collective, on ne saurait, dans cette hypothèse, coupler une éolienne au réseau EDF. Si l'on veut pouvoir utiliser l'énergie du vent dans l'appareillage classique, il faut convertir le courant produit en courant alternatif à 50/60 Hz selon les tensions et les couplages standards : 220 V monophasé ou 220/380 V triphasé.

Rien ne peut donc être réalisé sans le secours d'une batterie d'accumulateurs dont on peut conditionner le courant dans un ou plusieurs circuits « onduleurs ». Lorsque l'aéromoteur entraîne une dynamo, celle-ci charge directement en « floating » et s'il s'agit d'un alternateur, on l'équipe, comme ceux des automobiles, d'un pont de diodes redresseuses. La fréquence qui varie en fonction de la rotation, de 15 à 200 Hz environ n'est pas préjudiciable au fonctionnement des redresseurs modernes. On conçoit toutefois l'intérêt qui s'attache à produire du courant triphasé.

La mise en parallèle directe sur un réseau à 50 Hz nécessite l'emploi d'une génératrice asynchrone dont le champ tournant est généré par le réseau lui-même. Rappelons le principe : un moteur dit « d'induction », à cage d'écureuil ou en court-circuit commandé, tournant à une vitesse supérieure à celle du synchronisme, fournit du courant au réseau auquel son stator est relié. Autrement dit, le réseau fournit un *courant réactif* et reçoit un *courant actif*. C'est un peu le rêve de **Maurice Leblanc** (1) qui

« imaginait l'usine génératrice composée de moteurs asynchrones marchant en parallèle en nombre variable, le tout obéissant à un coordinateur constitué d'une génératrice synchrone ». En tous cas, c'est l'un des moyens utilisés (avec les condensateurs) pour *relever le cosinus ϕ* et éviter certaines pénalités du service distributeur. La dernière réalisation d'EDF basée sur ce principe est localisée à l'île d'Ouessant. Elle est constituée d'un aéromoteur *Aerowatt* couplé à un alternateur de 140 kVA construit par *Leroy Sommer*. L'hélice à deux pales a un diamètre de 18 mètres et son axe horizontal est situé à 30 mètres au dessus du sol. Le rapport du multiplicateur est 17 : 1 pour une vitesse de synchronisme de 1 500 t/m.

Cette réalisation, appelée « Avel Eussa », à coûté 2 875 millions de francs en 1979 et peut conduire à une économie de fuel, pour la centrale Diesel, comprise entre 62 000 et 124 000 litres par an, selon la consommation. Notons au passage que cette perspective, connue d'EDF en 1976, aura demandé 3 ans de délibérations administratives pour aboutir !

Tout un système de déconnexion contrôlée est évidemment nécessaire dans ce genre de réalisation car, aux faibles vitesses de vent, le réseau débiterait sur la génératrice qui *n'accroche* qu'à partir de $V_e = 5$ m/s. L'hélice supporterait des vents de 60 m/s (216 km/h) et en France c'est une situation exceptionnelle au-delà de laquelle on bloque la rotation de l'hélice. Seul, le pylône est alors soumis à l'effort.

On peut, malgré tout, l'installation coûtant un peu plus cher, utiliser le courant continu de la batterie pour beaucoup d'applications, même celles comportant un moteur série à collecteur qui accepte l'alimentation des deux types de courant. Avec les accessoires destinés à l'automobile, on dispose aussi maintenant d'appareils fonctionnant sur basse tension avec un sérieux avantage pour l'éclairage. A puissance consommée égale, une lampe 24 V, par exemple, délivre un flux lumineux de 20 % supérieur à celui d'une lampe 220 V.

Enfin, une autre solution possible consiste à employer une commutatrice ou un convertisseur rotatif, mais en France il semble difficile de trouver des matériels de petites puissances de cette catégorie. Il faut alors les composer soi-même ou les

acquérir à l'étranger. Cela n'empêche tout de même pas d'adopter une éolienne à courant alternatif et les deux pertes de rendements : redresseur + convertisseur, sont largement compensées par la gratuité de l'énergie initiale.

Le vent

Le déplacement de l'air sous l'effet de différences climatiques provoque des flux dont la puissance et la directivité sont constamment variables. C'est pour cette raison que les éoliennes modernes comportent une girouette directionnelle les maintenant de façon constante dans la position la plus favorable. Une loi empirique basée sur une longue expérience (*Ed. Houdet*) estime que : « *sur terrain plat, le vent est ralenti et perturbé jusqu'à une hauteur dont la valeur exprimée en mètres est égale à celle de la vitesse du vent exprimée en mètres à la seconde* »... Evidemment, entre la surface du sol et l'altitude idéale ainsi définie, la situation moyenne valable est fonction de la situation géographique ou, plus exactement, de la situation locale. Un obstacle terrestre dévie les filets d'air et crée une perturbation proportionnelle à sa surface au vent. Un arbre, même sans feuille en hiver, peut constituer un élément perturbateur au même titre qu'un mur. Le fait de construire un récepteur éolien, hélice en particulier, exige donc une étude aérodynamique approfondie si l'on veut bénéficier des vents dominants dans une région déterminée. En France le service de la *Météorologie Nationale* a établi des statistiques qui constatent une vitesse moyenne des vents de 2 à 8 m/s, les valeurs les plus élevées correspondant aux zones côtières et à certaines vallées du Nord/Nord-Est du Jura, des Alpes ou du Massif Central. La carte de la **figure 10**, dressée par le service précité, représente la statistique des vents sur une période de 5 ans ramenée à la moyenne annuelle pour 34 stations de mesures.

Les « roses » sont divisées en 3 valeurs : 2,5 et 8 m/s et au-dessus. C'est-à-dire que les observations bloquent dans la 3^e catégorie toute une gamme de vitesses dont il importe de définir les caractéristiques.

(1) Ingénieur français, mort en 1923 après avoir effectué d'importants travaux sur la production d'énergie électrique. A ne pas confondre avec son homonyme, auteur bien connu de romans policiers !

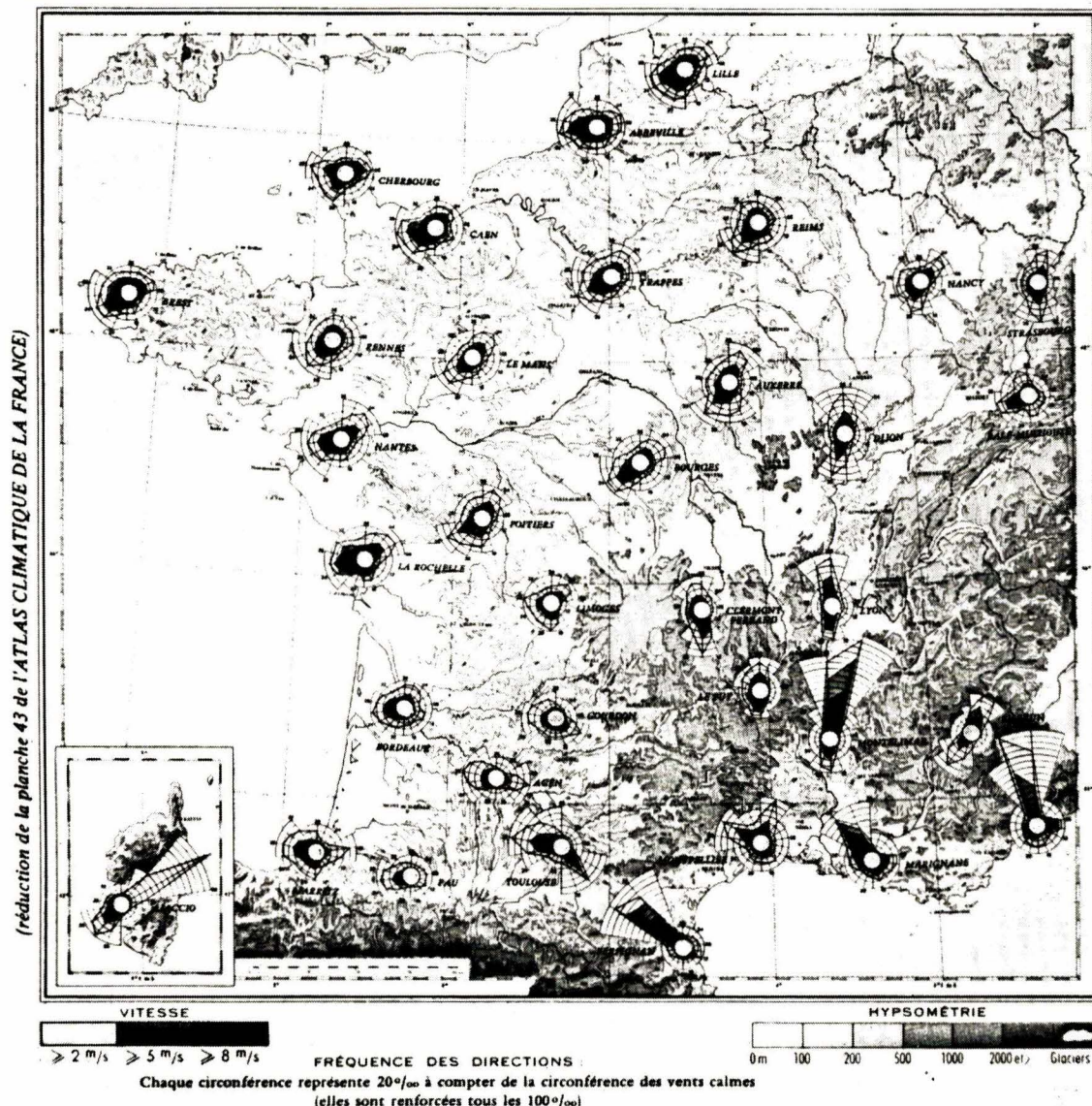


Fig. 10. — Vitesses et fréquence moyenne relative des vents.

L'échelle de *Beaufort* que nous reproduisons au **tableau 1** les énumère avec la pression dynamique qu'ils exercent sur une surface d'un mètre carré.

La carte de la **figure 11** résume approximativement l'énergie du vent par mètre carré/an disponible en France. L'unité est : 10^3 kW/h/m^2 , et l'altitude de référence se situe à

environ 30 mètres par rapport au lieu considéré. Nous indiquons, en bibliographie, une étude du *CSTB*, *disponible actuellement*, dont les informations données sont beaucoup plus précises.

Dénomination	Vitesse		Pression kg.m^2
	m/s	km/h	
Calme	0-1	0-4	0-0,1
Presque calme	1-2	6	0,2
Brise légère	2-4	11	0,7
Petite brise	4-6	17	1,6
Jolie brise	6-8	24	3,1
Bonne brise	8-10	32	5,6
Bon frais	10-12	38	7,9
Grand frais	12-14	46	11,6
Petit coup de vent	14-16	55	17,6
Coup de vent	16-20	65	23,2
Fort coup de vent	20-25	75	30,8
Tempête	25-30	100	55
Ouragan	> 30	> 100	> 55

Tableau 1

Contraintes techniques

Puisque nous venons de parler d'altitude, une étude effectuée par un ingénieur britannique permet de tracer les courbes de la **figure 12**. Elles montrent, pour les machines de moyennes puissances, le rapport entre la vitesse du vent et l'énergie recueillie selon la hauteur de l'axe de l'hélice. Sur la même figure, nous avons tracé la comparaison entre la caractéristique d'un générateur et celle de la variation des vents utilisables pour une grosse installation édiée en Allemagne. La vitesse du vent optimale est légèrement différente selon qu'elle s'applique à un

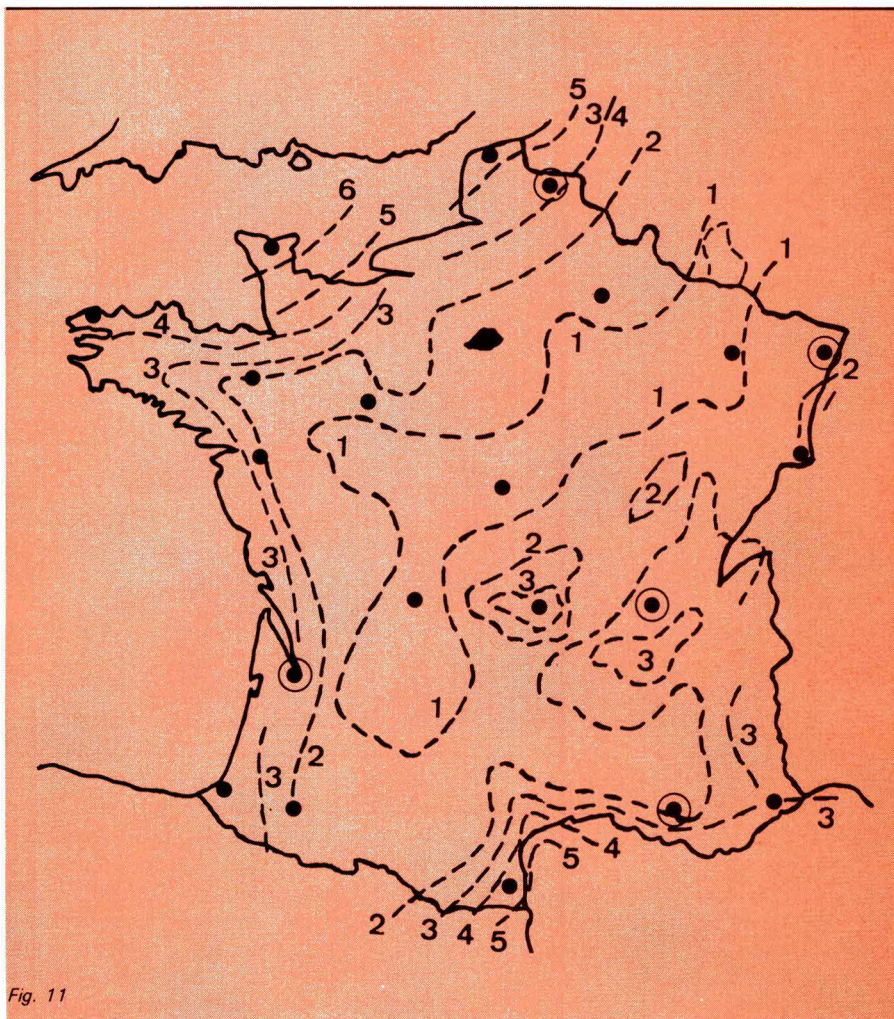


Fig. 11

petit ou à un gros moteur éolien. Le « vent des meuniers » se situe entre 6 et 10 m/s alors que pour les fortes puissances l'idéal monte au-delà (8 à 13 m/s environ). Il faut aussi ajouter que les altitudes favorables ne sont pas les mêmes ; elles atteignent 100 mètres et plus — ce qui, tout compte fait, correspond à

la même situation climatique — Les grosses éoliennes supporteraient mal des régimes supérieurs car il est compréhensible qu'une hélice dont le diamètre atteint 20, 25, 30 mètres et dépasse quelquefois les 60 mètres, serait soumise à des efforts considérables en tournant à 100 ou 200 tours/minute. La varia-

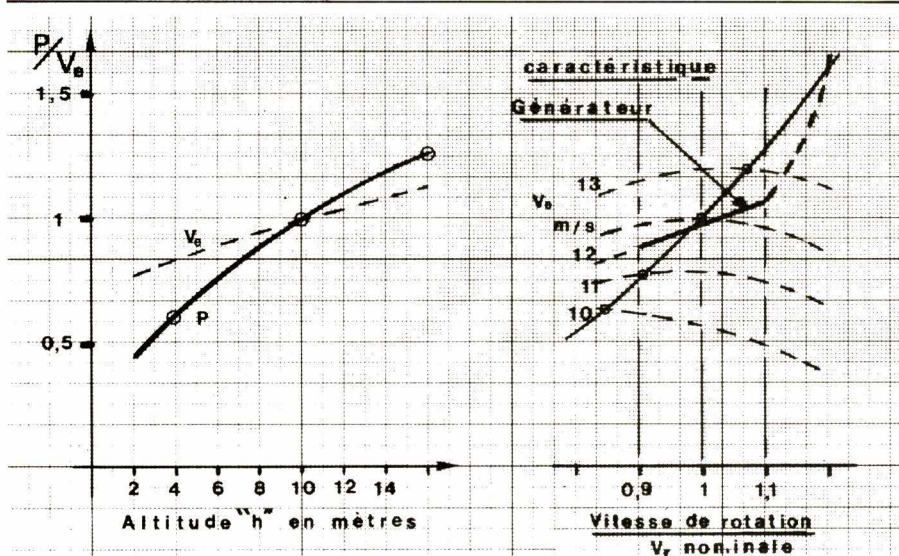


Fig. 12.

tion de la contrainte imposée par le vent atteint un intervalle de 1 000 lorsque sa vitesse passe de 1 à 10.

On peut donc être amené à étudier et à recenser les régimes du vent pour une localisation donnée. On fait alors usage d'un anémomètre qui n'est autre qu'un « panémone » modèle réduit, couplé à un petit alternateur ou à un disque codeur à fentes. La figure 13 montre l'anémomètre *Climet* avec ses éléments constitutifs, étalonnés selon la formule :

$$V = 0,26 + \frac{f}{0,6374}$$

dans laquelle f est la fréquence en tours par seconde, mesurable sur un compte-tours ou un fréquencesmètre à travers un amplificateur, le cas échéant. La précision est valable à 1 % près.

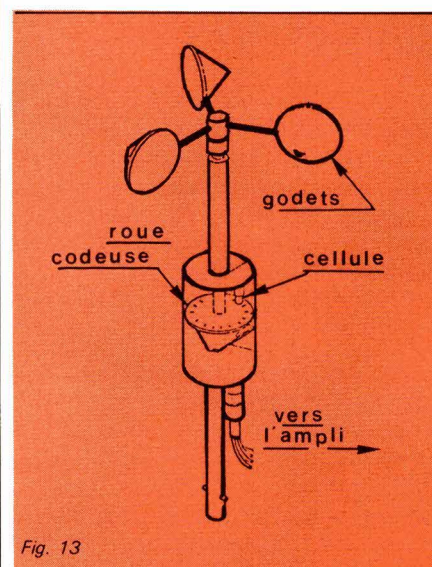


Fig. 13

On peut, de façon empirique, évaluer à priori une vitesse de vent de la façon suivante :

- feuilles des arbres immobiles : 1 m/s ;
- feuilles frémissantes : 2 m/s ;
- rameaux s'agitent : 4 m/s ;
- petites branches plient : 7 m/s ;
- moyennes branches plient : 9 m/s ;
- peupliers plient : 10 m/s ;
- grosses branches cassent : 24 m/s ;
- toitures endommagées : 36 m/s.

A la hauteur d'un pylône d'éolienne courante (de 8 à 25 m maximum) les vents à partir de 15 m/s sont tourbillonnaires et risquent d'endommager la mécanique. Ils sont toutefois, en général, caractérisés par de courtes durées.

Si l'on adopte comme vitesse de vents utilisables : 3 à 15 m/s, on admet à priori, qu'un obstacle quelconque provoque une perturbation d'une largeur de 3 à 4 mètres sur une distance d'environ 50 fois sa hauteur. Partant du principe que l'aéromoteur doit être placé *aussi haut que possible au-dessus d'un obstacle* (maison, dune, etc.) le bas de la pale d'hélice ne doit pas l'approcher à moins de 3,50 m.

Dans tous les cas où, le vent soufflant avec une fréquence et une vitesse utilisables, un aérogénérateur ne tourne pas régulièrement et girouette sans arrêt, c'est qu'il est mal placé et que sa hauteur est probablement insuffisante. Enfin, on se souviendra que la tour ou le pylône de l'éolienne doivent résister à l'effort des vents les plus violents du type ouragan soit 250 km/h, les pales étant immobilisées.

Contraintes administratives

L'installation d'une éolienne domestique en milieu rural ne pose, *en principe*, aucun problème, à condition d'en faire la déclaration à sa mairie. Les autorités municipales sont en mesure de renseigner sur les formalités éventuelles concernant la « Protection des Sites » et « l'environnement ».

Nous attirons toutefois l'attention sur le fait que, la proximité d'un émetteur ou d'un réémetteur de radio ou T.V., peut comporter certaines modalités d'exécution imposée par les services de la Radiodiffusion. Il en est de même pour ce qui concerne les faisceaux hertziens de surveillance dans le cas de pylônes de grande hauteur.

D'autre part, on sait que la traversée d'une voie publique est soumise à autorisation, même s'il s'agit de transporter une énergie privée dans une autre partie d'une même propriété. A fortiori, il ne saurait être question d'alimenter un voisin, même à titre gratuit, car il s'agit là d'une atteinte au monopole de l'Electricité de France.

En dehors de ces formalités, un particulier n'a aucune autorisation à demander ni taxe à payer.

S'il s'agit d'une grande éolienne destinée, par exemple, à l'alimentation d'un atelier, il se peut que d'autres considérations soient à envisager comme celles de l'obtention d'un permis de construire.

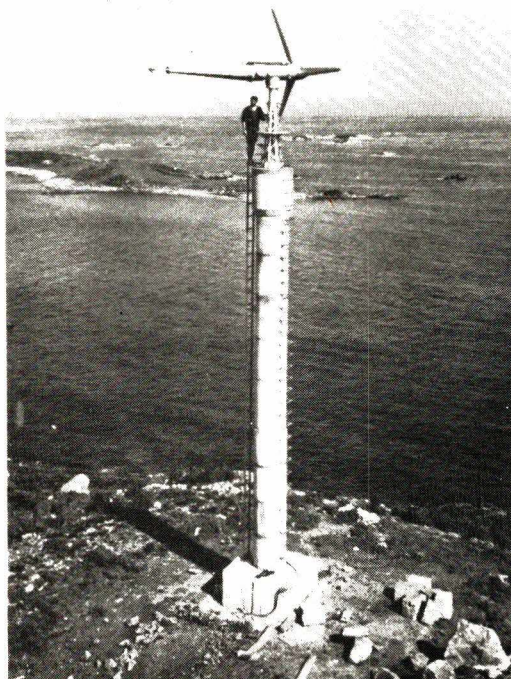


Fig. 14

En milieu urbain, les contraintes restent les mêmes avec, en plus, l'obligation de s'assurer par rapport au voisinage comme il est déjà habituel de le faire pour les cheminées de grande hauteur ou tout simplement pour les antennes en général.

Les réalisations

La photographie de la **figure 14** montre une éolienne installée par le service des *Phares et Balises*, pour alimenter le phare des *Sept Iles* dans la région de *Perros-Guirec*. Il s'agit d'une machine autorégulatrice sans réglage de pente d'hélice ni accessoires auxiliaires. Elle est montée sur une tour en béton et elle possède un circuit de refroidissement (visible sur le dessus) permettant de tenir le générateur à une température acceptable.

Le dessin de la **figure 15** montre la nacelle d'une centrale éolienne, évoquée plus haut, installée dans le nord de l'Allemagne tout près du Danemark. Ce site de plaine côtière est déjà très utilisé par les danois depuis 1944 avec plusieurs centrales de 70 kW et une, plus récente (1979), de 200 kW.

La réalisation allemande, beaucoup plus élaborée, développe 3 000 kW avec une hélice bipale de 100,4 mètres de diamètre, le tout hissé sur une tour en béton armé de 97 mètres de haut et 3,5 mètres de

diamètre. La nacelle mesure 22 m X 6 m. La vitesse nominale, par vent moyen de 11,8 m/s, est de 18,5 tours/minute et l'arbre du générateur est entraîné à travers un multiplicateur à deux étages de rapport 1 : 81. Les pales de l'hélice sont en fibre de verre moulée et armée d'entretoises en acier. La moyenne annuelle énergétique atteinte est d'environ 12 GWh.

La **figure 16** montre l'allure générale des appareils construits par *Aerowatt*, société dont nous avons parlé plus haut avec la réalisation d'EDF à *Quessant*.

Ces aérogénérateurs bénéficient des technologies les plus évoluées en la matière. Les hélices sont à pente variable commandée par régulateur centrifuge dont les capteurs sont visibles sous forme de deux petites barres à l'avant. Le mécanisme de variation de pente est logé dans l'ogive frontale, et le calage de départ permet un démarrage sous vent très faible (1,5 à 2 m/s). Le générateur est à courant alternatif ou continu selon les modèles et les options. Les tensions sont, suivant le cas : 12, 24, 36, 48, 120, 240 V ou 220 X 380 V.

En guise de conclusion

La consommation d'énergie s'accroît tous les jours, et le progrès c'est, semble-t-il, de répondre à la

Bibliographie

- [1] « Eolienne à axe vertical » — G. Deparis, Ing. du Génie Maritime *Le Génie Civil*, 15 sept. 1947.
- [2] « The potentialities of wind power » « Large-Scale Generation of electricity by wind power » — Technical reports W/T16 — C/T101 — 1949 *The british electrical and allied industries Research Association*.
- [3] « Etablissement des hélices d'éoliennes électriques à usage domestique » — Ed. Houdet, *Le Génie Civil* 1^{er} juin 1951.
- [4] « Les Eoliennes » — P.L. Grenier, *Radio Pratique*, août/sept 1951.
- [5] « Les Eoliennes » — P. Lemeunier, *Le moniteur Professionnel de l'Electricité*, n° 68 et 70, fév. avril 1953.
- [6] « Les Eoliennes » Collection Système D-ETSF 2/12, rue de Bellevue, 75940 Paris Cedex 19.
- [7] Documentations EDF diverses — Direction des Etudes et Recherches.
- [8] « Distribution Statistique et Cartographie des vitesses moyennes des vents en France. Application à l'Energie Eolienne » Ph. Duchène-Marullaz — CSTB, 11, rue Henri Pichent, 44300 Nantes.
- [9] « Le climat de la France » Ministère des Transports — Direction de la Météorologie, 2, avenue Rapp, 75340 Paris Cedex 07.

Quelques adresses de fournisseurs d'aéromoteurs

Aerowatt : 37, rue de Chanzy, 75011 Paris. Tél. : (1) 371.35.78, 371.36.21.

ENAG S.A. : Route de Pont-l'Abbé, 29000 Quimper. Tél. : (98) 95.44.25, 95.31.44.

Humblot Eoliennes : 8, rue d'Alger, Coussey, 88300 Neufchâteau. Tél. : (29) 94.09.09.

NOAH Energie Systeme GMBH : D-5202, Hennef 1, Wippenhohner Strasse 31. Tél. : (02242) 2543 arig.

Hulskamp B.V. : B.P. 52, 18000 AB-Alkmaar. Pays Bas.

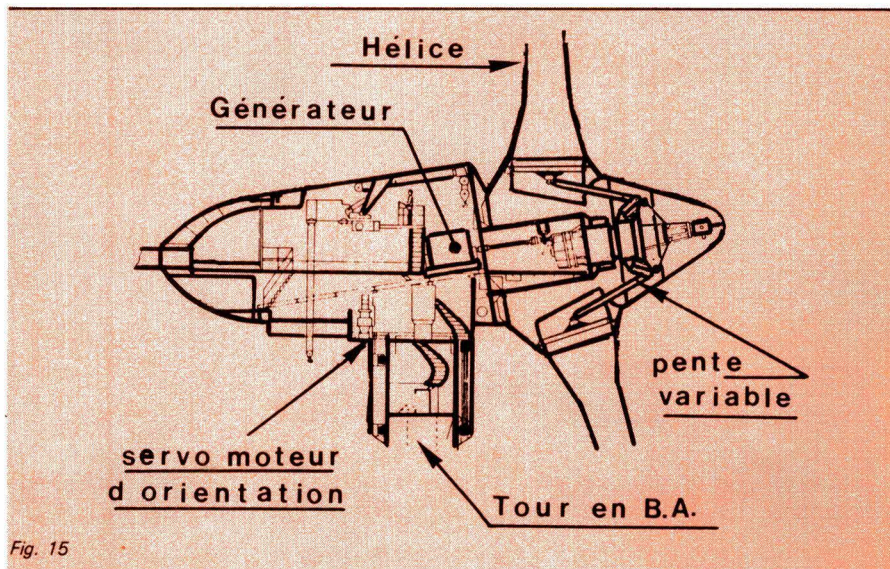


Fig. 15

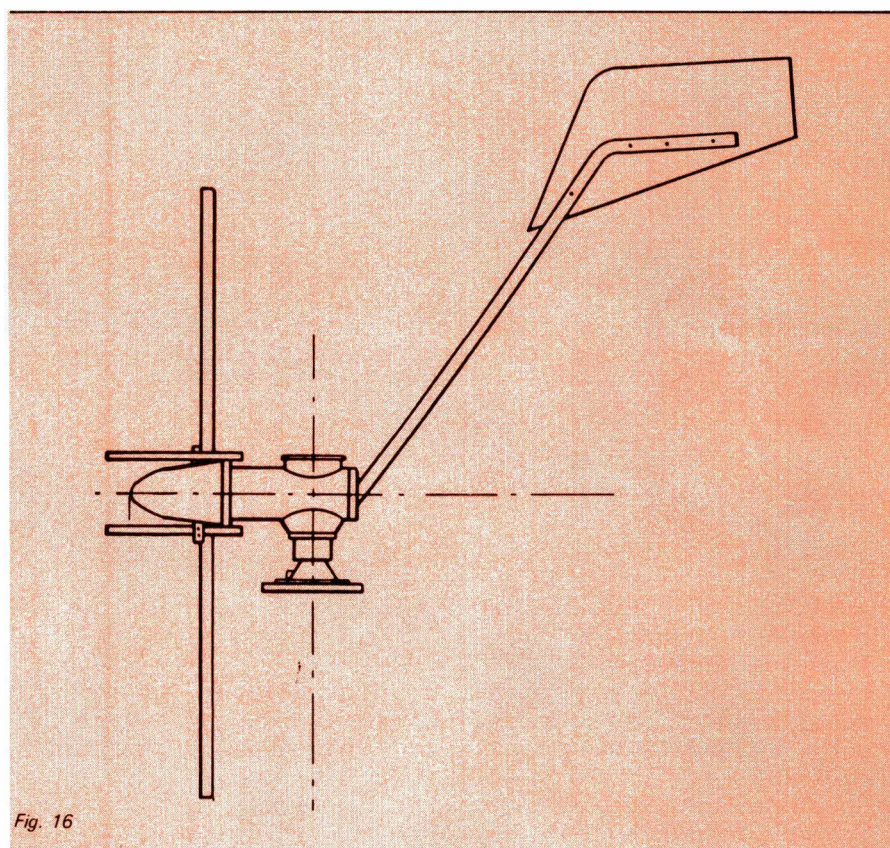


Fig. 16

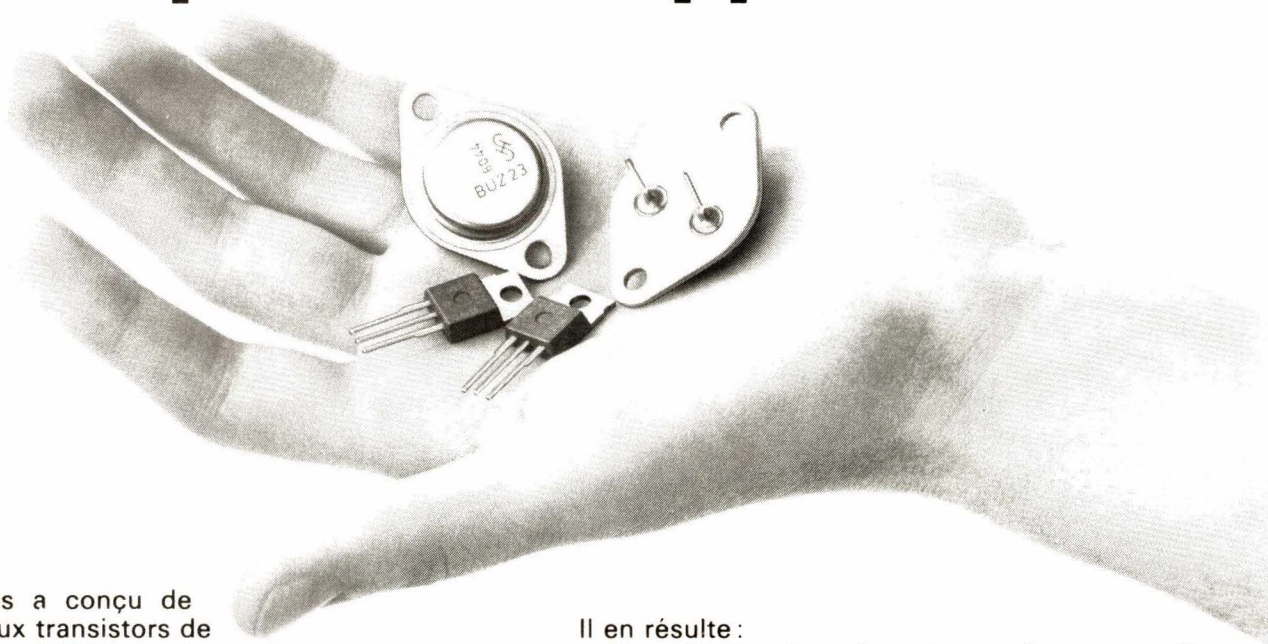
demande plutôt que de vouloir rétrograder en prônant l'économie ou en l'imposant par une discrimination aussi injuste qu'illusoire. Certes, le gaspillage doit être réprimé car c'est un facteur de dépendance qui, quels qu'en soient les aspects, est toujours néfaste. Mais il importe de ne négliger aucune source d'énergie, aussi limitée soit elle, afin de soulager d'autant les productions traditionnelles y compris celle de l'énergie nucléaire, parfaitement valable pour peu qu'elle s'accompagne des mesures de sécurité.

Nous venons de voir la fragilité de

notre infrastructure énergétique face aux éléments déchaînés. Elle va s'accroître, c'est inévitable, avec l'extension quantitative des besoins. L'énergie électrique est la plus souple d'emploi et la moins onéreuse, même celle distribuée par le réseau. La rentabilité d'une petite centrale éolienne individuelle, jumelée éventuellement avec un captage de l'énergie solaire, offre un secours toujours disponible. Les batteries d'accumulateurs sont là pour y répondre, nous l'avons dit déjà.

P. Lemeunier

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
B.P. 109 - 93203 Saint-Denis Cedex 01
Tél. (1) 820 61 20

ou chez ses distributeurs

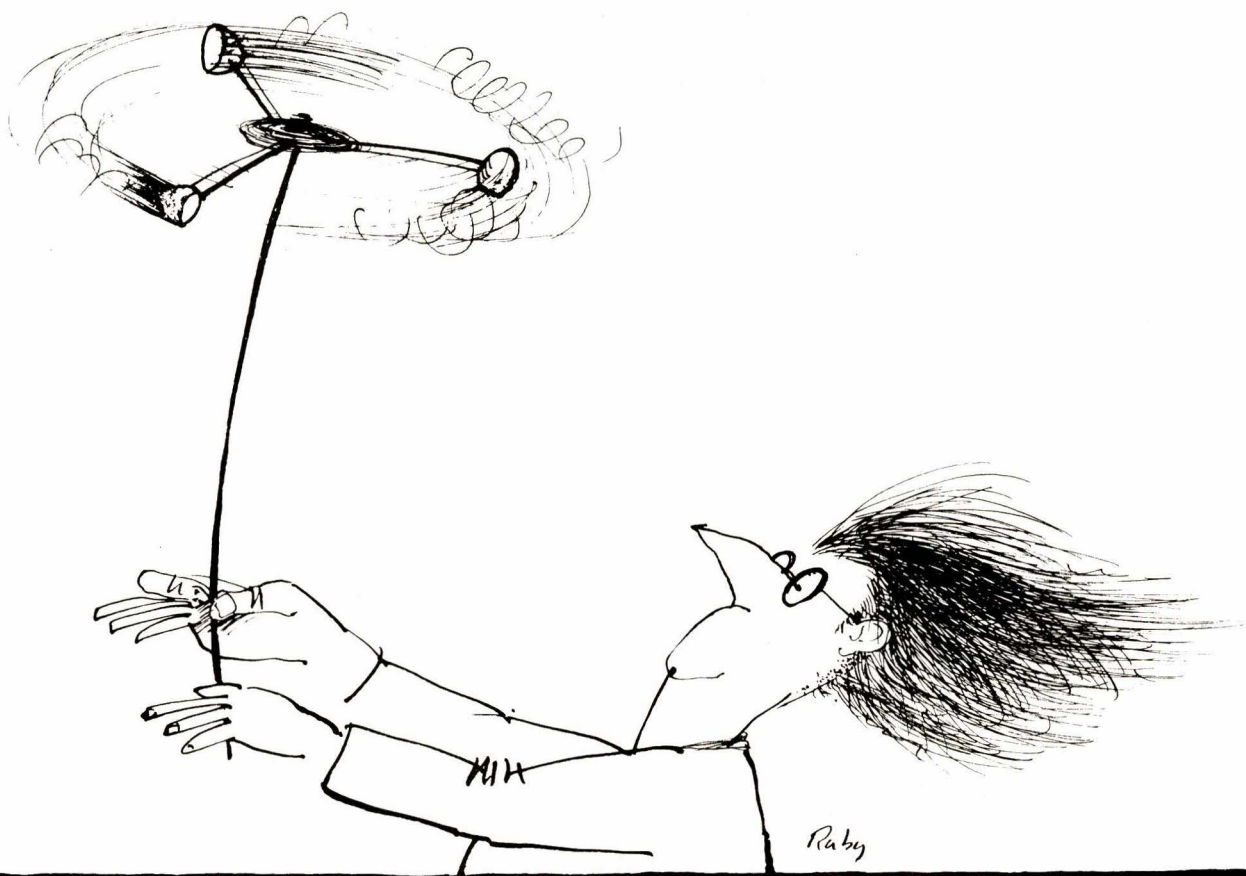
PARIS EREL (1) 345 80 80 — CHATILLON-SOUS-BAGNEUX BAN-ELEC Tél. (1) 655 43 43 — LES CLAYES-SOUS-BOIS DEL Tél. (3) 056 66 66 — RUNGIS SPETEC Tél. (1) 686 56 65 — LYON AS-TERLEC Tél. (7) 872 88 65 — MARSEILLE AVIREX Tél. (91) 79 17 56 — SCHILTIGHEIM BALZINGER Tél. (88) 33 18 52 — CLERMONT-FERRAND FLAGELECTRIC 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) 880 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

Réalisation

Unité de mesures anémométriques

Parallèlement à notre étude de synthèse sur les aérogénérateurs et leurs applications, l'article ci-après constitue en quelque sorte un complément pratique et propose une réalisation utile à ceux qui se proposent d'utiliser l'énergie éolienne. En effet, l'installation d'un aérogénérateur nécessite la connaissance de deux paramètres, à savoir la vitesse instantanée pour le calcul des contraintes mécaniques s'exerçant sur le dispositif, et la vitesse moyenne pour l'optimisation du rendement de l'aérogénérateur. Nous allons décrire deux montages qui, à partir du même capteur, vont permettre de mesurer la vitesse instantanée, ainsi que la vitesse moyenne, qui sera relevée automatiquement par l'intermédiaire d'une centrale de mesure.



Principe de fonctionnement du capteur

Le capteur utilisé, de marque Chauvin-Arnoix type « P », apparaît sur la **photo 1**. Il s'agit d'un transmetteur anémométrique à moulinet, qui entraîne, sous l'action du vent, un disque métallique crénelé. Celui-ci tourne entre les bobines d'entretien d'un circuit oscillant et génère des impulsions électriques, dont la fréquence est proportionnelle à la vitesse de rotation du moulinet, donc à la vitesse du vent.

Pour le capteur utilisé, la fréquence des impulsions est de 5 Hz pour une vitesse de vent de 1 m/s.

Mesure de la vitesse instantanée du vent

Un convertisseur fréquence-tension va nous permettre, à partir des impulsions délivrées par le capteur, d'afficher la valeur de la vitesse instantanée sur un milliampèremètre Chauvin-Arnoix directement gradué en m/s ; cet indicateur est visible sur la **photo 2**.

Le schéma complet du système,

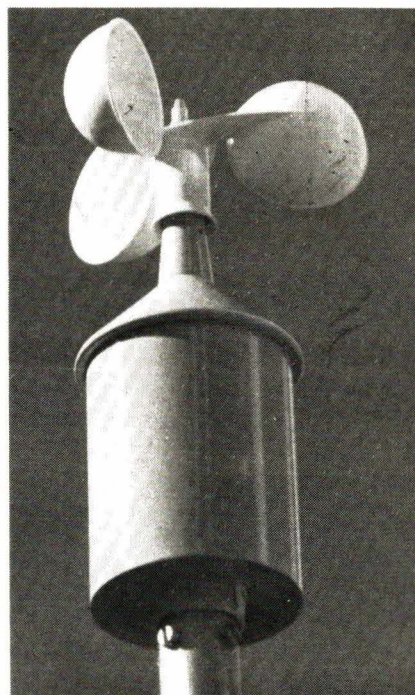


Photo 1

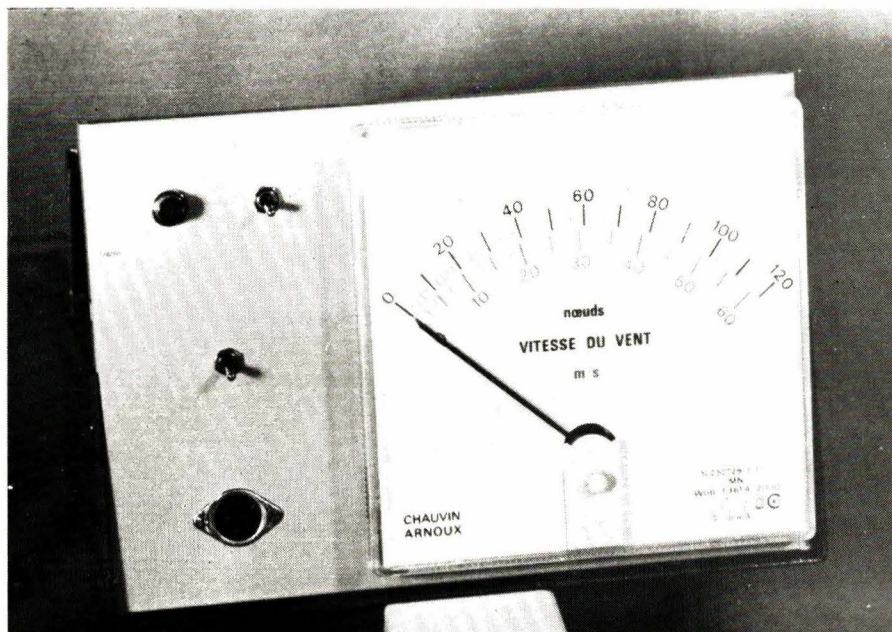


Photo 2

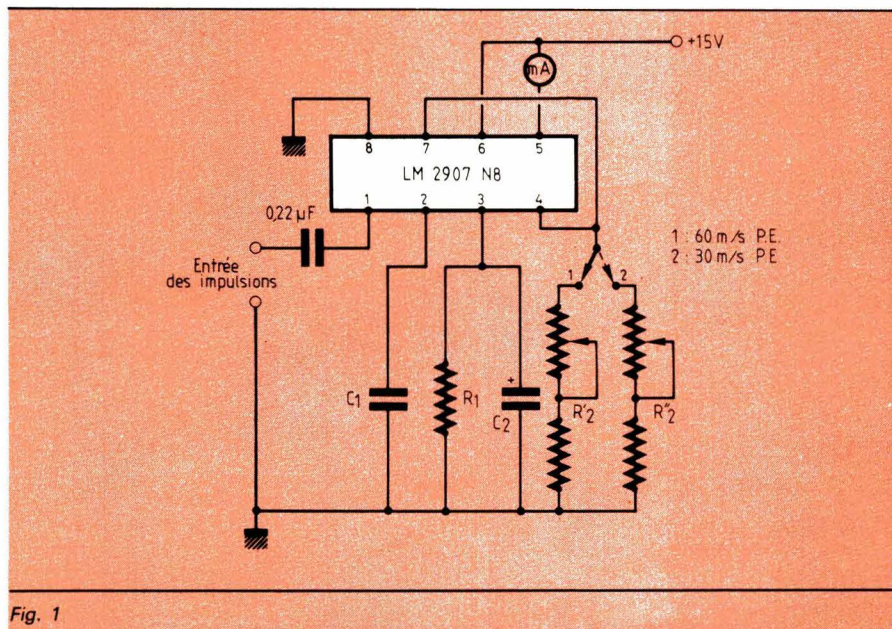


Fig. 1

construit autour d'un convertisseur fréquence-tension LM 2907 N8, apparaît à la **figure 1**.

Nous ne reviendrons pas en détail sur le fonctionnement de ce circuit qui a déjà fait l'objet d'une description fort complète [1]. Nous nous bornerons à rappeler les diverses formules permettant de déterminer les éléments du montage.

Un commutateur permet de sélectionner deux échelles A et B correspondant respectivement à des vitesses maximum mesurables de 30 m/s et 60 m/s et, donc, à des fréquences d'entrée de 150 Hz et 300 Hz.

La tension de sortie V_0 à la broche 4 est telle que :

$$V_0 = R_1 C_1 \times f \times V_{\text{alim}}$$

C_1 doit être, d'après le constructeur, supérieure à 100 pF et R_1 doit satisfaire la relation :

$$R > \frac{V_{0\text{max}}}{I_{3\text{min}}}$$

I_3 est le courant de sortie à la broche 3 ; sa valeur typique est d'environ 150 μA .

La valeur maximum de V_0 sera légèrement inférieure à la tension d'alimentation, compte tenu de la chute de potentiel dans le milliampèremètre et dans le transistor qui équipe l'étage de sortie du circuit LM 2907.

Toutes ces considérations nous ont amené à choisir $C_1 = 33 \text{ nF}$, et $R_1 = 82 \text{ k}\Omega$. Le courant qui traverse le milliampèremètre doit être au maximum de 5 mA et doit satisfaire la relation :

$$i = V_0 / R_2$$

Nous avons donc déterminé les deux valeurs de R_2 pour les deux échelles A et B, soit respectivement $R_2 \simeq 3 \text{ k}\Omega$ et $R_2 \simeq 1,5 \text{ k}\Omega$, que nous avons réalisé à partir d'une résistance fixe et d'une résistance ajustable. Le condensateur C_2 fixe le temps de réponse et intervient dans la valeur de l'ondulation résiduelle présente sur la broche 3 ; la valeur choisie, $C_2 = 1 \mu\text{F}$, constitue un bon compromis.

L'alimentation stabilisée nécessaire au fonctionnement du convertisseur fréquence-tension et du transmetteur anémométrique est représenté sur la **figure 2**.

L'ensemble du montage réalisé sur une plaque de circuit imprimé apparaît sur la **photo 3** ; la plaque est fixée directement sur les bornes du galvanomètre.

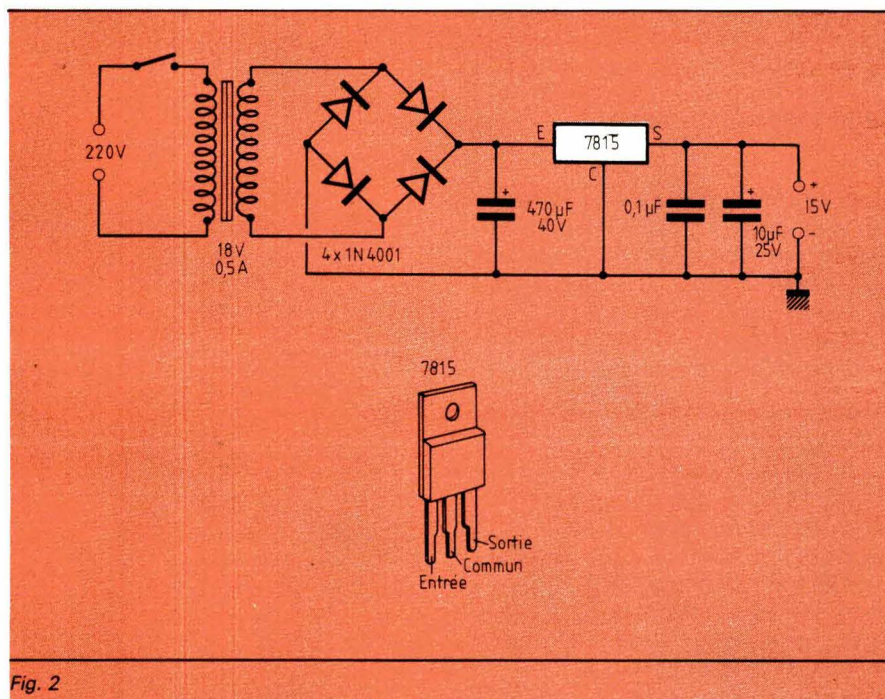


Fig. 2

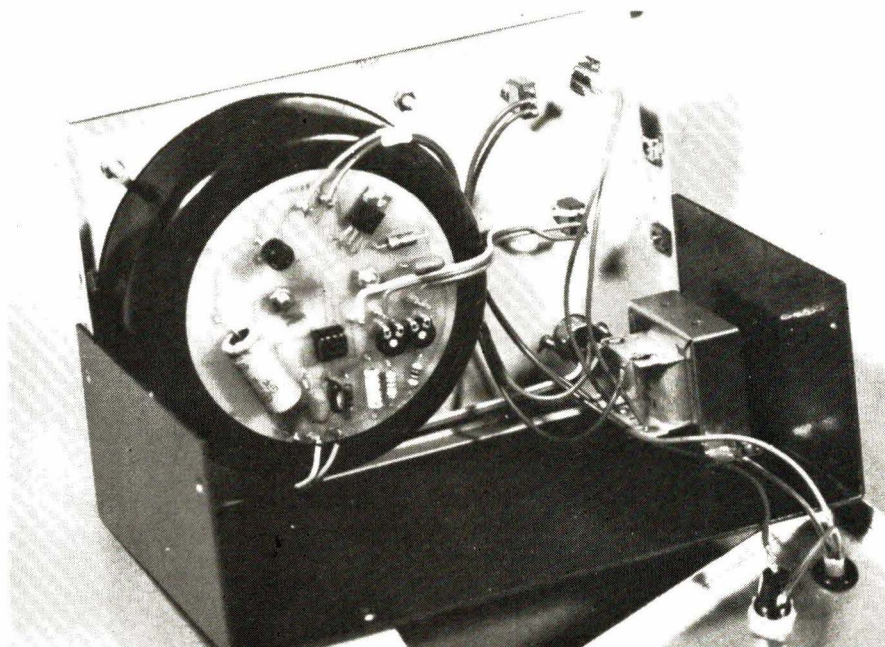


Photo 3

Mesure de la valeur moyenne de la vitesse du vent

Le schéma de principe apparaît sur la **figure 3** ; les explications qui suivent concernent le cas d'une mesure s'étendant sur une heure, bien qu'il soit très facilement possible d'adapter le dispositif pour des durées inférieures ou supérieures.

Nous avons choisi une valeur moyenne de 20 m/s pleine échelle, ce qui correspondra à une fréquence de 100 Hz et, donc, pendant une heure, le capteur délivrera 360 000 impulsions. L'étage diviseur va effectuer une division par 360, de telle sorte qu'en sortie, nous aurons 1 000 impulsions par heure, pour une valeur moyenne de 20 m/s. Le schéma de l'étage diviseur est donné à la **figure 4 a**.

Nous avons utilisé trois circuits CD 4017, le premier monté en diviseur par 10 et les deux autres en diviseur par 6. Les diodes évitent toute remise à zéro inopportune lors du basculement de chaque diviseur. La réalisation sur circuit imprimé enfichable est montée sur la **photo 4**.

Les impulsions, en sortie de l'étage diviseur, vont être comptées, puis transformées en une grandeur analogique de 4 V maximum qui sera dirigée vers la centrale de mesure.

A l'intention des lecteurs qui ne pourraient se rapporter aisément au numéro 13 de notre revue [2], nous

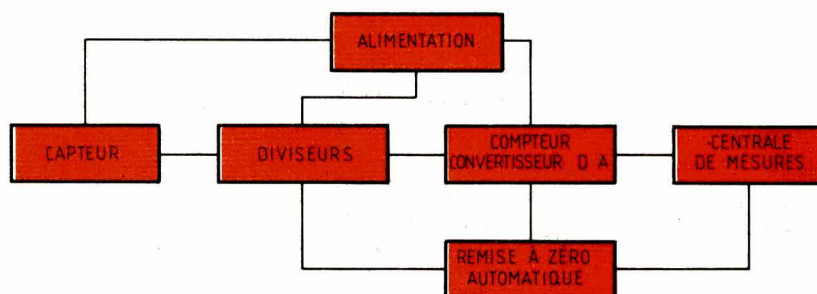


Fig. 3

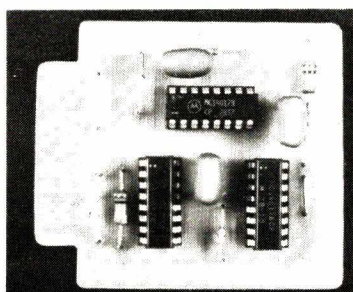


Photo 4

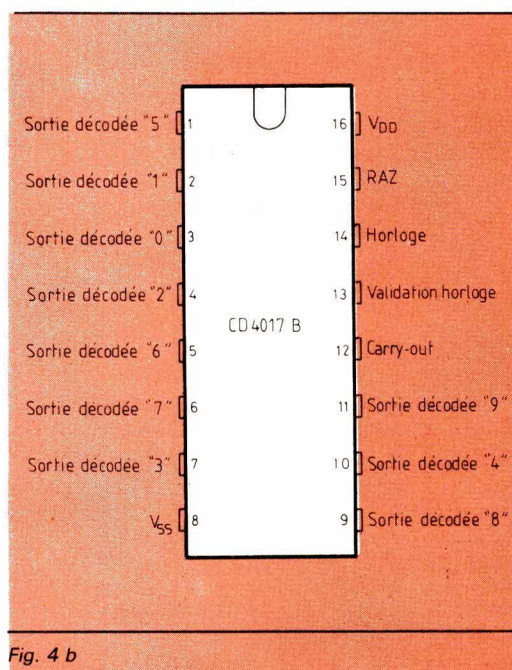


Fig. 4 b

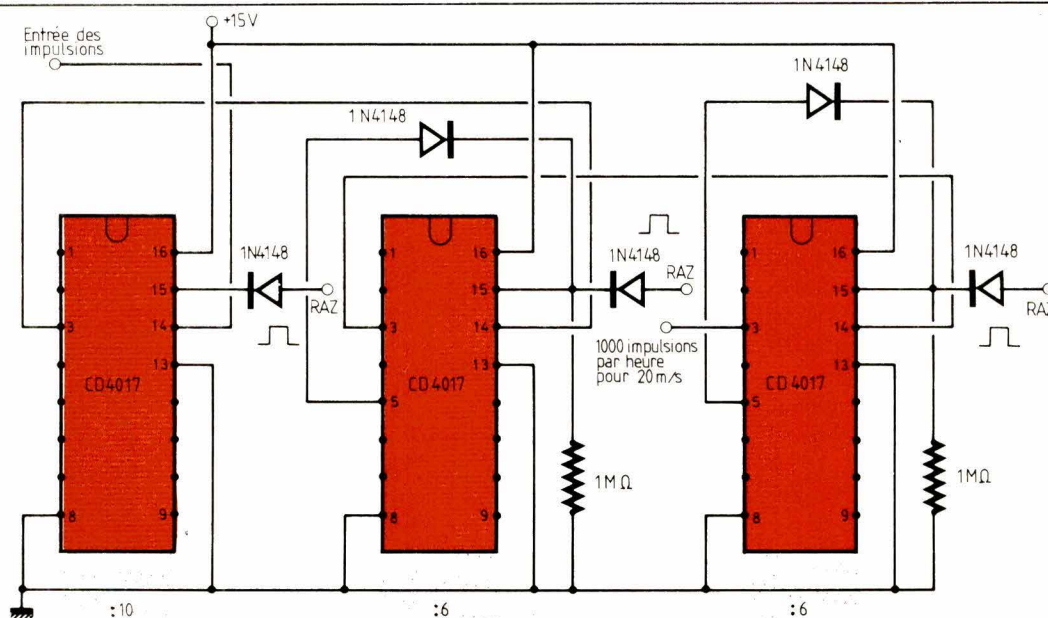


Fig. 4 a. — Les bornes RAZ doivent être réunies et sont opérantes lorsqu'elles sont à l'état haut.

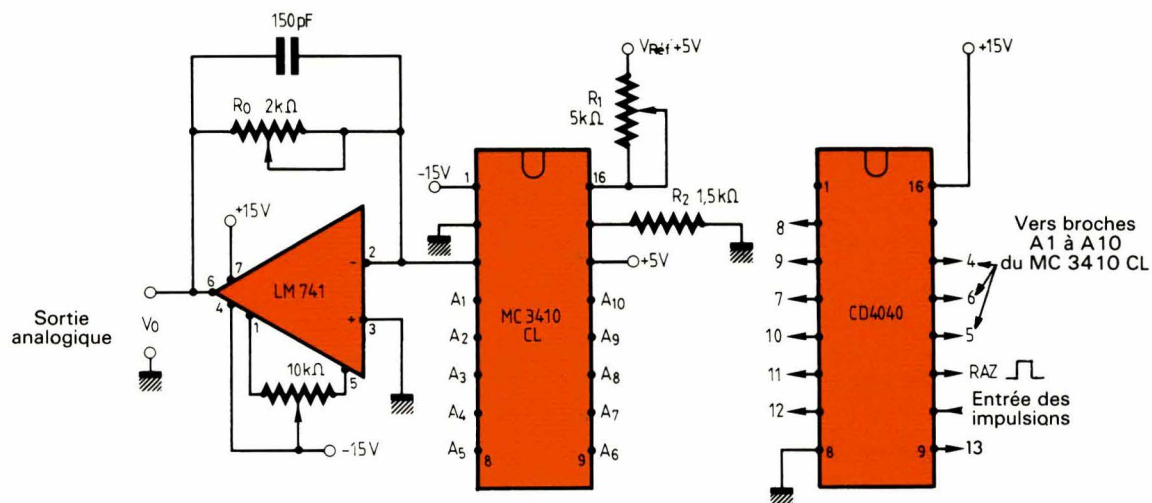


Fig. 5 a

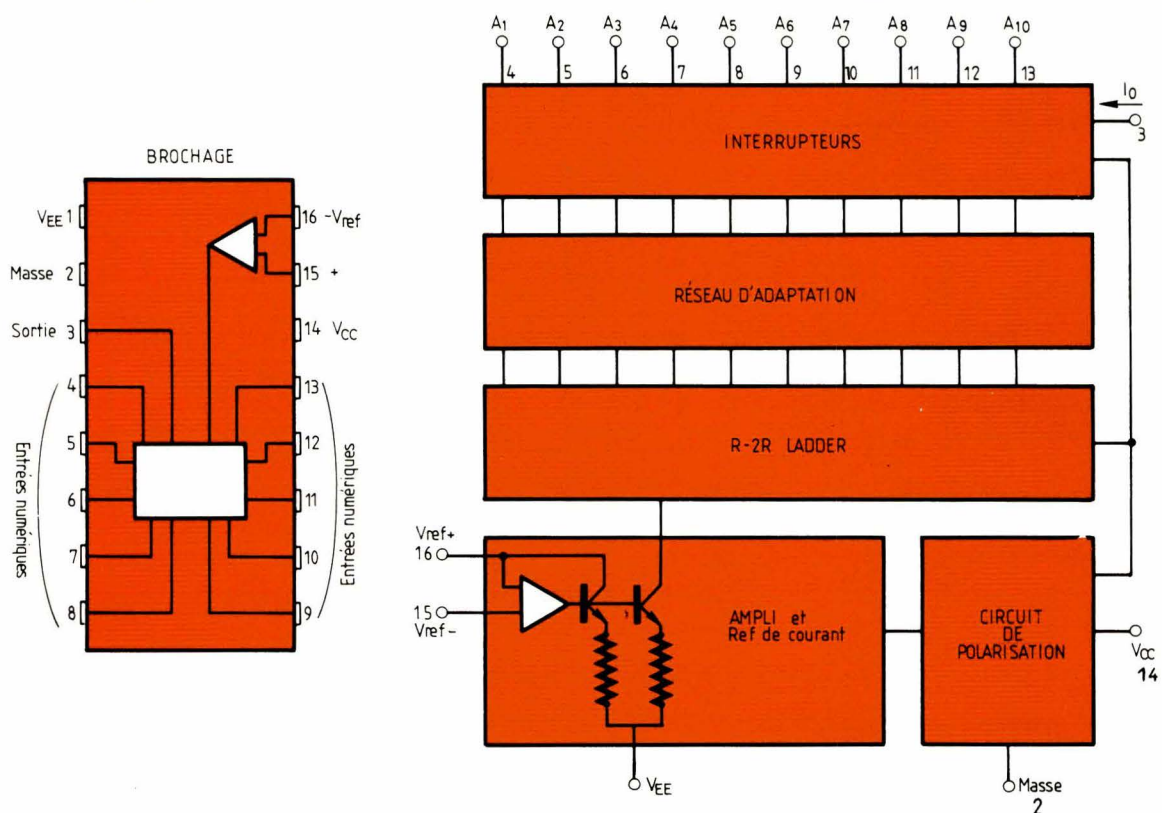


Fig. 5 b. — Brochage et synoptique interne du MC 3410 CL.

pensons utile de rappeler succinctement le principe de fonctionnement de l'ensemble compteur/ convertisseur digital-analogique.

Compteur-convertisseur digital-analogique

Le schéma complet de cet ensemble est représenté à la **figure 5 a**.

Le circuit CD 4040 représenté à la **figure 6** est un compteur 12 bits dont seulement 10 sont utilisés, il est suivi par le convertisseur digital analogique *Motorola MC 3410*.

Le diagramme indiquant le courant de sortie en fonction du mot digital d'entrée apparaît sur la **figure 7**. Nous avons fait suivre le convertisseur digital analogique par un ampli opérationnel pour effectuer la conversion intensité-tension et inverser le signal disponible sur la sortie de telle sorte que le niveau de sortie soit une fonction croissante du mot digital d'entrée.

La tension de sortie V_o est donnée par :

$$V_o = \frac{2 R_0}{R_1} \left[V_{REF} \frac{A_1}{2} + \frac{A_2}{4} + \frac{A_3}{8} + \frac{A_4}{16} + \frac{A_5}{32} + \frac{A_6}{64} + \frac{A_7}{128} + \frac{A_8}{256} + \frac{A_9}{512} + \frac{A_{10}}{1024} \right]$$

$A_i = 0$ si la sortie i est à l'état bas.

$A_i = 1$ si la sortie i est à l'état haut.

Le courant de référence I_{REF} injecté à la broche 16 du MC 3410 est calculé d'après la formule :

$$I_{REF} = \frac{V_{REF}}{R_1}$$

La valeur optimale de I_{REF} étant 2 mA et V_{REF} ayant été choisi à 5 V ;
 $R_1 = 2,5 \text{ K}\Omega$.

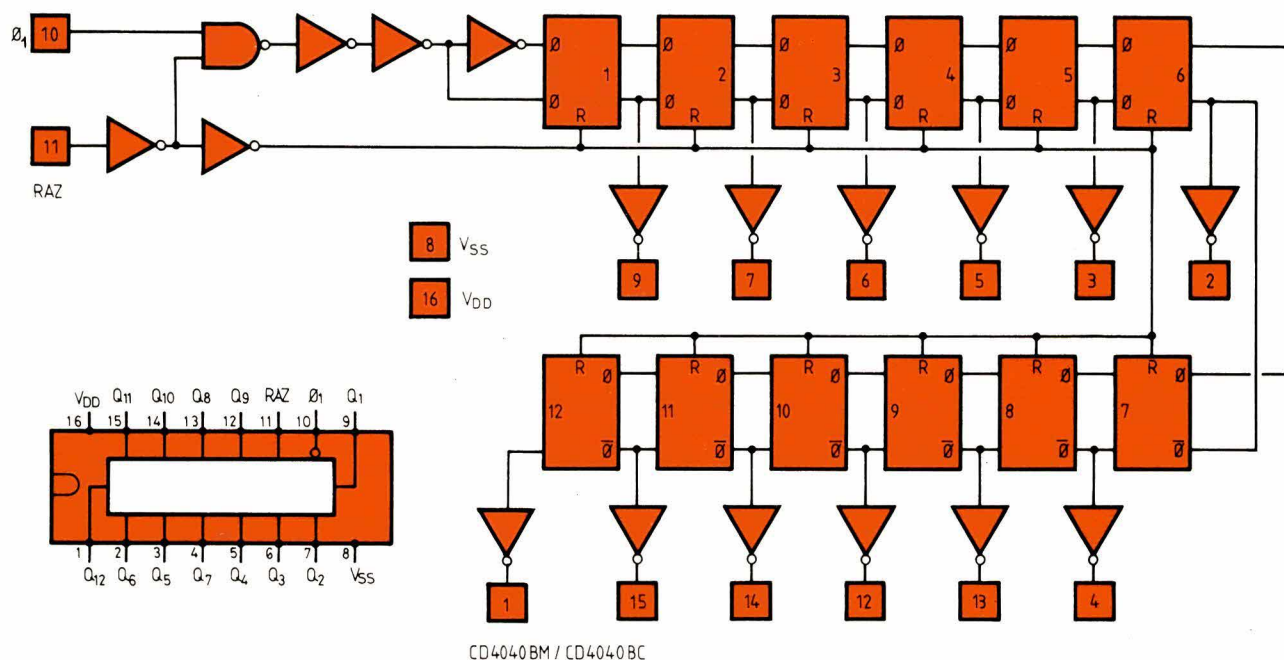


Fig. 6

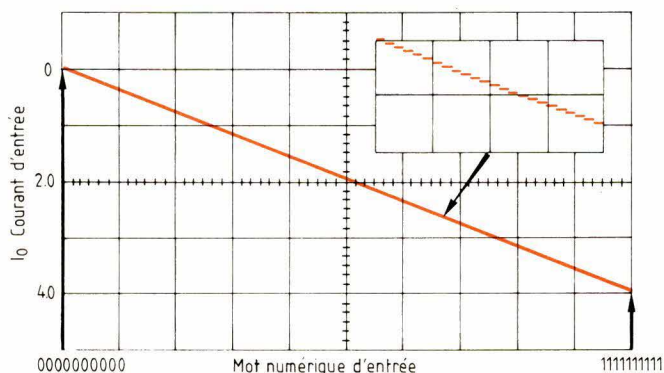


Fig. 7

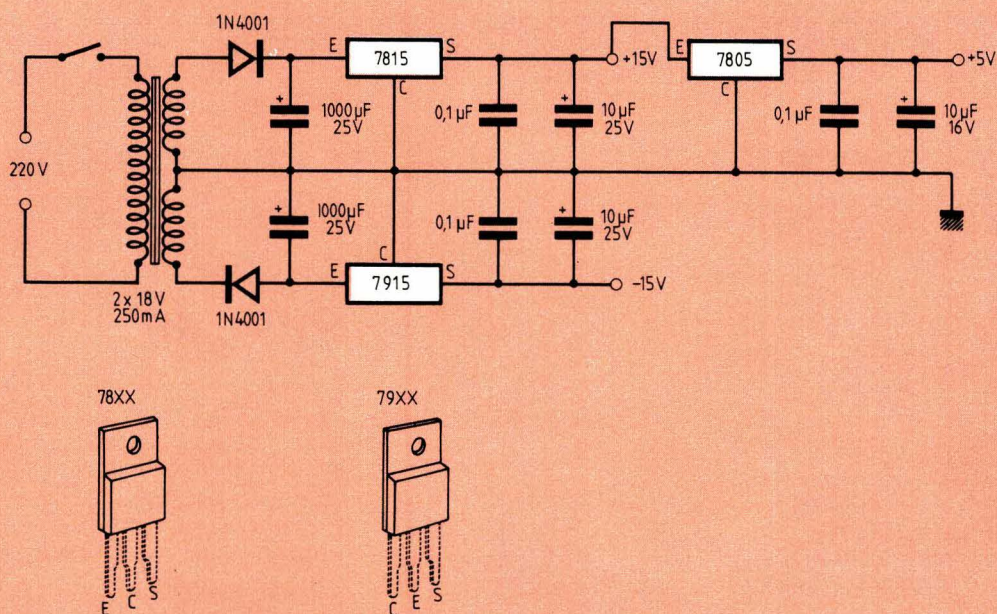


Fig. 8

Les réglages se réduisent à ajuster R_1 de telle sorte que le courant de référence soit 2 mA, puis en mettant toutes les sorties A_i à la masse, on règle le potentiomètre de 10 k Ω afin d'annuler la tension d'offset ; il faut enfin effectuer la calibration de la déviation pleine échelle qui doit avoir lieu lorsque le mot 1000 (000 10 11111) apparaît à l'entrée du convertisseur digital analogique.

Pour faire ce dernier réglage, il suffit de relier, après avoir enlevé le compteur CD 4040, les broches 9, 11, 12, 13 du MC 3410 à la masse et les broches 4, 5, 6, 7, 8, 10 au + 15 V et d'ajuster R_0 de telle sorte que le voltmètre indique 4 V.

Enfin, la figure 8 donne le schéma de l'alimentation.

Conclusion

L'intérêt économique de l'énergie éolienne peut être considérable en un lieu donné et négligeable dans un autre, pourtant voisin (différence d'altitude, obstacles naturels ou artificiels, microclimats, etc.). L'installation d'un aérogénérateur devrait donc toujours être précédée d'une étude sérieuse qui permettrait d'évaluer l'énergie réellement récupérable. La réalisation décrite ici se veut un élément concret de cette étude.

M. Bonnis-Sassi
Laboratoire de Physique
Electronique et Ionique
Université Paul Sabatier
Toulouse
Réalisation pratique :
J.-C. Neyrou

Bibliographie

- [1] « Electronique Applications » n° 2, p. 35.
- [2] « Electronique Applications », n° 13, p. 12.
- [3] Notice Chauvin-Arnoux de l'anémomètre, type « P ».
- [4] Notes d'application des circuits LM 2907 N8 et CD 4017 National Semiconductor.

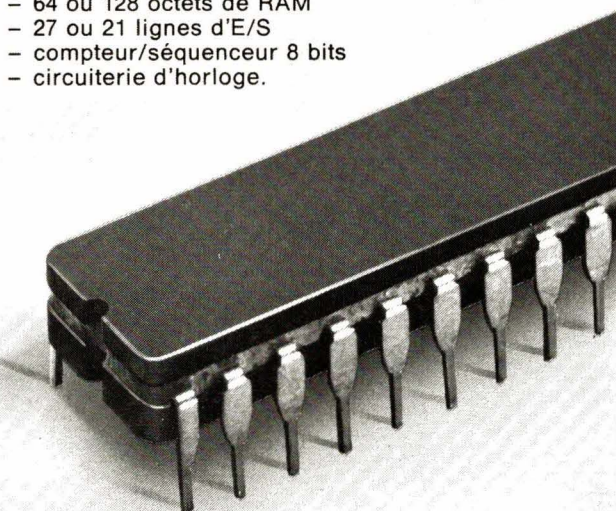
microordinateurs 8 bits

l'expérience des produits standard...

- Les familles 8048/8035
8049/8039
8021

incorporent :

- unité centrale
- 1 ou 2 K octets de ROM
- 64 ou 128 octets de RAM
- 27 ou 21 lignes d'E/S
- compteur/séquenceur 8 bits
- circuiterie d'horloge.



- Un système de test et de mise au point : le MCT 48 E.

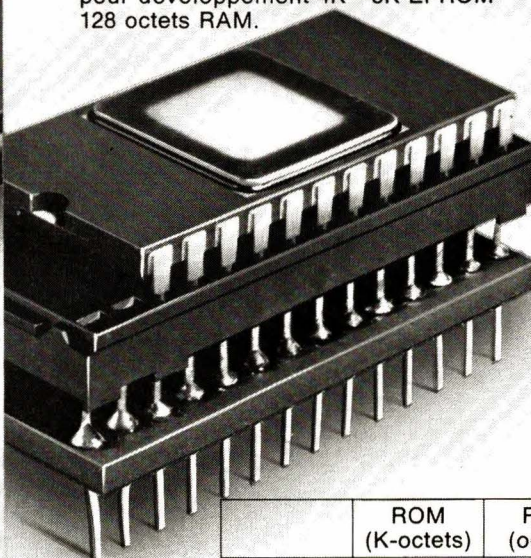
- Une activité de formation pour l'initiation et le perfectionnement.

...et la nouvelle famille 8400

conçue et fabriquée en EUROPE

- Architecture type 8021 - bus série nouvelle approche système économique pour fonctionnement en multitransmetteur.

8400 : un micro-ordinateur version "piggy back"
pour développement 4K - 8K EPROM
128 octets RAM.



	ROM (K-octets)	RAM (octets)
8405	0,5	32
8410	1	64
8420	2	64
8440	4	128

Je désire recevoir

- ☐ la visite d'un ingénieur conseil
☐ votre catalogue

M. _____

Fonction _____

Société _____

Adresse _____

Ville _____

Tél. : _____

559

Afin que vous puissiez innover



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

SERVICE-LECTEURS N° 238

Réalisation

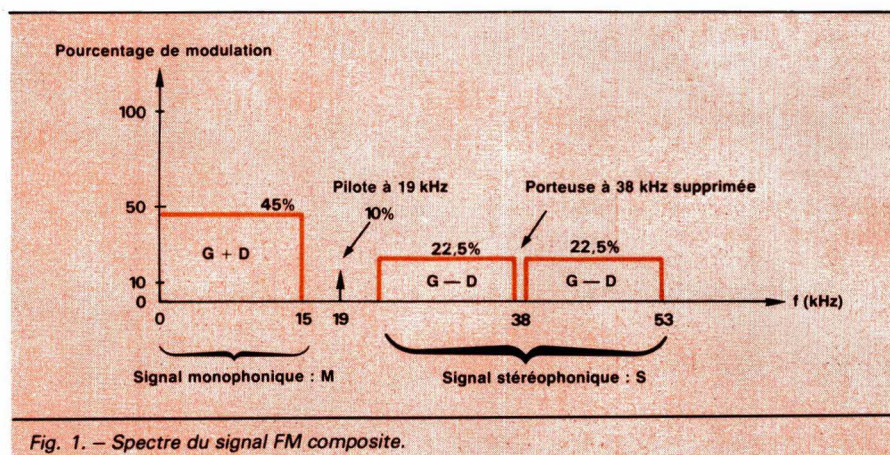
Réalisation d'un générateur multiplex FM stéréo

Les émissions stéréophoniques sont transmises par un système appelé « transmission à sous-porteuse pilote » mis au point par la société américaine : Zenith Radio Corporation. Un générateur multiplex permet le contrôle et la mise au point des tuners FM stéréo, les mesures de diaphonie et des rapport signal/bruit.

Couplé à un modulateur et à un amplificateur de puissance, il constitue une station d'émission stéréo. Seul, il permet tous les essais et contrôles sur les circuits intégrés décodeurs stéréo, μA 758, TCA 4 500, etc.

Le codage stéréophonique

On pouvait envisager la transmission séparée des signaux « Gauche » et « Droite » mais ce système, apparemment simple, ne donne pas une compatibilité mono/stéréo immédiate. On transmet donc par la première voie la somme des deux signaux G et D et par la seconde la différence $G - D$. En intensité, les amplitudes des signaux G et D sont toujours assez voisines si l'on suppose que les deux micros de la prise de son ont des diagrammes de directivité analogues et qu'ils ne sont éloignés l'un de l'autre que de quelques centimètres. Dans ce cas, c'est la phase qui différencie les signaux « Gauche » et « Droite ». Si la différence de phase est nulle ou très faible, ce qui est le cas pour les fréquences les plus basses du spectre audio, étant donné la longueur d'onde sonore correspondante qui fait que ces fréquences interviennent peu dans la reconstitution de l'effet stéréophonique, $G - D$ est alors presque nul. Pour d'autres fréquences, lorsque $G + D$ est maximal, $G - D$ est très faible et réciproque-



ment. Aussi lorsque la profondeur de modulation due au premier signal sera grande, celle du second sera réduite et on évitera les phénomènes de brouillage, de non-linéarité et de diaphonie entre les voies. Le spectre du signal composite est représenté à la figure 1. On trouve entre 30 Hz et 15 kHz le signal monophonique $G + D$, un signal pilote à 19 kHz, et les deux bandes latérales de modulation résultant de la modulation en amplitude d'une porteuse auxiliaire par le signal de différence $G - D$. La porteuse auxiliaire à 38 kHz est supprimée à l'émission. La transmission,

par la première voie, du signal $G + D$, confère au système une compatibilité mono/stéréo. A la réception, les filtres placés après la discrimination trient : les signaux de fréquence comprise entre 0 et 15 kHz qui constituent le signal $G + D$, la fréquence pilote de 19 kHz qui, après multiplication par un doubleur de fréquence ou un PLL, donnera la porteuse à 38 kHz, les deux bandes latérales axées sur 38 kHz correspondant au signal $G - D$. En ajoutant au signal à 38 kHz les deux bandes latérales avec une phase convenable, on récupère le signal G

— D à la sortie du détecteur. La différence et la somme des signaux $G + D$ et $G - D$ donnent les signaux G et D . En général, la déviation de fréquence de la porteuse est d'environ 8 à 10 % ; la déviation maximale est fixée à 75 kHz, et les deux bandes latérales provoquent au plus une déviation de 45 % de la déviation maximale.

Enfin, $G + D$ peut provoquer une modulation atteignant 90 % quand $G - D$ est nul ou très faible (s'il n'y a pas de signaux SCA comme c'est le cas en Europe) et de 80 % aux USA où ces signaux existent. Ces signaux, de leur côté, provoquent une modulation de 10 %.

Génération du signal composite

Le schéma synoptique d'un générateur FM stéréo est représenté à la figure 2. Les signaux gauche et droite subissent une préaccentuation : $50 \mu s$ pour le système américain et $75 \mu s$ pour le système européen. Un additionneur et un soustracteur permettent la génération des signaux $G + D$ et $G - D$. La bande passante est ensuite limitée à 15 kHz par des filtres actifs. Le modulateur équilibré reçoit le signal $G - D$ modulé par la porteuse à 38 kHz, la fréquence pilote est obtenue par division par 2 du 38 kHz. Le signal composite, grâce à un additionneur réunit les deux bandes latérales $G - D$ centrées autour du 38 kHz, la fréquence pilote à 19 kHz et le signal monophonique $G + D$.

Spectres équivalents

Les figures 3, 4, 5 et 6 rendent compte des spectres du signal composite pour une excursion de fréquence maximale. Dans les 4 cas la somme des pourcentages affectés aux composantes donne 100 % soit 75 kHz de déviation. A la figure 3, le signal de la voie droite est nul et le signal de la voie gauche de fréquence 10 kHz donne 45 % de modulation. Pour une modulation par un seul canal, on retrouve quatre composantes dans le signal composite. Si les signaux gauche et droite sont identiques, on distingue deux cas ; à la figure 4 les signaux sont en phase et $G - D$ est nul, alors que $G + D$ est maximal et entraîne une déviation maximale de 90 % de 75 kHz,

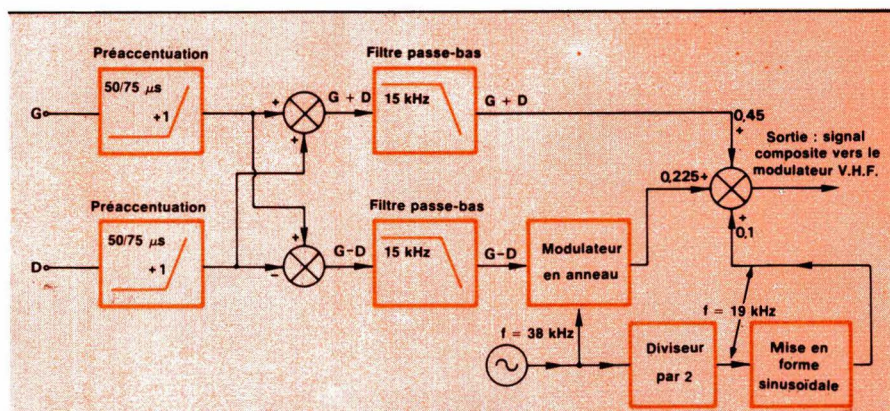


Fig. 2. — Schéma synoptique du codeur stéréo.

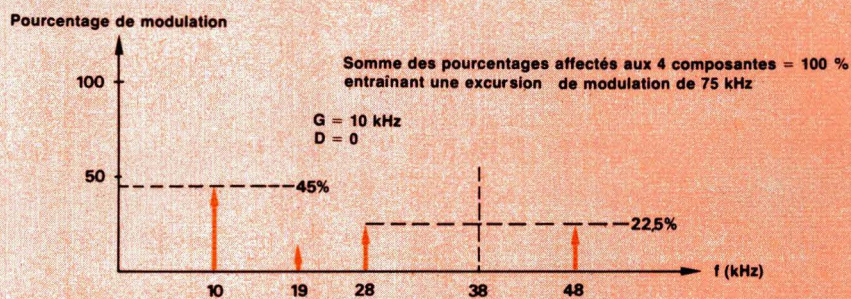


Fig. 3. — Pourcentages de modulation des quatre différentes composantes.

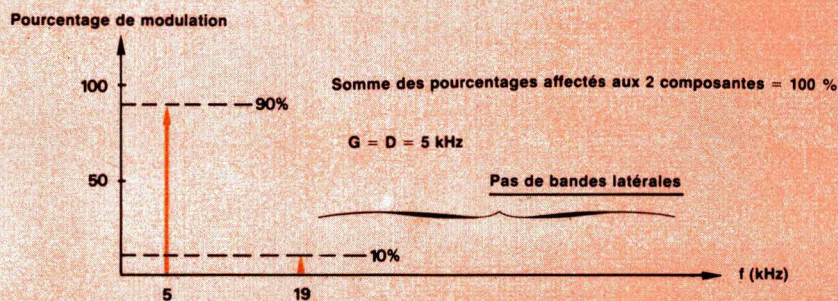


Fig. 4. — Le signal est ici nul sur la voie droite.

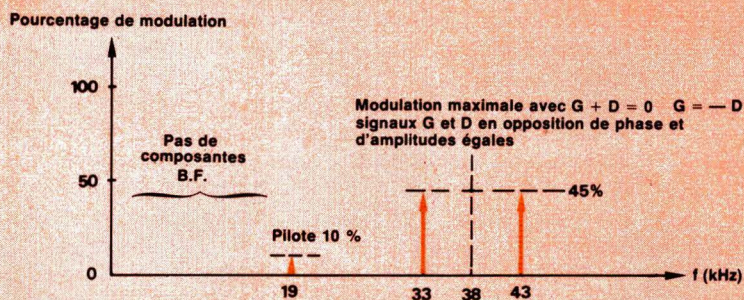


Fig. 5. — Les signaux des voies gauche et droite sont d'amplitudes égales.

les 10 % restants étant affectés à la fréquence pilote à 19 kHz. Le signal ne comporte donc aucune bande latérale. A la **figure 5**, les signaux gauche et droite sont d'amplitudes égales mais en opposition de phase, le signal composite est débarrassé des composantes BF : $G + D = 0$, et les deux bandes latérales sont maximales : $G - D$ maximal, chacune des deux composantes entraînant une modulation de 45 % de la fréquence pilote. La **figure 6** représente un cas beaucoup plus général, le signal basse fréquence $G + D$ comporte deux composantes ; l'une à 1 kHz l'autre à 10 kHz, les deux bandes latérales centrées autour de 38 kHz ont alors quatre raies ; 28 kHz, 37 kHz, 39 kHz et 48 kHz, le signal composite résulte de l'addition des six raies à la fréquence pilote à 19 kHz.

Les filtres

Conformément au schéma synoptique de la **figure 2**, les signaux « Gauche » et « Droite » sont préaccentués à 50 μ s. La **figure 7** représente la courbe correspondante,

ainsi que le type de filtre utilisé. Un filtre ayant pour fonction de transfert $F(p) = 1 + RC_p$ avec $RC = 75 \mu$ s correspondrait à la préaccentuation mais n'est physiquement pas envisageable. Le gain total du système devient infini en même temps que la fréquence, et le système a toutes les chances d'osciller. Avec une fonction de transfert ayant un pôle et un zéro, le gain est limité en HF et nous avons dans ce cas en prenant les notations de la **figure 7** :

$$\frac{V_s}{V_e} = F(p) = \frac{R_3 (C_1 + C_2) p + 1}{R_3 (C_2) p + 1}$$

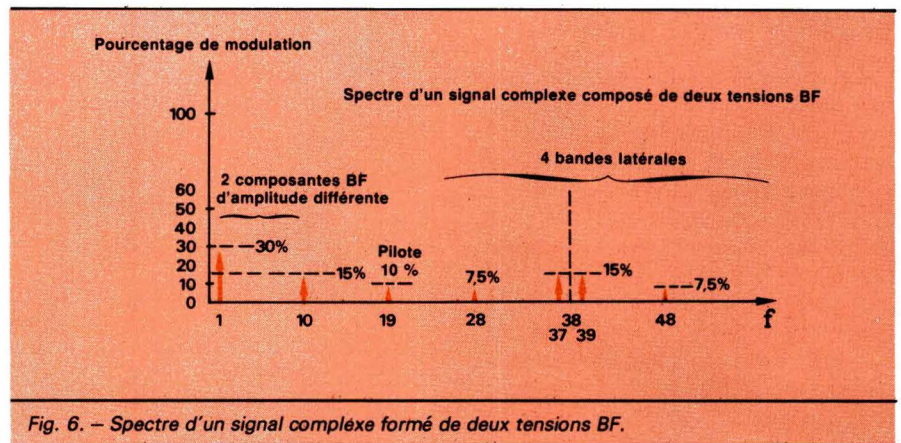


Fig. 6. — Spectre d'un signal complexe formé de deux tensions BF.

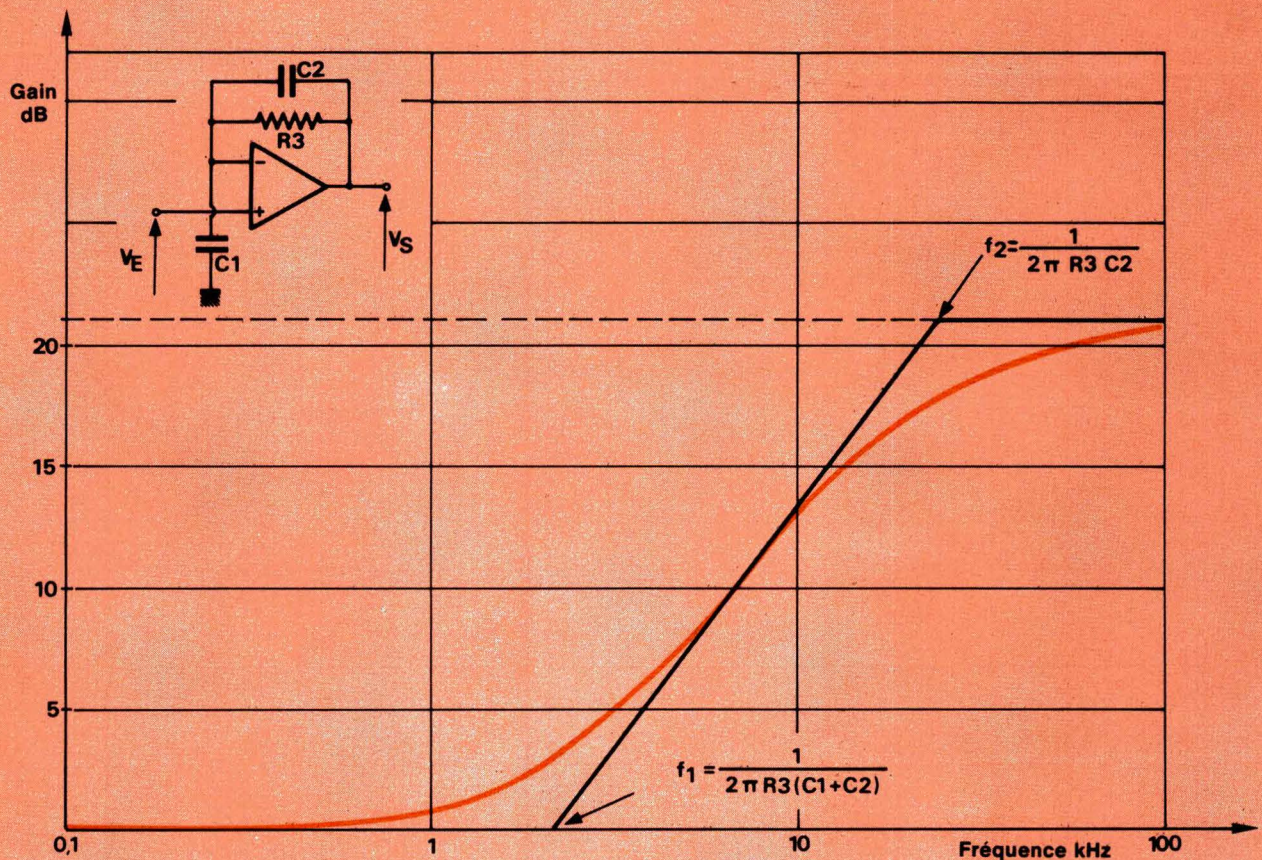


Fig. 7. — Courbe de préaccentuation et type de filtre utilisé.

Les éléments du circuit sont calculés de manière à ce que :

$$R_3 (C_1 + C_2) = 75 \mu s \text{ ou, pour la fréquence de brisure,}$$

$$f_1 = \frac{1}{2\pi R_3 (C_1 + C_2)} = 2\,120 \text{ Hz}$$

La limitation du gain en HF opère à partir de la deuxième fréquence charnière – pôle de la fonction – et vaut :

$$f_2 = \frac{1}{2\pi R_3 C_2}$$

Les constantes du filtre sont : $R_3 = 6,8 \text{ k}\Omega$, $C_1 = 10 \text{ nF}$, $C_2 = 1 \text{ nF}$. On a alors $f_2 = 11 f_1 = 23,32 \text{ kHz}$.

La préaccentuation joue bien son rôle dans la bande audio et la télévision n'intervient qu'en dehors de cette bande. On reconstitue ensuite les deux signaux gauche plus droite : G + D et, gauche moins droite : G - D, rôle des amplificateurs opérationnels IC₃ et IC₄ ; puis, la bande passante est limitée par deux filtres passe-bas d'ordre 4, constitués chacun par deux cellules élémentaires d'ordre 2. Le sommateur et le soustracteur inversant la phase, on associe deux structures différentes : une

cellule de *Rauch* inverseuse et une structure de *Sallen et Key* non-inverseuse. Le schéma global de ce filtre et la représentation de sa fonction de transfert sont donnés à la **figure 8**. Avec les notations de cette figure, pour la cellule de *Rauch*, si les résistances R_{17} , R_{18} et R_{19} sont égales, la fonction de transfert s'écrit :

$$F_1(p) = - \frac{1}{R_{17}^2 C_5 C_{31} p^2 + 3 R_{17} C_5 p + 1}$$

et pour la structure de *Sallen et Key* si $R_{20} = R_{21}$

$$F_2(p) = \frac{1}{R_{20}^2 C_7 C_9 p^2 + 2 R_{20} C_9 p + 1}$$

La fonction de transfert globale est le produit des deux fonctions ci-avant :

$$F_3(p) = F_1(p) \cdot F_2(p) = - \frac{1}{R_{17}^2 C_5 C_{31} p^2 + 3 R_{17} C_5 p + 1} \cdot \frac{1}{R_{20}^2 C_7 C_9 p^2 + 2 R_{20} C_9 p + 1}$$

On choisit un filtre passe bas de *Tchebycheff* d'ondulation maximale

0,1 dB avec $f_0 = 15 \text{ kHz}$, la fonction de transfert normalisée vaut :

$$F_3(p) = - \frac{1}{0,7518 \frac{p^2}{\omega_0^2} + 0,3972 \frac{p}{\omega_0} + 1} \cdot \frac{1}{1,6053 \frac{p^2}{\omega_0^2} + 2,0475 \frac{p}{\omega_0} + 1}$$

Ce qui donne en prenant les égalités membre à membre :

$$\begin{aligned} R_{17}^2 C_5 C_{31} \omega_0^2 &= 0,7518 \\ 3 R_{17} C_5 \omega_0 &= 0,3972 \\ R_{20}^2 C_7 C_9 \omega_0^2 &= 1,6053 \\ 2 R_{20} C_9 \omega_0 &= 2,0475 \end{aligned}$$

Avec $R_{17} = R_{18} = R_{19} = 4,7 \text{ k}\Omega$, et $\omega_0 = 2\pi \cdot 15 \cdot 10^3$, on obtient par le calcul : $C_5 = 299 \text{ pF}$ et $C_{31} = 12,84 \text{ nF}$. On prendra $C_5 = 330 \text{ pF}$ ou mieux 300 pF et $C_{31} = 12 \text{ nF}$.

Et pour $R_{20} = R_{21} = 10 \text{ k}\Omega$, on obtient par calcul : $C_9 = 1,08 \text{ nF}$ et $C_7 = 1,65 \text{ nF}$ et on prendra $C_9 = 1 \text{ nF}$ et $C_7 = 1,5 \text{ nF}$.

La courbe représentative de la fonction de transfert globale : préaccentuation à 2 120 Hz et filtrage à 15 kHz est représenté à la **figure 9**.

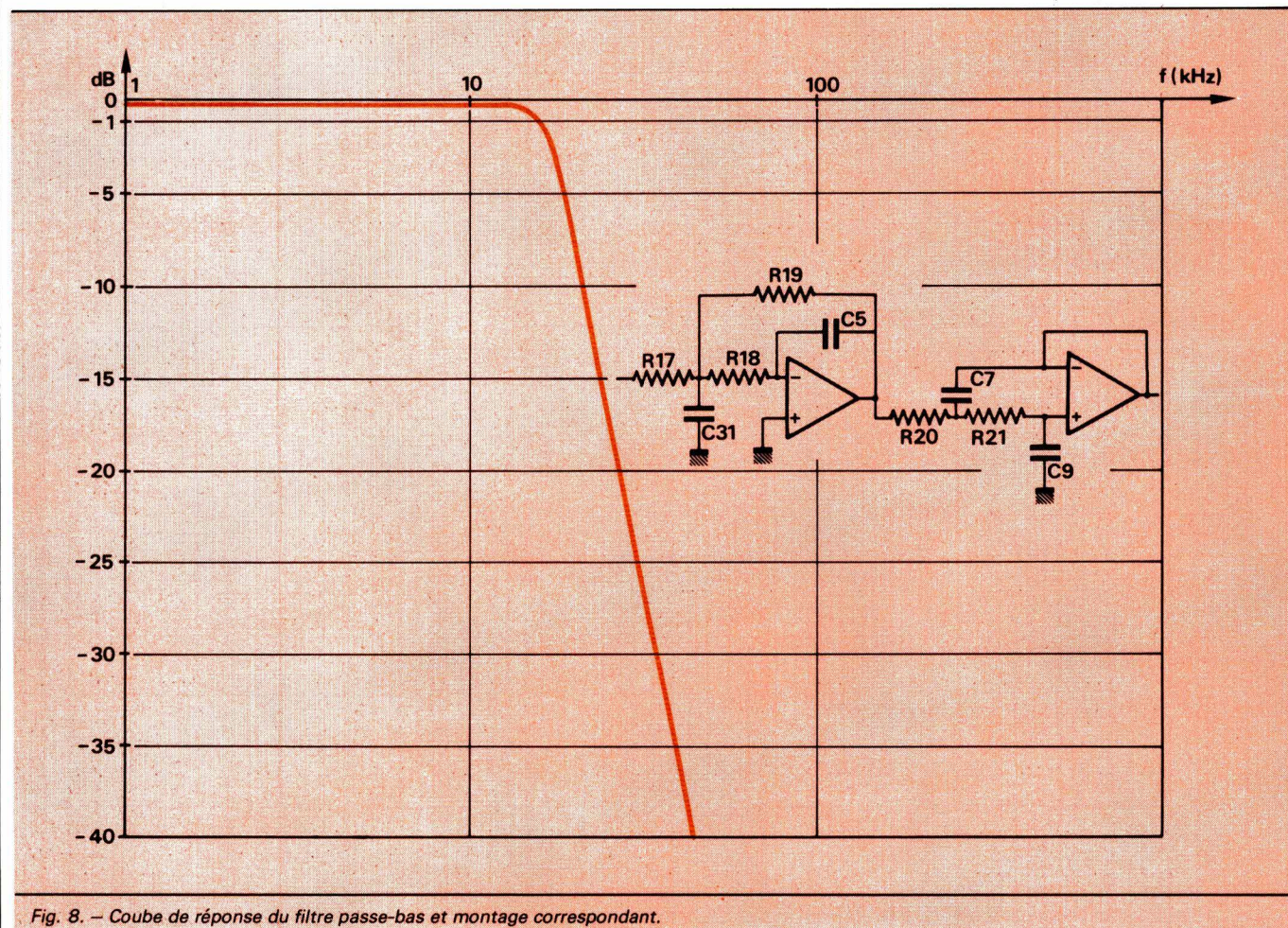


Fig. 8. — Courbe de réponse du filtre passe-bas et montage correspondant.

Génération des signaux à 19 kHz et 38 kHz

Le schéma de principe du générateur multiplex est représenté à la figure 10 a. Le signal sinusoïdal à 38 kHz est généré par le circuit intégré IC₁₄ : ICL 8038 ; ce circuit n'est pas réputé pour sa stabilité, mais sa mise en œuvre est extrêmement simple et il délivre simultanément des signaux sinusoïdaux (broche 2), des signaux triangulaires (broche 3) et rectangulaires (broche 9). Seules les broches 2 et 9 sont utilisées. Les potentiomètres R₄₀ et R₄₁ ajustent la symétrie au signal sinusoïdal et jouent sur la distorsion, alors que R₄₉ et R₅₁ déterminent la fréquence d'oscillation conjointement avec C₁₁.

Le signal rectangulaire disponible à la broche 9 est compris entre -12 V et +12 V et n'est donc pas directement compatible avec la logique C-MOS ; on utilise deux résistances R₄₆ et R₄₇ d'égales valeurs qui translatent le niveau entre 0 et +12 V. Le signal résultant est alors

transmis à une des bascules JK au circuit intégré IC₁₃. Le signal rectangulaire à 19 kHz, provenant de la division par deux effectuée par la bascule JK, ne peut pas être appliqué directement au sommateur. Il est donc filtré par deux cellules élémentaires actives constituées par IC₁₀ et IC₁₂ puis par R₇₀ et C₂₃, le tout formant un filtre passe-bas d'ordre 5 : atténuation 30 dB par octave ou 100 dB par décade. C₁₇ et C₂₀ forment quant à eux avec R₇₁ et R₇₂ et l'impédance d'entrée des passe-bas, un filtre passe-haut d'ordre 2. Le signal apparaissant aux bornes de C₂₃ est très peu distordu et attaque directement le sommateur inverseur IC₉. Avec les valeurs choisies, la fréquence de coupure à -3 dB vaut pour la première cellule : 19,2 kHz et pour la seconde 23,2 kHz — structures passe-bas de Sallen et Key.

Le modulateur équilibré

Les signaux G - D et 38 kHz sont appliqués au modulateur équilibré IC₁₅ : μ A 796 Fairchild ou MC 1496

Signetics ou Motorola. Notons qu'il existe dans la gamme des circuits intégrés Exar des circuits compatibles et plus performants, mais hélas non compatibles broche pour broche. Il est important que la fréquence porteuse soit parfaitement symétrique et d'amplitude assez réduite : environ 100 mV. Le potentiomètre R₂₆ permet le réglage de suppression de porteuse. Le potentiomètre ajustable R₅₂ détermine le niveau de tension de la porteuse appliqué à l'entrée du modulateur en anneau : broche 10 de IC₁₅. Les deux bandes latérales G - D sont disponibles à la broche 12 de IC₁₅ et, de la même manière que les signaux 19 kHz et G + D, appliquées au sommateur inverseur IC₉. Le schéma du générateur ainsi que celui de l'ensemble stéréo complet (tuner FM synthétisé, fig. 10 b) sont donnés pages suivantes.

Suite dans le
prochain
numéro

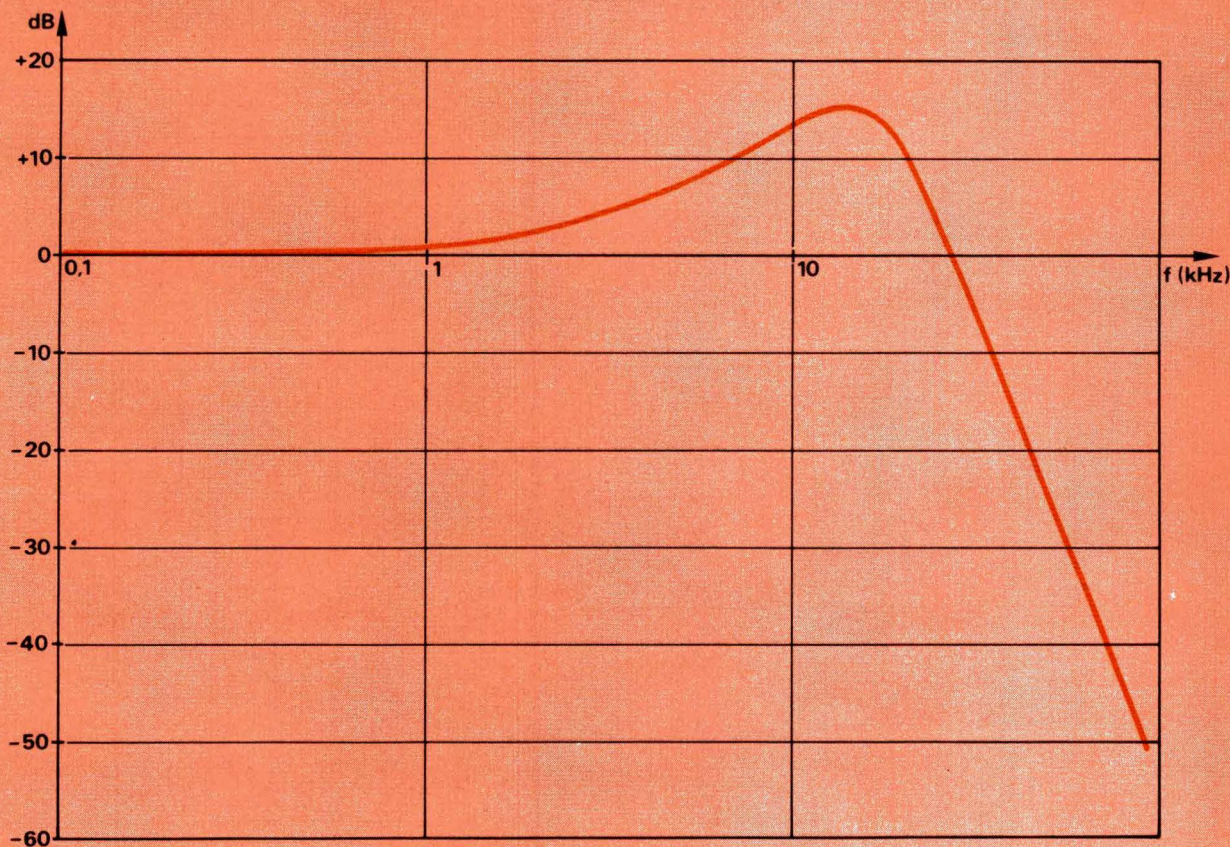


Fig. 9. — Courbe de réponse globale filtre et préaccentuation.

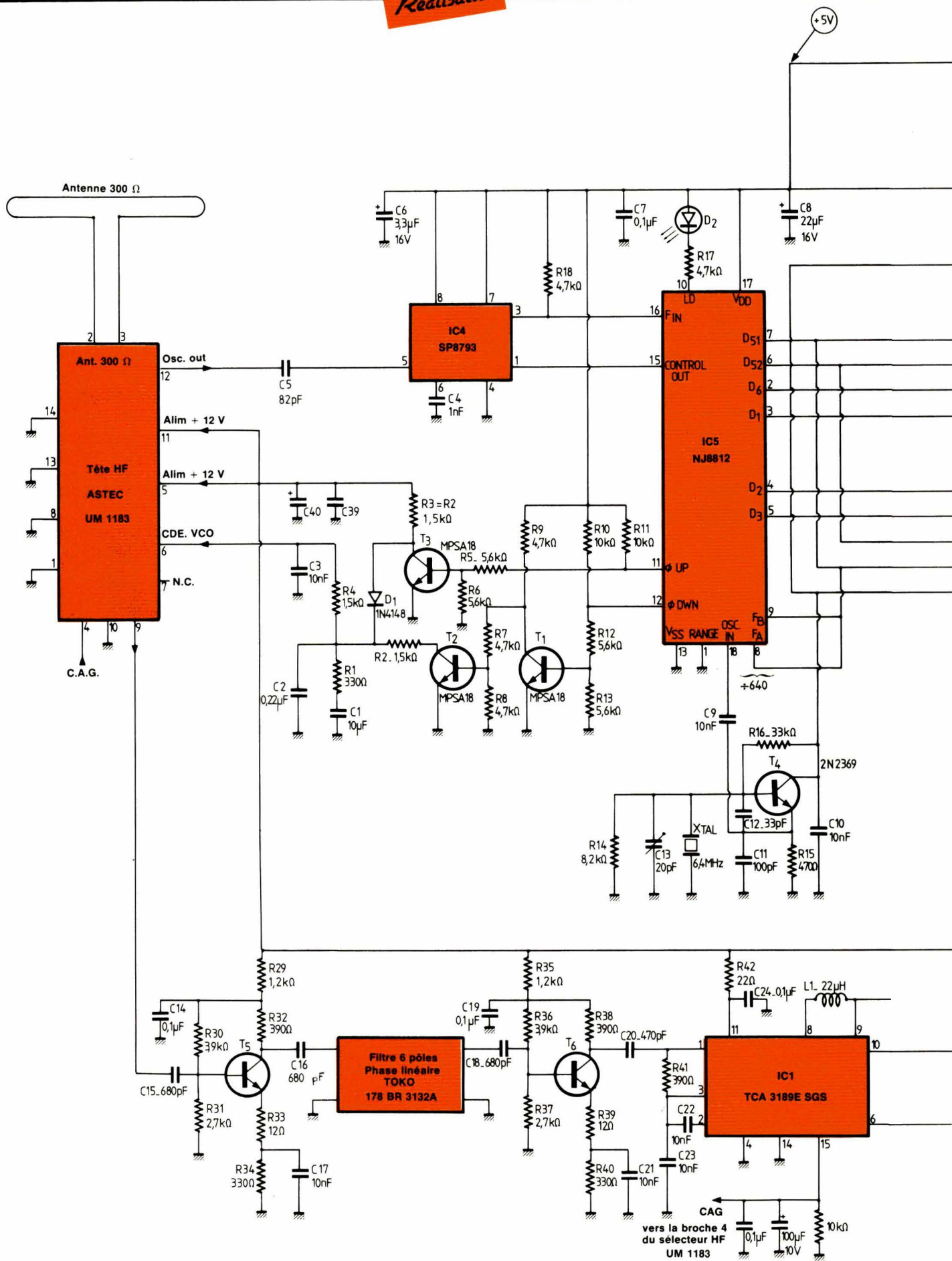


Fig. 10 b

Réalisation

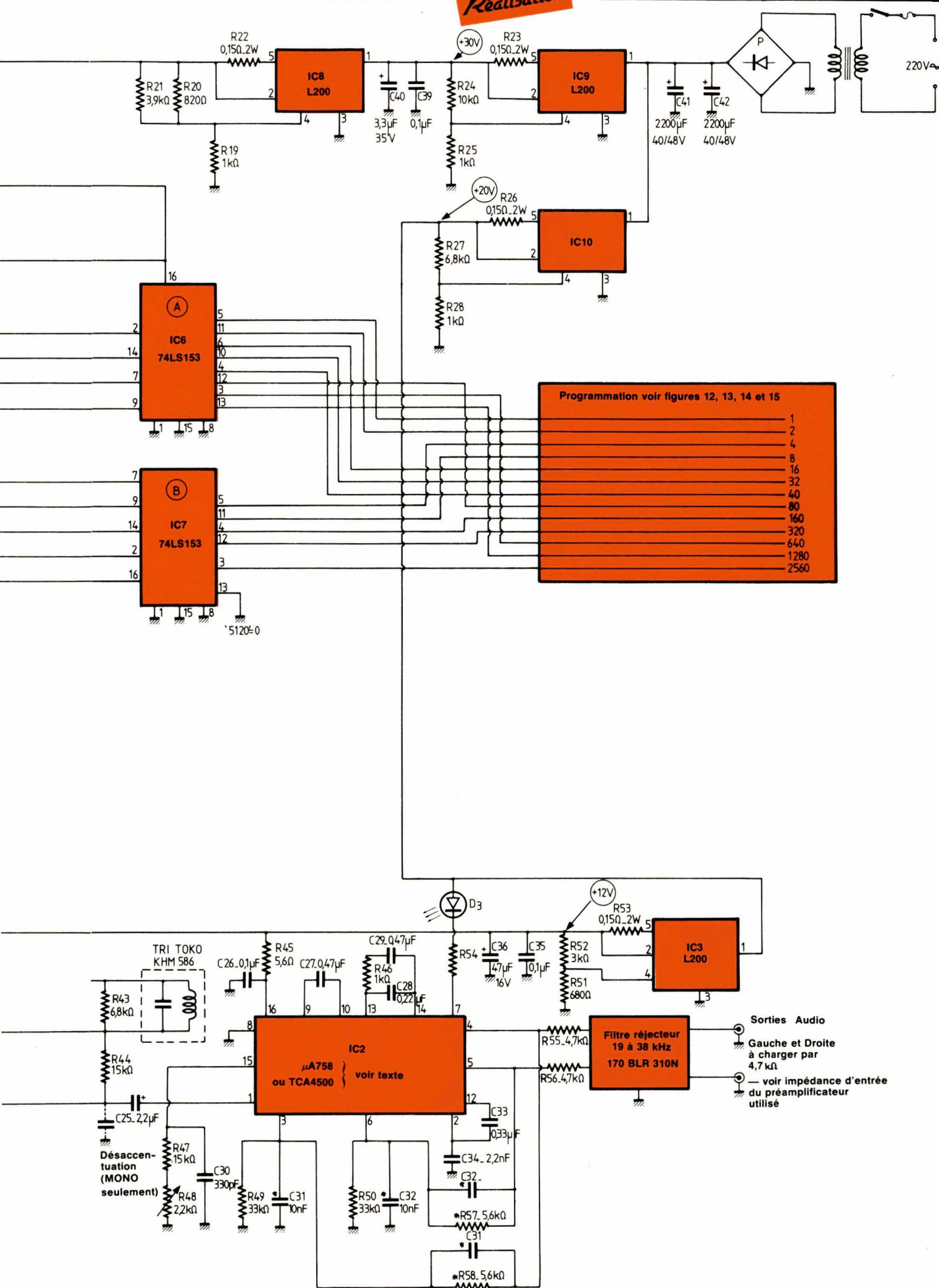
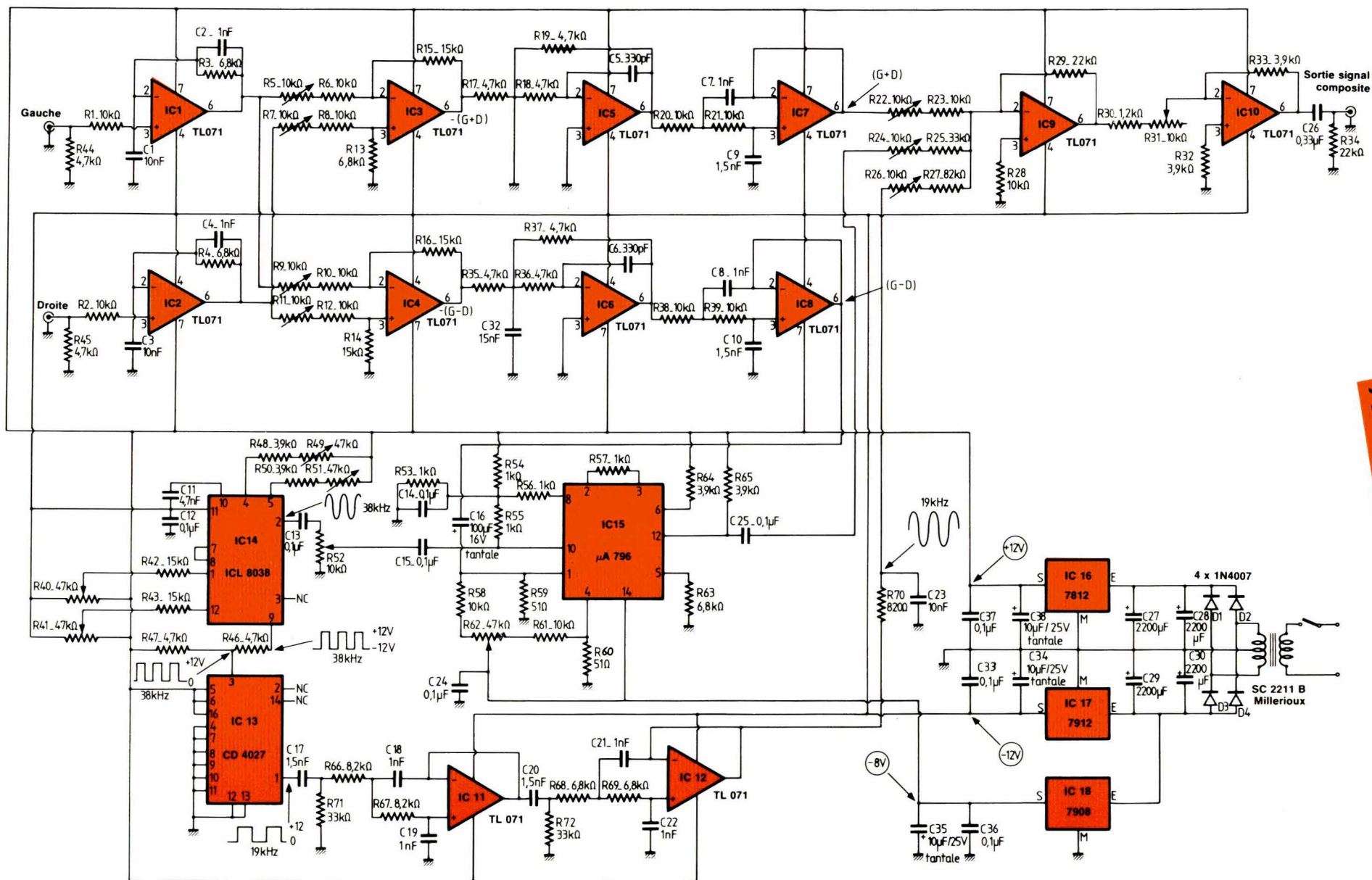
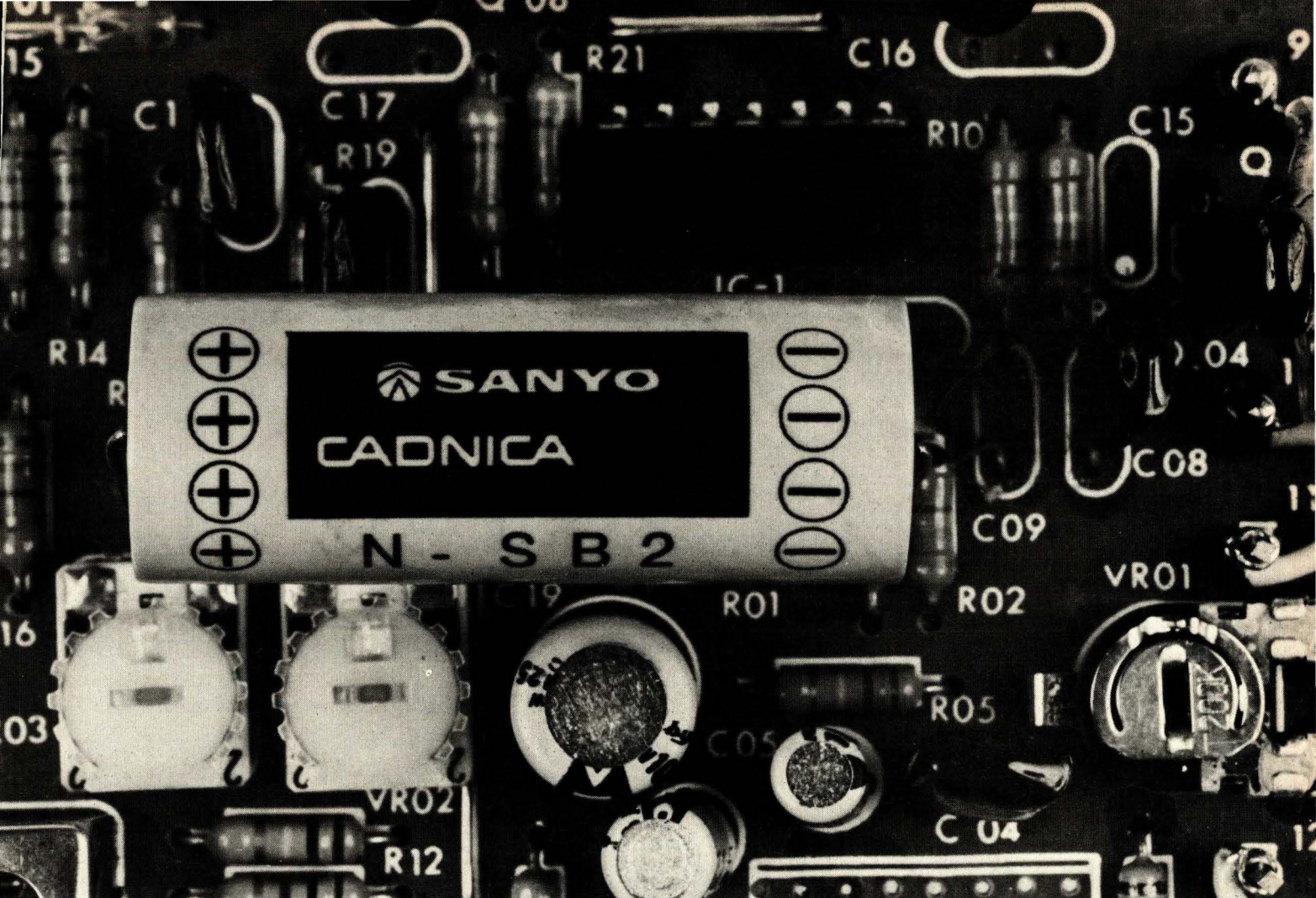


Fig. 10 a. - Schéma du générateur multiplex.



Realisation



Accumulateurs CdNi et piles au lithium SANYO : la protection la plus fiable pour les mémoires.

Idéaux notamment pour protéger tous les types de mémoires, les accumulateurs au cadmium-nickel et les piles au lithium SANYO sont aussi appropriés pour répondre à tous les problèmes d'alimentation de l'industrie électronique.

Les accumulateurs au cadmium-nickel SANYO : ils sont rechargeables en charge rapide, normale ou floating.

Entièrement constitués d'éléments spirales à électrodes frittées, ils sont exceptionnellement fiables et supportent des températures d'utilisation de -20°C à $+60^{\circ}\text{C}$. Grâce à leur courant de fuite très faible, leur durée de vie est particulièrement longue.

La gamme est très étendue (75 mAh à 10.000 mAh, tension 1,2 V) et tous les accumulateurs peuvent être groupés en

batteries sur demande (par cerclage, sous gaine thermo-rétractable, en tube ou sous boîtier plastique).

Dans cette gamme, les batteries SANYO cadnica backup NSB2 et NSB3 ont été spécialement conçues pour être implantées sur les circuits imprimés (tension 2,4 V et 3,6 V) comme n'importe quel autre composant.

Les piles au lithium-manganèse SANYO : elles se caractérisent par leur très longue durée de vie (plus de 10 ans) et leur très forte densité d'énergie pour un encombrement minimum.

Elles supportent aussi des températures d'utilisation de -20°C à $+60^{\circ}\text{C}$.

La gamme actuelle va de 30 à 1.000 mAh pour une tension de 3 V et toutes les piles sont livrables nues, avec cosses ou assem-

blées sur demande pour obtenir des tensions multiples de 3 V.

Salon des Composants Electroniques
Bâtiment 1 - Allée 14 - Stand n° 168



SANYO

Distribué et garanti par SANYO FRANCE
8, avenue Léon-Harmel 92167 ANTONY CEDEX
Tél. : 666.21.62 - Télex 201.139



SERVICE-LECTEURS N° 239

Pour recevoir une documentation gratuite :

Nom _____

Adresse _____

Documentation sur (cocher la case correspondante) :

Les accumulateurs au cadmium-nickel _____ ☐

Les batteries CdNi spéciales pour protection de mémoires _____ ☐

Les piles au lithium _____ ☐

ELA

Renvoyez-nous cette publicité

et découvrez comment prendre en main les problèmes du dépannage des circuits logiques.

LA SONDE LOGIQUE
met en évidence l'activité en régime d'impulsions : les niveaux hauts, bas ou erratiques. Elle travaille sur des impulsions uniques ou sur des trains d'impulsions.

LE GENERATEUR D'IMPULSIONS
stimule les circuits intégrés in-situ. Il force automatiquement le circuit à l'état complémentaire, sans avoir à dessolder des composants ou à couper des pistes.

LA SONDE DE COURANT
détecte les impulsions de courant par couplage inductif et les visualise, permettant ainsi de détecter les points en courts-circuits ou forcés à un niveau permanent.

LA PINCE LOGIQUE
permet de visualiser simultanément l'état de 16 broches d'un circuit intégré. Le fonctionnement est automatique, les entrées sont protégées contre les surcharges.



Prenez en main les détecteurs de panne H.P. et vous trouverez le dépannage des circuits logiques plus facile que jamais. Voici pourquoi ces instruments simples, robustes et économiques sont les outils de base efficaces en électronique digitale.

Veuillez me faire parvenir votre catalogue sur la famille des sondes logiques (en Anglais).

Hewlett-Packard France, B.P. 70, 91401 Orsay Cedex. Tél : 907 78-25.

Nom : _____ Fonction : _____

Société : _____

Adresse : _____

Tél : _____



**HEWLETT
PACKARD**

SERVICE-LECTEURS N° 240

ISC

la garantie
d'une technologie

SUPERTEX

le leader en
VMOS

Device No.	Drain Current (Amps)	Breakdown Voltage (Volts)	RDS (ON) (Ohms)
canal N			
VN01	2	40-90	2-4
VN01	1	100-150	4-8
VN02	4	40-90	1-2
VN02	2	100-150	2-4
VN02	1	160-220	4-6
VN03	2-4	300-450	1-3
VN04	7-10	300-450	3-10
VN12	16	40-90	2-4
VN12	8	100-150	4-8
VN12	4	160-220	8-16
VN13	1	40-90	5-10
VN13	0.5	100-150	10-20
VN14	0.02	40-90	100-200
VN14	0.01	100-150	200-400
canal P			
VP01	1	40-90	4-8
VP01	0.5	100-150	8-16
VP02	2	40-90	2-4
VP02	1	100-150	4-8
VP03	1-2	200-450	2-6
VP04	3-6	200-450	1-2
VP12	10	40-90	0.4-0.8
VP12	5	100-150	0.8-1.6
VP13	0.5	40-90	10-20
VP13	0.25	100-150	20-40
VP14	0.01	40-90	200-400
VP14	0.005	100-150	400-800
VC01	chaque VC01 contient 2 VN01 et 2 VP01		
VC02	chaque VC02 contient 2 VN02 et 2 VP02		
VC13	chaque VC13 contient 2 VN13 et 2 VP13		

disponible sur
stock en France

Revendeur sur région parisienne :

MAGNETIC FRANCE
11, place de la Nation
75011 PARIS

télécommunication
et optique

608.52.75 poste 419

27, rue Yves-Kermen
92100 BOULOGNE
Télex 250030

SERVICE-LECTEURS N° 241

Applications

Un générateur de fonction monocircuit

Dans un précédent article (voir « Electronique Applications » n° 18) a été traité le thème de la synthèse de fonctions en calcul analogique, à l'aide des circuits multiplieurs ; seuls, les schémas bloc réalisant une fonction déterminée avaient été abordés. L'étude qu'on va lire en est en quelque sorte le prolongement pratique, puisqu'elle conduit à un montage centré autour du circuit AD 534 – ce type de composant étant maintenant de coût très abordable –. Des oscillogrammes sont également fournis, donnant la réponse à un échelon du circuit avec et sans rétroaction.

Principe

de base

Nous envisageons à titre d'exemple la fonction :

$$v_s = 10 \sin \frac{\pi v_e}{20} \quad (1)$$

où v_e et v_s varient entre 0 et 10 V.

Montage
sans rétroaction

Le schéma-bloc du montage est représenté à la **figure 1**. La fonction réalisée est :

$$v_s \approx a_0 + a_1 v_e + a_2 v_e^2 \quad (2)$$

Le calcul des coefficients a nécessite l'identification de la fonction au polynôme de *Tchebytcheff*. Pour cela, on doit effectuer le changement de variable suivant :

$$v_e = 5(x + 1) \quad (3)$$

de façon à ce que la variable x varie entre -1 et $+1$, si bien que :

$$v_s = 10 \cdot \sin \frac{\pi(x+1)}{4} \quad (4)$$

Dans ces conditions :

$$v_s \approx b_0 + b_1 x + b_2 x^2 \quad (5)$$

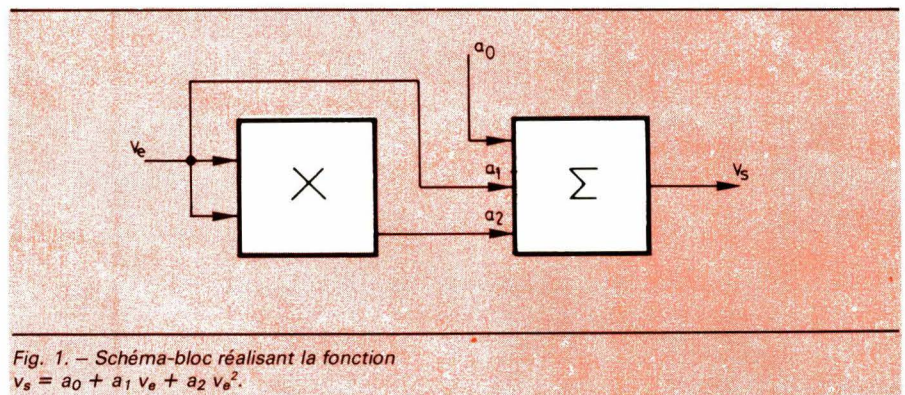


Fig. 1. – Schéma-bloc réalisant la fonction $v_s = a_0 + a_1 v_e + a_2 v_e^2$.

Le programme de calcul présenté dans notre précédent article fournissait :

$$\begin{cases} b_0 = 7,07107 \text{ V} \\ b_1 = 5,13518 \text{ V} \\ b_2 = -2,0981 \text{ V} \end{cases} \quad (6)$$

Par ailleurs, en identifiant (2) et (5) :

$$\begin{cases} a_0 = b_0 - b_1 + a_2 = -0,16221 \text{ V} \\ a_1 = \frac{b_1 - 2b_2}{5} = 1,86628 \\ a_2 = \frac{b_2}{25} = -0,083924 \text{ V}^{-1} \end{cases} \quad (7)$$

La réalisation de l'équation (2) à l'aide de l'AD534 dépend en partie des valeurs des coefficients a . En effet, aucune des tensions d'entrée

ne doit dépasser 10 V. Cependant, elles doivent être les plus grandes possibles de façon à limiter le rapport signal sur bruit. C'est ainsi que nous proposons le montage de la **figure 2**.

Sans entrer dans le détail de fonctionnement de l'AD534, on peut considérer qu'il réalise la fonction :

$$\frac{(X_1 - X_2)(Y_1 - Y_2)}{10} + (Z_2 - Z_1) = 0 \quad (8)$$

ce qui s'écrit dans le cas de la **figure 2** :

$$\frac{(k v_e - X_2)(Y_1 - v_e)}{10} + v_e - v_s = 0 \quad (9)$$

Si on identifie à l'équation (2), on garde, des deux solutions ainsi trou-

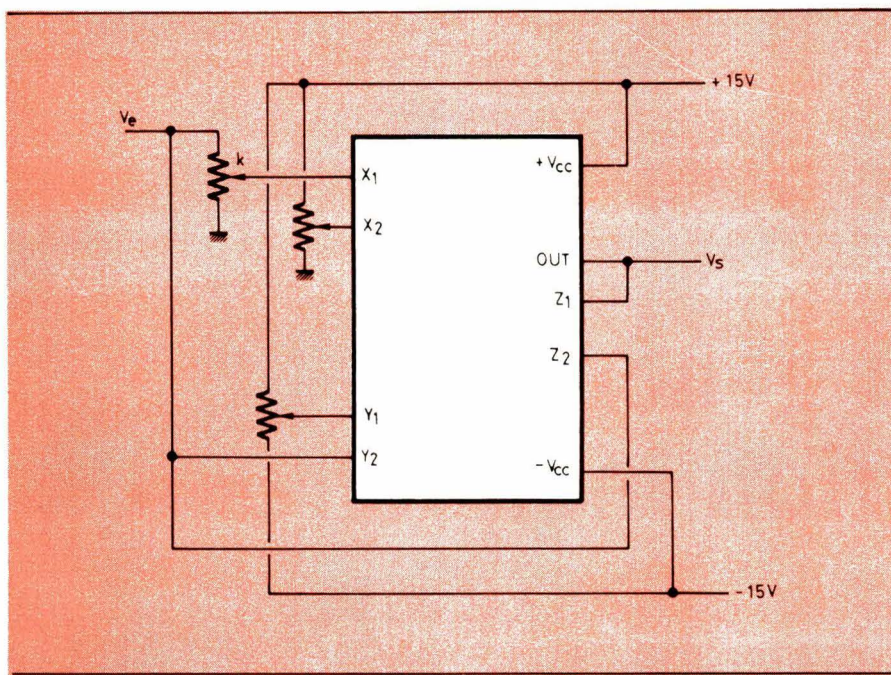


Fig. 2. — Montage du circuit AD 534 pour réaliser le schéma-bloc de la figure 1.

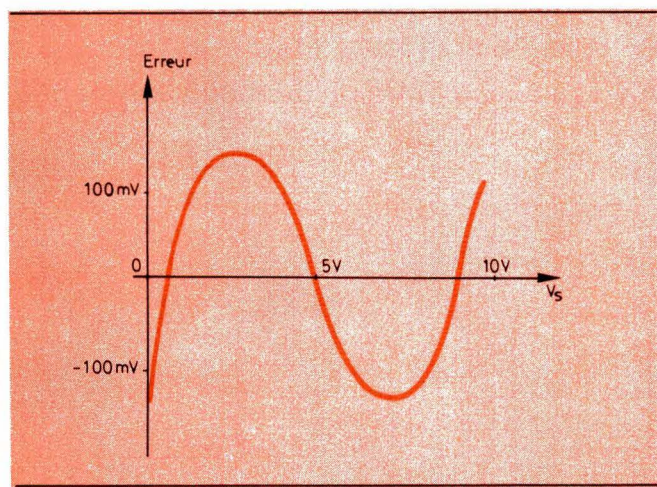


Fig. 3. — Erreur commise par le circuit sans rétroaction par rapport à la fonction que l'on veut réaliser. Cette erreur est, à 4 mV près, due à l'approximation de la fonction par un polynôme de Tchébycheff.

vees, celles qui répondent aux conditions déjà citées, si bien que :

$$(10) \begin{cases} k = -10a_2 = 0,83924 \\ X_2 = 5(a_1 - 1) \\ + \sqrt{(a_1 - 1)^2 - 4a_0a_2} \\ = 8,50266 \text{ V} \\ Y_1 = -\frac{10a_0}{X_2} = 0,190775 \text{ V} \end{cases}$$

Les tensions X_2 et Y_1 sont réglées par les potentiomètres (trimmers 10 tours) reliés aux alimentations. Le réglage de k se fait en imposant pour v_e sa tension maximale (10 V) et en ajustant la tension X_1 à la valeur voulue. En réalité, ces valeurs ne tiennent pas compte des défauts du circuit AD 534 (tensions et courants de décalage, etc.). Il est nécessaire de les affiner afin de faire « coller » la variation de v_s à l'équation (2). C'est ainsi que, pour le circuit que nous avons utilisé pour faire nos mesures, il a fallu modifier les valeurs de paramètres de la façon suivante :

$$\begin{aligned} k &= 0,83825 \\ X_2 &= 8,5030 \\ Y_1 &= 0,14521 \end{aligned} \quad (11)$$

La figure 3 représente l'erreur commise par le circuit par rapport à la fonction exacte de l'équation (1). Elle est comprise entre - 160 mV et + 160 mV. C'est essentiellement l'erreur commise en assimilant la fonction à un polynôme de Tchébycheff. En effet, l'erreur imputable au circuit ne dépasse pas 4 mV.

Il est important de connaître le temps de calcul. Pour en avoir une idée, on observe la réponse du montage à un échelon de tension d'entrée pour différentes valeurs de tension.

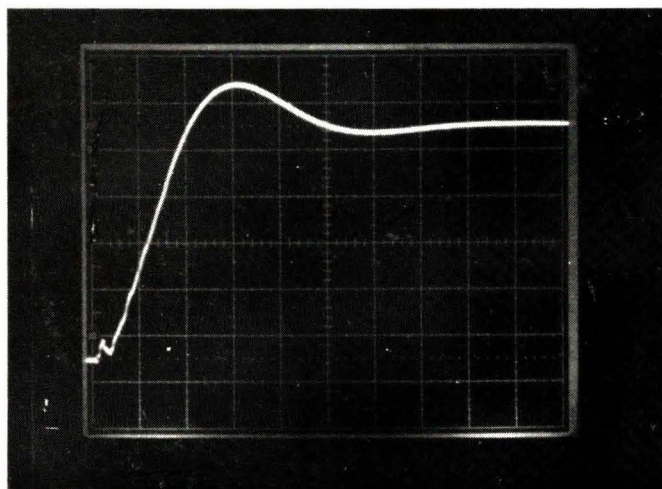
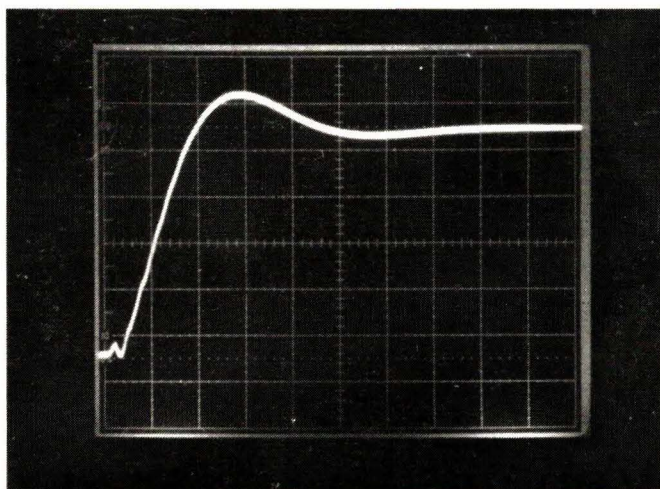


Fig. 4. — Réponse à un échelon du circuit sans rétroaction. La tension d'entrée est 0,5 V à gauche et 10 V à droite. La base de temps est réglée sur 0,2 μ s/div.

Les figures 4a et 4b représentent les réponses pour des tensions d'entrée de 0,5 V et 10 V. Leurs formes sont très proches, bien qu'on remarque une vitesse légèrement plus faible pour la tension de 10 V.

Nous proposons pour le temps de calcul la définition suivante : « c'est le temps que met la tension de sortie à se stabiliser avec la précision obtenue en régime statique » (ici 160 mV). Avec cette définition, c'est bien sûr la tension d'entrée de 10 V qui constitue le cas le plus défavorable.

La similitude des réponses nous conduit à les assimiler à celles d'un circuit du second ordre, bien que théoriquement cette notion doive être réservée à des circuits linéaires. Posons donc :

$$v_s = V_0(1 - \cos \frac{2\pi t}{T} \cdot e^{-t/\tau}) \quad (12)$$

En identifiant à la forme de la figure 4b, la pseudo période T vaut $1,2 \mu s$ et la constante de temps τ vaut $1,1 \mu s$. Ces valeurs permettent de proposer $4,5 \mu s$ pour le temps de calcul.

Montage avec rétroaction

Le schéma-bloc du montage est représenté à la figure 5. La fonction réalisée est :

$$v_s \approx c_0 + c_1 \cdot v_e + c_2 \cdot v_e^2 + c_3 \cdot v_e \cdot v_s \quad (13)$$

On effectue le même changement de variable que pour le montage sans rétroaction :

$$v_e = 5 \cdot (x + 1) \quad (3)$$

On détermine les développements de Tchébycheff à l'ordre 3 de :

$$10 \cdot \sin \frac{\pi(x+1)}{4} = d_0 + d_1 \cdot x + d_2 \cdot x^2 + d_3 \cdot x^3 \quad (14)$$

et de :

$$10 \cdot (x+1) \cdot \sin \frac{\pi(x+1)}{4} = e_0 + e_1 \cdot x + e_2 \cdot x^2 + e_3 \cdot x^3 \quad (14a)$$

Le programme de calcul fournit :

$$\begin{cases} d_0 = 7,05734 \text{ V} \\ d_1 = 5,55143 \text{ V} \\ d_2 = -2,07078 \text{ V} \\ d_3 = -0,553558 \text{ V} \end{cases} \quad (15a)$$

$$\begin{cases} e_0 = 7,12653 \text{ V} \\ e_1 = 12,6087 \text{ V} \\ e_2 = 2,92709 \text{ V} \\ e_3 = -2,62432 \text{ V} \end{cases} \quad (15b)$$

En identifiant à l'équation (13) on obtient :

$$\begin{aligned} c_3 &= \frac{d_3}{5 \cdot e_3} \\ c_1 &= \frac{d_1 - 5c_2 - 5c_3e_1}{5} \\ c_2 &= \frac{d_2 - 5c_3e_2}{25} \\ c_0 &= d_0 - 5c_1 - 25c_2 - 5c_3e_0 \end{aligned} \quad (16)$$

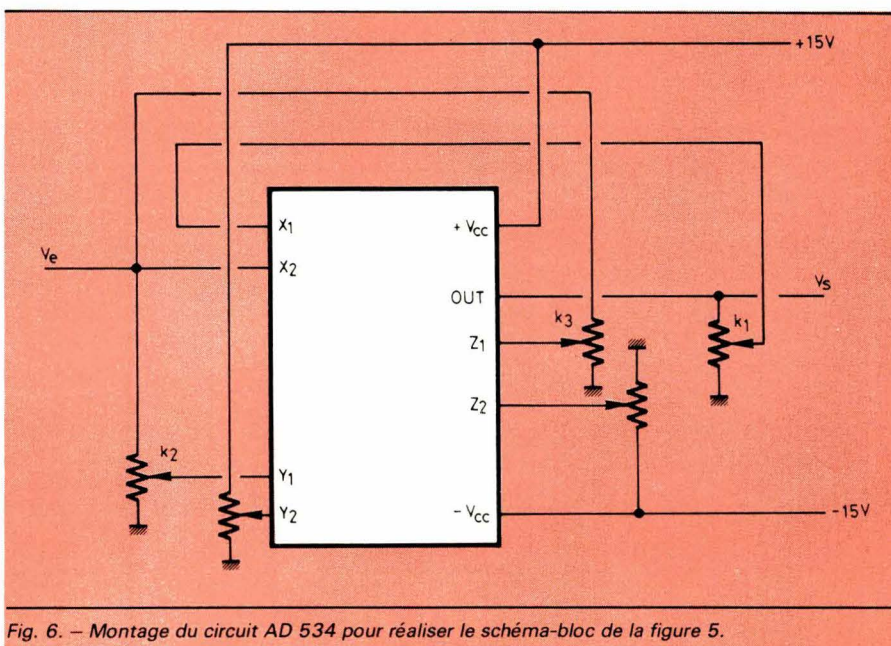
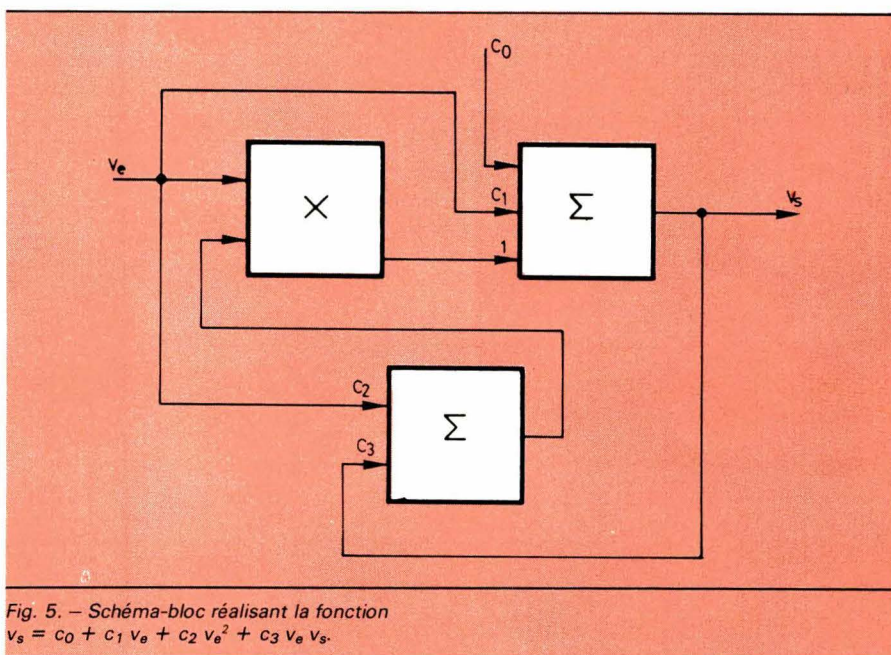
Compte tenu des valeurs des relations (15a) et (15b) :

$$\begin{cases} c_3 = 0,0421868 \text{ V}^{-1} \\ c_2 = -0,107528 \text{ V}^{-1} \\ c_1 = 1,65365 \\ c_0 = -0,0259172 \text{ V} \end{cases} \quad (17)$$

En reprenant les conditions définies pour le montage sans rétroac-

tion, on peut proposer le montage de la figure 6. Celui-ci comporte 5 potentiomètres, alors qu'il y a 4 paramètres à définir. Il faut donc fixer a priori une des variables. Pour répondre aux conditions, nous avons choisi de fixer Y_2 (en prenant $Y_2 = 10 \text{ V}$). Si bien que le montage réalise la fonction pour :

$$\begin{aligned} k_2 &= c_3 Y_2 = 0,421868 \\ k_1 &= \frac{c_3}{c_2} = 0,392333 \\ k_3 &= \frac{Y_2}{10} + \frac{c_1 c_3 Y_2}{10 c_2} \\ &= 0,35122 \\ Z_2 &= -\frac{c_0 c_3 Y_2}{10 c_2} \\ &= -0,0101682 \text{ V} \end{aligned} \quad (18)$$



Comme pour le montage précédent, il faut affiner les coefficients pour faire coïncider le plus possible la variation de v_s à l'équation (13). C'est ainsi que pour le composant particulier que nous avons utilisé, il a fallu fixer :

$$\begin{cases} Y_2 = 10,000 \text{ V} \\ Z_2 = -7,732 \text{ mV} \\ k_1 = 0,39131 \\ k_2 = 0,42170 \\ k_3 = 0,35169 \end{cases} \quad (19)$$

Il est à noter que le réglage de K_1 est délicat. En effet, il affecte de façon très sensible la valeur de la tension de sortie, celle-ci allant très vite en butée si sa variation est brutale. On a intérêt à régler k_1 en ajustant v_s à la valeur voulue plutôt qu'à essayer d'ajuster X_1 .

La **figure 7** représente l'erreur commise par le circuit par rapport à la fonction de l'équation (1). Celle-ci est comprise entre -40 mV et $+37 \text{ mV}$. On gagne donc plus qu'un facteur 4 par rapport au montage précédent. Notons que cette erreur est essentiellement due à l'ap-

proximation effectuée par le polynôme de *Tchébycheff*. En effet, la tension v_s mesurée ne s'écarte par de sa valeur théorique de l'équation (13) de plus de $2,8 \text{ mV}$.

Les **figures 8a et 8b** représentent les réponses indicielles du circuit pour des tensions d'entrée de $0,5 \text{ V}$ et 10 V . Contrairement au cas précédent, le comportement non linéaire apparaît nettement ici, car la forme des réponses dépend largement de la valeur de la tension d'entrée.

Nous conservons cependant la même définition pour le temps de calcul. La précision attendue ici pour définir le régime permanent est 40 mV . C'est bien sûr dans le cas le plus défavorable, soit $v_s = 10 \text{ V}$, que nous déterminons le temps de calcul. En assimilant la réponse de la **figure 8b** à un premier ordre, le temps de calcul vaut $4,1 \mu\text{s}$. Il est intéressant de constater que la complexité du montage n'affecte pas le temps de calcul. En fait, pour le montage sans rétroaction, le temps

de montée est plus faible mais le phénomène de dépassement vient retarder la stabilisation du signal.

Conclusion

Le montage avec rétroaction est donc plus précis que celui sans rétroaction et, contre toute attente, aussi rapide.

Par ailleurs, la souplesse d'emploi du circuit AD534 est telle qu'il suffit de mettre autant de potentiomètres autour du circuit que de paramètres à régler sans ajouter aucun circuit actif pouvant entacher la précision du montage.

A titre de comparaison, nous avons effectué la même fonction à l'aide du circuit multifonction « 4302 ». Celui-ci nécessite l'adjonction d'un amplificateur opérationnel et son temps de calcul dépasse $10 \mu\text{s}$.

Les résultats que nous avons obtenus montrent, s'il en était encore besoin, l'efficacité du circuit AD534 pour traiter ce type de problème.

D. Pasquet
IUT du Littoral Calais-Dunkerque
Département Génie Electrique
de Calais

Bibliographie

- [1] « Function Circuits », Y.J. Wong et W.E. Ott, Ed. Mac Graw-Hill (Burr-Brown Series).
- [2] « Non Linear Circuits Handbook », Analog Devices.
- [3] Synthèse de fonctions en calcul analogique, D. Pasquet, « **Electronique Applications** » N° 18, p. 49.

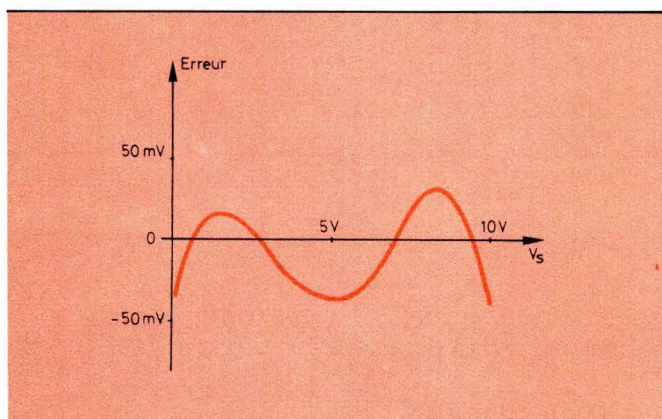


Fig. 7. — Erreur commise par le circuit avec rétroaction par rapport à la fonction que l'on veut réaliser. Cette erreur est due, à $2,8 \text{ mV}$ près, à l'approximation de la fonction par des polynômes de *Tchébycheff*.

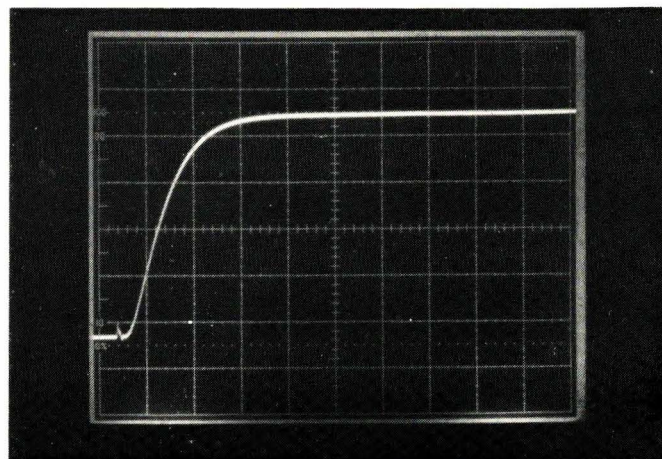
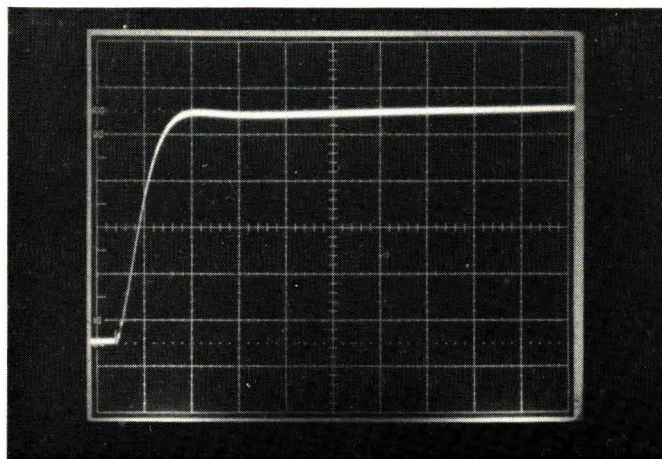


Fig. 8. — Réponse à un échelon du circuit avec rétroaction. La tension d'entrée est $0,5 \text{ V}$ à gauche et 10 V à droite. La base de temps est réglée à $1 \mu\text{s}/\text{div}$.

Réalisation

Un module pour transmissions téléphoniques « Haute-Fidélité »

Initialement étudié pour permettre à deux « ordinateurs individuels » de dialoguer, par l'intermédiaire d'un réseau téléphonique, dans les meilleures conditions possibles, ce petit accessoire est riche d'autres possibilités.

Citons en particulier l'usage qui peut en être fait par les correspondants ou journalistes de radios dites « libres » pour intervenir à distance au moyen d'un micro de qualité et non plus d'un simple combiné téléphonique, ou encore par les entrepreneurs de sonorisation, pour véhiculer leurs signaux dans des conditions satisfaisantes.

Précisons que si l'utilisation de ce dispositif ne pose pas de problèmes sur les réseaux privés, il faut obtenir une autorisation avant tout raccordement au réseau public.

L'idée de base

La bande passante de 300 à 3 400 Hz qui est celle des réseaux téléphoniques s'avère très suffisante pour un certain nombre d'applications, et notamment pour la transmission de programmes d'ordinateur, préalablement enregistrés sur cassettes.

Par ailleurs, cette largeur de bande permet une transmission satisfaisante de la parole, quitte éventuellement à effectuer à l'arrivée quelques corrections au moyen d'un égaliseur.

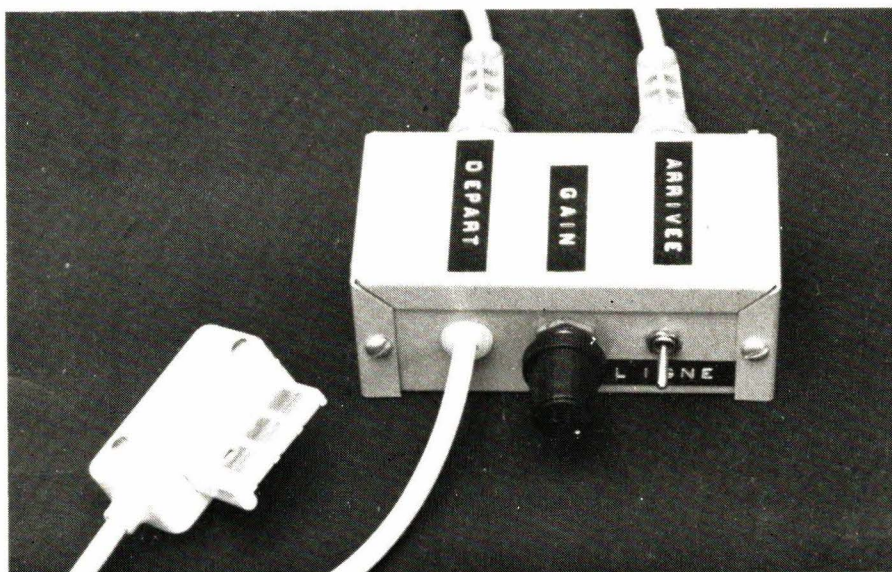
Ajoutons que, dans le cas de transmissions à l'intérieur d'un même central ou parfois d'une même ville, la bande passante peut déborder de ce minimum imposé par les normes.

Par contre, les qualités des micros à charbon, équipant encore la majorité des postes, s'avèrent catastrophiques au point de vue fidélité et

niveau de bruit, sans parler des problèmes liés à l'emploi d'un « transfo de ligne », ou d'une « bobine d'induction ».

L'idée de base qui a présidé à cette étude, a été d'imaginer un petit circuit électronique dépourvu

de transformateur, et permettant d'adapter à une ligne téléphonique commutée quelconque, tant à l'arrivée qu'au départ, toute la gamme des équipements BF, du micro dynamique au magnétophone de reportage ou à cassettes.



Pour ce faire, la tentation était grande de faire appel aux « circuits de parole » que les industriels du téléphone incorporent dans les nouvelles générations de postes « tout électronique ».

N'attendons pas davantage pour révéler que les résultats obtenus sont étonnamment supérieurs à ce que l'on est habitué à attendre d'une liaison téléphonique ordinaire.

Le pionnier des circuits de parole...

Le LS 285 A peut être considéré comme le pionnier des circuits de parole. Mis au point par SGS-Ates en collaboration avec le spécialiste danois du téléphone qu'est LM Ericsson, son principal atout est de prendre la place du classique transformateur différentiel.

Ses caractéristiques ont été étu-

diées de façon à satisfaire aux exigences, souvent divergentes, de toutes les administrations des PTT européennes. Ceci devrait faciliter singulièrement l'obtention des autorisations dont il est fait mention dans notre introduction !

Ce circuit intégré DIL 14 contient un régulateur de tension, un convertisseur 2 fils/4 fils, et des amplificateurs de départ et d'arrivée dont les gains sont automatiquement ajustés en fonction des atténuations en ligne. Ce fonctionnement est obtenu grâce à une mesure permanente du « courant de boucle ».

La figure 1 reproduit le schéma-type diffusé par le fabricant, et dont nous nous sommes largement inspirés dans notre étude. Le respect des valeurs précises des résistances est théoriquement nécessaire lorsqu'un effet « antilocal » poussé est nécessaire.

Dans le cas qui nous intéresse,

comme nous n'envisageons que des transmissions dans un sens à la fois, on peut prendre la liberté de choisir les valeurs normalisées à 5 % les plus proches.

Notre schéma de principe

Le schéma de la figure 2 montre quelques modifications rendues nécessaires par notre cas d'application particulier.

En premier lieu, le montage devant pouvoir accepter des signaux de tous niveaux, depuis les 0,2 mV d'un micro jusqu'à 1 V et plus dans le cas de la sortie « ligne » d'un magnétophone, il a été prévu un potentiomètre de 1 MΩ permettant de faire varier la sensibilité dans une large fourchette.

Côté sortie, par contre, il a été

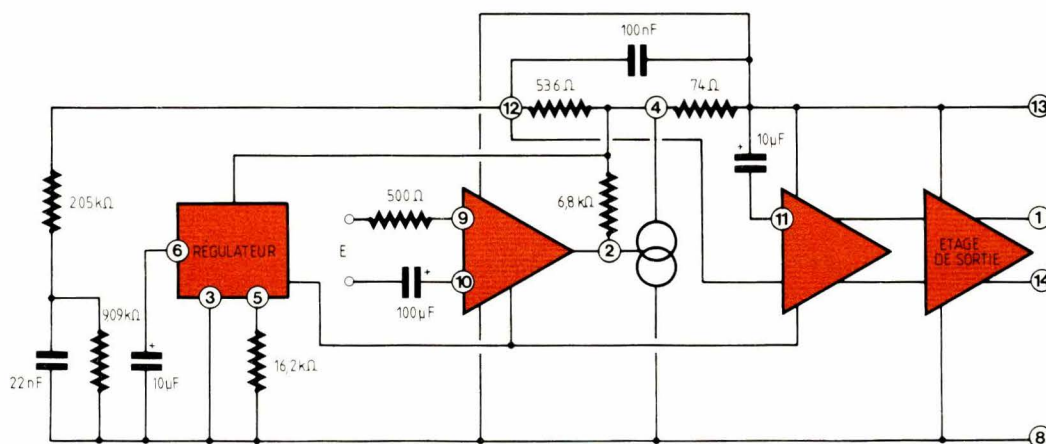


Fig. 1

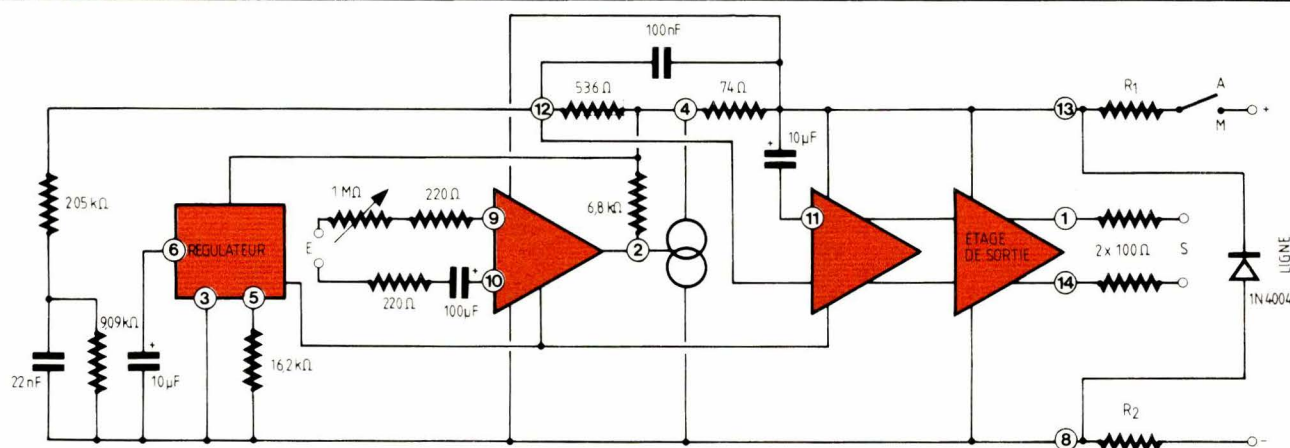


Fig. 2

prévu un niveau fixe d'environ 800 mV, ce qui suffit pour attaquer tout amplificateur, ou même un casque 600Ω.

Deux résistances, R_1 et R_2 , de valeur nominale 100 Ω, mais pouvant être modifiées à volonté, servent à fixer le courant de boucle à une va-

leur convenant au réseau utilisé (30 à 50 mA en général).

Une diode protège le montage contre les inversions de polarité, que l'on peut cependant éviter en prévoyant un pont redresseur comme indiqué à la **figure 3**.

Un interrupteur permet enfin de

« prendre » ou de « libérer » la ligne selon les besoins de l'exploitation.

Le plan de câblage de la **figure 3** correspond au circuit imprimé représenté sur cette même figure.

On peut, pour les entrées et sorties, utiliser des prises DIN, ou d'autres modèles, mais il est **impératif** qu'aucun point commun électrique n'existe entre les circuits d'entrée et de sortie, lesquels doivent également être absolument flottants par rapport à la terre. Il est donc intéressant d'utiliser un boîtier en plastique, faute de quoi on aura à prévoir des mesures d'isolement des prises.

Utilisation

Le plus commode est d'utiliser cet accessoire en liaison avec un poste téléphonique ordinaire servant à émettre les appels (au cadran) ou à la recevoir (sur sonnerie).

Le montage se branche en parallèle sur la ligne, soit par l'intermédiaire d'une installation à plusieurs prises, soit grâce à un conjoncteur « gigogne ». Dès la communication établie, on basculera sur « marche » l'interrupteur du montage, et on raccrochera le poste.

On aura intérêt à repérer les positions du bouton de « gain » correspondant aux sources sonores les plus souvent utilisées. On notera cependant qu'avec un micro dynamique, le potentiomètre doit être placé en position de résistance minimum.

Le fabricant ne précise pas la bande passante pouvant être obtenue, mais nous l'avons trouvée excellente, ainsi d'ailleurs que les caractéristiques de souffle du circuit. Dans tous les cas, la différence est frappante par rapport à l'utilisation d'un poste ordinaire !

Patrick Gueulle

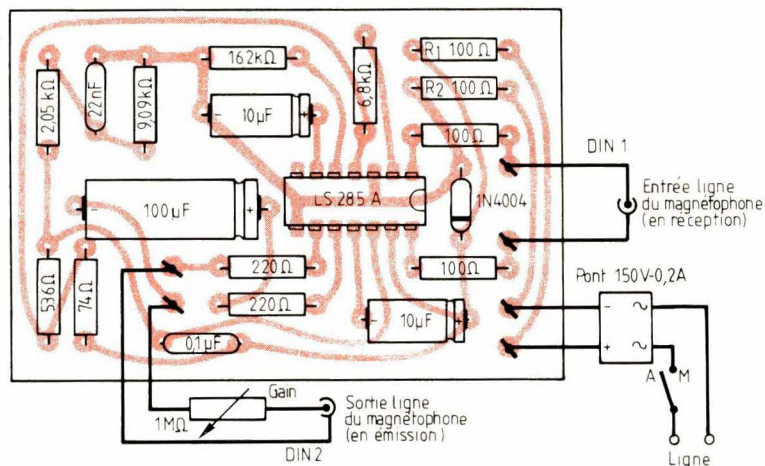


Fig. 3

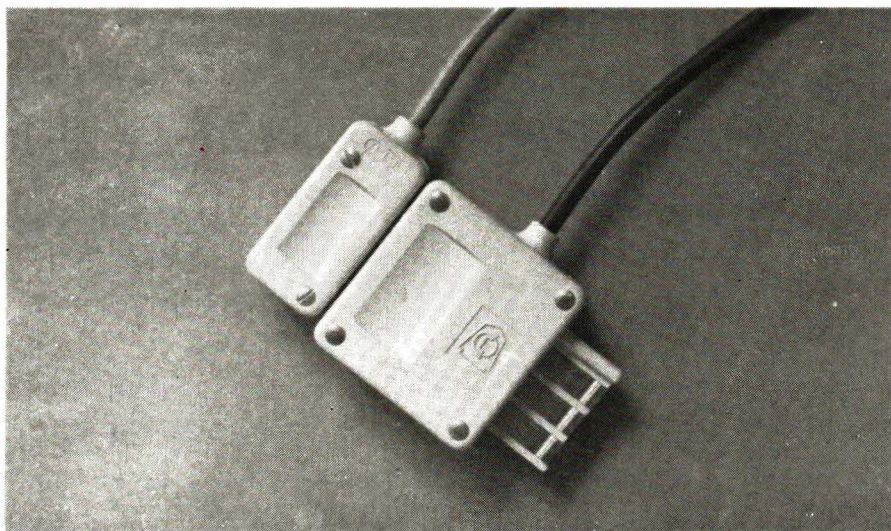


Photo 2

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

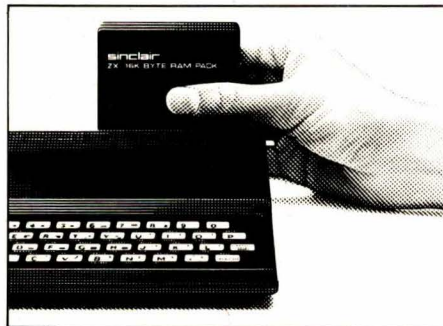
imprimante écrit tous les caractères alphanumériques sur 32 colonnes et trace des graphiques très sophistiqués. Parmi les fonctions spéciales, COPY imprime exactement ce qui se trouve sur tout l'écran du téléviseur, sans demander d'autres instructions. L'imprimante ZX sera disponible à partir de septembre, 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.

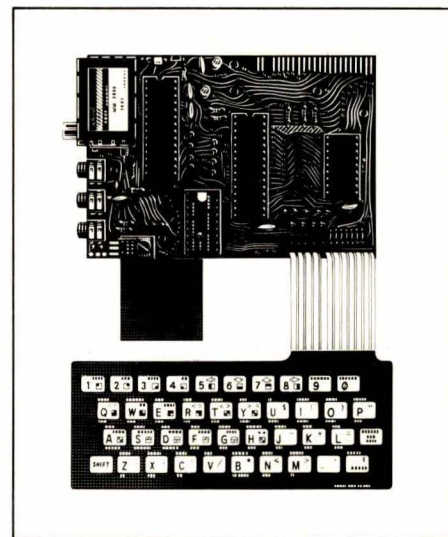


Comment peut-on baisser le prix en augmentant les spécifications ?

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.

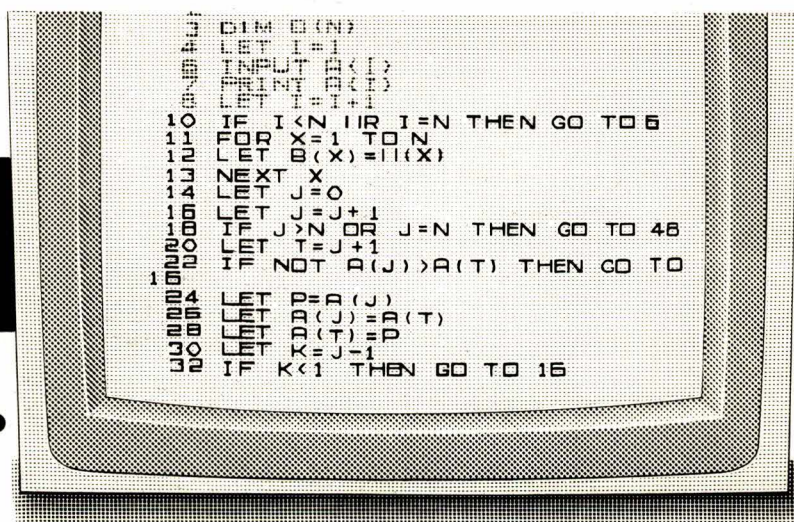
Un microprocesseur ayant fait ses preuves, une nouvelle mémoire morte BASIC 8K, une mémoire à accès sélectif et un nouveau circuit maître unique.

SINCLAIR

le plus vendu dans le monde. à la pointe,

35^F TTC MONTÉ

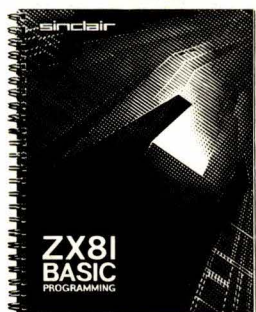
LET



Une nouvelle
spécification
améliorée



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

- 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.

- Jusqu'à 26 boucles FOR/NEXT.

- Fonction RANDOMISE, utile pour les jeux comme pour les applications sérieuses.

- Enregistrement (LOAD) et conservation (SAVE) sur cassette de programmes donnés.

- Mémoire vive 1K-octets pouvant être portée à 16K octets grâce au module RAM Sinclair.

- Possibilité de commander la nouvelle imprimante Sinclair.

- Conception évoluée à quatre circuits : micro-processeur, mémoire morte, mémoire vive et circuit principal - circuit unique fabriqué spécialement pour remplacer 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

14 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.

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 T.T.C.

☐ 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.

☐ directement au facteur, moyennant une taxe de contre-remboursement de 14 F.

Nom _____

Prénom _____

Profession _____

Rue ou Lieu-dit _____

Commune _____

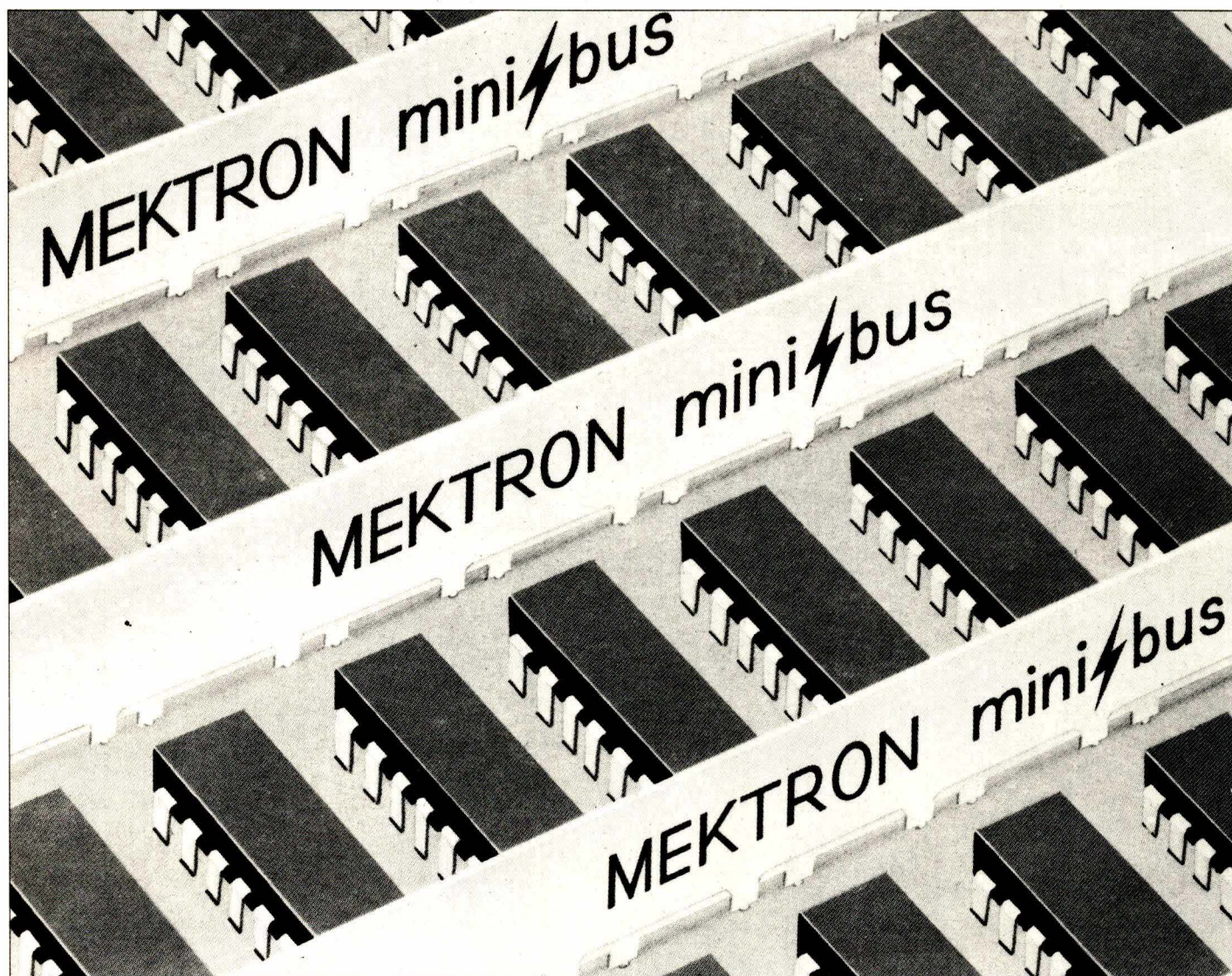
Localité du bureau de poste _____

(Pour les moins de 18 ans, signature de l'un des parents.)

Code postal _____

Signature, _____

Démonstration chez Direco-International
les lundi, mardi, mercredi et vendredi
de 9h à 13h et de
14h à 17h



Les mini bus MEKTRON, des busbars adaptés à la distribution des tensions sur circuits imprimés :

- disposés horizontalement ou verticalement, ils s'adaptent aux impératifs d'implantation de vos cartes logiques,
- la capacité importante, répartie entre les conducteurs assure un découplage efficace,
- ils augmentent la densité de vos circuits imprimés et simplifient leur conception,
- nombreux éléments standard.

Salon des Composants - Bât. 1 - Allée 3 - Stand 164

Mektron-France

9, allée des Jachères - SOFILIC 416 -
94263 FRESNES Cedex Téléphone : (1)668.10.25 - Télex : 260 719
Usine à Château-Gontier (53)



SERVICE-LECTEURS N° 205

*Micro
informatique*

ZX-81

et messages secrets

Après le ZX-80, dont les 50 000 exemplaires vendus en Europe affirmèrent le besoin, qui existait chez beaucoup, d'un micro-ordinateur « domestique » ou « personnel » de faible coût – nous avons longuement développé dans ces colonnes la présentation didactique de ce modèle – le ZX-81 prend de façon décisive la relève.

Il apporte une puissance accrue (ROM BASIC 8 K intégrée), une rapidité plus grande, tout en simplifiant considérablement les opérations de clavier. Et son coût s'est vu également réduit grâce à une « architecture » plus légère : 4 circuits LSi au lieu de 21 sur le ZX-80 !

Aussi avons-nous jugé indispensable d'offrir à nos lecteurs – au fil d'une série d'articles dont le premier d'entre eux figure ci-après – une « bibliothèque » de programmes originaux conçus pour le ZX-81, et diversifiés selon les critères suivants : divertissement et pédagogie ; simplification des tâches de gestion professionnelle et domestique ; applications aux calculs courants de l'électronicien.

Nous décrivons dans ce numéro un programme qui vous permettra de coder et de décoder vos messages secrets...



Avant tout, quelques précisions...

Les programmes que nous présentons dans cette série d'articles *peuvent être utilisés directement* par tout possesseur d'un micro-ordinateur ZX-81 Sinclair, sans connaissance en BASIC. Ils peuvent aussi servir d'exemples pratiques d'utilisation de ce langage, pour ceux de nos lecteurs qui en ont entrepris l'étude.

Moyennant quelques modifications de syntaxe, ils peuvent être adaptés à d'autres machines utilisant des versions différentes du langage BASIC.

Précisons que leur utilisation doit se limiter à des applications domestiques, tout usage à des fins commerciales nécessitant une autorisation préalable.

Rappelons enfin qu'il est indispensable de respecter *exactement* les listings des programmes. La moindre différence typographique, même au niveau d'un espace mal placé ou d'un signe de ponctuation, peut rendre le programme inutilisable !

Un programme pour coder et décoder des messages secrets

Principe

Si l'on en juge par les difficultés d'approvisionnement auxquelles doit faire face son importateur, il semble bien que le micro-ordinateur ZX-81 Sinclair commence sa carrière en France par un net succès commercial.

De fait, pour le prix d'un autoradio très moyen, cet étonnant produit met véritablement à la portée de tous la puissance de l'informatique, grâce à son langage BASIC. Son prix et ses possibilités en font sans le moindre doute le type même de « l'ordinateur individuel ».

Parmi nos lecteurs qui, très nombreux, possèdent ou attendent ce très beau « jouet », il nous semble que trois cas peuvent être distingués :

● L'ordinateur jouet

Les petits ordinateurs (et même les gros s'ils ne coûtaient pas si

cher !) se prêtent fort bien à la programmation de jeux extrêmement divers, et dont les seules limites sont celles de l'imagination humaine.

● L'ordinateur outil de travail

Les « calculettes » ont envahi notre vie quotidienne parce qu'elles permettaient de simplifier énormément tous les calculs que chacun doit fréquemment exécuter, tant à titre professionnel que privé. L'ordinateur individuel permet de franchir encore un très grand pas, toujours en direction de la simplification, grâce à son aptitude à exécuter très rapidement les *tâches répétitives*, c'est-à-dire les plus fastidieuses, pas toujours accessibles aux calculatrices, même programmables.

● L'ordinateur en tant que tel

L'acquisition d'un ordinateur individuel aussi peu coûteux et livré avec un cours de programmation complet peut être pour beaucoup une excellente occasion de s'initier à bon compte, mais en profondeur, à l'informatique, pendant qu'il est encore temps de « prendre le train en marche ». Au rythme auquel évoluent ces techniques, il est à craindre que, dans peu d'années, il ne soit trop tard !

L'auteur de ces lignes, pour sa part, se trouve à la fois dans ces trois cas : électronicien « de formation », ses connaissances en informatique se limitaient, il y a encore peu de semaines, à quelques souvenirs d'un FORTRAN bien rébarbatif. Trois soirées devant un ZX-81 lui ont suffi pour devenir capable de créer de toutes pièces les programmes pouvant lui être utiles à titre professionnel, familial, ou récréatif.

Les programmes que nous proposerons ici à nos lecteurs ne seront donc pas l'œuvre de programmeurs de métier. Bien qu'utilisables directement par tout possesseur de ZX-81 qui ne souhaiterait pas apprendre le BASIC, ils aideront sans aucun doute les plus courageux à illustrer d'expériences concrètes l'étude du manuel dont les exemples ne sont pas d'un grand intérêt pratique, ni même, bien souvent, pédagogique.

Notre programme

Le programme que nous donnons ici se situe à mi-chemin entre le jeu et l'application « sérieuse » : il permet de coder des messages, puis de les décoder, simplement en les frappant au clavier, ce qui est considéra-

blement plus rapide que l'utilisation de tout autre procédé « manuel ». Une application professionnelle peut être trouvée dans le domaine de la protection des communications télex confidentielles.

Nous reproduirons dans le cours de l'article une photo de l'écran du téléviseur auquel est relié le ZX-81. En effet, il serait dangereux de publier seulement le « texte » du programme, car les règles de « syntaxe » du BASIC diffèrent notablement de celles de la ponctuation française, et la tentation est grande parfois de « corriger » ce qui peut sembler, orthographiquement, des fautes grossières. Et précisément, un simple point virgule, espace, ou guillemet en trop, manquant, ou même déplacé, suffit à rendre un programme inutilisable (faites donc l'essai !).

Mise en service du programme

Le programme étant chargé (on aura d'ailleurs intérêt à le stocker sur cassette au moyen d'une commande SAVE « MESSAGE »), il faut le lancer en appuyant successivement sur RUN, puis NEW LINE.

Il suffit alors de frapper les lettres du message à coder sur NEW LINE, pour voir se composer lettre à lettre le message codé (ou décodé). Il est important de ne pas oublier les espaces entre les mots, que l'on entrera exactement comme tout autre caractère, et de ne jamais omettre d'enfoncer NEW LINE après chaque caractère ou espace.

Si vous essayez d'entrer « ELECTRONIQUE APPLICATIONS », la machine doit vous composer « SUS OATINQLSCRPPUN RONTIE », ce qui, vous en conviendrez, n'est guère compréhensible !

Vous pourrez, ensuite, tenter de décoder la signature de cet article, afin d'en déterminer l'auteur !

Sachez que, ce programme étant en interrogation permanente, il n'est pas simple de l'arrêter lorsqu'il est en route. Le manuel du ZX-81 reste très discret sur de tels cas, et vous propose de couper l'alimentation, donc d'effacer le programme. Vous pouvez utiliser la procédure (moins radicale) suivante :

RUBOUT
STOP
NEW LINE


```

10 REM "MESSAGE"
11 INPUT BS
12 LET AS=BS
20 IF BS="E" THEN LET AS="E"
22 IF BS="S" THEN LET AS="S"
24 IF BS="A" THEN LET AS="A"
26 IF BS="R" THEN LET AS="R"
28 IF BS="I" THEN LET AS="I"
30 IF BS="N" THEN LET AS="N"
32 IF BS="T" THEN LET AS="O"
34 IF BS="O" THEN LET AS="T"
36 IF BS="U" THEN LET AS="L"
37 IF BS=" " THEN LET AS="C"
38 IF BS="L" THEN LET AS="U"
39 IF BS="C" THEN LET AS=" "
40 PRINT AS;
50 GOTO 10
60 REM "COPYRIGHT 1981"

```

Quelques rappels sur le ZX-81

Par rapport au ZX-80, le micro-processeur est le même, mais le ZX-81 contient une ROM BASIC 8 K nouvelle et plus puissante. Ce dispositif travaille en système décimal, traite les logarithmes et les fonctions trigonométriques, permet de tracer des graphiques et construit des présentations animées.

Le ZX-81 permet de bénéficier d'autres avantages — possibilité d'enregistrer et de conserver sur cassette des programmes donnés, de sélectionner par le clavier un programme sur une cassette.

La nouvelle mémoire ROM BASIC 8 K du ZX-81 peut être utilisée avec un ZX-80 comme circuit de remplacement.

A l'exception des fonctions graphiques animées, toutes les fonctions plus évoluées du ZX-81 peuvent être intégrées au ZX-80, y compris la possibilité de commander une imprimante.

Le ZX-81 offre en outre des fonctions originales :

- Entrée de « mots clés » par une touche : le ZX-81 supprime une

grande partie des opérations 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 de fonctions mathématiques et scientifiques avec une précision de 8 positions décimales.

- Traçage de graphiques et d'affichages animés.

- Tableaux numériques et chaînes multi-dimensionnelles.

- Jusqu'à 26 boucles FOR/NEXT.

- Fonction RANDOMISE, utile pour les jeux comme pour les applications sérieuses.

- Enregistrement (LOAD) et conservation (SAVE) sur cassette de programmes donnés.

- Mémoire vive 1 k-Octet pouvant être portée à 16 K-Octets grâce au module RAM Sinclair.

L'ordinateur vous répond D/10 ; et si, à ce moment, vous faites :

```

RUN
NEW LINE

```

il reprend le programme après avoir effacé l'écran.

Si vous voulez changer de programme, vous pouvez utiliser la séquence suivante, lorsque le programme est en action :

```

RUBOUT
STOP
NEW LINE
NEW
NEW LINE

```

... et tout est effacé.

Par contre, pour changer le programme sur cassette, vous devez faire :

```

RUBOUT
STOP
NEW LINE
SAVE « MESSAGE »

```

puis, après avoir démarré l'enregistreur :

```

NEW LINE.

```

Quelques explications

L'instruction 10 vient chercher sur le clavier la lettre que vous vou-

lez entrer. Cette lettre constitue ce que l'on appelle une « chaîne » (par opposition à une variable numérique) et on la baptise B\$. La suite du programme ne devant pas nous faire perdre B\$, on « duplique » B\$ en A\$ par l'instruction 12.

Le codage (ou le décodage) proprement dit s'opère de l'instruction 20 à l'instruction 39 : si la lettre entrée est l'une des dix plus fréquentes de la langue française (E, S, A, R, I, N, T, U, L, O, par ordre de fréquence décroissante), ou s'il s'agit d'un espace, on procède aux échanges donnés dans le tableau 1.

Tableau 1

si B\$ est : on transforme A\$ en :	
E	S
S	E
A	R
R	A
I	N
N	I
T	O
U	L
L	U
O	T
espace	C
C	espace

Ce tableau n'est autre que la traduction en langage usuel des douze instructions « IF - THEN ».

En arrivant à l'instruction 40, de deux choses l'une : ou bien la lettre entrée a été transformée au cours des douze instructions précédentes, ou elle ne l'a pas été. Dans les deux cas, elle est imprimée *a la suite* de la précédente, grâce au point virgule qui termine l'instruction PRINT. L'instruction 50 ramène le programme au début afin qu'il puisse traiter le caractère suivant.

Les instructions « REM » (1 et 60) n'interviennent pas dans le déroulement du programme. Elles sont là pour vous rappeler, lorsque vous « listez » le programme :

1 : le nom sous lequel il est stocké sur cassette ;
60 : qu'il est protégé par la loi du 11 mars 1957 et que vous ne devez vous en servir que pour votre usage personnel, et non dans un but commercial sans autorisation.

De telles instructions « REM » peuvent toujours être effacées (essayez par exemple de faire 1 NEW LINE) lorsque vous commencez à voir le bout de vos mille octets (1 K) de mémoire, mais vous ne gagnez là qu'un bien petit sursis !

Conclusion

Bien qu'il ne code pas toutes les lettres de l'alphabet (pour « tromper l'ennemi » et économiser la place mémoire), ce programme exécute un codage déjà sérieux, qui fera la joie des enfants, et... des moins jeunes aussi.

Dans un article suivant, nos prochains programmes seront plus « utilitaires » (on peut faire une foule de choses avec 1 K-octet, même toute une comptabilité !) et vous ferez rencontrer d'autres instructions du BASIC ZX-81.

PROAN KCGLSLUUS
à vous de décoder !

A suivre



FLAGELECTRIC
ELECTRONIQUE

DISTRIBUTION OFFICIELLE

CLERMONT-FERRAND

47, rue Jules Verne . BP 29 . ZI du Brézet
63014 Clermont-Ferrand Cédex
Tél. (73) 92.13.46 - Poste 445
Télex 990969 code 172

INFORMATIQUE

APPLE COMPUTER
COMMODORE
DIGITAL EQUIPMENT
LEANORD · SILEX · SIL'Z
CENTRONICS
EPSON
OKI
PERIFERIC
TEXAS INSTRUMENTS
MSI · TRT
EUROSIGNAL

COMPOSANTS

BOURNS
CELDUC
LAMBDA
PIHER
SECME
SIEMENS · LITRONIX
TEXAS INSTRUMENTS
UNION · CARBIDE

AUTOMATISMES

CARTES µP · AUTOMATES
SIEMENS · TEXAS
TELEMECANIQUE

MESURE

FLUKE
LFE
METRIX
TELEQUIPMENT
CHAUVIN · ARNOUX

DIVERS

ELMA
HENGSTLER
METOX
SPECTRA · STRIP
TEXMO
WELLER · CNB

GRUPE CDME



*Micro
informatique*

L'heure exacte grâce à « France Inter »

Nous avons évoqué, dans notre dernier numéro, les techniques de « distribution de l'heure » par signaux radio codés, et nous avons décrit en détail les circuits – relativement simples au demeurant – nécessaires pour recevoir et exploiter ces signaux. En fin d'article, nous évoquions pour terminer la possibilité d'un traitement par système microprocesseur. Cette méthode d'approche, ainsi qu'on le verra dans la présente étude, n'est point complexe, mais abordable avec des moyens (matériel et logiciel) à la portée de tous ceux qui ont quelques notions de programmation.

Traitement

des signaux reçus

Le microprocesseur constitue évidemment le lien le plus commode entre le récepteur de signaux horaires, décrit dans notre précédente étude, et le lieu d'utilisation de ces signaux (affichage, imprimante, système de données, commande horaire d'un feu tricolore de carrefour, d'un phare de navigation, etc.). Et le programme du microprocesseur sera nettement plus facile à mettre au point qu'un montage de récepteur. En effet, les possibilités du premier se trouvent limitées à moins de cent instructions, alors qu'on doit affronter un nombre prodigieusement plus grand de données de départ, quand on réalise un récepteur, et on ne sait jamais très bien ce que cela donne, quand on combine ne serait-ce que deux de ces données.

Précision et redondance

Pour la plupart des applications, il est absolument nécessaire d'éviter tout affichage erroné. On dispose bien de trois bits de parité pour contrôler le message, dont on peut aussi vérifier la vraisemblance (nombre « minutes » inférieur à 60, « heures » inférieur à 24, « mois » inférieur à 12 ou l'équivalent « hexa » de ces nombres), mais la pratique montre que ce n'est pas suffisant. Par contre, il ne peut plus

guère y avoir erreur, quand on constate que deux messages successifs, ayant passé les tests mentionnés, sont identiques à une unité de minute près.

La plupart des systèmes connus travaillent suivant ce principe de redondance, avec éventuellement quelques variantes, par exemple un affichage « provisoire » du message qui a été reçu pendant la toute première minute après la mise sous tension. Dans 99 % des cas, France-Inter est, en effet, reçu avec une qualité telle qu'une vérification par redondance est sans objet, et il suffit alors de signaler le caractère provisoire du tout premier affichage par un voyant ou par un clignotement.

De toute façon, l'horloge comportera une base de temps propre (timer à quartz) qui prend la relève, dès que l'émission se trouve perturbée ou coupée. Comme cela peut même arriver un 28 février à minuit, il est nécessaire de prévoir un programme calendrier qui sait, même dans ce cas, résoudre tout « problème de fin de mois ».

Organisation

d'un programme

Comme le montre l'organigramme de la **figure 1**, le premier travail du microprocesseur consistera à analyser les durées de présence et d'absence de signal sur la ligne arrivant du récepteur et de décider, en fonc-

tion de ces durées, de la réception d'un « 0 », d'un « 1 » ou d'un signal « fin de minute » (omission de top). On a évidemment avantage à utiliser un microprocesseur tel que SC/MP ou 2650, ayant, sur leur boîtier, un « port d'entrée un bit » sous forme d'une entrée « sense ».

La vérification de parité pourra se faire en série et suivant le principe de la bascule, en ajoutant '80' (en hexa) à un registre chaque fois qu'on reçoit un « 1 », et en déclarant « erreur », si le contenu de ce registre est négatif après réception d'un bit de parité. A noter qu'il reste, dans ce registre, 7 bits disponibles pour d'autres usages. Lors de la vérification de vraisemblance, on pourra éviter toute conversion décimal → hexa en traitant digit par digit.

L'organigramme montre qu'en cas de réception perturbée, l'horloge continue sur sa base de temps propre, à condition que l'heure ait déjà été acquise, auparavant, pendant deux minutes consécutives et concordantes quant à leur message.

Quand on constate que le signal est de forme correcte (parité et vraisemblance satisfaisante), on commence par le mémoriser. Puis, lors de la réception du message suivant, on fait subir au premier l'opération « + 1 minute » dans le programme horloge-calendrier, et on le compare au second. S'il y a égalité, on peut afficher en toute tranquillité.

L'organigramme montre qu'on termine par des « HALT » tous ces

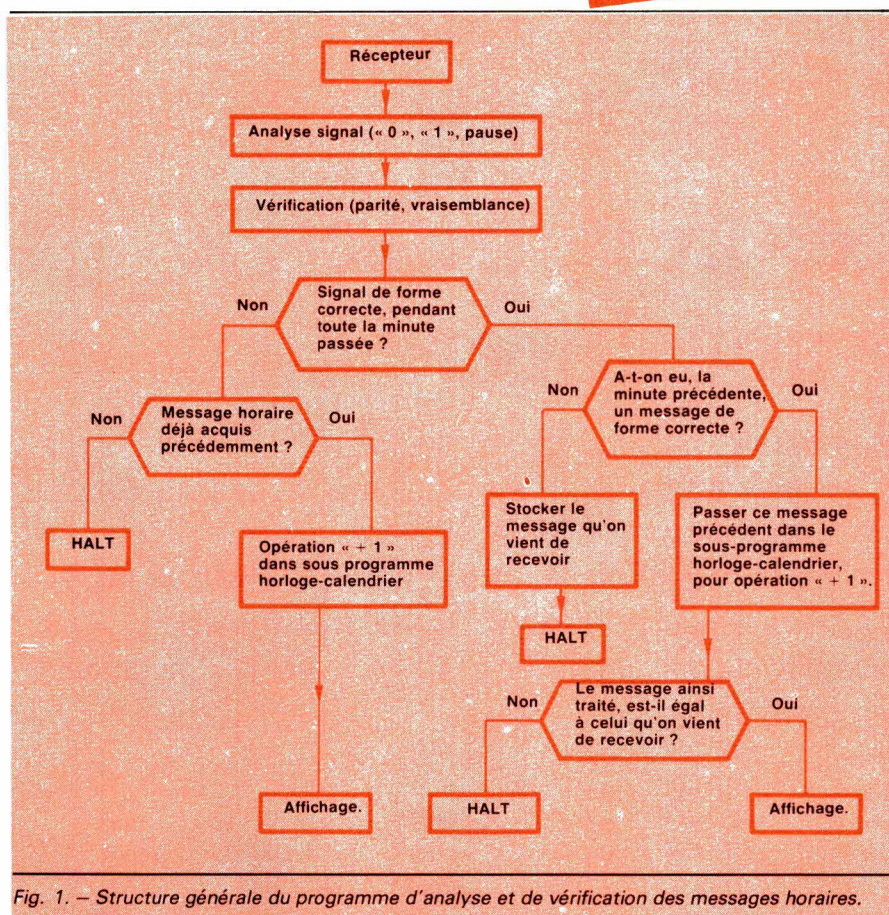


Fig. 1. — Structure générale du programme d'analyse et de vérification des messages horaires.

petits bouts de programme qui sont sans conséquence immédiate. Ainsi, le processeur s'« endort » jusqu'à la prochaine interruption qui provient, en principe, de son timer. Bien entendu, une telle simplification de la programmation ne serait guère admissible lors d'un traitement rapide, mais elle est sans importance quand il s'agit, comme ici d'un rythme de un bit par seconde.

L'analyse du signal

De tout le programme, la partie « analyse de signal » est probablement la plus délicate, puisqu'elle se trouve à la charnière entre l'analogique et le digital. Pour déterminer la durée des tops et celle des intervalles, on peut utiliser une méthode d'interruptions, ou une méthode d'auscultations.

La première paraîtra séduisante surtout à ceux qui ont peu l'habitude des circuits analogiques. Elle consiste à créer des interruptions (de nature différente) lors de chaque flanc montant et descendant du top de réception. Le tout sera coordonné par des interruptions provenant d'un timer, et il faut également prévoir la possibilité d'interruptions provenant

d'un organe demandeur (un ordinateur qui désire dater un document) ou d'un clavier permettant de programmer des horaires d'alarme (fonction « réveil »).

Bien que cela fasse beaucoup d'interruptions, on peut peut-être s'en tirer avec un microprocesseur possédant plusieurs niveaux hiérarchisés pour cela, lequel sait ce qu'il faut faire quand l'organe interrupteur lui présente simplement une adresse. Ce qui est plus ennuyeux, c'est que le procédé ne fonctionne que si le récepteur délivre des tops dont les flancs sont parfaitement raides et qui ne sont pas entrecoupés de perturbations. Et comme cela n'est pas facile à obtenir, il est préférable de faire appel au microprocesseur (qui s'« ennuie » de toute façon avec un bit par seconde) pour exercer aussi une petite fonction de filtrage.

Dans ce cas, il n'existe plus qu'un seul organe interrupteur : le timer. S'il délivre des impulsions à une fréquence de 256 Hz, il sera facile de faire d'un registre de 8 bits un compteur d'interruptions qui sera « plein » une fois par seconde. Les interruptions par le timer pourront servir, en premier lieu, à des vérifications de routine (est-ce que quel-

qu'on manœuvre une touche ? etc.), éventuellement aussi au multiplexage d'un affichage numérique, et surtout à une analyse périodique de l'état (« 0 » ou « 1 ») de la sortie du récepteur.

Pour cette analyse, deux procédures différentes sont à prévoir : celle de l'acquisition des données (à la mise sous tension de l'appareil) et celle de la vérification permanente des données (après une première acquisition). La **figure 2** montre comment on peut organiser la première de ces procédures.

Après les opérations de routine, mentionnées plus haut, on analyse, lors de chaque interruption, le niveau de sortie du récepteur pour déterminer la durée des tops qu'on reçoit et qui peuvent, en partie, être dus à des perturbations. Si on en trouve qui sont de durée correcte, on ne le sait qu'après leur fin. Il convient donc de recalculer le moment de leur début (en fonction de la position du compteur d'interruptions), et le résultat de ce calcul sera mémorisé.

Ce qu'on entend par « durée correcte » dépend évidemment du type de récepteur (PM, FM, mise en forme DCF) et de son filtrage, et le fait que le signal France-Inter comporte deux alternances, permettra

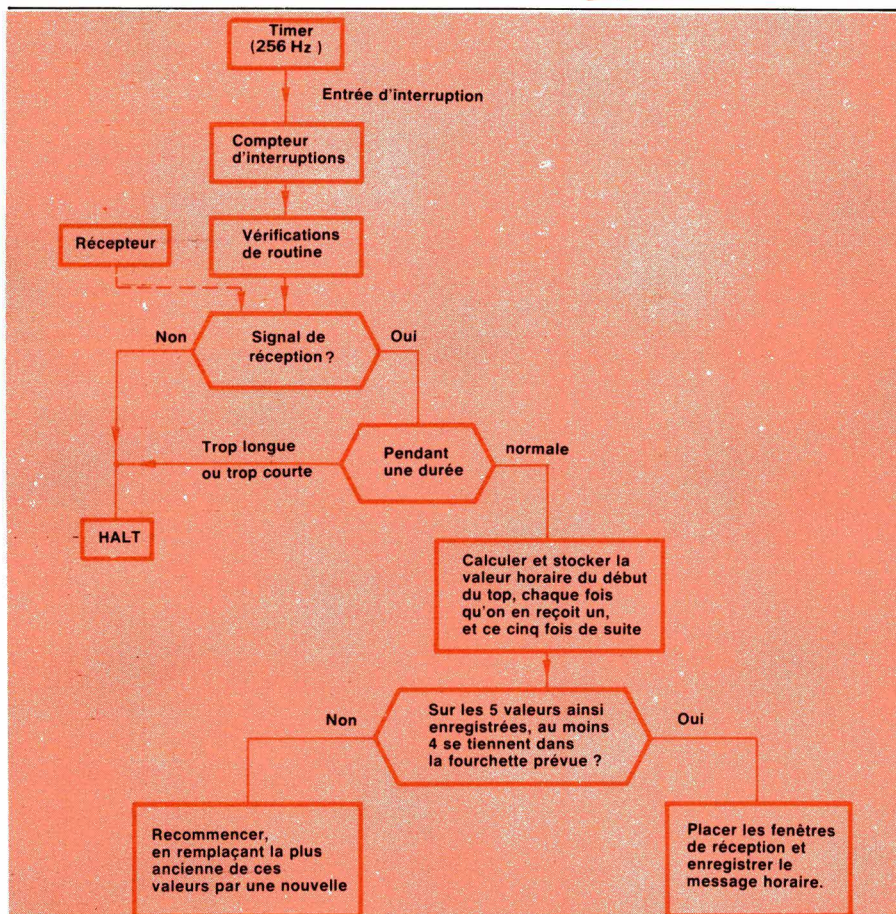


Fig. 2. — Le principe de l'auscultation récurrente permet d'utiliser le microprocesseur pour un filtrage du signal de réception.

d'ajouter encore quelques combinaisons supplémentaires. Cependant, il suffit de se rendre compte, si on reçoit des tops (simples ou doubles) dont les débuts se situent, par exemple, dans une fourchette de récurrence de 990 à 1010 ms. Dès que cela se vérifie, on peut synchroniser le compteur d'interruptions sur l'émission, de façon que ce compteur passe par zéro exactement aux minutes pleines. Il pourra alors commander le compteur « secondes » du système horloge-calendrier, ainsi que le système « fenêtre de réception » dont il sera question ci-après.

La fenêtre de réception

Au maximum, le signal horaire occupe les premières 200 ms de chaque seconde. Ainsi, pendant les 4/5^e du temps, le récepteur ne peut donc recevoir que des perturbations. Une fois qu'on est arrivé à synchroniser le compteur d'interruptions, il suffit donc d'analyser le signal de réception pendant une durée qui n'excède que de peu les premières 200 ms de chaque seconde.

Cette procédure est schématisée dans la **figure 3**. Ouverture et fermeture de fenêtre pouvant être basées sur la position du compteur d'interruptions. « Fermeture » signifie que le processeur n'effectue rien d'autre, lors de chaque interruption, que ses vérifications de routine, lesquelles pourront ainsi être suivies d'un branchement aboutissant à un « HALT ».

Une première exception est à faire

au moment même de la fermeture de fenêtre, car c'est à ce moment-là qu'on saura que c'est un « 0 » ou un « 1 » qu'on a reçu. On met alors ce « 0 » ou « 1 » en « poids faible » dans un registre dont on décale, chaque fois, le contenu jusqu'à l'obtention d'un « mot » (minute, heure, jour du mois, etc.) complet, mot qu'on mémorise alors en vue du traitement en fin de minute.

La deuxième exception au « HALT » après chaque interruption, c'est précisément ce traitement de fin de minute. Il consiste à faire avancer les systèmes horloge-calendrier d'une minute, opération qui permettra de vérifier si les deux messages successivement reçus sont vrais. La **figure 3** montre qu'on peut détecter l'omission du 59^e top au plus tard 100 ms après le début de la 59^e seconde. Ainsi, on dispose de 0,9 seconde pour les traitements mentionnés ci-dessus, et cela est une durée énorme, même pour le microprocesseur le plus lent.

Quand la fenêtre de réception est ouverte, on compte le nombre d'interruptions qui correspondent à « 1 » en sortie de récepteur, de façon à pouvoir déterminer la valeur du top qu'on vient de recevoir. Parallèlement, il convient de reprendre constamment le procédé de synchronisation de la **figure 2**, de façon à éviter toute dérive de la fenêtre de réception.

Une telle dérive ne manquera pas de se présenter, quand l'émission se trouve interrompue, ou entièrement perturbée pendant longtemps. Il faut donc prévoir un programme qui rebranche sur la procédure de la **figure 2** quand on reçoit, par exemple, cinq fois de suite un message de forme incorrecte ou de contenu invraisemblable.

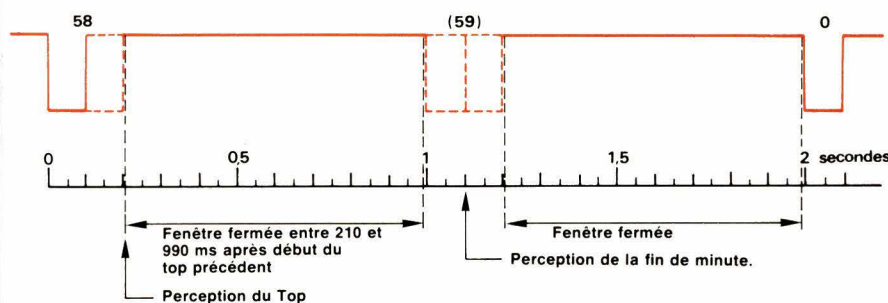


Fig. 3. — La fenêtre de réception délimite les durées, pendant lesquelles la porteuse de l'émetteur est susceptible d'être modulée.

Le programme horloge-calendrier

Alors que les programmes d'acquisition et de vérification des données dépendront du type de récepteur qu'on utilise et de la précision qu'on exige, celui du système horloge-calendrier est passe-partout et même universel, dans ce sens qu'il peut servir pour une horloge autre que « temps codé », voire pour un calcul de date. A ce titre, ce système pourra constituer un exemple, montrant comment on peut passer d'un organigramme général à la programmation d'un microprocesseur d'un type donné.

L'organigramme général est donné dans la **figure 4**. Il part d'une fréquence d'incrémentation de 100 Hz, mais son principe est tout aussi bien applicable à la fréquence de 256 Hz, mentionnée plus haut. Le « problème de fin de siècle » a été résolu par des algorithmes qui, cependant, ne répondront au « problème du fin de siècle » que jusqu'en l'an 2100. En effet, ce problème ne peut être traité par le calcul, car le code d'émission ne fournit que les unités et les dizaines, mais non pas les centaines d'années. Toutefois, les programmes qui seront mis en service après l'an 2000, pourront contenir un algorithme (basé sur « années = 00 ») qui restera valable jusqu'en 2999.

On aura donc encore le temps de modifier, en conséquence, l'organigramme de la **figure 5** qui est une application de celui de la **figure 4** au cas particulier du microprocesseur 2650 (RTC-Signetics). On y voit notamment le nom de quelques instructions de ce microprocesseur, et l'utilisation qui est faite de ses quatre registres de travail, notés r_0 , r_1 , r_2 , r_3 . On remarquera que la divisibilité par 4 n'est pas la même en BCD et en binaire ('12' correspond à 10010, alors que la divisibilité par 4 se traduit par 00 aux poids faibles), si bien qu'on doit ajouter '2' aux unités, si les dizaines sont impaires.

Comme cela été indiqué plus haut, le système horloge-calendrier est, à partir du compteur des minutes, un sous-programme pouvant être appelé, en fin de minute, pour vérifier la concordance de deux messages successivement reçus. Cela n'empêche que ce système contient lui-même un sous-programme (en pointillé dans la **fig. 5**) qui est un

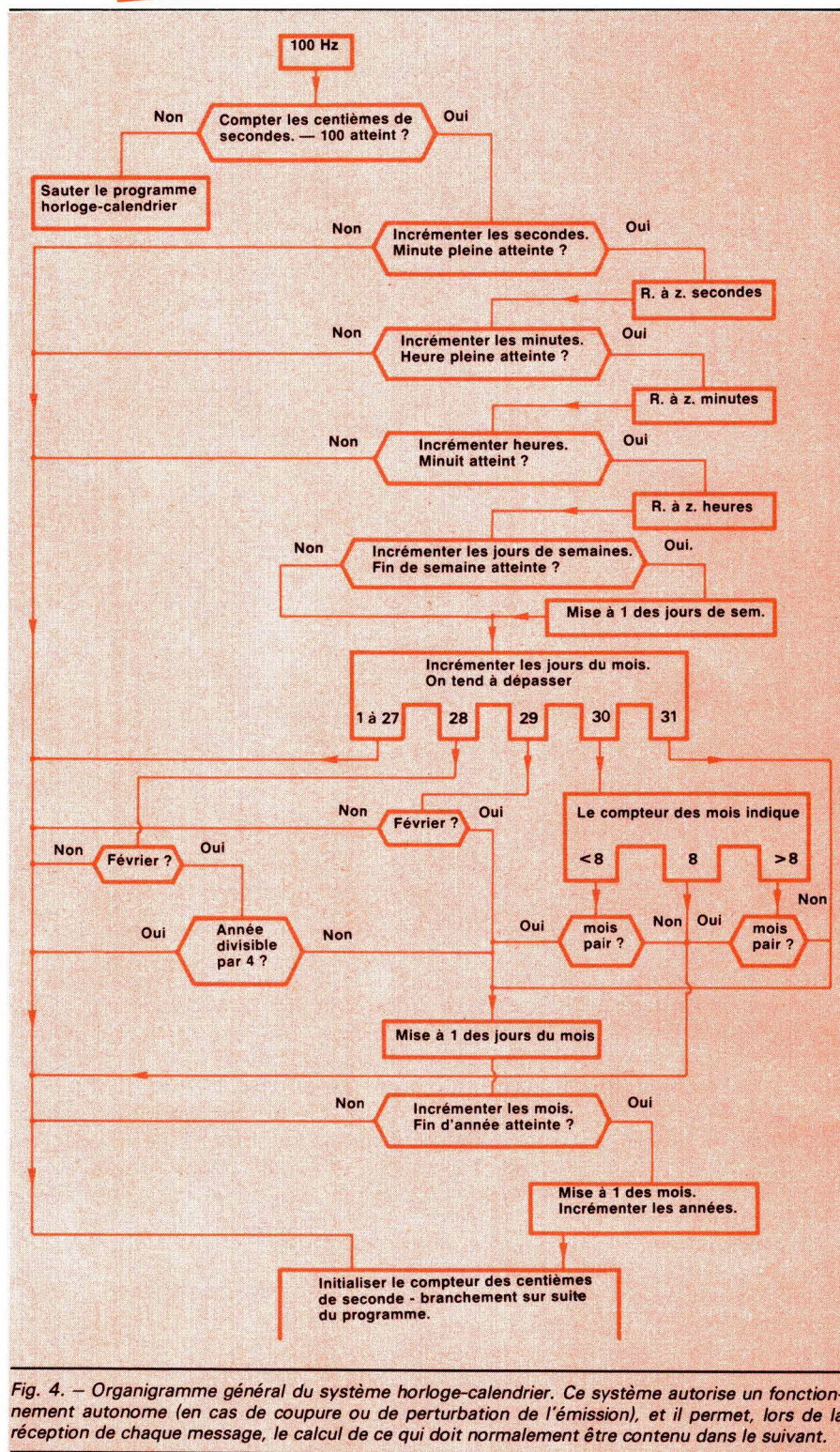
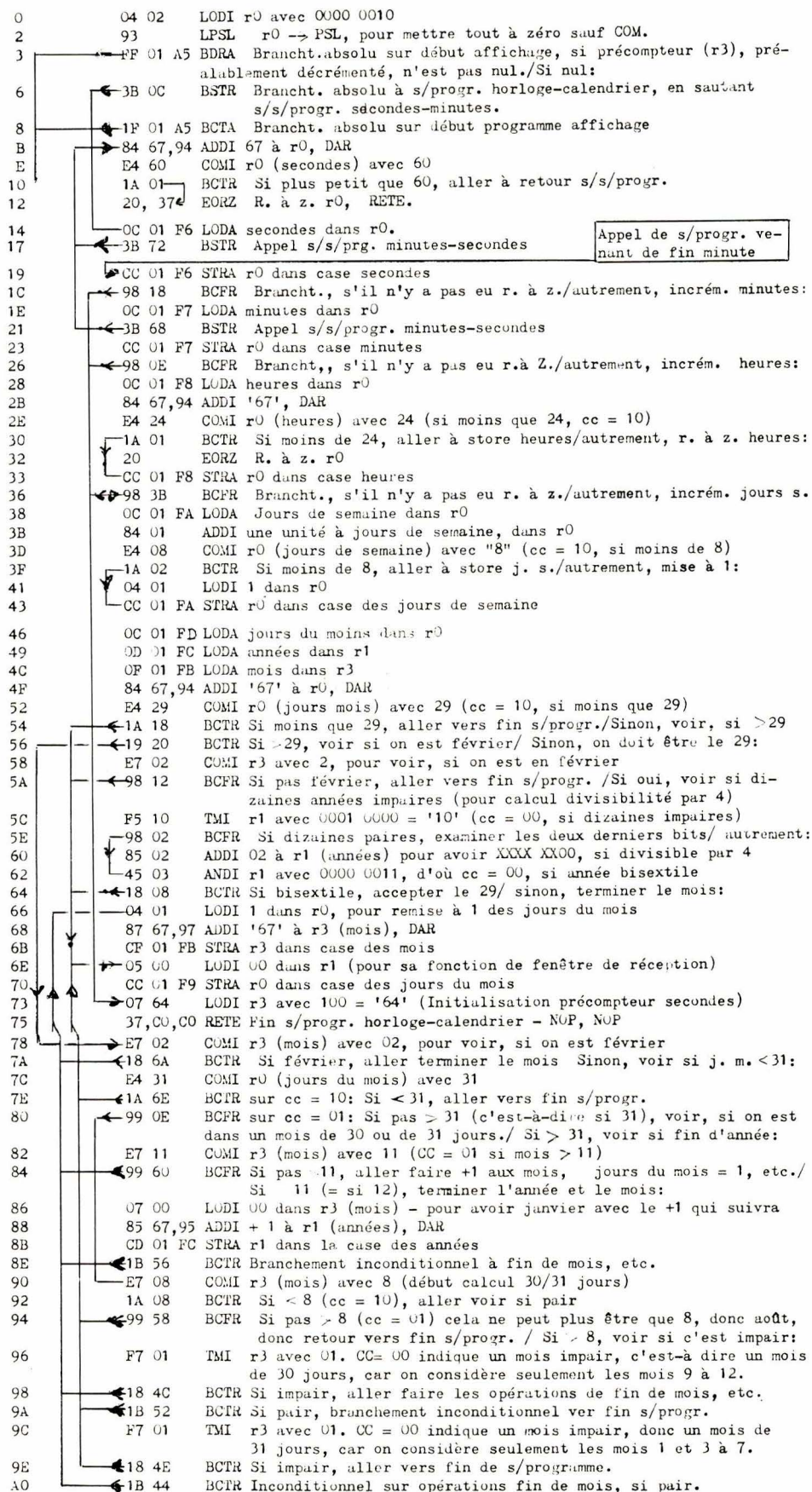


Fig. 4. — Organigramme général du système horloge-calendrier. Ce système autorise un fonctionnement autonome (en cas de coupure ou de perturbation de l'émission), et il permet, lors de la réception de chaque message, le calcul de ce qui doit normalement être contenu dans le suivant.



Automatisme

Automate programmable « Grafcet »

De nombreuses solutions visant à la programmation de Grafcet sur automate ont déjà été proposées aussi bien sur le plan industriel [1], [2] que sur le plan de l'enseignement [3], [4]. L'automate présenté dans cet article est réalisé à partir d'un kit Intel à microprocesseur 8085. Le moniteur permet de décrire des Grafcet à évolutions parallèles, à étape unique par branche, contenant jusqu'à 128 étapes (16 branches de 8 étapes) et limités à 16 entrées et 16 sorties. Son nombre réduit d'instructions rend sa programmation très simple, et en fait un excellent outil d'initiation aux automates programmables.

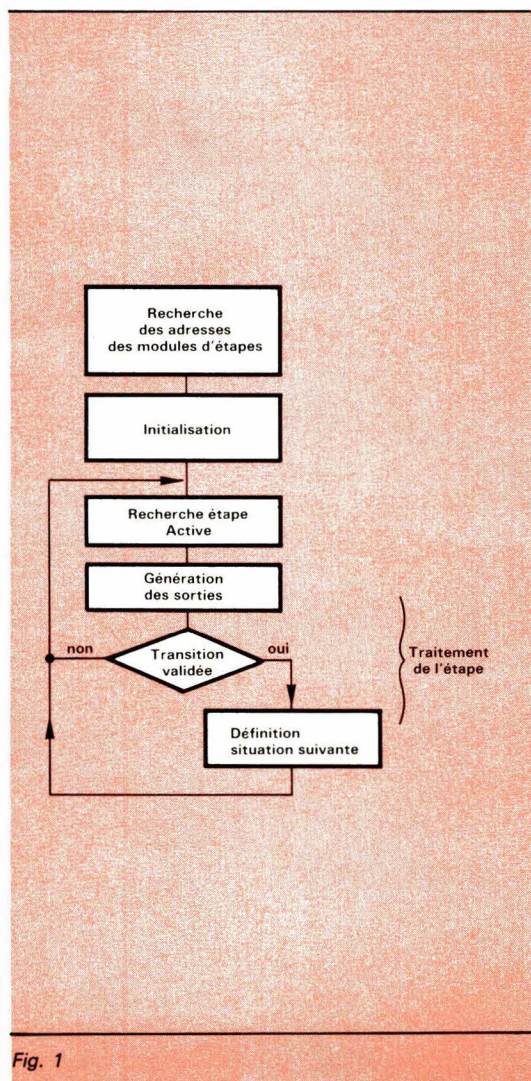


Fig. 1

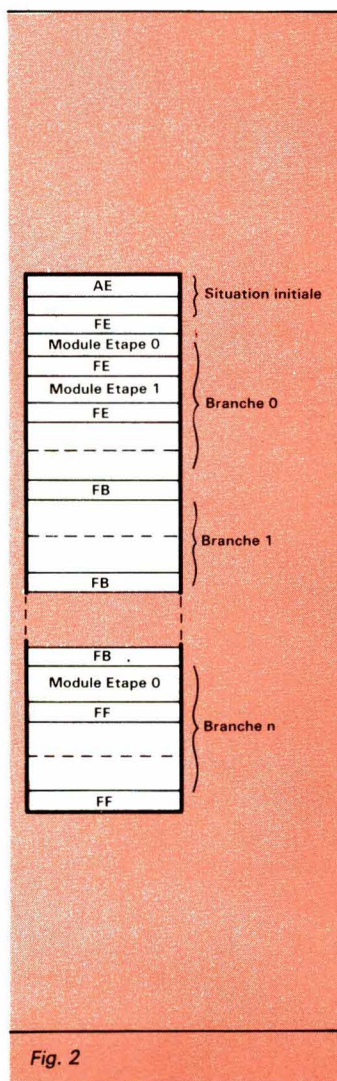


Fig. 2

Présentation du moniteur

Description générale

Le principe du moniteur est donné à la **figure 1**. La structure générale du programme utilisateur représentant un Grafcet est indiquée à la **figure 2**. Le premier module définit la situation initiale et contient donc les numéros des étapes actives à l'initialisation. Cette numérotation s'effectue sur un octet par deux caractères hexadécimaux :

(ij) avec
i numéro de la branche ($0 \leq i \leq F$)
j numéro de l'étape ($0 \leq j \leq 7$)

La recherche des adresses des modules d'étapes, la taille mémoire occupée par chaque module étant variable, correspond au repérage des délimiteurs, soit :

codes des délimiteurs
de Fin d'Etape (FE)
de Fin de Branche (FB)
de Fin de Programme (FP)

Ces adresses sont stockées dans une zone mémoire particulière à structure fixe (16 octets par branche représentant les 8 étapes, la zone non utilisée contenant des zéros). La situation du Grafcet, c'est-à-dire les étapes actives à un instant quelcon-

que, est définie dans une seconde zone mémoire de 16 lignes (nombre maximum de branches), chaque ligne représentant une branche et ne contenant qu'un seul bit à l'état 1 lorsqu'une étape de cette branche est active. C'est sur cette table d'activité des étapes que s'effectue la recherche des étapes actives et l'évolution du Grafcet dont le principe de fonctionnement est décrit à la figure 3.

Il faut donc, avant de passer au contrôle de l'évolution d'un Grafcet, remplir la table des adresses des modules d'étapes et définir la situation initiale sur la table d'activité des étapes.

L'évolution du Grafcet passe ensuite par deux phases : recherche d'une étape active (balayage de la table d'activité) et visualisation de son numéro puis traitement de l'étape.

Traitement d'une étape et codes des instructions

Une étape peut se décomposer en trois blocs successifs : une partie opérative correspondant à la génération des sorties ; une partie séquentielle représentant l'équation de la réceptivité associée à la transition de sortie de l'étape ; une partie activation-désactivation réalisée lors du franchissement de la transition précédente.

● Partie opérative

Le code de commande des sorties (numérotées de 0 à F) s'écrit sur deux octets au moins. Le premier contient le code d'une sortie S (c'est-à-dire 5 sur clavier hexadécimal) suivi du niveau à lui donner (0 ou 1) et l'octet suivant (ou les octets suivants) le numéro k des sorties à commander (0k). Au cas où aucune action n'est engendrée dans une étape, la partie opérative n'apparaît pas.

● Partie séquentielle

Elle correspond à une équation logique dont les variables sont des entrées ou des étapes. L'état d'une entrée p s'obtient par l'instruction E_p (sur un octet). La recherche de l'état d'une étape est codée sur deux octets (AC suivi du numéro de l'étape ij). Trois opérateurs sont nécessaires à l'écriture d'une équation logique représentée par une somme de produits :

— l'opérateur ET, implicite dans cet automate ;

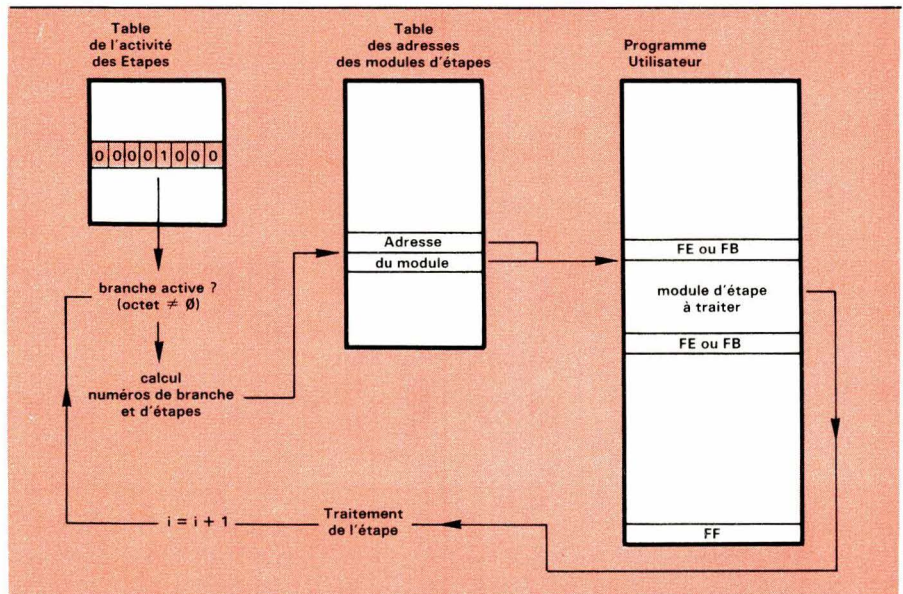


Fig. 3

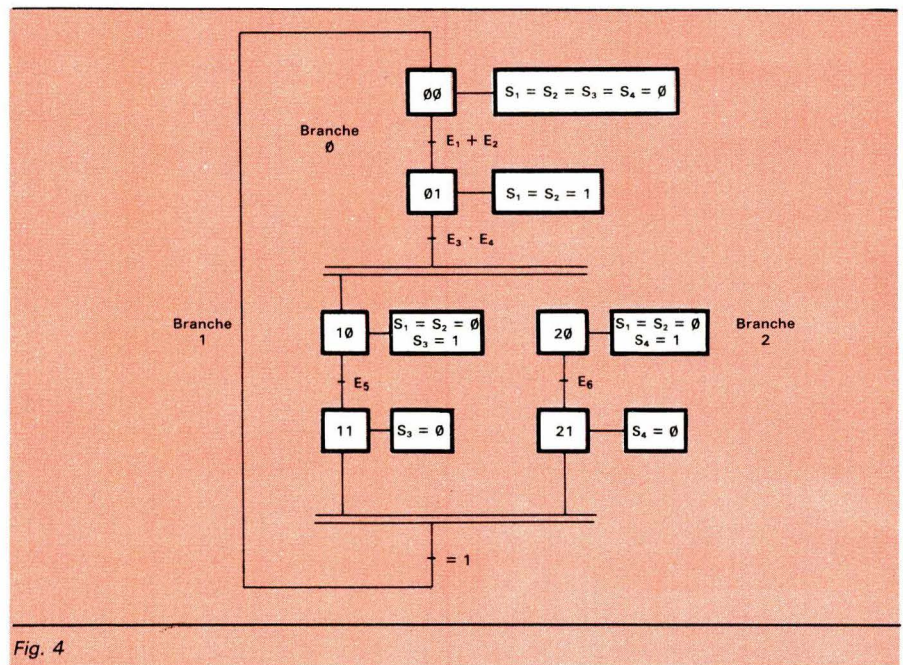


Fig. 4

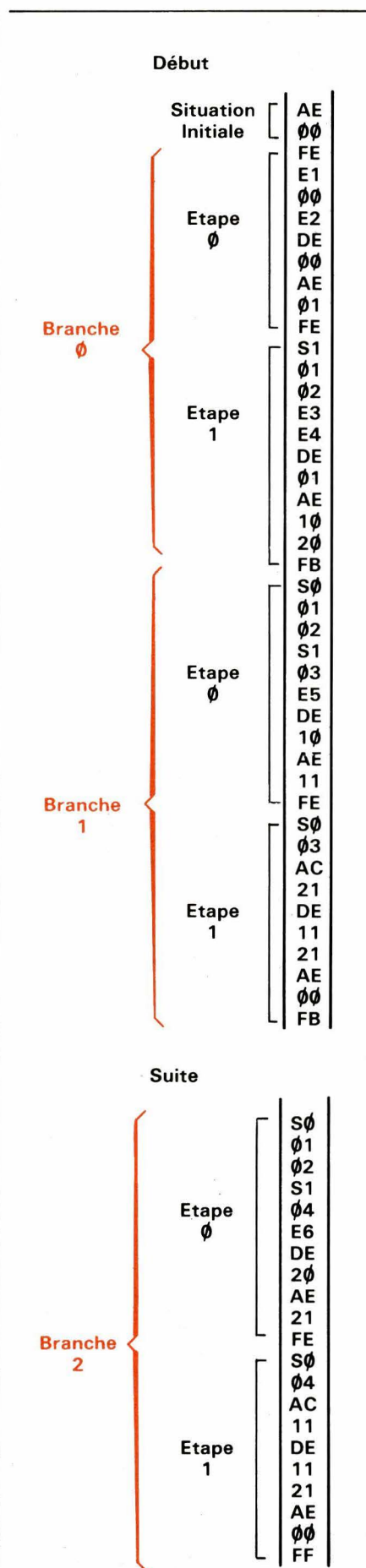


Fig. 5

- l'opérateur OU, code 00 ;
- l'opérateur PAS, code F0.

Lorsque la réceptivité associée à une transition est toujours vraie (= 1), la partie séquentielle n'apparaît pas dans le programme utilisateur.

● Partie activation-désactivation

Les opérations d'activation ou de désactivation d'étapes s'écrivent AE ou DE respectivement suivies des numéros des étapes (ij). Les couples partie séquentielle/partie activation-désactivation peuvent se répéter plusieurs fois car une étape peut être suivie de plusieurs transitions (dans le cas d'une divergence en OU par exemple). La zone mémoire occupée par un module d'étape a une dimension variable, fonction du nombre d'opérations associées aux trois blocs précédents.

Exemple

de programmation

Le Grafcet à évolutions parallèles (branches 1 et 2) est présenté à la figure 4. Les numérotations des étapes et des entrées se font suivant les critères définis précédemment. Les sorties sont toutes supposées nulles à l'initialisation. Le programme correspondant est donné à la figure 5. Le ET implicite apparaît au niveau de E₃-E₄ (étape 1 de la branche 0). Il est contenu implicitement dans les étapes 11 et 21 qui permettent le retour à l'étape 00. L'une d'entre elles étant explorée (donc active), il suffit en fait de tester l'état de l'autre étape.

Conclusion

L'automate qui vient d'être décrit représente une solution simple à l'implantation du Grafcet sur microprocesseur et à faible coût.

Les Grafcet programmables peuvent correspondre à des évolutions parallèles et contenir des réceptivités fonction de l'état actif ou inactif d'une ou de plusieurs étapes. Le programme utilisateur s'obtient sans difficulté à partir du Grafcet et peut être corrigé au moyen de logiciels annexes (insertion de caractères par exemple). Il est possible de l'améliorer par le branchement de circuits de temporisation ou en capacité d'entrées/sorties et d'étapes, les limites choisies étant cependant suffisantes

dans le cadre de l'enseignement. Le remplacement du clavier hexadécimal par un clavier ASCII permettrait d'augmenter le nombre d'instructions en leur conservant des codes proches des fonctions réalisées. Les choix effectués ne sont, d'autre part, pas incompatibles avec un traitement synchrone des entrées/sorties.

J.-L. Coatrieux
et M. Rodriguez
I.U.T. de Rennes

Bibliographie

- [1] *Télemécanique - Télécontact* n° 130 et 134, 1980
- [2] Thelliez S., Toulotte J.-M. - Grafcet et logique industrielle programmée, Ed. Eyrolles, 1980.
- [3] Coatrieux J.-L., Lecordier G., Rodriguez M. - Automates programmables I (Structure classique) et II (adapté au Grafcet) - ITET n° 219, 1979.
- [4] Le Prioux Y. - Applications des systèmes séquentiels aux automates programmables. *Electronique Applications* n° 20, oct.-nov. 1981

CLAVIERS ETANCHES, SIMPLES...

**... MAIS
EFFICACES**

**FABRICATION
FRANÇAISE**

EMBASE : dimensions :
79 x 60 x 11 mm (12 touches)
79 x 79 x 11 mm (16 touches)

TOUCHES CABOCHONS :
résistance à l'abrasion
au pas de 19,05 mm entre axes
course de 2 mm
bonne lisibilité
inviolabilité
bas profil

MEMBRANE A ELASTOMERES CONDUCTEURS :

faible rebond
étanchéité du contact
force d'appui de 1 newton
faible résistance ohmique
compatible MOS, CMOS, TTL
puissance admissible : 5 mA sous 5 V

CIRCUIT IMPRIME :
circuit multicouche
déposé par sérigraphie

CONNECTEUR

**Stand 122
Bat 1, allée 11**

LA COMMUTATION DE CLICHY 51, rue d'Alsace 92110 Clichy
Tél. : (1) 270.33.11

BB biogépub 290

SERVICE-LECTEURS N° 207

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

SERVICE-LECTEURS N° 208

Mesure

Les alimentations de laboratoire

Si une alimentation de laboratoire n'est pas ce qu'il est convenu d'appeler un appareil de mesure, ce n'en est pas moins un des éléments les plus importants d'un laboratoire, d'un service mesure ou encore d'une salle de travaux pratiques.

En effet, une alimentation est capable de délivrer une tension et un courant continus variables avec une très faible chute de tension en fonction de la charge, ce qui permet d'alimenter un quelconque circuit électrique ou électronique, d'autant qu'il existe des alimentations de laboratoire à simple, double ou triple sorties.

Les spécifications techniques des alimentations

Il va de soi que le choix d'une alimentation de laboratoire repose sur quelques critères importants tels que :

- la tension de sortie maximale nécessaire (sachant que la tension minimale est de 0 V pour la plupart des alimentations de laboratoire) ;
- le courant maximum que peut délivrer en permanence l'alimentation (à une température donnée par le constructeur) ;
- ses dimensions et éventuellement sa possibilité d'être « montée » dans un rack 19" standard sans être obligé de payer très cher un adaptateur.

Viennent ensuite les caractéristiques techniques dont il est bon de rappeler les critères selon lesquels celles-ci sont spécifiées.

Variation de la tension de sortie en fonction de la charge branchée aux sorties de l'alimentation

C'est le ΔV_s par rapport à une valeur nominale mesurée aux bornes de sorties de l'alimentation, lorsque la charge maximale admissible varie de 0 à 100 %. Cette mesure doit être effectuée à température constante ainsi qu'en alimentant l'appareil avec une tension réseau recommandée par le fabricant.

Cette caractéristique est spécifiée en 10^{-n} de la tension de sortie. Ainsi, pour une alimentation qui délivre une tension de sortie de 40 V 1 A avec un ΔV_s en fonction de la charge de $1 \cdot 10^{-3}$, on verra lorsqu'elle est chargée par 40 Ω une différence de la tension de sortie de 40 mV.

Régulation en fonction du réseau

C'est la variation de la tension de sortie de l'alimentation en fonction de la variation de la tension du réseau. Cette régulation est spécifiée généralement pour une variation de la tension secteur de $\pm 10\%$ autour de la valeur nominale de 220 ou 110 V alternatifs.

Ondulation en sortie

Cette caractéristique généralement spécifiée dans une certaine

plage de fréquence est la résiduelle alternative en sortie d'alimentation. Cette ondulation peut-être spécifiée en valeur efficace ou crête-à-crête, l'alimentation à vide ou en charge. Cette ondulation ou ce bruit doit bien entendu être le plus faible possible. En règle générale, il est compris entre 500 μV et quelques millivolts efficaces en fonction de la tension de sortie.

La stabilité de la tension de sortie

Sans être un standard de tension, une bonne alimentation de laboratoire doit avoir une stabilité de l'ordre de 1 à 2 $\cdot 10^{-4}$ de la valeur de la tension de sortie.

Cette stabilité qui est le ΔV_s en sortie + et - dans le temps (généralement sur 8 heures) ne se mesure qu'après une période de préchauffage comprise entre 1/4 et 1/2 heure. Bien entendu, cette stabilité doit être mesurée à température constante.

Coefficient de température

C'est la dérive de la tension de sortie en fonction de la température ambiante. La plage de la tempéra-

ture ambiante dans laquelle l'alimentation est utilisable est spécifiée par le constructeur de la façon suivante.

Entre 0 et 20 °C l'alimentation peut débiter le courant maximum spécifié. Au-delà, l'utilisateur doit tenir compte de la courbe de la **figure 1** ou nous pouvons voir que plus la température ambiante augmente, moins l'alimentation peut être sollicitée, cela pour éviter de détruire les transistors de puissance de sortie.

Les principales caractéristiques que nous venons d'examiner sont valables pour ce qui concerne la tension de sortie. N'oublions pas qu'une alimentation de laboratoire n'a pas seulement pour but de réguler la tension de sortie, mais aussi le courant de sortie qui, comme pour la tension, peut être réglé par l'utilisateur comme nous le verrons dans la partie limitation de courant.

Pour la régulation en courant, quatre caractéristiques sont importantes.

La régulation du courant en fonction de la charge

C'est, pour une valeur de courant limite sélectionné, la variation de ce courant en fonction de la charge, pour autant que celle-ci soit toujours supérieure au courant limite sélectionné. En règle générale, cette régulation du courant en fonction de la charge est de l'ordre de 5 à 10 mA.

Régulation du courant de sortie en fonction du réseau

Cette caractéristique est identique à celle donnée pour la tension de sortie. Le courant ne devant varier que très peu quelles que soient les conditions de la tension du réseau comprises dans la plage spécifiée par le constructeur.

Seuil minimum de fonctionnement à courant constant

C'est le courant minimum limité, en sortie de l'alimentation qui peut être régulé. Il dépend dans de nombreux cas du courant maximum que peut délivrer l'alimentation.

Enfin, sans entrer dans tous les détails des spécifications techniques des alimentations de laboratoire, ce qui nous conduirait à un très long article, nous n'oublierons pas une

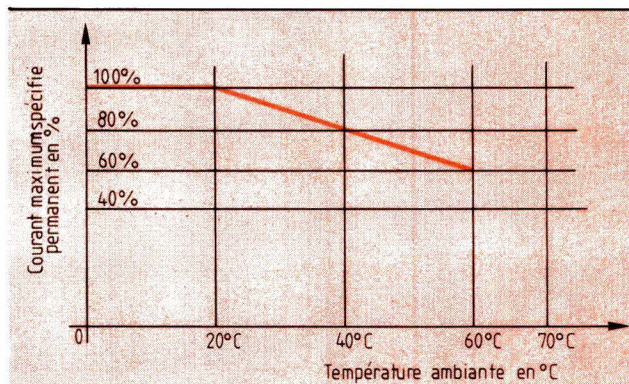


Fig. 1. — Courbe d'utilisation en régime permanent, en fonction de la température.

des caractéristiques les plus importantes pour l'utilisateur, la protection de la ou des sorties.

Bien entendu, cette protection est totale pour une utilisation conforme aux instructions du fabricant. Ainsi, même en cas de surcharge ou de court-circuit prolongé il ne doit y avoir aucune incidence sur le bon fonctionnement de l'alimentation. En outre, comme nous le verrons, un circuit électronique de protection contre les surtensions en sortie de l'alimentation (disponible en option) garantit l'utilisateur et ses circuits de tous risques de tension excessive en sortie.

Temps de réponse

C'est le temps mis par V_s pour revenir dans les limites de la régulation après un ΔI_s de 0 au maximum.

Synoptique général d'une alimentation de laboratoire

Nous avons pris comme exemple une alimentation de laboratoire à triple sortie parmi la gamme proposée par CNB Electronique. En effet, cette alimentation peut simultanément alimenter des circuits logiques et analogiques. En outre, elle possède un circuit de limitation de la tension de sortie variable, et la possibilité d'être commandée extérieurement par des valeurs résistives ou par de faibles tensions, cela aussi bien en courant qu'en tension de sortie. De plus, elle offre l'avantage d'être utilisable sur table ou directement en « rack » sans option. En effet, elle se présente sous la forme d'un ensemble 3 unités standard de hauteur et 1/2 rack de largeur. Il faut également

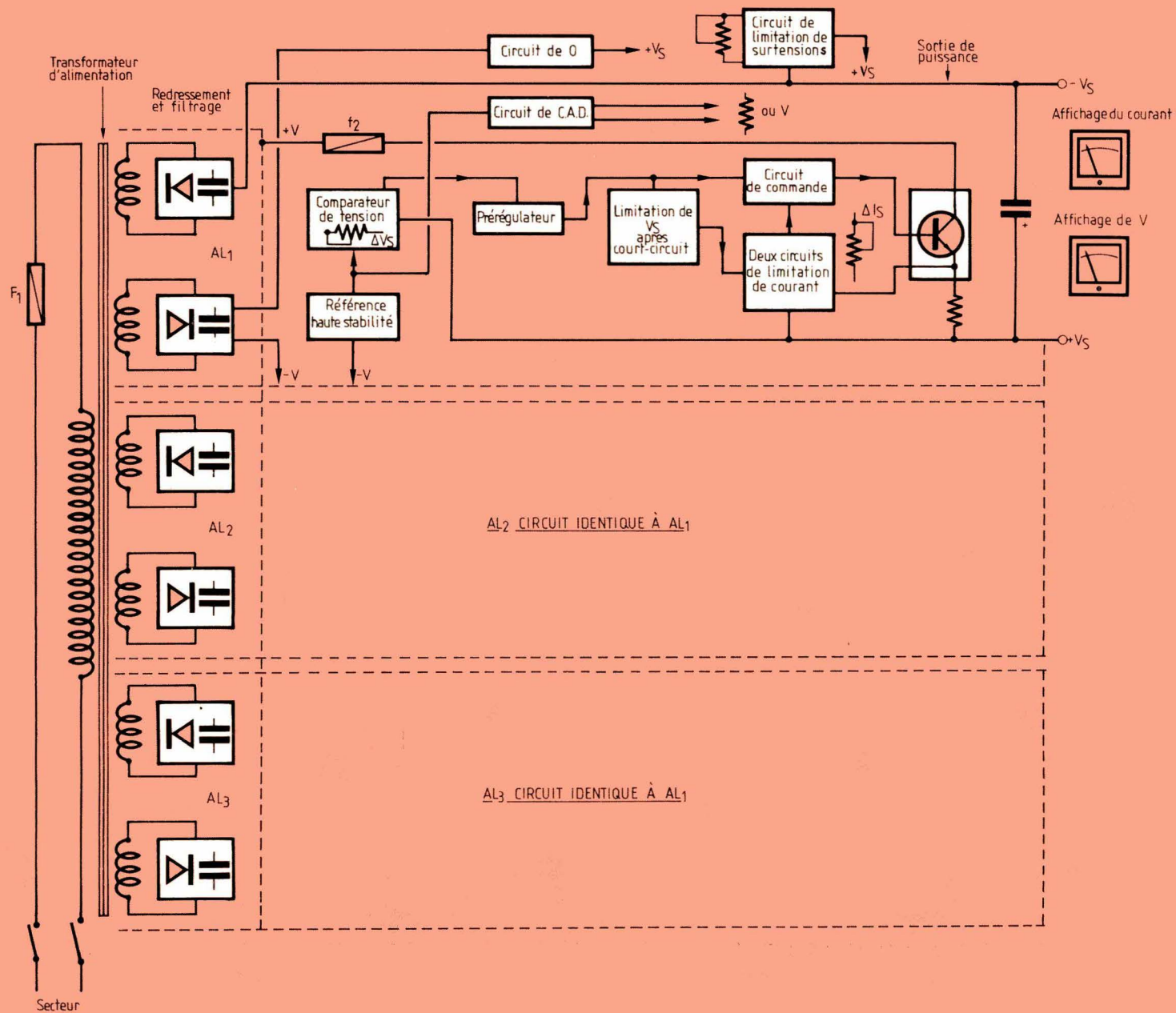
noter que pour chaque sortie (3 sont disponibles) l'utilisateur bénéficie de deux galvanomètres, l'un pour lire la tension de sortie, l'autre pour lire le courant débité. Ce qui porte à six le nombre de galvanomètres et évite aussi la commutation peu pratique tension-courant.

Le synoptique d'une telle alimentation triple source montrée dans la **figure 2** comprend les principaux circuits suivants :

- transformateur principal largement dimensionné ;
- redressement double alternance et filtrage (le filtrage est réalisé avec des capacités de fortes valeurs) ;
- référence de haute stabilité ;
- circuit comparateur et amplificateur de tension ;
- pré-régulateur ;
- circuit de commande à distance, par valeurs résistives ou par tension (2 à 10 V selon les cas) ;
- circuit de limitation de la tension de sortie après un court-circuit ;
- circuit de limitation de courant 1 ;
- circuit de limitation de courant variable 2 ;
- circuit de commande de l'étage de puissance ;
- circuit de sortie de puissance ;
- circuit de 0 (pour que l'alimentation puisse varier réellement de 0 V (en fait de + quelques millivolts) à V_s spécifié) ;
- circuit de limitation de surtension variable ;
- affichage de la tension et du courant de sortie pour chaque alimentation.

Pour cette alimentation de la série CN7, il faut noter que les trois sources sont strictement identiques en ce qui concerne les circuits et qu'elle

Fig. 2. — Synoptique d'une alimentation tri-source $\pm 0.40\text{ V}$, $0.8\text{ V}/5\text{ A}$.



Mesure

peut recevoir, en option, des potentiomètres 10 tours pour les réglages des tensions et courants de sortie ; des indicateurs à affichage numérique (2 000 points) et voire même, une sortie complémentaire délivrant 5 V 1 A. Ce qui en fait dans ce cas un véritable appareil de laboratoire de haute précision.

Transformateur, redressement et filtrage

Comme le montre la **figure 3**, du fait du type de redressement utilisé, le transformateur a été défini comme suit après avoir tenu compte du fait que les spécifications techniques de l'alimentation doivent être respectées pour une tension d'alimentation du réseau comprise entre 198 et 242 V pour une valeur nominale de 220 V.

La tension secondaire du transformateur peut être approximativement définie par la formule suivante :

$$V_{ac} = \frac{V_s + V_{reg} + V_D + V_B}{ER} \cdot \frac{V_{nom}}{V_{mini}} \cdot \frac{1}{\sqrt{2}}$$

Avec :

V_s = tension de sortie indiquée **figure 4** ;

V_{reg} = tension différentielle entre l'entrée et la sortie du circuit de régulation ;

$V_D \simeq 1,25$ V par diode ;

V_B = tension de bruit en C_1 , **figure 4** (environ 10 % de V_s) ;

E_R = efficacité du redressement $\simeq 0,90$;

V_{nom} = tension nominale du réseau (220 V) ;

V_{mini} = tension minimale du réseau (-10 % de V_{nom}).

Soit une tension secondaire V_{ac} pour une sortie après régulation de 40 V :

$$V_{ac} = \frac{40 + 3 + (2 \times 1,25) + 4}{0,9} \cdot \frac{220}{198} \cdot \frac{1}{\sqrt{2}}$$

et

$$\frac{49,5}{0,9} \cdot 1,11 \cdot \frac{1}{1,41} = 55 \cdot 1,11 \cdot 0,7 \neq 43 \text{ V}$$

En ce qui concerne le courant maximal disponible en sortie de l'en-

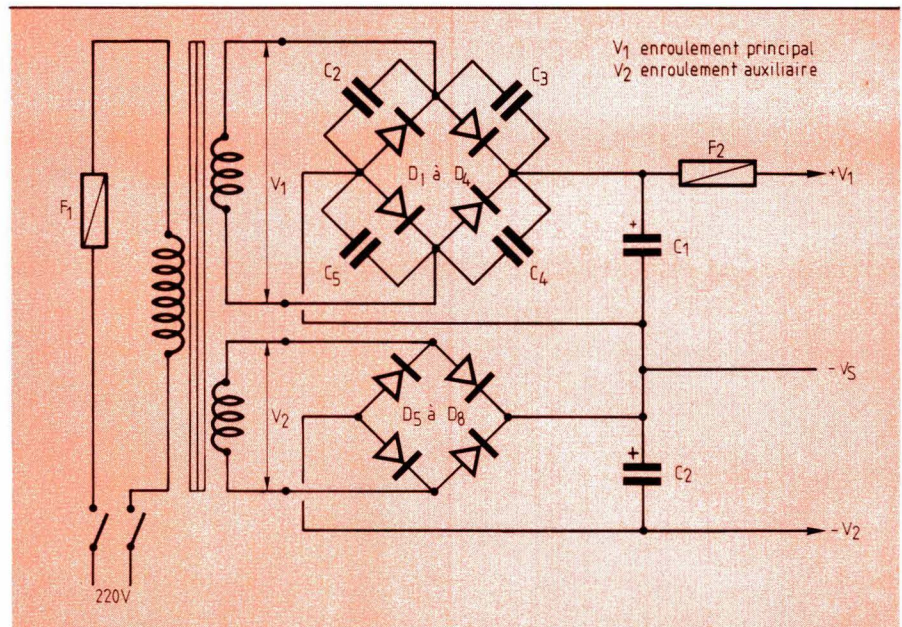


Fig. 3. — Circuit transformateur, redresseur et de filtrage.

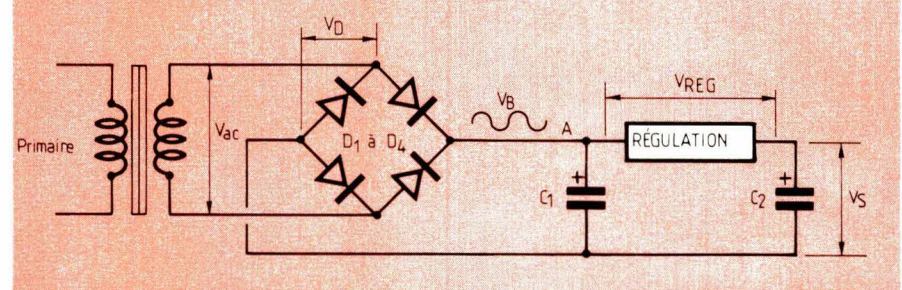


Fig. 4. — Mise en évidence de l'importance de la capacité de filtrage.

roulement principal du transformateur, avec une capacité de filtrage de valeur importante, nous pouvons appliquer le rapport suivant :

$I_{Smax} = 1,8$ fois le courant maximal spécifié pour l'alimentation.

Ainsi, pour notre alimentation 2×40 V/1 A et 8 V/5 A les enroulements secondaires seront :

- 2 enroulements 43 V/1,8 A.
- 1 enroulement 12,3 V/9 A puis-

$$V_{ac} = \frac{8 + 3 + (2 \times 1,25) + 0,8}{0,9} \cdot 1,11 \cdot 0,7 \neq 12,3 \text{ V}$$

Pour ce qui est de la capacité de filtrage C_1 de la **figure 4** pour les deux enroulements 40 V/1 A, nous pouvons approximativement la définir comme suit :

$$C_1 = \frac{I_s}{V_B} \cdot 6 \cdot 10^3$$

avec :

I_s = courant maximum de sortie,
 V_B = bruit en A (crête-à-crête).

La fréquence du bruit étant de 100 Hz (redressement double alternance).

Soit :

$$C_1 = \frac{1}{4} \cdot 6 \cdot 10^3 = 1\,500 \mu\text{F}$$

Pour des courants de sortie > 1 A nous pouvons, sauf cas particulier, appliquer la même formule mais avec un coefficient multiplicateur qui dépend du courant de sortie I_s . Aussi, pour notre cas où le courant de sortie est de 5 A nous utilisons une capacité de filtrage ayant une valeur minimale de 10 000 μF .

Le choix des diodes de redressement D_1 à D_4 est également important. Sans entrer dans les détails des calculs, il faut en règle générale considérer que le courant moyen admissible par les diodes doit être environ 3 fois le courant maximal de sortie spécifié. Les tensions directes et inverses devront également être étudiées avec soin. Sans parler, pour les forts courants, des dissipateurs

parfaitement adapté pour une alimentation de laboratoire qui en outre, offre la possibilité de disposer d'une tension de référence de haute stabilité.

Pour le circuit de la **figure 7**, la tension de référence est appliquée à l'entrée non inverseuse de l'amplificateur opérationnel alors que l'entrée inverseuse est reliée à la sortie $+V_S$ de l'alimentation par le biais d'une résistance R_2 (**fig. 8**) qui, associée à la capacité C_4 , a pour but d'éliminer les éventuelles oscillations basse fréquence. La valeur de R_2 est de l'ordre de $470\ \Omega$ alors que C_4 ne doit pas être supérieure à $10\ \text{nF}$.

Pour que la valeur à l'entrée non inverseuse de IC_1 puisse varier proportionnellement à la tension de sortie V_S de l'alimentation, les résistances R_4 et P_1 permettent d'obtenir :

$$V_S = 10^{-4} \cdot R \text{ de } P_1.$$

l'alimentation de IC_1 étant effectuée par la tension de sortie $\pm V_{CC}$ en sortie du circuit de redressement et de filtrage.

La tension de sortie de IC_1 attaque un transistor T_1 , utilisé ici en régulateur du type shunt (ce transistor est du type P.N.P. sélectionné en gain).

Il importe que la résistance R_3 soit une résistance à couche métallique de précision avec un coefficient de température le plus faible possible afin d'obtenir une excellente stabilité de la tension de sortie de l'alimentation.

Dans le schéma de la **figure 8**, P_1 est utilisé pour un réglage dit « gros » alors que P_2 assure un réglage en finesse de la tension de sortie. Selon la valeur de ces potentiomètres, nous pouvons obtenir une résolution du réglage de V_S de l'ordre de $10\ \mu\text{V}$.

Pour éviter tout bruit complémentaire ou une quelconque oscillation, une capacité C_5 est reliée aux bornes de P_1 et P_2 .

Circuit de régulation et de limitation du courant de sortie

Ce circuit qui a pour but de réguler ou de limiter le courant de sortie, utilise le même circuit intégré que celui de la régulation de tension. Il illustre **figure 9**, le régulateur de cou-

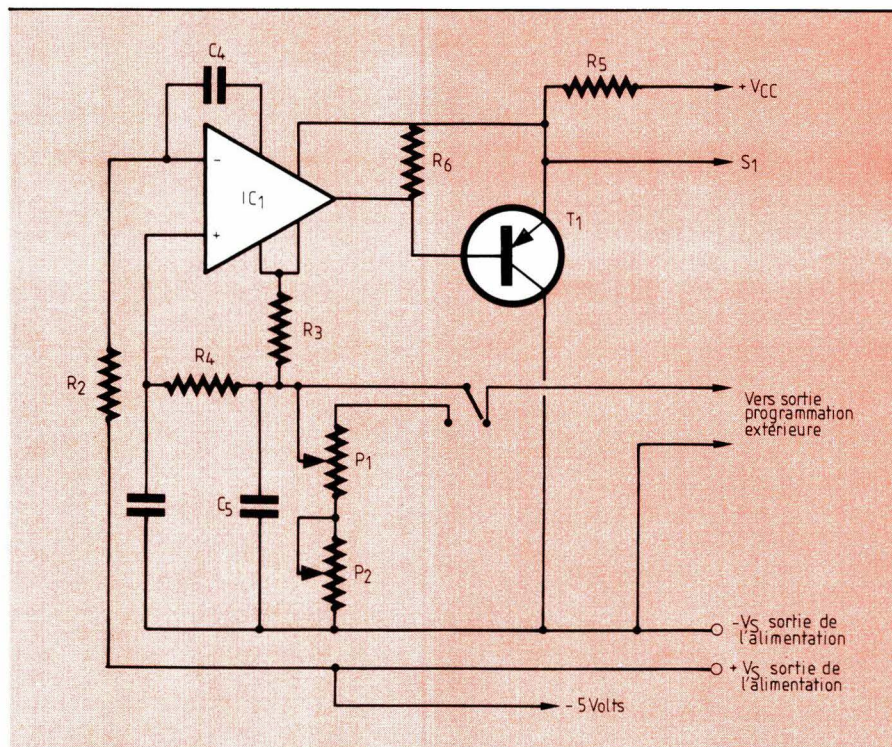


Fig. 8. — Circuit complet correspondant au principe de la figure 7.

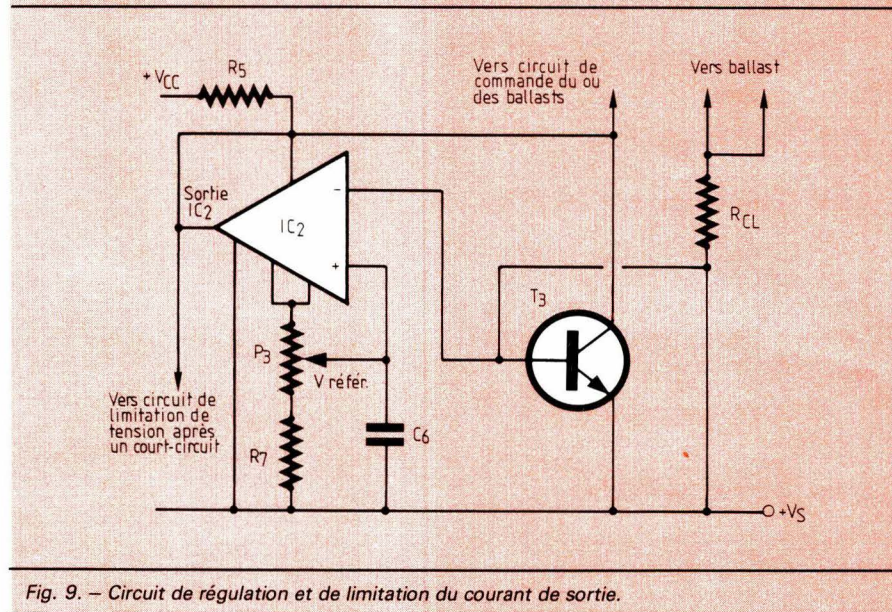


Fig. 9. — Circuit de régulation et de limitation du courant de sortie.

rant fonctionne de la façon suivante :

Une résistance shunt R_{CL} (résistance de courant limite) délivre à ses bornes une différence de potentiel proportionnelle au courant qui la traverse. Ainsi, si cette résistance a une valeur de $0,1\ \Omega$, la tension à ses bornes sera de $0,1\ \text{V}$, si le courant de sortie est de $1\ \text{A}$. Cette tension, injectée à l'entrée inverseuse de IC_2 est comparée à la tension de référence issue du même circuit par l'intermédiaire de P_3 , dont le but est de régler le courant limite de sortie de l'alimentation. Cette tension de réf-

érence est injectée à l'entrée non inverseuse de IC_2 .

Lorsque la tension à l'entrée inverseuse de IC_2 est supérieure à celle de l'entrée non inverseuse du même circuit, l'ensemble fonctionne en régulation de courant. En d'autres termes, la sortie de IC_2 délivre dans ce cas, une tension sur le circuit de commande des transistors de puissance telle que le courant de sortie est limité.

Quand la tension à l'entrée inverseuse de IC_2 est inférieure à celle de l'entrée non inverseuse, le circuit

fonctionne en régulateur de tension.

Compte tenu du fait que le temps de réponse de l'ensemble du circuit IC₂ est de l'ordre de 100 µs pour remplir son office en cas de court-circuit en sortie $\pm V_s$, laps de temps parfois trop long pour ne pas risquer d'endommager les transistors de puissance T₆ et T₇, il est nécessaire d'ajouter à ce circuit de limitation et de régulation de courant un circuit de sécurité composé du transistor T₃ qui limite durant les 100 µs le courant de sortie.

Pour éviter toute influence du réglage du courant limite sur la valeur de la tension de sortie, notamment lorsque ce réglage est au minimum, une résistance talon R₇ est intercalée entre P₃ et la sortie + V_s. Cette résistance est de faible valeur et peut varier selon les cas entre 68 et 150 Ω.

Avec un tel circuit, le courant limite minimum peut être ajusté à partir de quelques mA (quelle que soit la valeur de la tension de sortie) jusqu'à la valeur maximale du courant de sortie spécifiée, qui est, pour le circuit, définie par la valeur de R_{cl}. (Et bien sûr de la puissance du transformateur d'alimentation.)

Il faut noter que pour une alimentation de laboratoire telle celle que nous étudions, nous distinguons deux modes de fonctionnement :

- fonctionnement à tension constante ;
- fonctionnement à courant constant.

La caractéristique d'un tel mode de fonctionnement est appelée « caractéristique de fonctionnement rectangulaire » comme cela est illustré dans la **figure 10**.

Le passage du mode de fonctionnement « tension constante » au mode de fonctionnement « courant constant » est comme nous l'avons vu automatique, cela en fonction des réglages de V_s et de I_s et de la charge appliquée à la sortie. Ainsi, nous obtenons les conditions suivantes :

- La résistance de charge RL est supérieure au rapport :

$$\frac{V_s}{I_s}$$

dans ce cas, l'alimentation fonctionne à tension constante pour la valeur de la tension de sortie sélectionnée avec une limitation de cou-

rant I_s. Le courant en sortie variant de 0 à I_s max limite.

Si RL varie de l'infini à :

$$\frac{V_s}{I_s}$$

I_s peut varier de I_{mini} à I_s (limité) et la tension de sortie est constante.

Ainsi, pour que les alimentations fonctionnent à tension constante, il importe que le courant de sortie soit inférieur au courant maximum spécifié ou inférieur au courant limite sélectionné. Dans le cas contraire, la ou les alimentations changent de mode de fonctionnement, donc à courant constant, et si RL = 0, I = I_{Smax} (ou limité) et V_s = 0.

- La résistance de charge est inférieure au rapport :

$$\frac{V_s}{I_s}$$

Dans ce cas, la ou les alimentations fonctionnent en mode « courant constant » pour une valeur de courant limite sélectionné ou du courant maximum (qui est également limité) avec une limitation de tension à V_s. Ainsi, la tension aux bornes de la charge RL varie de 0 à V_s.

Si RL varie de 0 à :

$$\frac{V_s}{I_s}$$

la tension de sortie varie de 0 à V_s et I_s = constant.

Dans ce cas, pour que l'alimentation fonctionne en mode « courant constant » il faut que les réglages de la tension de sortie soient au maximum des valeurs spécifiées, il faut régler le courant limite par le ou les potentiomètres appropriés en court-circuitant les sorties + et - V_s de l'alimentation.

Attention, lorsque les réglages des tensions et des courants limites de sortie sont tels que la résistance de charge est égale au rapport :

$$\frac{V_s}{I_s}$$

cela peut provoquer une instabilité de fonctionnement.

Il ne faut pas confondre le mode de fonctionnement à caractéristique rectangulaire et celui que nous venons d'examiner avec la caractéristique « rentrante » telle celle représentée **figure 11**, généralement utilisée pour les alimentations d'équipement. Il nous semble utile

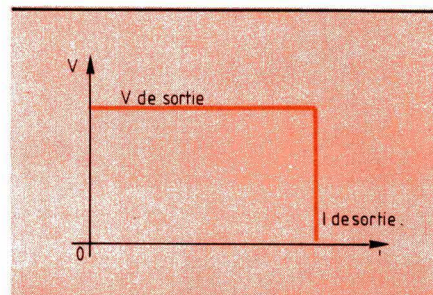


Fig. 10. — Mode de fonctionnement à caractéristique rectangulaire.

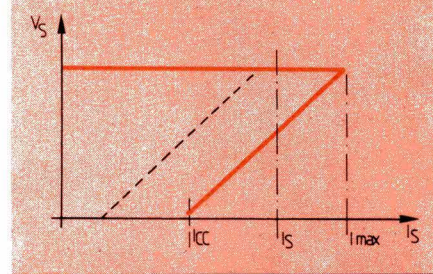


Fig. 11. — Mode de fonctionnement à caractéristique « centrante ».

cependant d'en examiner les caractéristiques.

Selon la courbe de la **figure 11**, nous avons :

- I_s = courant maximum exploitable spécifié ;
- I_{max} = seuil de limitation de courant ;
- I_{cc} = courant de court-circuit.

Lorsque la charge RL est telle que le courant I_{max} est dépassé, celui-ci est automatiquement limité et suit la courbe rentrante. Dans ce cas, la tension de sortie suit la courbe de la **figure 11**. Comme pour les alimentations de laboratoire, le courant limite maximum peut également être ajusté par potentiomètre et nous pouvons obtenir la courbe en pointillé dans la **figure 11**.



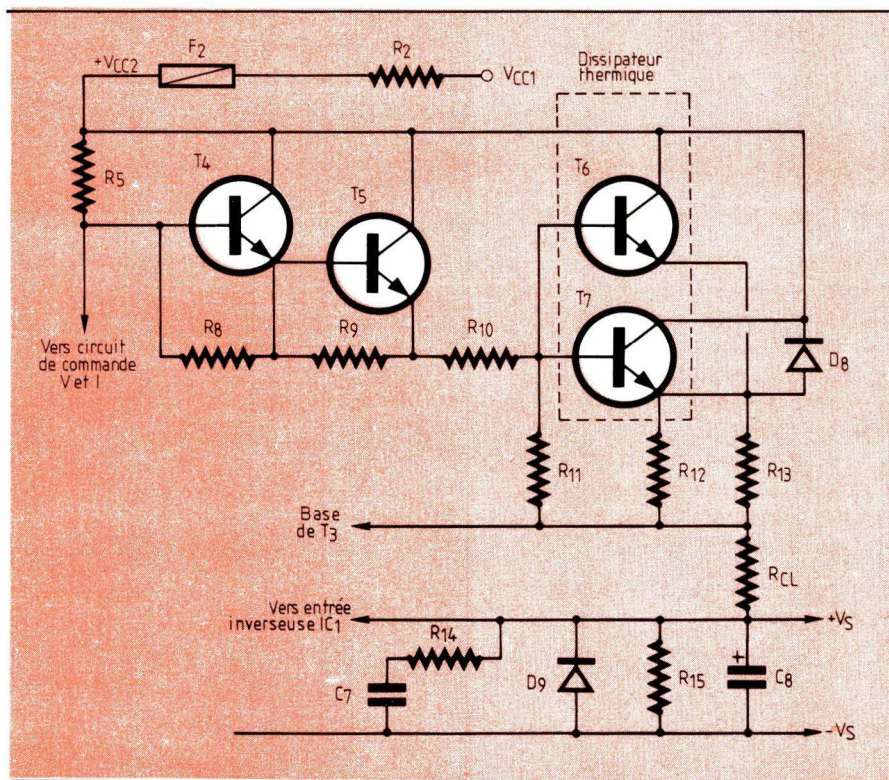


Fig. 14. — Circuit de puissance, en sortie de l'alimentation.

Circuit de limitation de la tension de sortie après court-circuit

Pour éviter qu'après un court-circuit à la sortie de l'alimentation, la tension de sortie dépasse la valeur sélectionnée, un circuit illustré dans la **figure 12**, grâce à T_8 , R_{16} et C_9 , limite cet effet d'« overshoot » illustré dans la **figure 13**, avec et sans circuit de limitation.

Circuit de puissance de sortie

Le circuit de puissance des alimentations, illustré dans la **figure 14** se compose des parties principales suivantes :

- l'étage de commande du ou des ballasts ;
- le ou les ballasts de sortie montés sur un dissipateur thermique ;
- les éléments d'affichage de la tension et du courant de sortie.

Les transistors T_4 et T_5 , montés en étage Darlington commandent la base de T_6 et T_7 (ou plusieurs transistors de puissance) par l'intermé-

diaire de la résistance R_{10} qui a pour but de limiter le courant base de l'étage de puissance.

L'ensemble T_4 et T_5 est composé d'un transistor Darlington du type TIP 135 alors que les transistors de puissance sont : soit des 2N 3055, ou des transistors de plus forte puissance ou qui acceptent, selon la tension de sortie maximale, des tensions V_{CC} plus importantes.

Nous pouvons voir, dans la **figure 14**, que les résistances R_{12} et R_{13} d'une valeur de $1,5 \Omega$ sont utilisées pour équilibrer les deux transistors T_6 et T_7 .

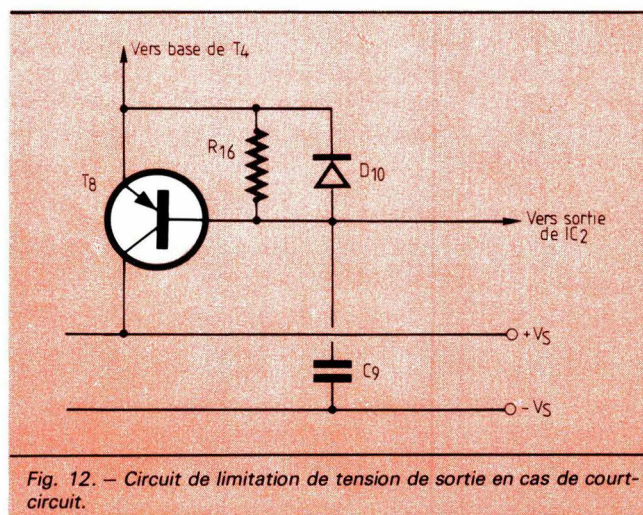


Fig. 12. — Circuit de limitation de tension de sortie en cas de court-circuit.

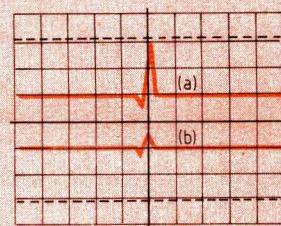


Fig. 13. — Effet du circuit de limitation de tension de sortie : a, sans circuit ; b, avec circuit.

La diode D_8 est une diode de protection contre les effets de la capacité de sortie C_8 qui est d'une valeur relativement importante afin d'accepter en sortie d'alimentation des pointes de courant instantanées de forte valeur tout en gardant un bon niveau de régulation.

La cellule R_{14} (de faible valeur) et C_7 a pour objet d'éliminer la composante haute fréquence qui pourrait apparaître aux bornes de sortie de l'alimentation.

La diode D_{15} protège la sortie contre les risques d'injection d'une tension de polarité opposée à celle de la sortie de l'alimentation.

Enfin, la résistance R_{15} dont la valeur varie en fonction de la tension de sortie maximale de l'alimentation permet à cette dernière de débiter en permanence un courant qui recharge la capacité de filtrage C_8 , ceci pour que le réglage de V_s puisse s'effectuer correctement sans constante de temps importante.

A suivre dans un prochain numéro

J.-Cl. Baud



Si l'ordinateur avait été un peu plus disponible, notre ingénieur serait déjà arrivé au bout du circuit.

Il n'est pas normal que les projets de vos ingénieurs d'études soient planifiés selon le bon vouloir de l'ordinateur central de votre société. Pas normal que votre budget soit grevé par des heures de service bureau non prévues.

Aujourd'hui, des milliers d'ingénieurs ont un VAX de Digital Equipment dans leur service. Pour eux, la difficulté d'accéder à l'ordinateur et les retards qui en découlent ne sont que de mauvais souvenirs.

VAX, c'est le nom d'une célèbre famille d'ordinateurs à mots de 32 bits. Leur prix modéré leur ouvre le créneau des départements spécialisés en ingénierie, même dans des entreprises de taille moyenne.

VAX peut être l'ordinateur de votre service, spécifiquement consacré à vos projets d'ingénierie 24 heures sur 24, 7 jours sur 7. Il traitera vos calculs de structures, vos conceptions de formes et de circuits imprimés. Et avec votre propre ordinateur, vous pourrez aussi constituer votre documentation technique, gérer le contrôle de vos projets et l'exécution de vos schémas.

Un VAX vous offre un nombre de fonctions tout aussi impressionnant qu'un ordinateur universel. La même puissance de traitement. Les mêmes langages scientifiques. Parce qu'il est interactif, un VAX donnera immédiatement à

vos ingénieurs, les informations dont ils ont besoin. Ce sont eux et non lui qui décideront pour cela du moment opportun.

Avec un VAX, vos projets seront prêts à temps.

Digital Equipment France

Département Marketing Communications

2, rue Gaston Crémieux, B.P. 136,

91004 Evry-Les-Epinettes Cedex - Tél. : 077.82.92.

Je souhaiterais recevoir vos informations sur les applications de la famille VAX en CAO.

Nom : _____

Fonction : _____

Société : _____

Adresse : _____

Tél. : _____

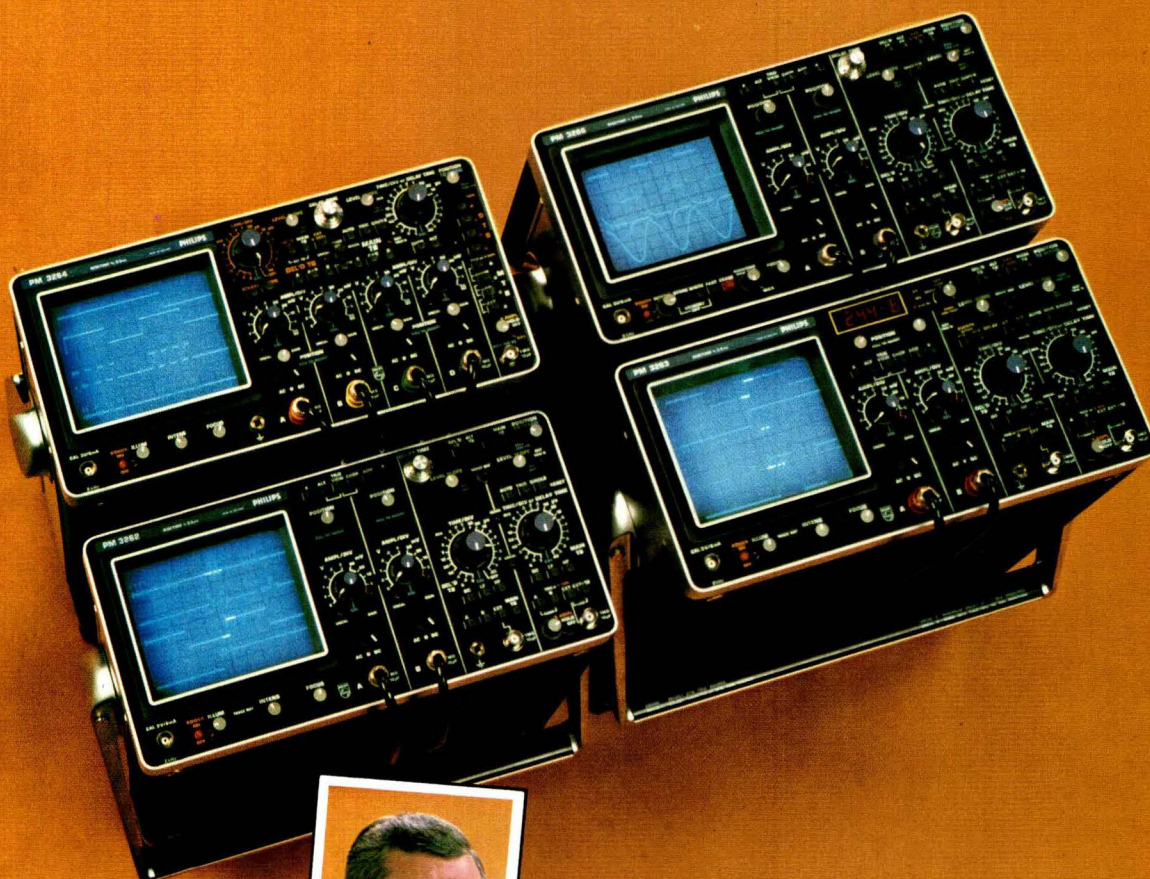
Activité : _____ EA

digital

**Nous changeons la façon
de penser du monde.**

Bernard Bouvier

Pour faire un choix sur mesure



Responsable du produit : Jean-Pierre Toulon - 830.11.11.

Les oscilloscopes 100 MHz Philips apportent la solution à vos problèmes de mesure.

Vous recherchez un oscilloscope universel ? Le PM 3262 est probablement l'appareil le mieux approprié.

Vous êtes noyés sous des flots de données ? Le PM 3263 à microprocesseur incorporé est l'instrument de mesure idéal.

Si vous avez besoin d'un oscilloscope 100 MHz à 4 voies, voyez le PM 3264.

Vos mesures exigent un oscilloscope mémoire 100 MHz à vitesse d'écriture élevée ? Prenez le PM 3266.

Quel que soit l'oscilloscope que vous choisirez, vous ferez de toute façon un choix sur mesure.



Mesure

PHILIPS

La réflexion et le concret

Philips Science et industrie

Division de la S.A. PHILIPS INDUSTRIELLE ET COMMERCIALE

BOBIGNY 93002 Cedex - 105, rue de Paris - B.P. 62 - (1) 830.11.11
LILLE 59014 - 47, rue Barthélemy Delespaul - (20) 06.92.24
LYON 69009 - 25, avenue des Sources - (7) 835.70.00
MARSEILLE 13011 - Traverse de la Montre - La Valentine - (91) 44.00.60

NANTES 44471 - B.P. 75 - Carquefou Cedex - (40) 49.11.27
STRASBOURG/NANCY 67000 - 6, rue de Niederbronn - (88) 36.18.61
TOULOUSE/BORDEAUX 31017 - 25, bd Silvio Trentin - (61) 47.75.52
AFRIQUE et OUTRE-MER - PARIS 75008 - 33, rue La Boétie - (1) 225.00.80

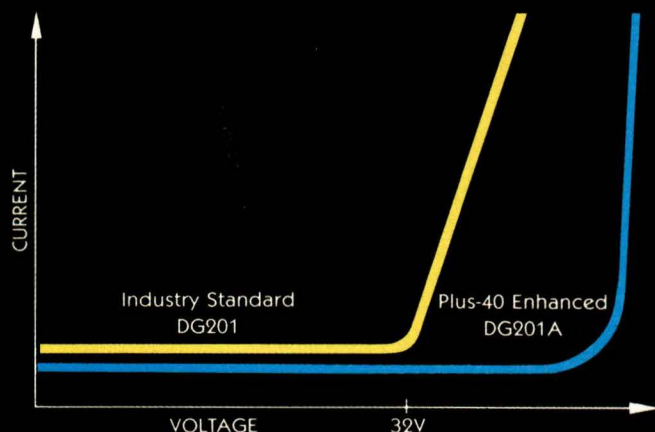
Nom _____
Société _____
Fonction _____
Adresse _____
Ville _____

**Philips
Science
et Industrie
partout
en France.**

M7/81 EA

SERVICE-LECTEURS N° 249

PLUS-40 EXTENDS OF VOLTAGE BREAKDOWN



Il est maintenant facile de prendre la voie de la sécurité et d'éliminer les claquages en tension. Il suffit pour ce faire, d'utiliser notre nouvelle famille de commutateurs analogiques PLUS 40. Cette ligne de produits industriels standards supporte des surtensions sur les alimentations de 44 Volts !

Notre process PLUS 40 nous a permis de développer une série de commutateurs haute qualité vous assurant 33% de marge aux surtensions sous ± 15 Volts d'alimentation. Ceci vous facilite le respect (à la lettre) des contraintes strictes de fiabilité, en assurant qu'aucun potentiel appliqué n'excède 75% des valeurs limites.

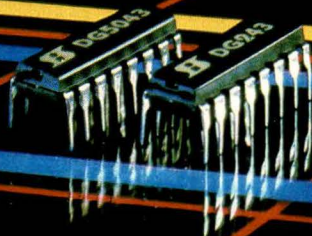
Les composants PLUS 40 sont donc particulièrement étudiés pour travailler dans les environnements défavorables que sont les systèmes aéronautiques d'acquisition de données, les machines de contrôle de processus ou de test automatique ou encore l'instrumentation sophistiquée.

PLUS 40 vous permet de concentrer votre énergie sur le traitement du signal au lieu de vous disperser sur le design et les tolérances des alimentations. Dans certains cas ces dernières pourront être moins onéreuses.

Chaque commutateur analogique PLUS 40 est compatible en bornage et compétitif en prix avec ses rivaux. Le tableau d'accompagnement montre la gamme disponible dès à présent. Bientôt tous nos produits CMOS seront fabriqués selon le process PLUS 40.

Découvrez l'autre voie que nos circuits peuvent vous faire prendre.

SILICONIX France, 70 av du Gén. de Gaulle
Echat 660 - 94022 CRETEIL Cédex
télex 230 389 - téléphone 377 07 87

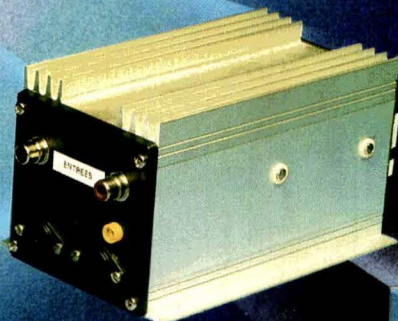
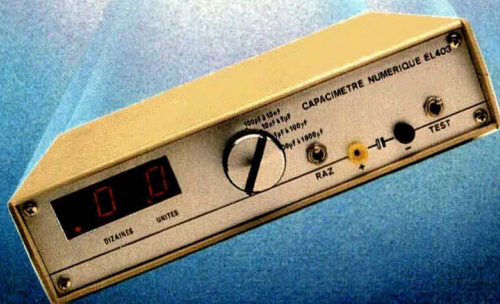
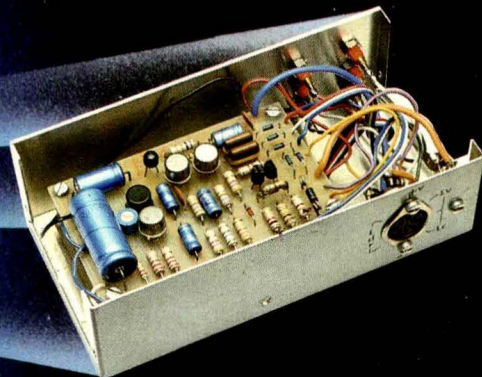
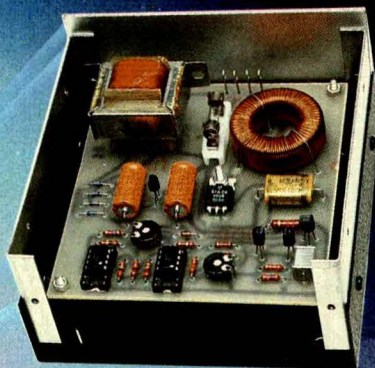
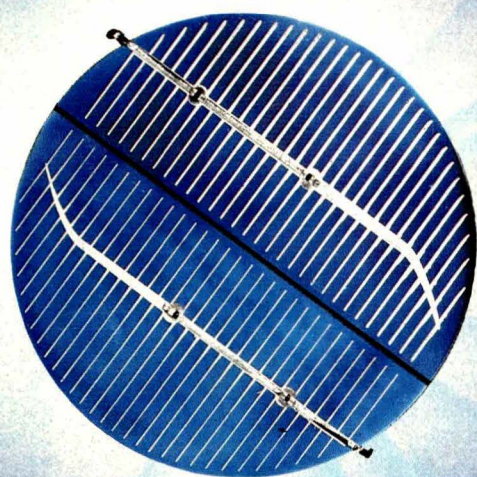


PRODUIT	
DG5040	DG201A
DG5041	DG202
DG5042	DG212
DG5043	DG243
DG5044	DG309
DG5045	DG528
	DG529

La sécurité

Siliconix
l'innovation technologique

LES LOISIRS INTELLIGENTS...



un mensuel
"tout-terrain"
pour les AS
du fer à souder

RADIO PLANS
électronique
Loisirs

SERVICE-LECTEURS N° 247

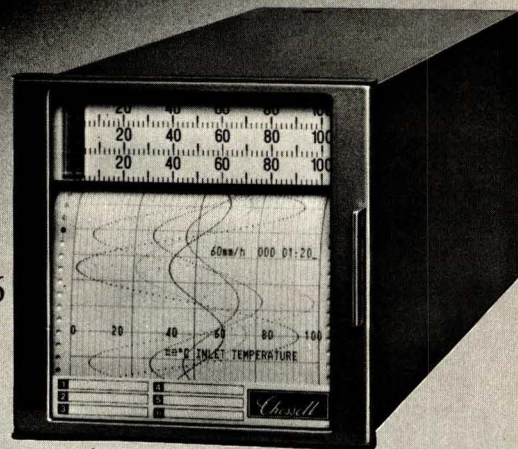
chez votre marchand de journaux



Nouvelle génération
d'enregistreurs à
microprocesseur,
tracé par points

CHESSELL 306 RÉVOLUTIONNAIRE

En plus d'innovations
fondamentales, le Chessel 306
est le seul à offrir l'impression
en clair sur le diagramme, de la date,
l'heure, la vitesse, les variables mesurées
avec leurs échelles, ainsi que les alarmes.



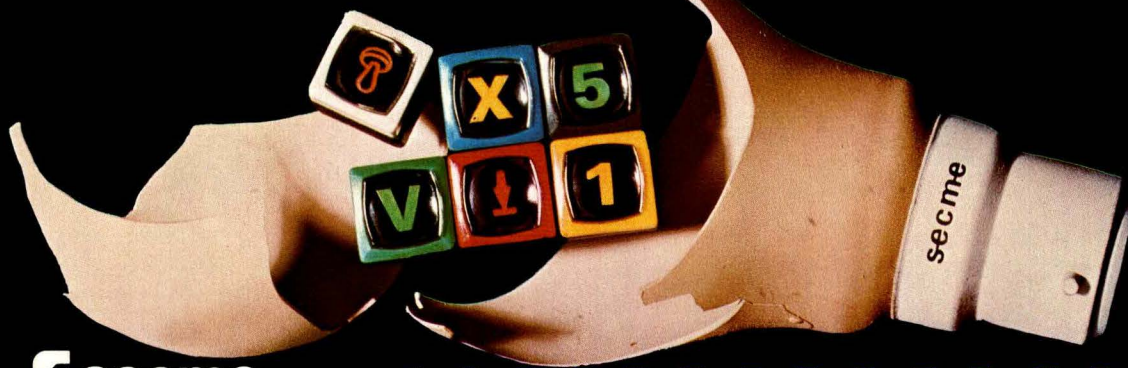
Chessel

Bâtiment Evolic 3
Z.A. de Courtabœuf 91940 Les Ulis
Tél. (6) 928 35 05 - Télex 600 710 F

EI Groupe
Eurotherm
International

SERVICE-LECTEURS N° 255

ECLOSION D'UNE TOUCHE LUMINEUSE *idée*



secme
série cosmos

Miniature
Étanche
Lumineuse
Modulaire
Marquable



MONSIEUR
SOCIÉTÉ
FONCTION
ADRESSE

je désire recevoir une documentation ☐ un échantillon ☐



PLAGELECTRIC

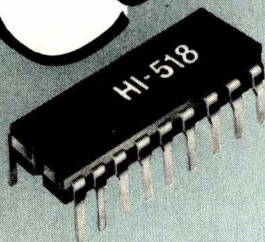
47 rue Jules Verne - B.P. 29
63014 Clermont Ferrand Cedex
Tél. : (73) 92.13.46 poste 445 - Télex 990969

SERVICE-LECTEURS N° 256

ELECTRONIQUE APPLICATIONS N° 23 - PAGE 71

PERFORMANCES

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

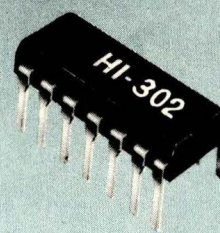
HI - 508

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 - ...

BB broé pub 206

almex

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

SERVICE-LECTEURS N° 265

enregistreur magnétique

Ordinateur

**TEMPS CODE
IRIG... NASA... XR3...**

**SYSTRON
DONNER**

Membre du groupe THORN EMI

Série 8700
générateur/lecteur
portable
visualisation déportée

Série 8100
générateur/lecteur
unité de recherche
j-h-m-s-ms-1/10 ms



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**

24, rue de Paris

78560 Port Marly

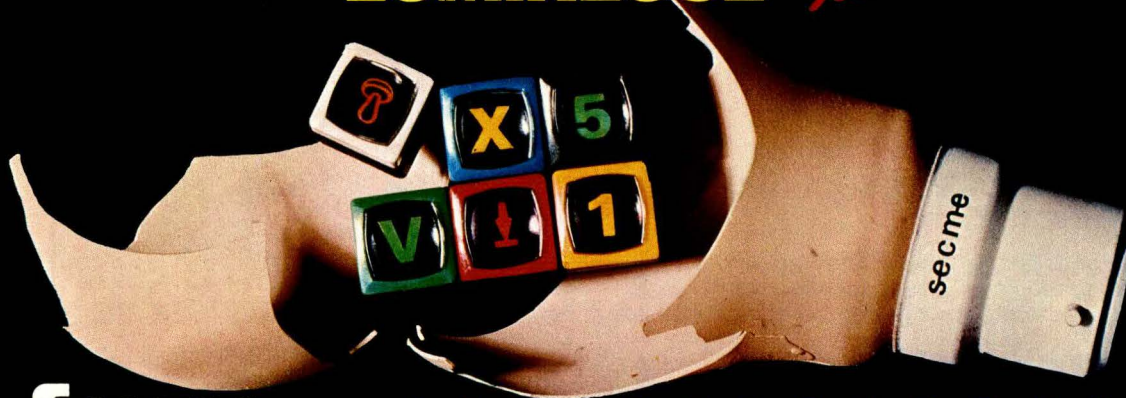
Tél. : (3) 958.48.63

Télex : 696 354

Salon des Composants - Bât. 1 - Allée 5 - Stand 34

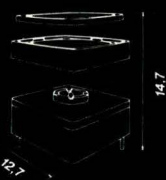
SERVICE-LECTEURS N° 257

**ECLOSION D'UNE TOUCHE
LUMINEUSE**



secme
série cosmos

Miniature
Etanche
Lumineuse
Modulaire
Marquable



MONSIEUR
SOCIÉTÉ
FONCTION
ADRESSE

je désire recevoir une documentation ☐ un échantillon ☐

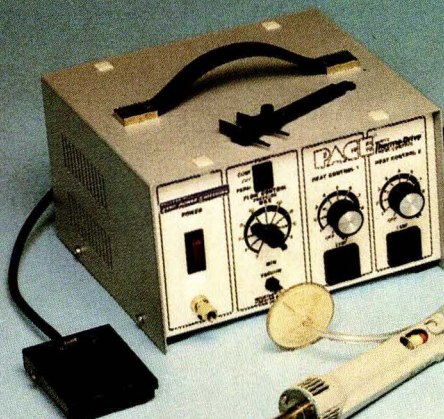
VP électronique

9, rue Gabriel Péri, 91300 MASSY
Tél. : 920.08.69

SERVICE-LECTEURS N° 258

ELECTRONIQUE APPLICATIONS N° 23 - PAGE 73

VOTRE CHOIX

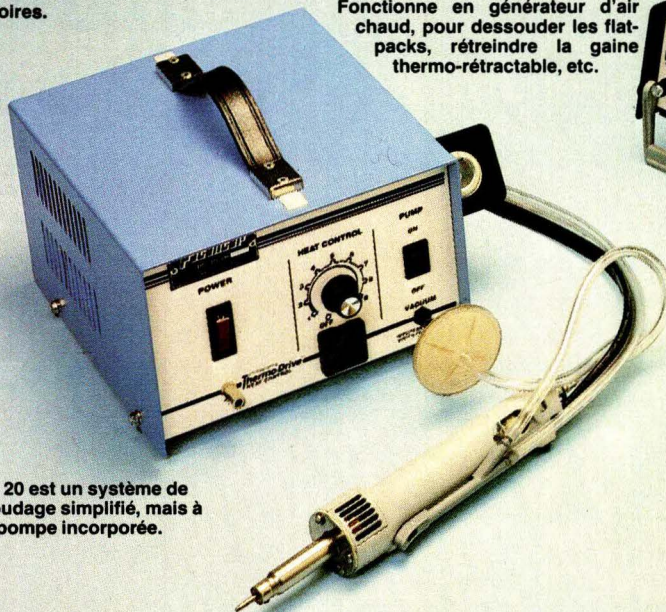


Poste de réparations et de retouches, pour les ateliers de production, de maintenance, et les laboratoires.

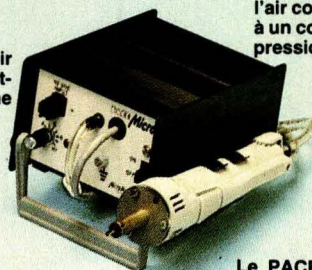


Le SX 212 est un dessoudeur utilisant l'air comprimé des ateliers, grâce à un convertisseur pression/dépression.

Fonctionne en générateur d'air chaud, pour dessouder les flat-packs, rétreindre la gaine thermo-rétractable, etc.



Le PC 20 est un système de dessoudage simplifié, mais à pompe incorporée.



Le PACE MICRO est un dessoudeur aussi efficace que les modèles d'atelier, mais il est léger et portable. Fonctionnant sur secteur ou batterie 12Volts, il est destiné à la maintenance sur le site du client.

Tous ces appareils sont conçus pour être absolument sans danger pour les circuits MOS. Ils sont fournis avec des pannes et les brosses d'entretien.



Choisissez votre dessoudeur parmi ces modèles

Pace vous offre une ligne complète d'appareils pour équiper vos ateliers. Pour la production ou pour le dépannage en clientèle.

Des appareils à pompe incorporée, ou qui utilisent l'air comprimé des ateliers.

Des appareils simplifiés, ou des postes de réparation complets. Des appareils sans danger pour les circuits MOS.

Ils sont tous équipés du nouveau dessoudeur imbouachable à double voie coaxiale.

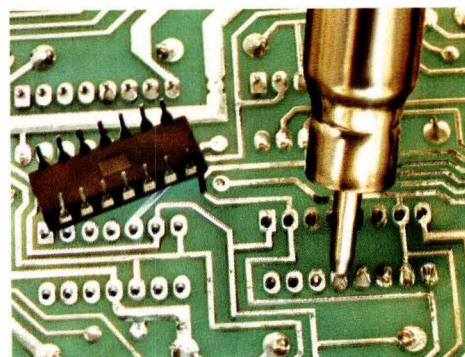
Appelez nous pour une démonstration.

PAGE
Desoldering
Systems for PCB Repair Anywhere™

TEKELEC-AIRTRONIC

Écrire ou téléphoner à : TEKELEC-AIRTRONIC B.P. N° 2, 92310 Sèvres, Tél. (1) 534-75-35. • AIX-EN-PROVENCE : Tél. (42) 27-66-45. • BORDEAUX : Tél. (56) 36-32-27. • GRENOBLE : Tél. (76) 41-11-36. • LILLE : Tél. (20) 52-23-30. • LYON : Tél. (78) 74-37-40. • PARIS-EST : Tél. (1) 534-75-78. • PARIS-EST-2 : Tél. (92) 534-75-92. • PARIS-NORD : Tél. (1) 821-60-44. • PARIS-SUD : Tél. (6) 077-82-66. • RENNES : Tél. (99) 50-62-35. • STRASBOURG : Tél. (88) 22-31-51. • TOULOUSE : Tél. (61) 41-11-81.

DESSOUDEUR
IMBOUCHABLE
A DOUBLE VOIE COAXIALE



SERVICE-LECTEURS N° 259

Mesure

Les oscilloscopes à mémoire numérique

Depuis sa naissance, suivie de progrès constants, rapides et variés, l'oscilloscope s'est imposé comme un appareil puissant pour l'observation de signaux électriques, ou de phénomènes physiques de toute nature, après leur transformation par des capteurs appropriés.

Les performances et l'efficacité d'un oscilloscope se mesurent essentiellement par sa capacité de capture et d'affichage d'événements rapides, le plus souvent répétitifs. Mais l'électronique moderne s'intéresse de plus en plus aux phénomènes transitoires, ou non répétitifs. Le principe même de l'oscilloscopie classique, en particulier le processus d'élaboration de l'échelle des temps par un balayage en dents de scie, s'oppose à la saisie et à la visualisation faciles de tels phénomènes.

Principes de base

Un premier pas vers une solution au problème de l'affichage, apparaît avec les tubes cathodiques à mémoire, capables de conserver, puis de restituer à la demande, la trace engendrée par le passage unique d'un spot sur l'écran.

Jusqu'à cette étape pourtant, l'oscilloscopie reste cantonnée aux techniques de l'électronique analogique. Le passage aux méthodes digitales d'acquisition, de mémorisation, puis de traitement du signal, constitue une révolution aux perspectives immenses. La numérisation de l'information, et la conservation, dans des mémoires logiques, des nombres représentant chaque échantillon du signal d'entrée, facilitent d'abord la visualisation ; mais, surtout, elles ouvrent la voie à un traitement ultérieur par les méthodes et grâce aux matériels de l'informatique.

Dans cette optique, le tube cathodique ne devient plus qu'un accessoire du système, à ranger parmi la famille de tous les périphériques possibles. L'appareil central, qui

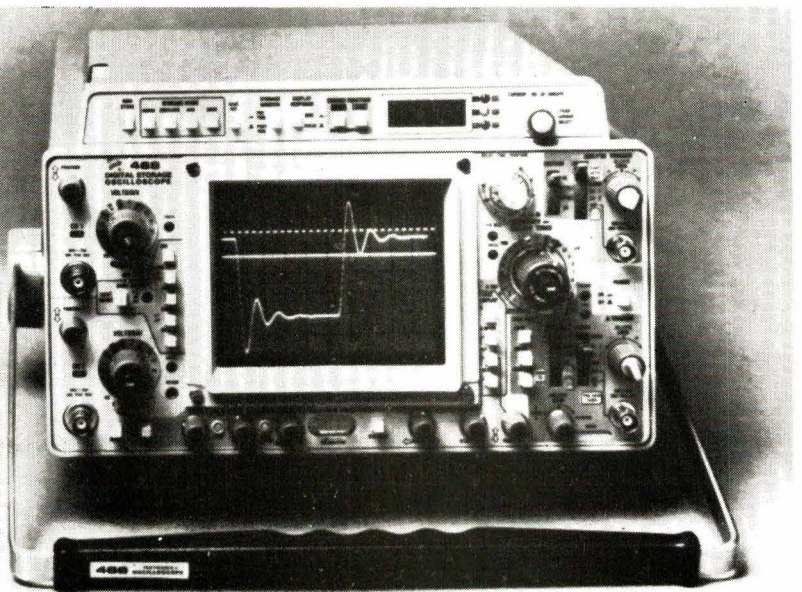


Photo A. — Le modèle portable 468, de Tektronix, offre une fréquence d'échantillonnage maximale de 25 MHz, une résolution verticale de 8 bits. Il affiche jusqu'à quatre signaux de 256 mots. Un jeu de « curseurs » autorise, en vertical comme en horizontal, une résolution très supérieure à celle de l'écran, par affichage numérique des tensions et des temps.

constitue le cœur du système, pourrait être baptisé « digitaliseur de formes d'ondes ».

Au fil de l'étude qui suit, nous aborderons, d'abord, le principe de fonctionnement de ces digitaliseurs, qui repose sur l'échantillonnage et la quantification du signal d'entrée : ceci nous conduira à quelques rappels sur la codification binaire, puis à un examen de la résolution et de la précision. Nous traiterons ensuite des procédés de reconstruction du signal analogique, utiles pour fournir à l'œil une représentation habituelle des signaux observés.

La deuxième partie, prévue pour un prochain article, tentera d'analyser quelques applications susceptibles d'illustrer l'efficacité et la puissance de ces matériels. Nous la compléterons par un aperçu économique : celui des marchés actuel et futur des appareils traitant les signaux par voie numérique.

Structure et fonctionnement des oscilloscopes à mémoire numérique

Réglons, d'entrée, le sort d'un choix de vocabulaire : comme annoncé dans l'introduction, le terme *oscilloscope* devient ici restrictif. Nous le conserverons cependant, pour d'uniques raisons de commodité.

La technique des oscilloscopes à mémoire numérique, fait d'abord appel aux procédés de l'échantillonnage, et de la quantification. Examinons donc ces problèmes.

Principe et validité de l'échantillonnage

Considérons le signal analogique de la **figure 1**, dont l'amplitude est fonction du temps. On peut en approcher la description exacte, et complète, par la connaissance des amplitudes successives A_1 , A_2 , etc. mesurées à des instants t_1 , t_2 , etc. suffisamment voisins. On baptise *échantillonnage* cette méthode de prélèvements discrets.

La théorie montre que, sous réserve d'une densité suffisante d'échantillons, la méthode permet

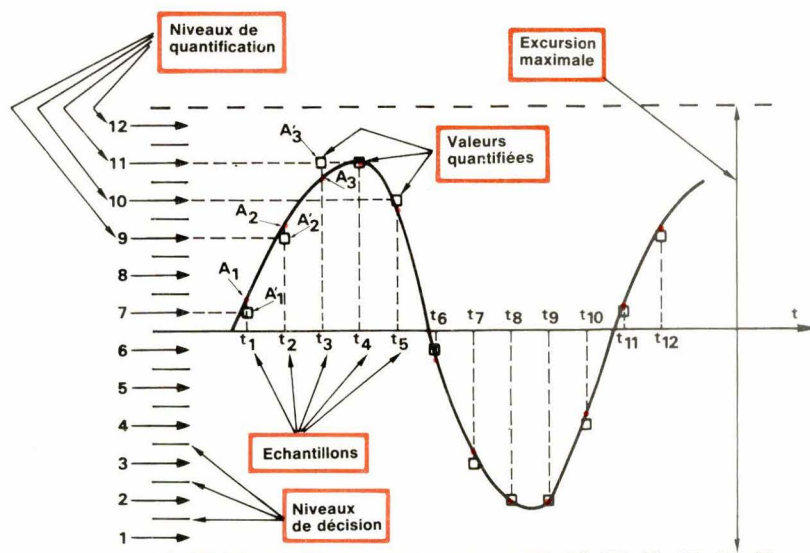


Fig. 1

de reconstituer le signal d'origine, sans perte aucune d'information. Cette affirmation, qui peut d'abord dérouter le bon sens, est précisée par le théorème de *Shannon*, dit aussi théorème de l'échantillonnage. Sans vouloir en donner ici une démonstration qui nous entraînerait dans de trop longs calculs, nous essaierons de le faire sentir intuitivement.

Dans toute fonction physique du temps, le spectre des fréquences est limité vers les valeurs élevées, ce qui revient à dire que la vitesse de variation de la fonction est elle-même limitée. Soit alors $A(t_0)$ la valeur de cette fonction à l'instant t_0 . A un instant voisin :

$$t = t_0 + \epsilon$$

$A(t)$ ne peut prendre une valeur quelconque, puisque la vitesse de variation

$$\frac{A(t_0 + \epsilon) - A(t_0)}{\epsilon}$$

reste bornée supérieurement. La connaissance de $A(t_0)$ donne donc une information sur $A(t)$, ce qui permet la reconstitution complète de la fonction analogique, à partir des valeurs échantillonnées.

Plus précisément (et c'est le théorème de *Shannon*), si une fonction $A(t)$ ne contient pas de composantes spectrales de fréquence supérieure à F_c , elle est entièrement définie par un échantillonnage à la fréquence $2F_c$.

Quantification des échantillons

Revenons à la **figure 1**. A chaque instant d'échantillonnage, t_1 par exemple, le signal analogique est défini par son amplitude, ici A_1 . Le traitement numérique des échantillons successifs (mise en mémoire, calculs...) implique que ceux-ci soient fournis sous forme d'un nombre. Les circuits logiques qui effectuent la mémorisation ou les calculs, ne connaissent que deux états, 0 et 1, correspondant à l'absence ou à la présence d'une tension. Il est donc nécessaire de quantifier les amplitudes successives A_1 , A_2 , A_3 ..., puis de les coder en système binaire.

L'opération de quantification est réalisée dans un convertisseur analogique-numérique : nous avons traité ce problème dans un précédent numéro de la revue (« *Electronique Applications* » n° 21), auquel le lecteur pourra se reporter.

Au cours de cette opération, on remplace la valeur vraie du signal par une valeur approchée, coïncidant avec le niveau de quantification le plus proche. Par exemple, dans la **figure 1**, l'amplitude A_1 est remplacée par A'_1 , hauteur du septième niveau de quantification. A_2 est remplacée par A'_2 , A_3 par A'_3 , et ainsi de suite, en fonction de la position de l'amplitude vraie par rapport aux niveaux de décision.

D'une façon générale (**fig. 2**), si q est le pas de quantification, à un

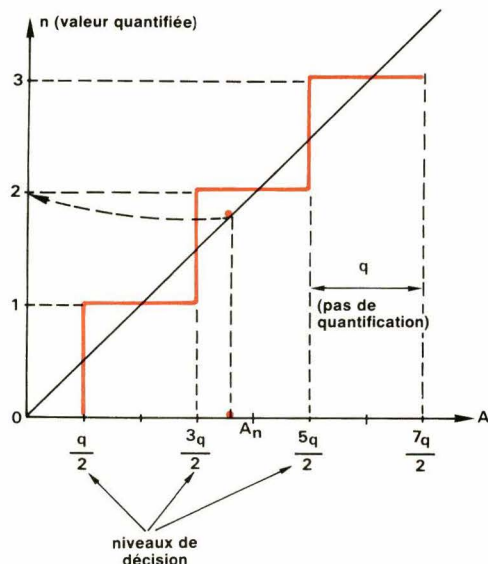


Fig. 2

échantillon d'amplitude A , on fait correspondre un nombre n , tel que :

$$nq - \frac{q}{2} < A < nq + \frac{q}{2}$$

Dans la **figure 2**, les niveaux de décision prennent les valeurs successives

$$\frac{q}{2}, \frac{3q}{2}, \frac{5q}{2}, \text{ etc.}$$

A l'amplitude A_n du signal, on fait correspondre le nombre quantifié $n = 2$, car :

$$2q - \frac{q}{2} < A_n < 2q + \frac{q}{2}$$

Codification binaire résolution

Le convertisseur analogique-numérique qui procède à la quantification de chaque échantillon, délivre des nombres dans le système binaire, qui n'utilise que les chiffres 0 et 1. On appelle aussi ces nombres des *mots*, et chaque chiffre est un *bit* (abréviation de « binary digit »).

La plus petite valeur que peut distinguer le convertisseur analogique-numérique, et qui constitue sa résolution, dépend du nombre de bits du mot représentant la valeur quantifiée. Ainsi, comme le montre le **tableau 1**, un convertisseur à 1 bit ne pourrait distinguer que deux niveaux, et sa résolution est 50 %. Pour un convertisseur à 3 bits, on arrive à huit niveaux, et la résolution atteint 12,5 %.

Convertisseur		
1 bit	2 bits	3 bits
1	11	111
		110
	10	101
		100
0	01	011
		010
	00	001
		000

Tableau 1.

Nbre de bits	Résolution (%)	Nbre de niveaux
1	50	2
2	25	4
3	12,5	8
4	6,25	16
5	3,125	32
6	1,563	64
7	0,781	128
8	0,391	256
9	0,195	512
	0,024	
11	0,049	2 048
12	0,024	4 096

Tableau 2.

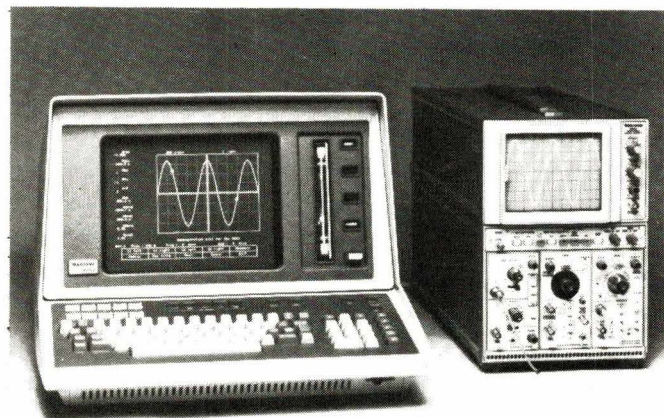


Photo B. — Oscilloscope 5223 de Tektronix, accompagné du micro-ordinateur 4052 (qui travaille en langage BASIC), avec sa console de visualisation.

La résolution d'un système de mesure, constitue une de ses caractéristiques importantes. Dans les digitaliseurs de formes d'ondes actuellement fabriqués, on dispose de convertisseurs analogique-numérique dont chaque mot peut, selon les appareils, comporter de 8 à 12 bits. Le **tableau 2** indique la résolution (en pourcentage) et le nombre de niveaux, pour des convertisseurs de 1 à 12 bits.

Résolution et précision

Il est fréquent de confondre ces deux notions, pourtant différentes. Nous venons de définir la résolution : c'est la plus petite valeur qu'il soit possible de distinguer, ou le plus petit écart discernable entre deux valeurs successives. Elle est fixée par le nombre de niveaux contenus dans la pleine échelle, donc par le nombre de bits de chaque mot.

La précision caractérise l'erreur commise sur la lecture de l'amplitude du signal d'entrée. Elle est fixée, notamment, par la linéarité des amplificateurs d'entrée, qui précèdent le convertisseur. Ces problèmes ont été traités dans l'article déjà cité (E.A. n° 21).

Structure d'un oscilloscope à mémoire numérique

Les considérations précédentes nous permettent d'aborder, maintenant, la structure complète d'un oscilloscope à mémoire numérique ou, plus généralement, d'un digitaliseur de formes d'ondes. On en trouvera l'organigramme dans la **figure 3**.

Comme dans tout oscilloscope, on peut disposer d'une ou de plusieurs entrées, pour l'observation et l'acquisition simultanées de signaux multiples. Nous avons retenu l'exemple de deux canaux.

Après chaque entrée, on trouve les atténuateurs dosant l'excursion maximale à pleine échelle, puis des amplificateurs, indispensables dans le cas de signaux de faible amplitude. Les sorties de chaque amplificateur attaquent un commutateur électronique, qui dirige tour à tour le signal de l'entrée 1, puis celui de l'entrée 2, vers le convertisseur analogique-numérique.

Celui-ci prélève les échantillons, et effectue leur conversion, au rythme qu'impose une base de temps réglable en fréquence, mais pilotée par une horloge de précision (oscillateur à quartz). Notons qu'il est parfois possible (nous verrons quel intérêt cela présente pour les échantillonnages à fréquence variable), de recourir à une horloge externe.

Les échantillons quantifiés et codés sous forme binaire, sont introduits successivement dans une mémoire digitale, elle-même pilotée par

la base de temps. On caractérise essentiellement cette mémoire par sa taille, c'est-à-dire par le nombre de mots qu'on peut y inscrire.

Tout cet ensemble constitue l'essentiel du digitaliseur de formes d'ondes, auquel il ne reste qu'à ajouter des sorties. On peut d'abord prévoir des sorties sous forme numérique, directement à partir de la mémoire (avec, évidemment, d'éventuels interfaces) : elles permettent par exemple d'attaquer un calculateur pour le traitement du signal, ou divers types de périphériques.

Lorsqu'on désire revenir à un affichage du type oscilloscopique, il devient nécessaire de retourner à la forme analogique du signal. Cette opération nécessite alors un convertisseur numérique-analogique, interposé entre la mémoire et la sortie, pour l'attaque d'un tube cathodique,

ou d'un enregistreur. La **figure 4** résume les différents procédés d'acquisition au signal mémorisé.

Capture et mémorisation des signaux

Le signal parvenant à l'entrée du digitaliseur, et échantillonné à la fréquence que sélectionnent les commandes de la base de temps, est introduit au même rythme dans la mémoire.

Celle-ci se caractérise par sa capacité, c'est-à-dire par le nombre maximal de mots qu'elle peut contenir, et qui varie, selon les appareils, de 256 (2^8) à 4096 (2^{12}). Pendant l'acquisition, l'introduction dans la mémoire s'effectue en permanence, selon le mécanisme d'un registre à décalage : chaque nouveau mot incident décale le contenu d'un cran, provoquant la sortie d'un autre mot.

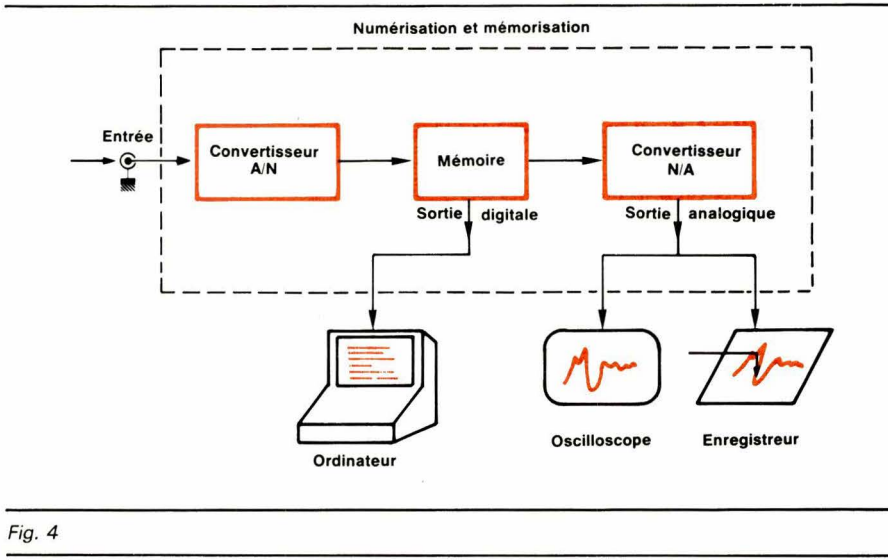


Fig. 4

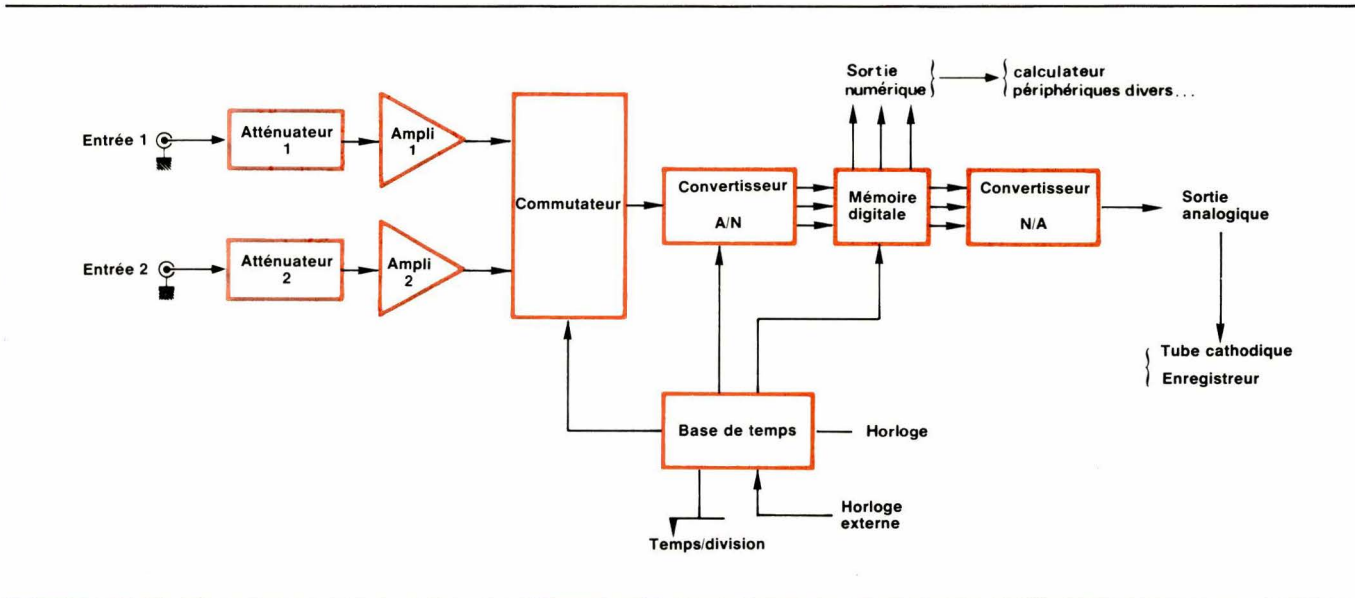


Fig. 3

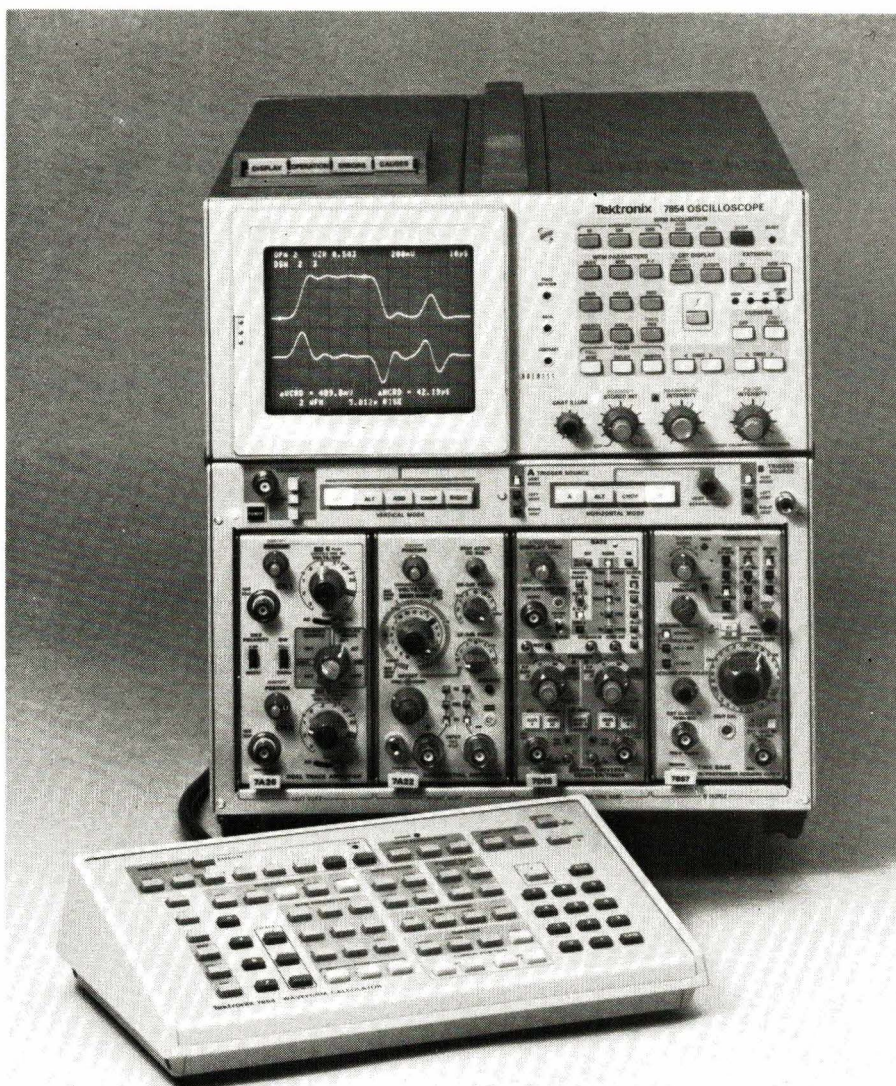


Photo C. — L'oscilloscope 7854 de Tektronix incorpore un ensemble très complet de traitement du signal, et peut être complété par un calculateur. La bande passante, en temps équivalent, atteint 400 MHz.

Dans le mode normal de fonctionnement, qu'illustre la ligne (a) de la **figure 5**, l'appareil cesse de mémoriser l'information lorsque le niveau du signal franchit un seuil de déclenchement présélectionné par l'utilisateur. Le contenu de la mémoire, qui sera transmis aux périphériques pour traitement ou pour affichage, est celui qui a précédé l'instant du déclenchement.

Il est possible d'introduire un délai, de façon à placer la fenêtre de mémorisation au-delà du point de déclenchement, comme dans le cas de la **figure 6**.

La possibilité de prédéclenchement, constitue l'un des avantages importants des oscilloscopes à mémoire numérique. Elle permet en effet de visualiser très facilement le début de phénomènes non répétitifs, tout en plaçant le seuil de déclenchement à un niveau suffisant pour éliminer tout départ parasite sur une tension de bruit.

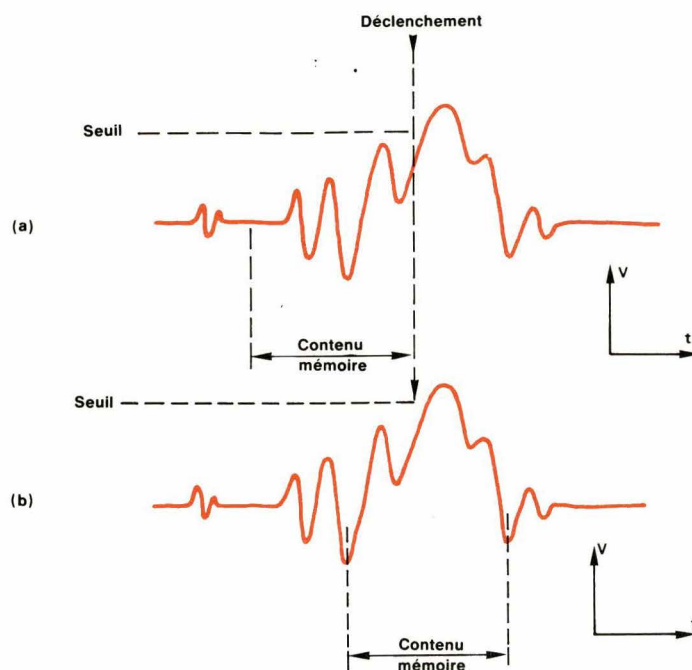


Fig. 5

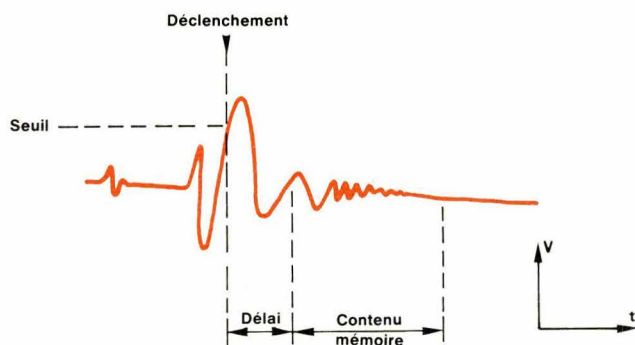


Fig. 6

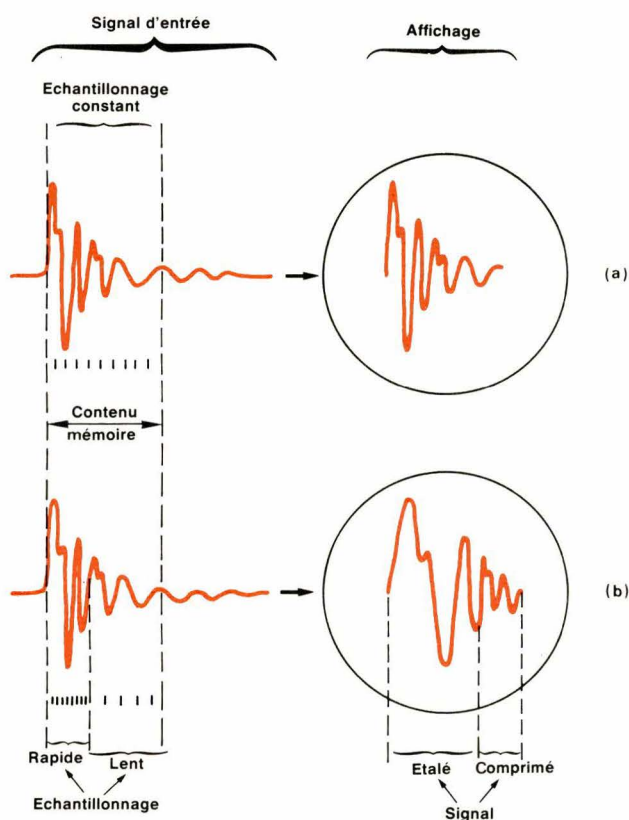


Fig. 7

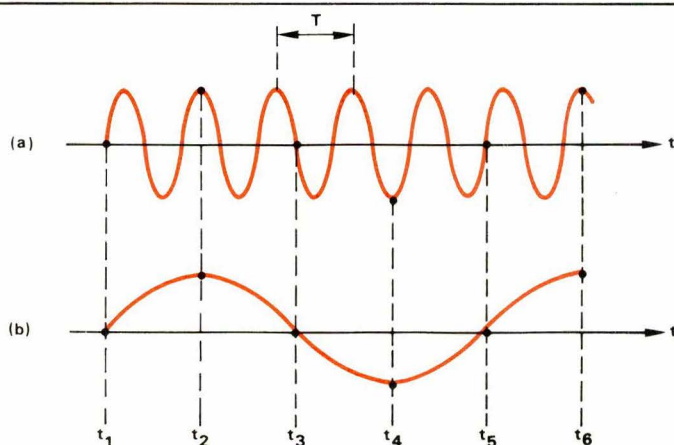


Fig. 8

Echantillonnage à vitesse variable

Nous avons jusqu'à présent supposée constante, pendant toute la durée de remplissage de la mémoire, la fréquence des échantillonnages commandés par la base de temps. Dans ces conditions, comme le montre la ligne (a) de la **figure 7**, l'affichage s'effectue avec une échelle des temps linéaire.

Il est cependant possible de moduler cette fréquence, ainsi que le montre la ligne (b) de cette même figure. Dans cet exemple, on a adopté successivement, pendant le remplissage de la mémoire, deux vitesses différentes d'échantillonnage, rapide d'abord, puis lente. Lors de la lecture, ceci conduit à étaler l'échelle des temps sur une partie du signal, ce qui permet de grossir certains détails, sans pour autant perdre une partie du phénomène.

Certains appareils incorporent cette double échelle des temps. Avec ceux qui comportent une entrée d'horloge externe, il devient même possible d'adopter plusieurs fréquences successives.

Repliement des spectres et fausses représentations

Dans un oscilloscope à mémoire numérique, et contrairement au cas des oscilloscopes à échantillonnage mais sans mémorisation (utilisables seulement pour l'étude des phénomènes périodiques), l'échantillonnage se fait en temps réel.

Il faut en tenir compte pour éliminer certaines erreurs de visualisation, dont la **figure 8** fournit un exemple. Ici, le signal incident est celui de la ligne (a) : il s'agit d'une sinusoïde de période T . Or, l'intervalle de prélèvement de deux échantillons successifs, atteint $5T/4$: le théorème de Shannon, qui exige une fréquence d'échantillonnage au moins double de la fréquence maximale contenue dans le signal, n'est donc pas satisfait.

Comme on le voit à la **figure 8b**, on aboutit alors à une fausse représentation, qui donne l'illusion d'une sinusoïde de période $5T$. Ce phénomène constitue le repliement des spectres.

Une méthode de détection des fausses représentations, consiste à utiliser l'oscilloscope à mémoire numérique, lorsqu'il le permet, en

mode conventionnel. Certains appareils permettent d'éviter de telles erreurs, grâce au **mode enveloppe**.

Le mode enveloppe et ses applications

En mode normal, un oscilloscope à mémoire numérique échantillonne le signal à une fréquence fixée par la base de temps, donc souvent inférieure à celle de l'horloge, qui détermine la valeur maximale possible.

Dans le mode enveloppe qu'offrent certains appareils (par exemple le modèle 468 de **Tektronix**), les échantillons sont toujours prélevés à la vitesse maximale, quelle que soit la position de la commande « temps / division ». Toutefois, seuls sont enregistrés, dans la mémoire, ceux qui correspondent au réglage de cette commande.

En outre, pour chaque échantillon prélevé, on procède au stockage de deux valeurs : le maximum et le minimum atteints par le signal, depuis l'échantillon précédent. Les **figures 9 (a) et (b)** illustrent ce mécanisme.

A titre d'illustration, les oscillogrammes de la **figure 10** montrent certains résultats obtenus. Dans les trois cas, le signal est une onde haute fréquence modulée en amplitude, comme elle apparaît classiquement avec un oscilloscope sans mémoire (oscillogramme de gauche). Au centre, la mémoire numérique en mode normal, fait apparaître une fausse porteuse, de fréquence très inférieure à la réalité. Le mode enveloppe (à droite), qui capture les maxima et les minima, donc les crêtes de chaque sinusoïde de la porteuse, conduit à une représentation plus conforme à la réalité.

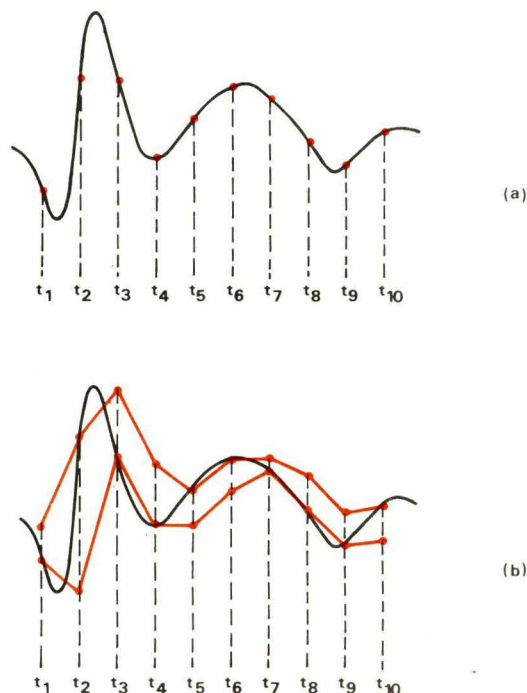


Fig. 9

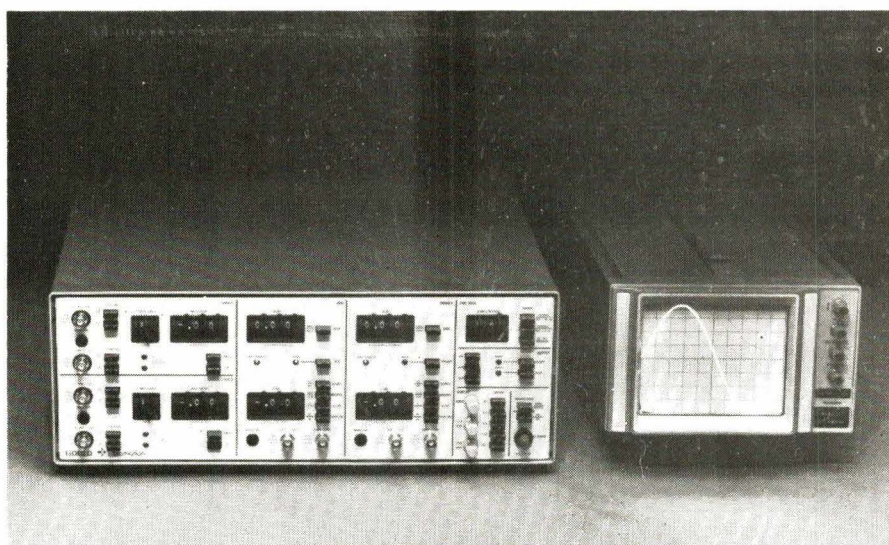
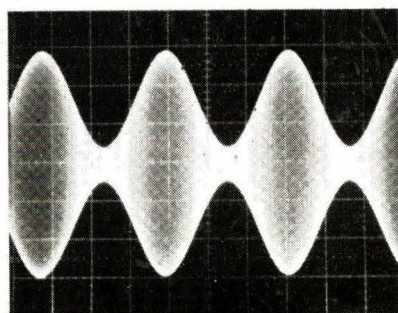
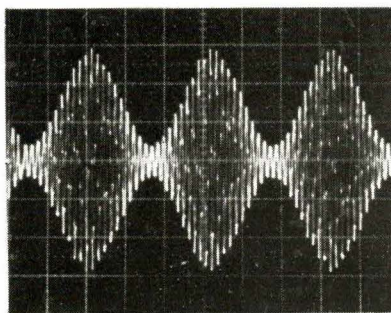


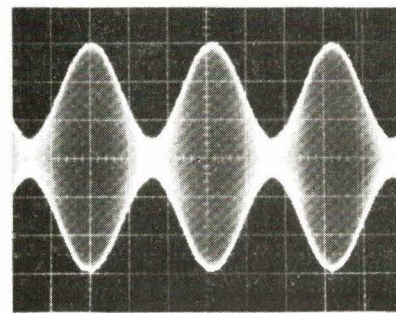
Photo D. — Le digitaliseur de formes d'ondes modèle 8100, de Biomation, offre une résolution de 8 bits, avec une fréquence d'échantillonnage réglable de 100 MHz à 0,1 Hz, et une mémoire de 2 048 mots. Il est présenté ici avec la console de visualisation 351.



Mode non mémoire



Mode normal



Mode enveloppe

Fig. 10

Les problèmes de visualisation

Le principe de l'échantillonnage conduit à disposer de valeurs successives de l'amplitude du signal étudié, à des intervalles de temps discrets. Sans précaution supplémentaire, ceci donne, sur l'écran du tube cathodique, une représentation par points, comme le montrent les oscillogrammes de la **figure 11**.

Le nombre de points nécessaires pour obtenir une représentation clairement lisible, dépend de la forme du signal, et de la fidélité avec laquelle on souhaite l'afficher. Ainsi, avec 128 mots (oscillogramme du haut), un signal triangulaire est-il connu sans ambiguïté. Le même nombre de mots, pour un signal plus complexe, donne une trace difficilement identifiable (oscillogramme du milieu), et il faut ici multiplier le nom-

bre des échantillons. Ainsi, on arrive à une représentation correcte et précise en prenant, pour ce même signal, un total de 512 mots (oscillogramme du bas).

Dans la visualisation par points, si la fréquence du signal devient très élevée par rapport à celle de l'échantillonnage, on peut assister à une illusion d'optique conduisant à percevoir des courbes différentes de la réalité. C'est ce que montre, en haut, la **figure 12**, où l'œil tend à percevoir une superposition de sinusoïdes décalées, à faible fréquence, alors qu'il s'agit d'une courbe unique, comme le révèle l'oscillogramme inférieur, grâce à une expansion par 10 en horizontal.

Dans certains oscilloscopes à mémoire numérique, on utilise, à l'affi-

chage, un dispositif d'interpolation, qui permet de remplacer la succession des points par une courbe continue. Il existe deux types d'interpolation : linéaire, ou sinusoidale.

Dans l'interpolation linéaire, deux points successifs sont reliés par un segment de droite. Ce procédé convient particulièrement aux signaux impulsionnels, pour lesquels l'interpolation sinusoidale conduit à des suroscillations. Ainsi, dans la **figure 13**, où sont réunies les deux représentations d'un échelon, l'interpolation sinusoidale (trace du haut) fait apparaître des oscillations qui n'existent pas dans le signal d'origine.

Inversement, la liaison de points successifs par des segments de droite, conduit à des erreurs d'enveloppe, en laissant échapper les maxima et les minima du signal.

Ces problèmes sont résumés dans la planche de la **figure 14**. Dans tous les cas, le signal d'entrée est une sinusoïde, dont la fréquence peut prendre les valeurs 10 MHz, 5 MHz, 2,5 MHz et 1 MHz. La fréquence d'échantillonnage, maintenue constante, est de 25 MHz dans tous les cas.

La première ligne illustre une représentation par points. On s'aperçoit qu'il faut atteindre 25 échantillons par période, pour une lisibilité satisfaisante.

Dans la deuxième ligne, l'interpolation est linéaire. Cette fois, on atteint une représentation convenable avec 10 échantillons par période.

Enfin, pour l'interpolation sinusoidale (dernière ligne), les sinusoïdes sont convenablement reproduites avec seulement 2,5 échantillons par période. On se rapproche, alors, de la limite théorique donnée par le théorème de **Shannon**.

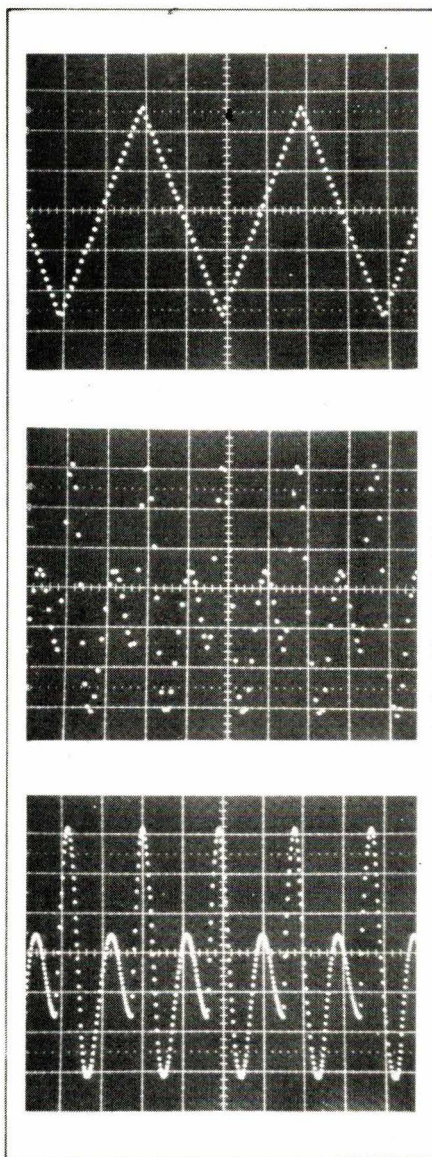


Fig. 11

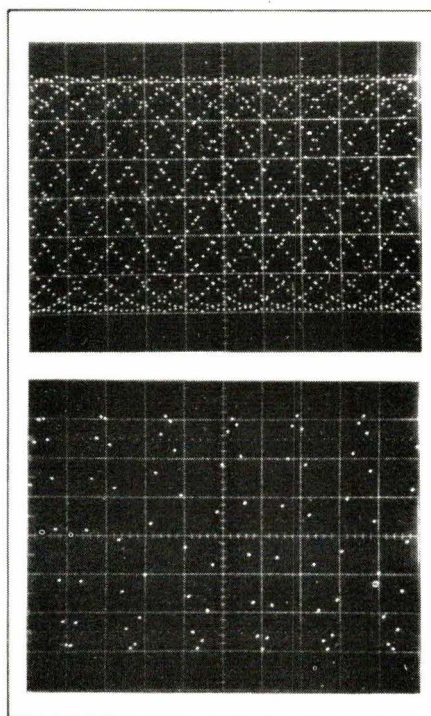


Fig. 12

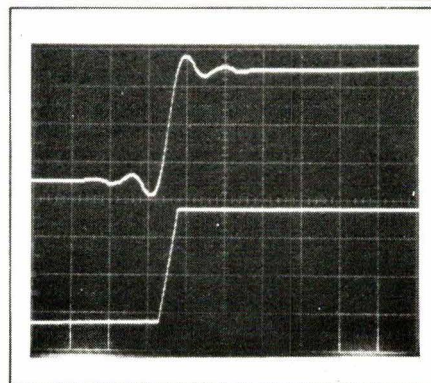


Fig. 13

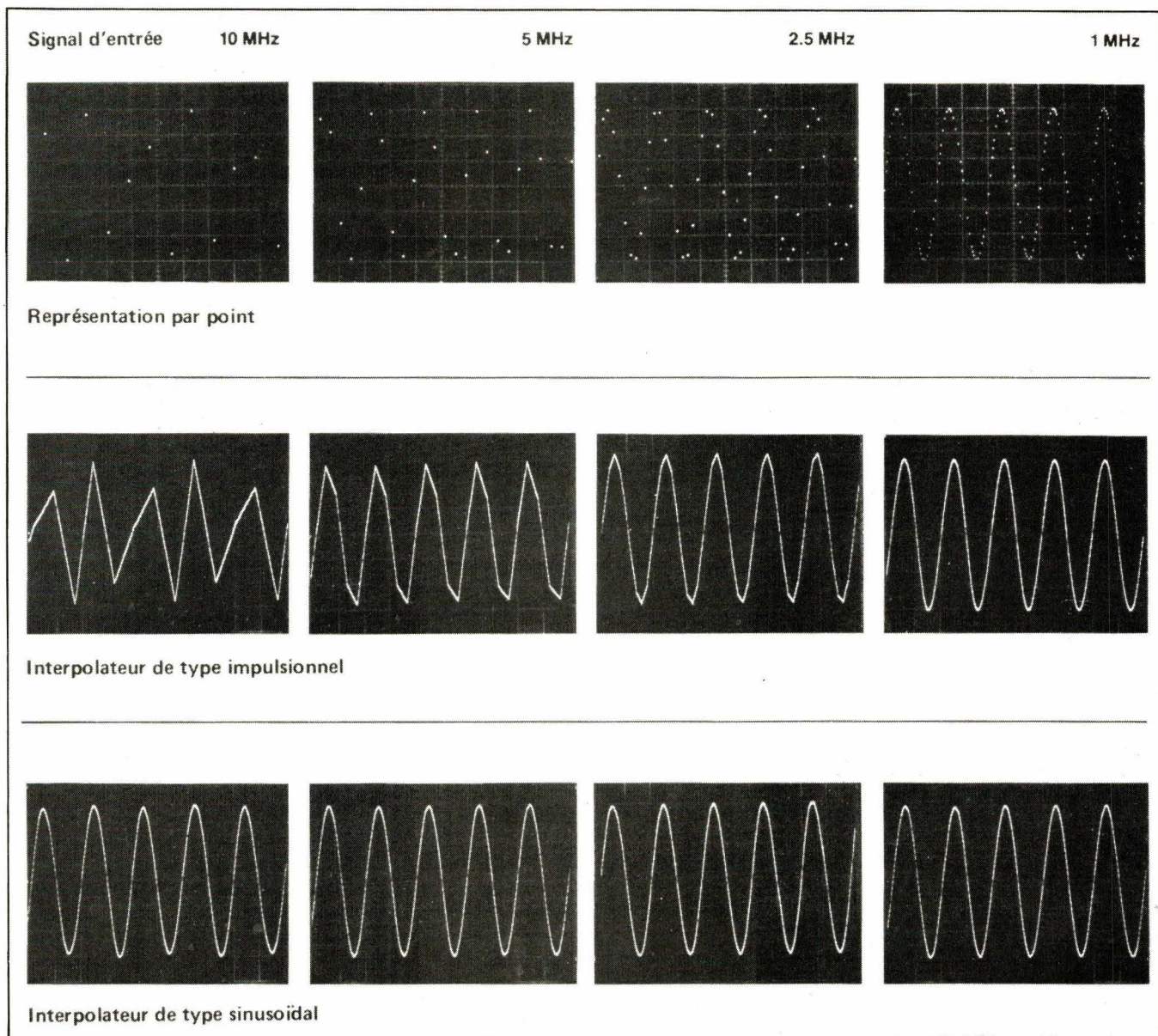


Fig. 14. — La fréquence d'échantillonnage est de 25 MHz.

Amélioration de la résolution par moyennage

Lorsqu'un signal utile, se superpose du bruit, la résolution, et la précision, s'en trouvent évidemment réduites. C'est ce que prouve, à l'évidence, l'oscillogramme en haut et à gauche de la **figure 15** (pris à l'aide d'un oscilloscope conventionnel).

La technique du moyennage, qui permet de combattre très efficacement le bruit, repose sur le fait que celui-ci, aléatoire, donc ne possédant pas de relation avec le temps, offre une moyenne arithmétique nulle. Il n'en est évidemment pas de même pour un signal périodique, qui reprend toujours la même valeur à des intervalles de temps égaux.

En effectuant la moyenne sur plu-

sieurs présentations successives, on améliore donc le rapport signal/bruit, d'un rapport \sqrt{n} , si on désigne par n le nombre de moyennes effectuées.

Avec un oscilloscope à mémoire numérique utilisé sans moyennage, le signal entaché de bruit donne l'oscillogramme en haut à droite de la **figure 15**. Grâce à une moyenne sur 10 présentations, on obtient l'oscillogramme en bas à gauche de cette même figure. Enfin, en bas et à droite, apparaît le résultat obtenu après extraction de la moyenne sur 100 présentations.

Bande passante en mémoire

Classiquement, la bande passante d'un oscilloscope traduit son aptitude à transmettre des sinusoïdes de

fréquence élevée, avec une atténuation inférieure à une limite donnée (— 3 dB en général).

Pour un oscilloscope à mémoire numérique, la bande passante utile dépend à la fois de la fréquence d'échantillonnage, et du mode d'affichage, avec ou sans interpolation : les oscillogrammes de la **figure 14** en administreraient la preuve.

Dans le cas d'une représentation par points, nous avons constaté la nécessité de prélever 25 échantillons environ par période, pour disposer de la représentation convenable d'une sinusoïde. Si F_e désigne la fréquence d'échantillonnage, on pourra donc estimer la bande passante utile B , dans ce cas, à :

$$B = \frac{F_e}{25}$$

De la même façon, puisque 10 échantillons par période donnent une image satisfaisante en interpolation linéaire, la bande passante utile devient, alors :

$$B = \frac{F_e}{10}$$

Enfin, avec une interpolation sinusoïdale, où 2,5 échantillons par période suffisent, on trouvera :

$$B = \frac{F_e}{2,5}$$

Temps de montée utile

Considérons le cas d'un oscilloscope à mémoire numérique utilisé pour l'examen d'échelons à temps de montée très court, et employé avec le mode d'interpolation linéaire, le mieux adapté à ce type de signaux. Le temps de montée apparent, c'est-à-dire celui qu'on pourra lire sur le dispositif d'affichage (tube cathodique), dépend de la position relative des échantillons, et du flanc du signal.

La **figure 16** justifie et précise cette affirmation. En **16 a**, deux échantillons successifs encadrent l'échelon, et aucun n'apparaît pendant la transition. Le segment de droite qui relie les deux points correspondants, se projette donc sur l'axe des temps avec une durée égale à l'intervalle d'échantillonnage, ce qui correspond à un temps de montée apparent (de 10 % à 90 %) de 0,8 intervalle d'échantillonnage : c'est le cas le plus favorable.

Lorsqu'au contraire, comme à la **figure 16b**, l'un des échantillons se situe juste à mi-hauteur de l'échelon, le segment qui matérialise ce dernier joint trois points successifs. Sur l'axe des temps, sa projection atteint 2 intervalles d'échantillonnage, soit un temps de montée apparent de 1,6 intervalle : c'est le cas le plus défavorable, qu'on prendra donc comme temps de montée **utile** de l'oscilloscope.

R. Rateau
(à suivre)

Photo E. — Le modèle 6500 de Biomation offre une fréquence d'échantillonnage de 500 MHz, avec une mémoire de 1 024 mots, et une résolution de 6 bits.

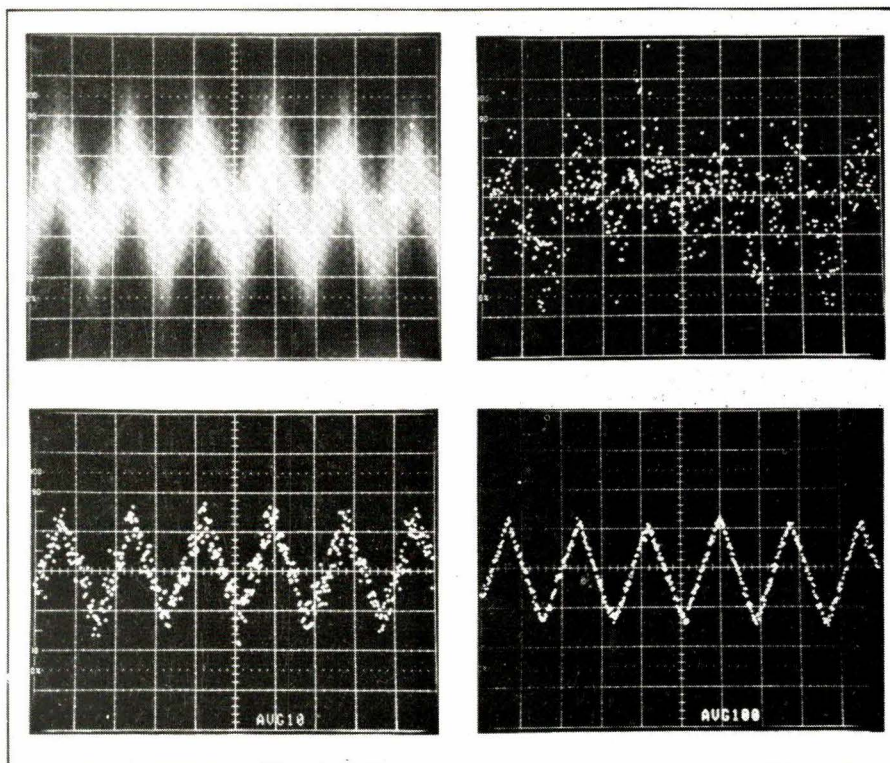


Fig. 15

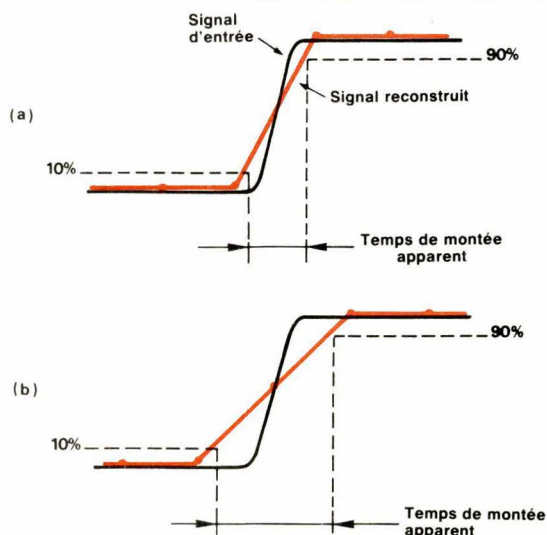
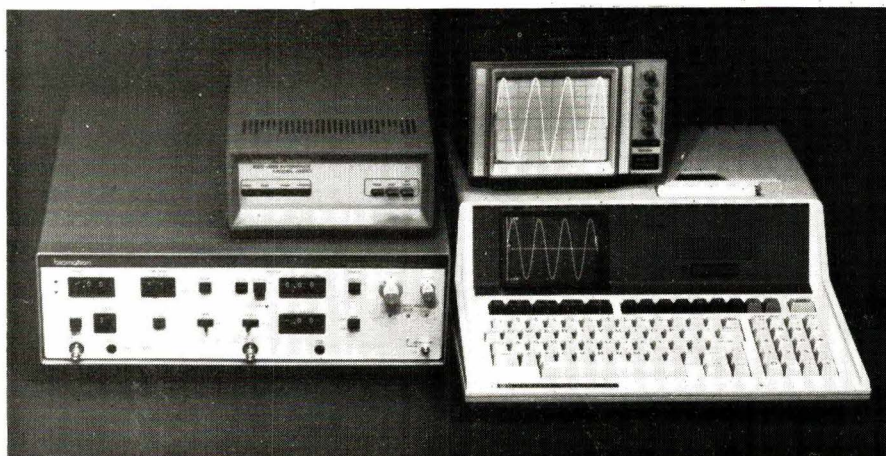


Fig. 16



Composants

MOS contre Bipolaire

Avec l'arrivée des MOS de puissance, les concepteurs et les fabricants d'éléments passifs se sont, de plus en plus, habitués à travailler à des fréquences élevées (jusqu'à 200 ou 300 kHz aujourd'hui).

Cependant, l'admittance de sortie des MOS de puissance haute tension est encore très faible, bien qu'elle ait augmenté dans un rapport de huit depuis cinq ans. Aussi des transistors bipolaires pouvant travailler à des fréquences aussi élevées, mais avec des admittances de sorties beaucoup plus favorables (trois fois plus hautes à surface égale de silicium) sont les bienvenus.

Cet article va ainsi présenter les résultats obtenus avec les bipolaires les plus rapides et les comparer à ceux des MOS de puissance en termes de pertes globales et de coût de mise en œuvre dans le cas d'une alimentation à découpage à 100 kHz.

Introduction

Il y a encore deux ou trois ans, les plus hautes fréquences utilisées pour le découpage des alimentations de puissance ne dépassaient pas 40 à 50 kHz avec les transistors bipolaires les plus performants car les temps de stockage, de descente et de croisement de ces produits, se situaient aux environs de 2 microsecondes, 0,5 et 0,5 microsecondes respectivement. Les pertes par commutation,

$$W = K \cdot T_c \cdot F$$

devenaient prohibitives au-dessus de ces fréquences, malgré l'utilisation coûteuse et les pertes en rendement de dispositifs d'aide à la commutation (« Baker Clamp », « Snubbing », etc.).

Dispositifs par ailleurs difficiles à mettre en œuvre sur les configurations en « totem pole » (demi-pont, bras d'onduleur).

Depuis cinq ans les MOSFET de puissance ont permis aux concepteurs d'augmenter la fréquence de fonctionnement de ces dispositifs à découpage dans le but de diminuer le rapport : volume/watt utile et d'arriver à un optimum : prix de revient / watt utile [1].

Il est bien entendu que cet optimum de fréquence de fonctionne-

ment risque de se situer de plus en plus haut avec une industrialisation poussée des composants passifs HF : capacités, résistances, self-inductances dont un prix de revient décroissant de ceux-ci. Et même si cet optimum se situe à des fréquences couramment utilisées (problèmes de bruit radio-fréquence : blindage et coût très élevé du câblage et de la tôlerie en HF), de toute évidence un composant rapide fonctionnera à ces fréquences avec beaucoup moins de circuits annexes que des composants aujourd'hui classiques ; donc, le coût et les pertes de l'ensemble seront plus faibles.

Résultats : à une fréquence identique : volume/watt avec composant rapide < volume/watt avec composant classique ; coût/watt avec composant rapide < coût/watt avec composant classique.

Le domaine de la rapidité n'est plus exclusivement réservée aux technologies MOS de puissance [2] : les technologies bipolaires qui ont également profité des améliorations apportées au processus de diffusion des composants à forte intégration :

- gravure micronique ;
- implantation ionique ;
- méthodes d'attaques chimiques, etc., et d'une meilleure connaissance des mécanismes de stress progressent également dans le sens de la rapidité et de la robustesse.

Aussi nous allons étudier les avantages et les inconvénients de l'utilisation de ces deux types de produit dans la partie découpage d'une alimentation à 100 kHz, sur 220 V redressé soit 300 V continu et 10 A de courant de charge.

Le MOSFET de puissance

Qualités potentielles

Elles sont les suivantes :

- transfert de puissance élevé ;
- forte impédance d'entrée en basse fréquence ;
- grande vitesse de coupure ;
- $\Delta I_D / \Delta T^\circ$ négatif ;
- linéarité de la transconductance $\Delta I_D / \Delta V_G$;
- pas de second BV, pas de « hot spots » ;
- mise en parallèle facile ;
- pertes faibles en HF ou à faible courant car :

$W_{\text{commutation}} =$

$$\frac{V_I}{2} (t_r + t_f) \rightarrow t_r + t_f \text{ faible en HF}$$

$W_{\text{en ON}} =$

$$I_{D2} R_{\text{ds(on)}} \delta \text{ Faible pour } I_d \text{ faible}$$

Différents types de MOS de puissance

On distingue les différents types de MOS suivants :

- canal horizontal, électrodes coplanaires et électrodes non coplanaires ;
- canal vertical, attaque isotrope et attaque anisotrope (« V groove ») ;
- à structure maillée ou interdigitée.

Nous ne retiendrons ici que les MOS actuellement les plus performants en tension de claquage et en courant, c'est-à-dire le MOSFET à :

- canal horizontal implanté à structure maillée et à électrodes non coplanaires (courant vertical). Types : Hitachi (1976), Hexfet (1979), Sipmos (1979), Motorola (1980) (T MOS).

Modèle simplifié du MOS de puissance [4-5] figure 1

Selon ce modèle valable pour les fréquences des alimentations à dé-

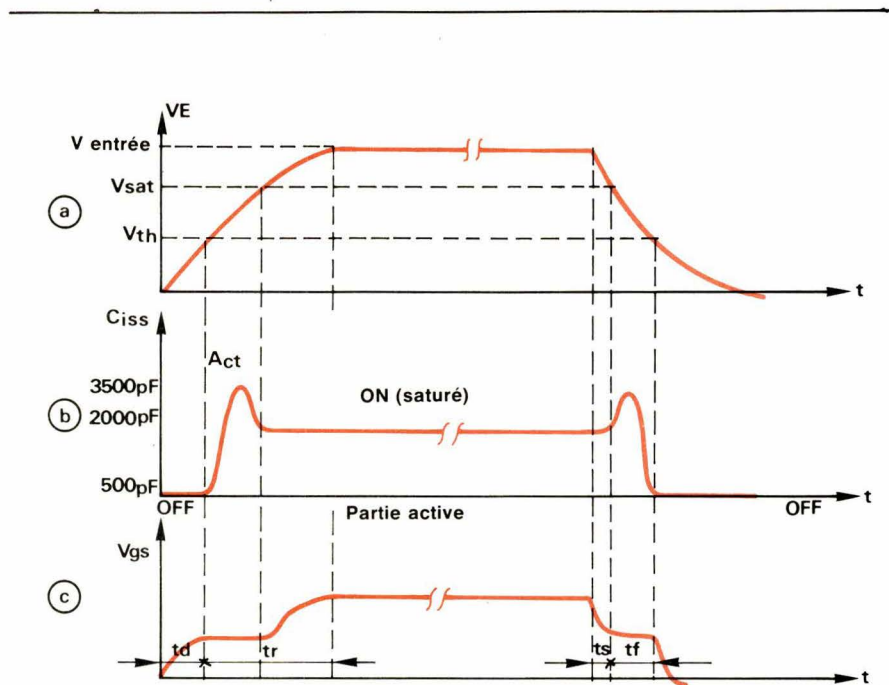


Fig. 3

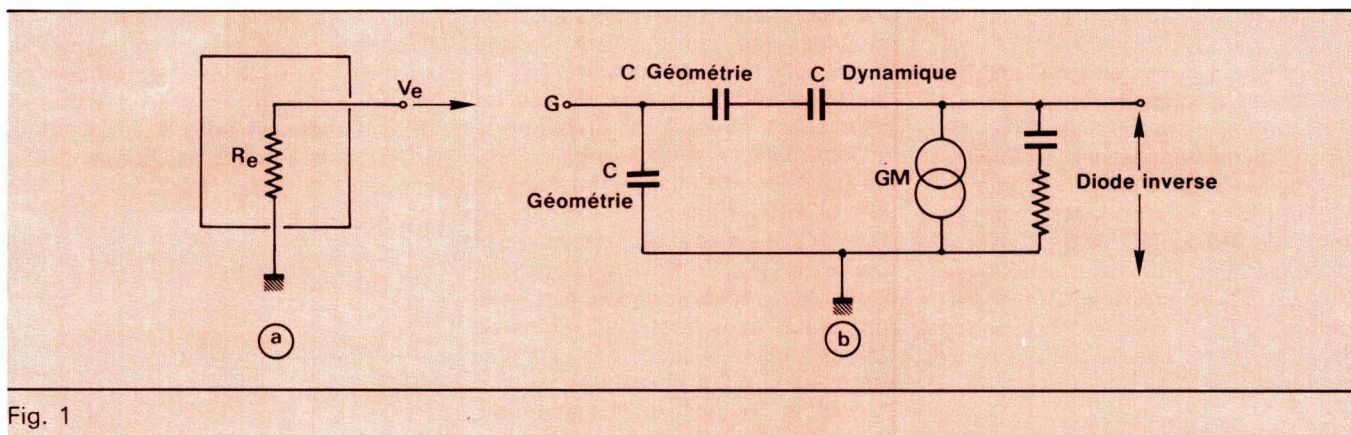


Fig. 1

coupage on s'aperçoit que l'entrée de MOS de puissance est une capacité variable selon l'état de celui-ci.

Si on transforme le graphique de la **figure 2** en $C_{iss} = F(t)$ avec $V_{entrée} = F(t)$ on obtient $V_{gs} = F(t)$ (**fig. 3**).

Cette variation de la capacité d'entrée $C_{iss} = C_{off} = 500 \text{ pF}$ à $C_{sat} = 3500 \text{ pF} = 7 C_{off}$ et à $C_{sat} = 2000 \text{ pF} = 4 C_{off}$ pour le MTM 565 est due aux paramètres suivants :

- C_{off} = capacité géométrique C_{gs} ;
- $C_{act} = C_{gs} + C_d \times \text{gain}$ (effet Miller) ;
- $C_{sat} = C_{gs} + C_d$.

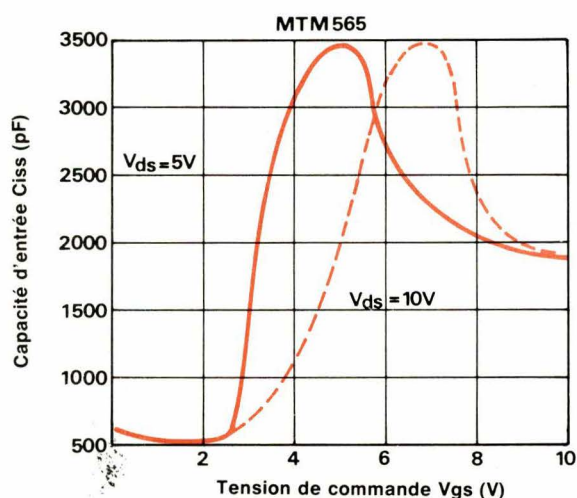


Fig. 2

On retrouve donc sur V_{gs} les temps de montée et descente, de la tension grille dus à cette variation de capacité et on a :

$$t_d = R_e C_{goff} L \frac{V_e}{V_e - V_{th}}$$

$$t_r = R_e C_{gact} L \frac{V_e - V_{th}}{V_e - V_{sat}}$$

$$t_s = R_e C_{gsat} L \frac{V_e}{V_{sat}}$$

$$t_f = R_e C_{gact} L \frac{V_{sat}}{V_{th}}$$

Si on trace le total des temps de commutation

$$t_d + t_r + t_s + t_f = T_{com}$$

en fonction de la tension de source V_e , à résistance de source constante R_e ou à courant de source courant on obtient le graphe de la **figure 4**.

On s'aperçoit que si l'on travaille à courant de source $I_e = \text{constant}$, ce qui est souvent le cas si on ne veut pas dépasser les limites de la commande, les temps de commutation passent par un optimum et ensuite croissent rapidement avec V_e .

Calcul de la polarisation du MOS de puissance MTM 565

Pour 10 A de courant de charge, il est nécessaire d'avoir trois MTM 565 en parallèle, soit $I_d = 3,3$ A par produit, de façon à avoir le même courant maximum que le MJ 16012 (**fig. 5**).

Pour avoir des pertes en « ON » les plus faibles possible il est nécessaire de travailler en saturation, sans toutefois augmenter exagérément les temps de commutation : sur le graphique de la **figure 5** on voit qu'avec une tension $V_{gs} = 10$ V on a un très bon compromis.

On peut voir aussi sur le graphique de la **figure 6** que pour un I_d de 3,3 A on a un R_{dsON} acceptable pour $V_{gs} = 10$ V. On aura donc $W_{on} = R_{dsON} I_d^2 \delta = 1,7 \times 3,3^2 \times 0,5 = 9$ W, pour un rapport cyclique $\delta = 50$ %.

Remarque : Sur cette courbe I_d en fonction de V_{gs} on s'aperçoit qu'elle peut se diviser en trois parties :

- une première partie à I_d faible où $I_d = kV_{gs}^2$;
- une deuxième partie à I_d moyen où $I_d = kV_{gs}$;
- une troisième partie à I_d fort où I_d est indépendant de V_{gs} (**fig. 7**).

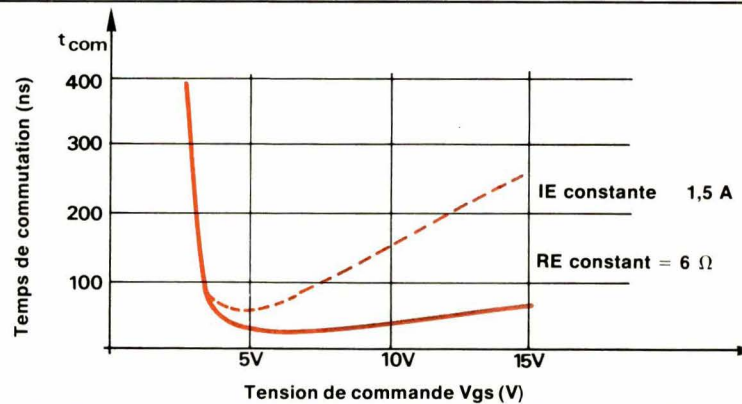


Fig. 4

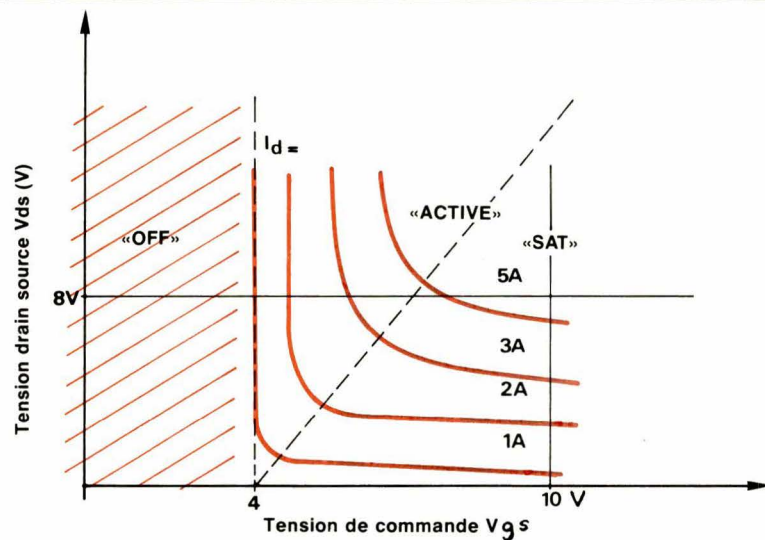


Fig. 5

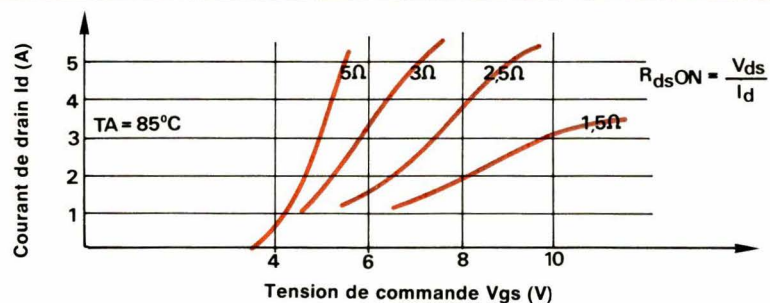


Fig. 6

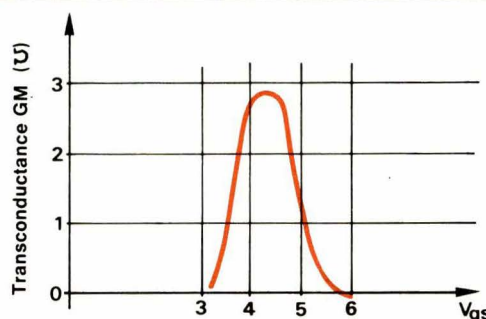


Fig. 7

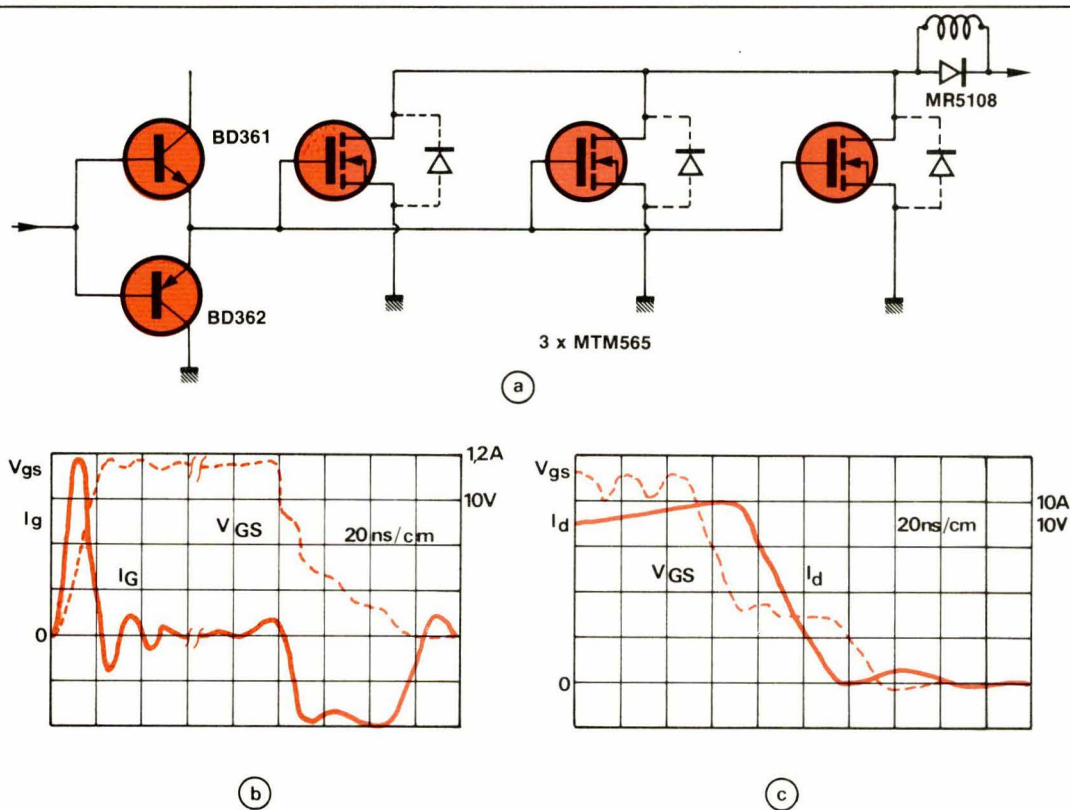


Fig. 24

Le cas du montage utilisant le MJ 16012 est donné à la **figure 25**.

On obtient les résultats suivants.
Fonctionnement à 100 kHz, $\delta = 50\%$ sur radiateur : $t_{SI} = 300$ ns,
 $t_{FI} = 30$ ns.
Température du boîtier = 60 °C.
Puissance dissipée :

$$ON = 1 \text{ V} \times 10 \text{ A} \times \frac{1}{2} = 5 \text{ W}$$

A la commutation

$$(on + off) = \frac{300 \text{ V} \times 10 \text{ A}}{2} \times (20 + 30) 10^{-9} \times 10^5 = 6 \text{ W}$$

Total : 5 + 6 = 11 W.

Soit T boîtier = 3 × 11 + T_A = 35 + 25 ≈ 60°C.

$$T_j = R\theta_{jc} \times P \times T_c = 1 \times 11 + 60 \approx 71^\circ\text{C}.$$

Puissance dissipée par le circuit de commande : $P = RI^2 = 3 \times 1 \approx 3 \text{ W}.$

Or, l'alimentation doit pouvoir délivrer 2 A sur 5 V dans le 2^e cas et 5 A sur - 5 V dans le 1^{er} cas, le transistor PNP doit pouvoir supporter environ 5 A, le NPN 2 A.

Comparaison

On se référera au tableau 1.

Tableau 1

	MOS 3 X MTM 565	BIPOLAIRE MJ16012
Commande	10 V, 1 A pic BD362 : 3 F	5 V 2 A pic 5 V ou RC # 6 F MJE 15029 # 8 F
Energie dissipée par le produit	10 W X 3	11 W
Température boîtier	58 °C	60 °C
Silicium utilisé	44,4 mm ²	41,6 mm ²
Prix pour 1 000 pièces FF/ampère	1981 1982 1984	5 4 2,3

La commande la plus économique qui réalise le mieux ces courbes est une commande de type RC : **figure 10**.

Ou une commande à R_e pratiquement nul et courant assez élevé de type totem pole (**fig. 11**).

D'ailleurs on a pour T_{fi} et T_{si} des courbes en fonction de I_d telles que celles de la **figure 12**.

Mise en parallèle

Nous avons vu qu'il fallait mettre en parallèle 3 MOS de puissance MTM 565. Quels sont les problèmes à résoudre ?

● Dispersion des R_{dson} [6]

Sélectionner les R_{dson} à la température de fonctionnement n'est pas obligatoirement une optimisation : en effet, si l'on a 3 MOS avec des R_{dson} égales à la moyenne des R_{dson} de ces produits, c'est le cas le plus défavorable pour la puissance dissipée totale et par produit, ils travailleront à des températures plus basses si par exemple il y en a un qui a une R_{dson} inférieure à la moyenne de la ligne.

Cependant avec un R_{dson} faible va un C_{iss} un peu plus élevé, nous risquons donc d'avoir des pertes par commutation plus élevées, le bilan global montre que la dispersion des R_{dson} n'est pas très importante pour la mise en parallèle.

● Dispersion des transconductances

Mesurée sur cent MTM 565 de lots différents à $V_{ds} = V_{gs} = 10$ V. Cette dispersion est très acceptable pour ce type de produit (**fig. 13**).

● Dispersion des tensions de seuil V_{th}

Comme il est très difficile de trier le V_{th} à toutes les températures de fonctionnement, il est beaucoup plus simple de prévoir une commande de grille à fort gradient dv/dt (cas des commandes optimum que nous avons vu : RC ou $R_e = 0$) pour éviter d'avoir un produit à faible V_{th} qui doit supporter toute la charge pendant quelques instants.

Mais il faut maintenant s'occuper des problèmes thermiques.

● Problèmes thermiques

Le produit qui supporte le plus de courant chauffe le plus, sa R_{dson}

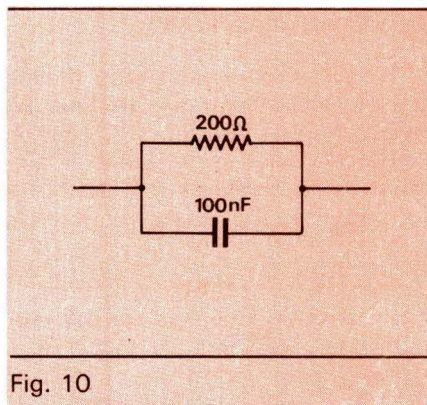


Fig. 10

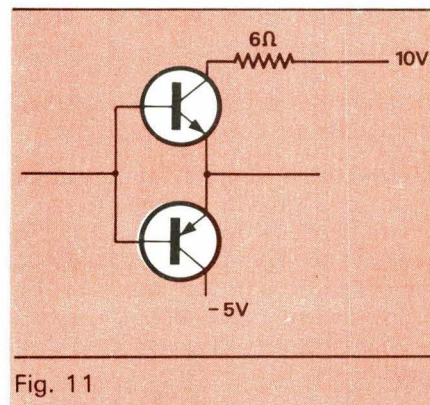


Fig. 11

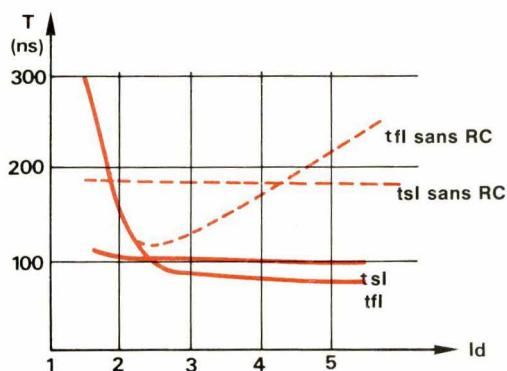


Fig. 12

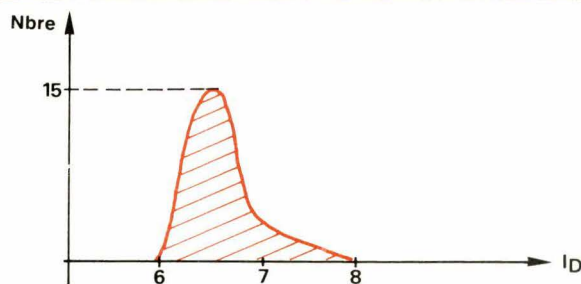


Fig. 13

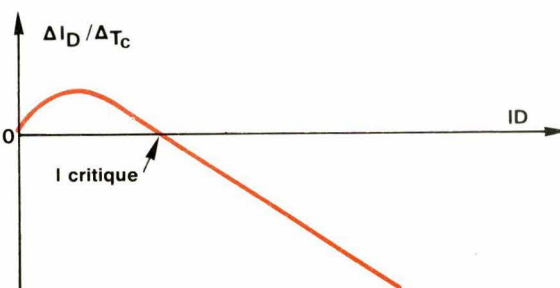


Fig. 14

augmente, I diminue et la dispersion des courants a tendance à s'équilibrer (coefficient thermique négatif).

Remarques très importantes pour les systèmes à MOS de puissance devant fonctionner à charge variable.

Pour les MOS de puissance haute tension, $\Delta I_D / \Delta T_c$ peut devenir positif au-dessous d'un courant critique I_c égal à environ

$\frac{I_c \text{ normal}}{3}$ soit pour un MTM 565 $1,5 < I_c < 2$ A (**fig. 14**)

La première partie de la courbe $\Delta I_D / \Delta T_c = F(I_D)$, de zéro à I critique est surtout dominée par l'effet de variation de la tension de seuil V_{th} en fonction de la température.

V_{th} baisse quand T_c augmente et donc I_D augmente quand T_c augmente. Ensuite la courbe $\Delta I_D / \Delta T_c$ devient négative car l'effet de la température sur les porteurs du canal devient prépondérant : quand le T_c augmente μ descend et I_D descend quand T_c augmente.

Aussi lorsqu'on a des MOS en parallèle sur charge variable le cas le plus défavorable est le cas des charges faibles.

Remarque importante sur les dérives thermiques

On a :

$$R_{dson} = R_{on} 25^\circ (1 + \alpha)^{T - 25}$$

avec $\alpha \approx 0,007$ par degré C

Cela veut dire que :

$$R_{dson} 100^\circ C = 1,7 R_{dson} 25^\circ C$$

$$R_{dson} 125^\circ C = 2 R_{dson} 25^\circ C$$

La puissance dissipée en ON est :

$$W = I_D^2 R_{dson} \delta$$

Dans la plupart des circuits à découpage I_d est fixé par le circuit extérieur et donc : si la température croît, R_{dson} croît et W croît.

On peut donc avoir une *dérive thermique avec des MOS de puissance* si nous n'avons pas un radiateur bien adapté (fig. 15).

En effet : $T_j = T_a + \theta_{jA} W$ et $W = (I_{rms})^2 R_{on} (1 + \alpha)^{T_j - 25} + P_{commut} + P_{fuite}$.

Si θ_{jA} (résistance thermique jonction - ambiante) est trop forte, la droite descend et ne coupe plus la courbe $W = F(T_j)$, d'où dérive thermique.

Quand θ_{jA} est bien adapté, et si la température de jonction initialement est $> T_2$ ou $< T_1$, la puissance dissipée est supérieure à la puissance que peut transmettre la jonction à l'environnement ; donc, T_j croît jusqu'à T_1 dans le 2^e cas ou le produit meurt dans le 1^{er} cas.

Si $T_i < T_j < T_2$ la température décroît et on a un état stable sur T_1 , toutes choses étant égales par ailleurs, en particulier la température ambiante T_a .

● Influence du câblage

Il est toujours primordial d'avoir un câblage symétrique tel que $L_1 = L_2$ et $L_3 = L_4$ (fig. 16), pour ne pas avoir des effets parasites au moment de la commutation (surtout à la coupure sur charge inductive quand on a un fort di/dt).

Remarque : un câblage symétrique a aussi un effet bénéfique sur des produits qui auraient des V_{th} différents : par exemple, si $V_{th2} > V_{th1}$, Q_2 s'arrête avant Q_1 , di/dt dans L_4 crée une chute de tension : $L_4 di/dt$ dans le sens indiqué et tend à faire croître le V_{gs} de Q_2 , ou décroître le V_{gs} de Q_1 , ce qui tend à rééquilibrer les produits pendant les transitions de mise en service ou de coupure.

Protection

● Protection de la grille

L'oxyde qui sépare la grille du drain et de la source à une épaisseur assez faible (pour avoir un grand C_o , donc un courant I_d assez élevé) et celui-ci est susceptible de percement par suite de surtensions.

Une protection par diode Zener classique ou intégrée est souvent insuffisante et apporte une capacité d'entrée supplémentaire non négligeable. La meilleure solution que nous ayons trouvée est l'utilisation de l'effet Zener d'une jonction émetteur-base d'un petit transistor To 92 qui présente une capacité faible (quelques picofarads), **figure 17**.

Cette solution a aussi l'avantage de protéger la gate contre un pic inverse de tension par conduction directe de cette diode.

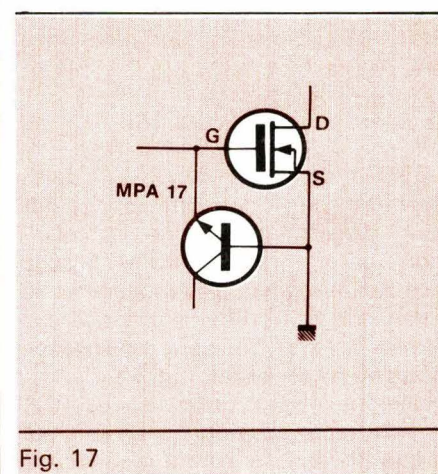


Fig. 17

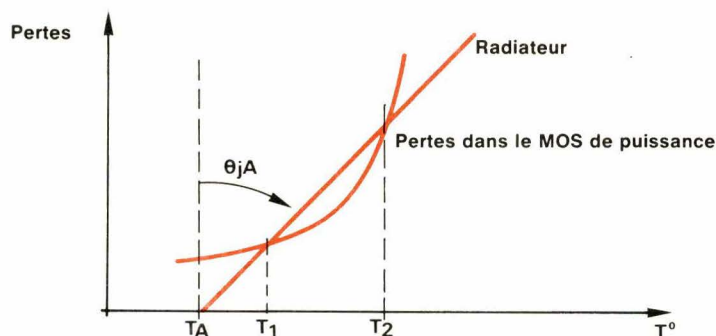


Fig. 15

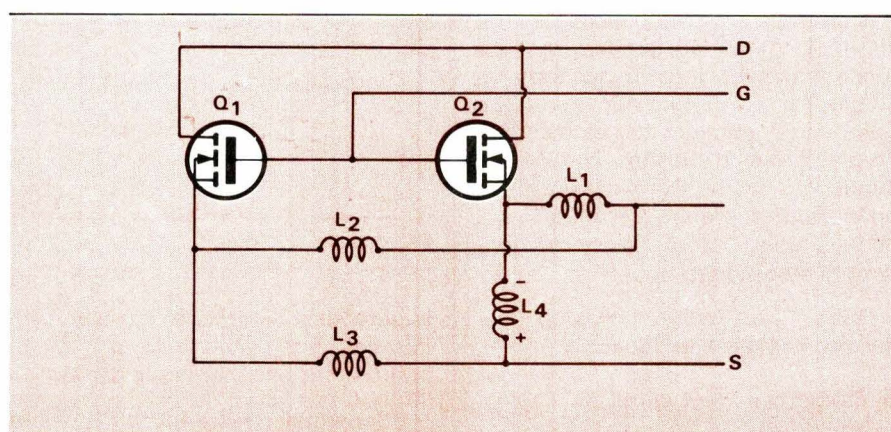


Fig. 16

● **Protection du MOS de puissance**

Les protections économiques que nous avons trouvées pour protéger le MOS contre les surtensions dues à la coupure sont la diode de « roue libre » fast recovery MR 5108 ou mieux, 3 Zeners de puissance supresseuses de transitoires MOSORB, 1N 6281A.

● **Protection contre les oscillations parasites en HF**

Le gain élevé des MOS, l'apparition de résistance négative du MOS lui-même en HF et les circuits résonnants parasites de l'application peuvent assez facilement générer des oscillations parasites en HF ; plusieurs solutions sont possibles :

- ajouter une résistance de grille au détriment des temps de commutation ;
- ajouter une petite capacité de 100 pF entre drain et source ;
- enfin, ajouter des perles de ferrites sur certaines des connexions des MOS de puissance ; pour les MOS en parallèle, attention à garder la symétrie.

Transistors bipolaires

très rapides

« Switchmode III »

La famille « Switchmode III » couvre la gamme de courant 3 A-15 A à 850 V BVces ; nous avons utilisé le MJ16012, 15 A, 850 V, pour notre application.

Le paramètre le plus sensible pour les produits en commutation est l'aire de sécurité en commutation : l'apparition de fortes densités de courant et de points chauds, particulièrement à la coupure, étaient un fort handicap pour les produits bipolaires.

L'idée d'une géométrie d'émetteur (émetteur creux) qui élimine ces points chauds est maintenant réalisable avec les nouvelles technologies de « wafer processing » qui combinent un bon rapport périmètre d'émetteur/surface ; elle a aussi pour résultat des temps de commutation qui se rapprochent de ceux des MOS de puissance avec une aire de sécurité en polarisation inverse (RBSOA) beaucoup plus large que précédemment, mais toujours influencée par la polarisation de celui-ci à ce moment-là (fig. 18).

Choix de la polarisation

A l'aide du réseau de courbes (fig. 19) $I_c = F(I_b) | V_{ce}$ et du réseau $I_c = F(I_b) | T_s$, on peut choisir un rapport I_c/I_b , tel que V_{cesat} soit faible pour minimiser les pertes en ON et un T_s aussi faible que possible compatible avec la fréquence qu'on désire utiliser et le δ maximal pour avoir une bonne efficacité ; on voit que 10 A/1 A permet d'avoir $V_{ce} = 1$ V mais un $t_s = 400$ ns.

Différentes commandes possibles

● **Totem pole**

Cette commande doit fournir le courant I_b et doit permettre d'extraire rapidement les porteurs dans le transistor pour avoir un bon t_s et un bon t_f ; ainsi qu'une bonne immunité au dV/dt (fig. 20).

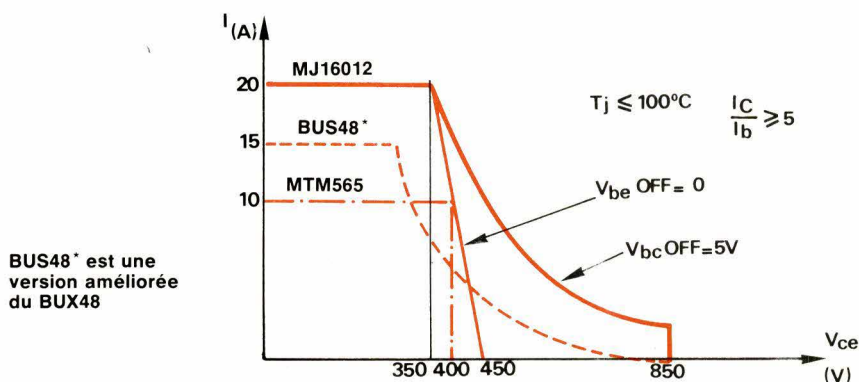


Fig. 18

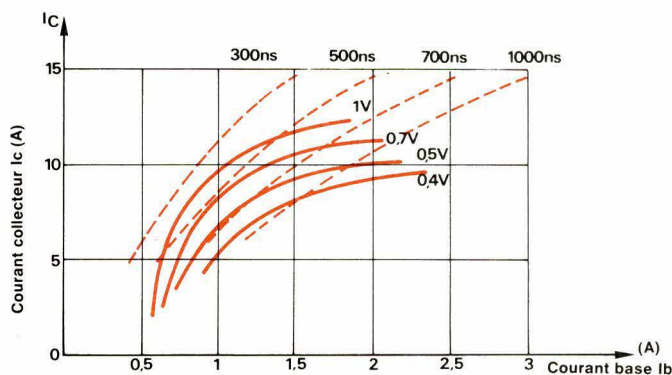


Fig. 19

Les deux transistors de commande BD 361/MJE15029 sont des transistors planar rapides en boîtier 77 (peu coûteux) et en TO 220 pour le PNP.

Le MJE 15029 a été choisi en produit plus performant de façon à obtenir un I_{b2} d'extraction = $I_C/2$ maximum pour optimiser le T_s et la forme de T_f [7].

● Totem pole à la masse et RC d'accélération

Ce montage économise une alimentation auxiliaire mais peu d'immunité au dV/dt (fig. 21).

● Totem pole ou - 5 V et RC

C'est le meilleur circuit, mais un peu plus coûteux (fig. 22).

Bilan

Les montages utilisés sont ceux des figures 23 et 24.

Le bilan est le suivant.

Fonctionnement à 100 kHz, $\delta = 50\%$ sur radiateur : $t_{si} = 100$ ns, $t_{fi} = 20$ ns.

Température de chaque boîtier = 58 °C.

Puissance dissipée :

$$ON = \frac{1,7 \Omega \times 10 A^2}{3} \times \frac{1}{2} \approx 28 W$$

pour 3 MOS ou 9 W par MOS.

A la coupure :

$$\frac{300 V \times 10 A}{2} \times 20 \times 10^{-9} \times 10^5 =$$

3 W pour 3 MOS

Total : 10 W par MOS.

La résistance thermique boîtier-ambiante est environ égale à 3 °C/W d'où : $T_{boîtier} = 3 \times 10 + T_A = 25 + 25 = 55$ °C.

Température jonction = $R\theta_{jc} \times P + T_c = 1,5 \times 10 + 55 \approx 70$ °C.

Puissance dissipée par le circuit de commande : il faut charger et décharger les capacités du MOS, soit 3,5 nF sous 10 V.

$$P = \frac{1}{2} CV^2 F =$$

$$\frac{1}{2} 3,5 \times 10^{-9} \times 10^2 \times 10^5 = 17 mW$$

Mais l'alimentation doit pouvoir délivrer :

$$I = \frac{CV}{t} = \frac{3,5 \times 10^{-9} \times 10}{10^{-8}} = 1 A,$$

pendant 10 ns.

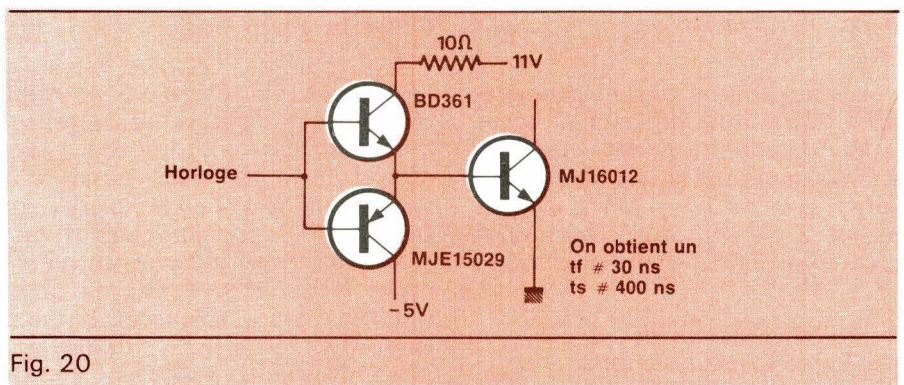


Fig. 20

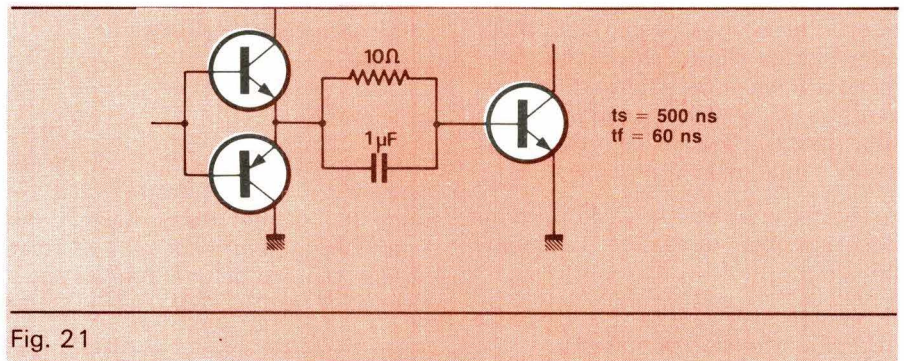


Fig. 21

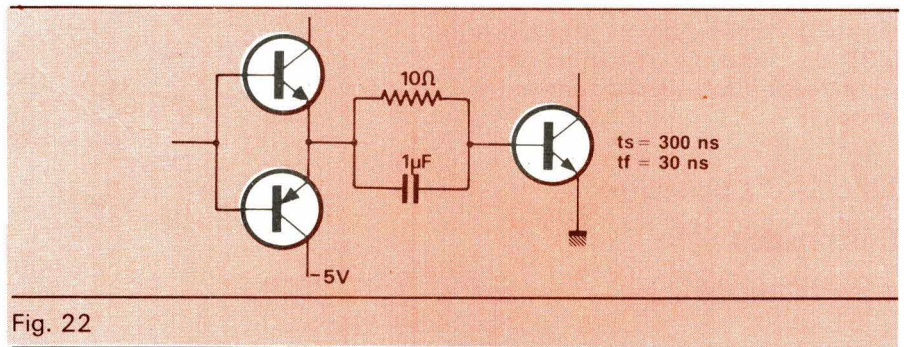


Fig. 22

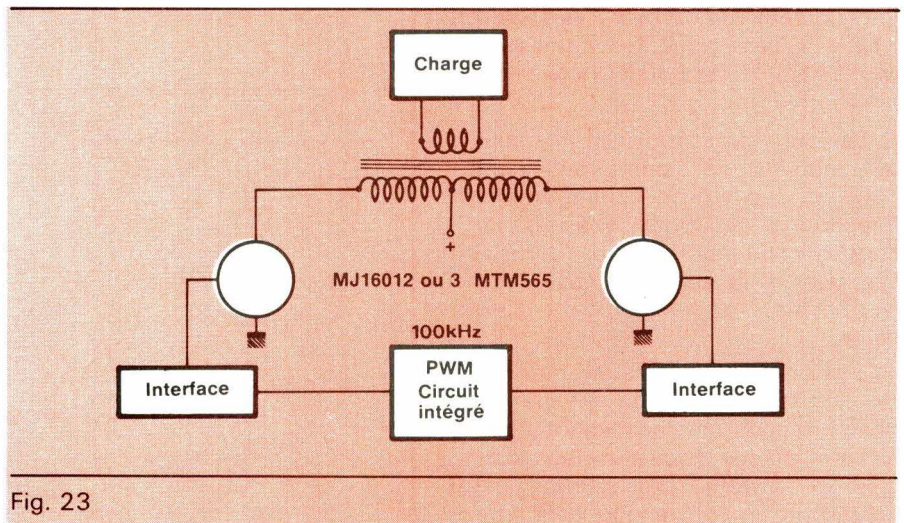


Fig. 23

Ce phénomène est spécifique aux MOS haute tension à canal court à zone de drift N⁻ peu dopée, il peut s'expliquer par un mécanisme de modulation de la résistance R_{dson} (fig. 8).

Les cas sont les suivants :

- V_{g1} = MOS bloqué, aucun courant ne circule. Zones dépeuplées de part et d'autre de la jonction P⁺ N⁻.
- V_{g2} = diode polarisée en inverse, canal de conduction pincé.

Densité des porteurs libres faible devant les impuretés ionisées. La partie volumique de la zone N⁻ est considérée comme une zone neutre à champ constant qui agit comme une résistance série.

- $V_{g3} > V_{g2}$: toujours en saturation.

Configuration qualitative du champ électrique à peu près identique mais la valeur absolue dans N⁻ augmente avec le courant.

- $V_{g4} > V_{g3}$ = quasi saturation.

V_{g4} atteint une valeur critique du champ E (1 à 3 V/ μ m), au-delà de laquelle les porteurs libres se déplacent à vitesse constante.

Pour assurer la continuité du champ entre le canal et la zone N⁻ la densité des porteurs libres de N⁻ croît (l'ensemble des porteurs majoritaires de cette zone N⁻ se déplaçant à vitesse limitée est insuffisante pour soutenir le champ électrique) ; il se produit donc une injection du canal dans la zone N⁻ du drain.

Après avoir vu ce phénomène, on serait tenté d'utiliser un V_{gs} près de 5 V pour avoir la meilleure transconductance, mais dans notre cas d'alimentation à découpage il n'est pas question d'utiliser ce dispositif pour sa linéarité mais plutôt de trouver une commande de grille qui minimise les pertes en ON sans trop pénaliser les pertes par commutation.

Temps de commutation probables sur la tension grille pour le MTM 565

On a les relations suivantes :

$$\begin{aligned}
 - V_{th} &= 3,5 \text{ V}, t_d = T_e C_{off} L \frac{V_e}{V_e - V_{th}} \\
 - t_d &= 6 \times 5 \times 10^{-10} L \frac{10}{10 - 3,5} \\
 &= 3 \times 0,5 = 5 \text{ ns}
 \end{aligned}$$

$$- tr = 6 \times 3,5 \times 10^{-9} L \frac{10 - 3,5}{10 - 8}$$

$$= 21 \times 10^{-9} \times 1,2 = 25 \text{ ns}$$

$$- ts = 6 \times 2 \times 10^{-9} L \frac{10}{8}$$

$$= 12 \times 10^{-9} \times 0,22 = 3 \text{ ns}$$

$$- tf = 6 \times 3,5 \times 10^{-9} L \frac{8}{3,5} = 21 \text{ ns}$$

Selon ces formules on peut définir une commande de grille idéale pour minimiser les temps de commutation :

– avoir R_o à l'amorçage et à la coupure la plus faible possible ;

– avoir V_o le plus fort possible à l'amorçage et le plus près possible de V_{sat} avant la coupure (fig. 9).

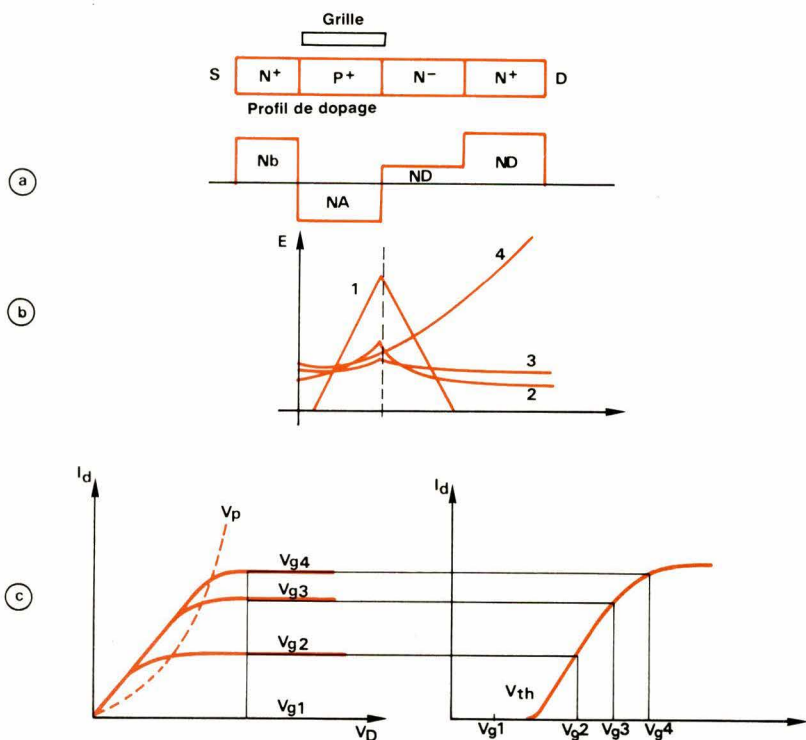


Fig. 8

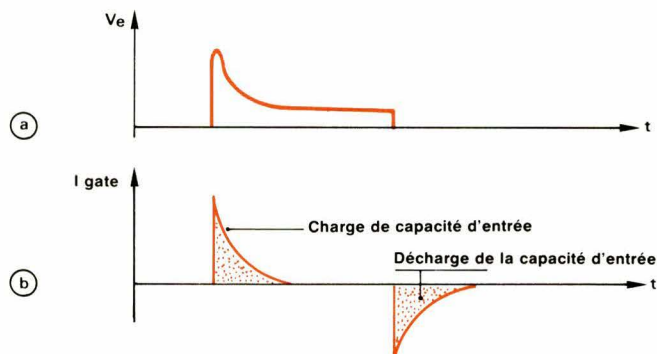


Fig. 9

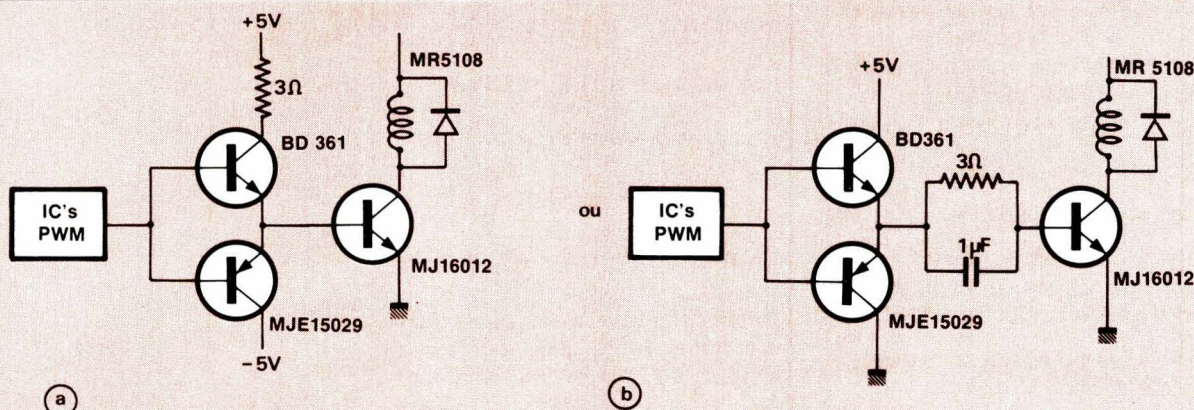


Fig. 25

Pour une alimentation à 100 kHz, 10 A, 300 V, on peut donc avoir avec une électronique meilleur marché, des performances pratiquement identiques avec des produits bipolaires haute tension.

Nous pouvons nous demander si 3 power MOSFET en parallèle ne sont pas plus chers qu'un MOSFET avec une grosse puce. La réponse est aisée : quand la surface d'une puce est multipliée par 3, le rendement « Wafer processing » décroît selon un facteur supérieur à 3 (peut-être 5 ou 6), donc le coût d'un gros produit est supérieur à celui de 3 petits produits.

Conclusion

Nous avons pu démontrer que pour un convertisseur de puissance moyenne, en haute tension, en fréquence relativement élevée (100 kHz), un produit bipolaire est très compétitif et possède au moins une fiabilité identique.

Cependant, si nous traçons la variation de température du boîtier TO3 d'un MOS de puissance, d'un produit switchmode III et d'un produit classique switchmode I, type BUX 48, nous obtenons la figure 26.

Sur ce graphique, nous voyons donc que jusqu'à 150 kHz, ce produit est très compétitif.

Par contre, un produit classique « décroche » déjà à partir de 50 kHz.

On peut démontrer d'autre part qu'au-dessous d'un BVDSS de 200-300 V, la $R_{ds(on)}$ des MOS de puissance ne dépend que de facteurs géométriques ; on peut donc améliorer celle-ci avec des améliorations technologiques au niveau de la pré-

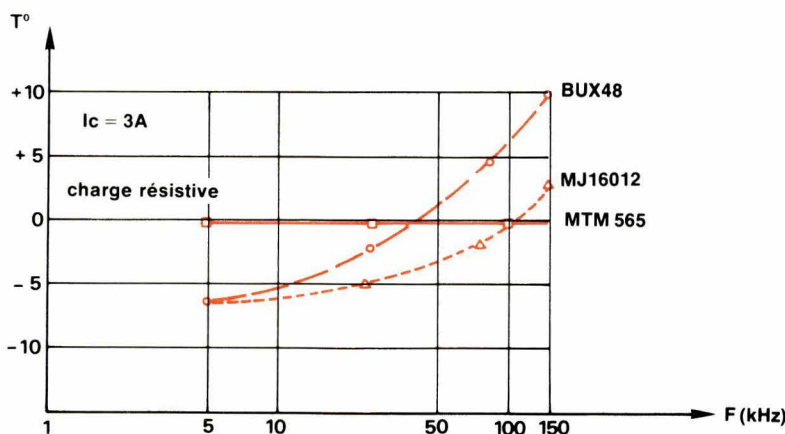


Fig. 26

sion de la gravure : si on diminue par deux les dimensions du drain et du canal, on diminue par quatre la $R_{ds(on)}$!

Par contre, au-dessus de ce BVDSS de 200-300 V, la $R_{ds(on)}$ ne dépend plus que du BV et devient indépendante de facteurs géométriques :

$$(R_{on} S)^{-1} = K V_{BR}^{-2,5}$$

Actuellement, les améliorations technologiques que l'on peut apporter aux produits du commerce ne sont que de 30 à 50 %, alors que pour être compétitifs avec les bipolaires (switchmode III) haute tension, cette $R_{ds(on)}$ devrait s'améliorer dans un facteur de 3.

VCEsat max pour le MJ 16012 à 10 A/1 A = 2 V, soit $R_{on} \max = 0,2 \Omega$.

Le MTM 565 a une $R_{ds(on)}$ de 1,1 Ω à 25 °C, soit à 100 °C $R_{ds(on)} = 1,1 \times 1,7 = 1,9 \Omega$.

La surface de silicium d'un MTM 565 est le tiers de celle du

MJ 16012 d'où pour la même surface :

$$R_{on} \text{ équivalente} = \frac{1,9}{3} = 0,63 \Omega$$

à 20 °C

soit $R_{ds(on)} \text{ MOS} = 3 R_{on} \text{ MJ 16012}$.

On peut donc dire que pour les technologies actuelles de MOS de puissance utilisant les mêmes phénomènes physiques, les produits haute tension n'atteindront jamais les performances des produits bipolaires en termes de perte en conduction. Pour les produits basses tensions (< 200 V), tous les espoirs sont permis, d'autant plus que les MOS de puissance actuels ont des $R_{ds(on)}$ comparables à celles des bipolaires correspondants.

Le seul espoir pour les produits haute tension est de diminuer dans de fortes proportions la $R_{ds(on)}$ et d'utiliser d'autres phénomènes physiques, exemple le MOS thyristors : en laboratoire, il a déjà été réalisé

par *Motorola*, des structures avec un BVDSS de 500 V 20 A et une Rdson équivalente de 0,08 Ω .

Ce que les MOS de puissance apportent aujourd'hui, c'est donc :

— une meilleure linéarité que les bipolaires, ce qui les rend surtout utiles en amplification ;

— à cause du compromis Rdson/BVDss, les MOS sont surtout utilisables en dessous de 200 V de BVDss, donc pour des applications de type : téléphone, en automobile, et comme commande de produits bipolaires. Et cela d'autant plus que leurs temps de commutation indépendants de la température, leur commande de grille très simple à basse fréquence et leur consommation pratiquement nulle, les rendent très compétitifs dans ces domaines ;

— un meilleur coefficient de transfert de puissance qui les rend irremplaçables lorsqu'on veut obtenir de forts rendements sous faible volume, et en relais.

Pour ces produits rapides, aussi bien MOS de puissance que switchmode III, il existe une possibilité d'utilisation non négligeable, insuffisamment explorée jusqu'ici : c'est le domaine déjà bien connu des basses fréquences (jusqu'à 50 kHz).

En effet, leur meilleur RBSOA et leur rapidité (moindres pertes en commutation) les rendent très attrayants car ils ne demandent pas de circuits annexes d'aide à la commutation, de diode d'antisaturation et donc le prix de revient global sera plus faible avec ces nouveaux produits : l'efficacité et la fiabilité en seront augmentées. Ainsi :

● Un BUX 48A à 25 kHz à 10 A/1 A 300 V sur charge inductive donne un Tf de 200 ns et un ts de 1 μ s sans circuit d'aide à la commutation, ni diode d'antisaturation et l'on a :

$$P_{\text{commut}} = \frac{300 \times 10}{2} =$$

$$(200 + 100) 10^{-9} 2 \times 10^3 = 10 \text{ W}$$

$$P_{\text{on}} = \frac{2 \times 10}{2} = 10 \text{ W à } \delta = 50 \%$$

Total : 20 W.

● Un MJ 16012 avec la même commande de base, BD 361 + MJE 15029 sans aucun circuit d'aide, nous donne : tf = 50 ns, ts = 500 ns, donc :

$$P_{\text{commut}} = \frac{300 \times 10}{2} =$$

$$(50 + 20) 10^{-9} 2 \times 10^3 = 2,5 \text{ W}$$

$P_{\text{on}} = 10 \text{ W à } \delta = 50 \%$
Total : 12,5 W.

Si l'on admet un $R\theta_{JA}$ ambiante pour les deux produits de 3 $^{\circ}\text{C/W}$, on obtient :

T jonction BUX 48 + 25 + 20 \times 3 = 85 $^{\circ}\text{C}$.

T jonction MJ 16012 = 25 + 12,5 \times 3 = 62,5 $^{\circ}\text{C}$,

soit également une meilleure fiabilité et cela d'autant plus qu'à la coupure, le MJ 16012 a une meilleure aire de sécurité (RBSOA).

Remerciements

L'auteur remercie M. J.-P. Bruniquel, ingénieur d'application *Motorola* pour la réalisation de nombreux essais avec les MOS de puissance et les switchmode III, ainsi que M. P. Rossel, directeur de recherche au laboratoire d'automatique et d'analyse des systèmes (CNRS) de Toulouse pour de fructueuses discussions au sujet des MOS de puissance haute tension.

P. Aloisi

Motorola semiconducteurs

Bibliographie

[1] « Design of high efficiency off line converters above 100 kHz », Rudolph Severns et David Sommers, *Powercon 5*.

[2] « A new bipolar high frequency power switching technology eliminates load line shaping », WR skandore, *Powercon 7*.

[3] « MOS de puissance, relaxation thermique », Thèse de Docteur Ingénieur, Toulouse, oct. 80, par Mario Gamboa Zuniga.

[4] « Etude des propriétés dynamiques transistors MOS à canal vertical », doctorat en sciences, Toulouse, oct. 79 par G. Guegan.

[5] « Characterization and implementation of Power MOSFETS in switching converter », Erikson, Behen, Middlebrook, Cuk *Powercon 7*.

[6] « The Power MOSFET as a switch from a circuit designer's perspective », (D. Gyma - J. Hyde - D. Schuats, *Powercon 7*.

[7] « Designing optimal base drive for high voltage switching transistor », Db Bell, *Powercon 7*.

[8] « Temperature rise study », *Motorola internal note*, Al Pshaenich.



VOUS PROPOSE POUR AMELIORER LE RENDEMENT DANS

- Les Convertisseurs DC.DC
- Les Alimentations à découpage
- Les Amplificateurs magnétiques

DES TORES A RUBAN EN "METGLAS®"



Pertes fer réduites à 100 kHz
Induction 1,5 à 1,6 T

Metglas® : marque déposée par Allied Corporation, pour les Matériaux Magnétiques Amorphes.

Agent exclusif :

BFI Electronique

9, RUE YVART - 75015 PARIS

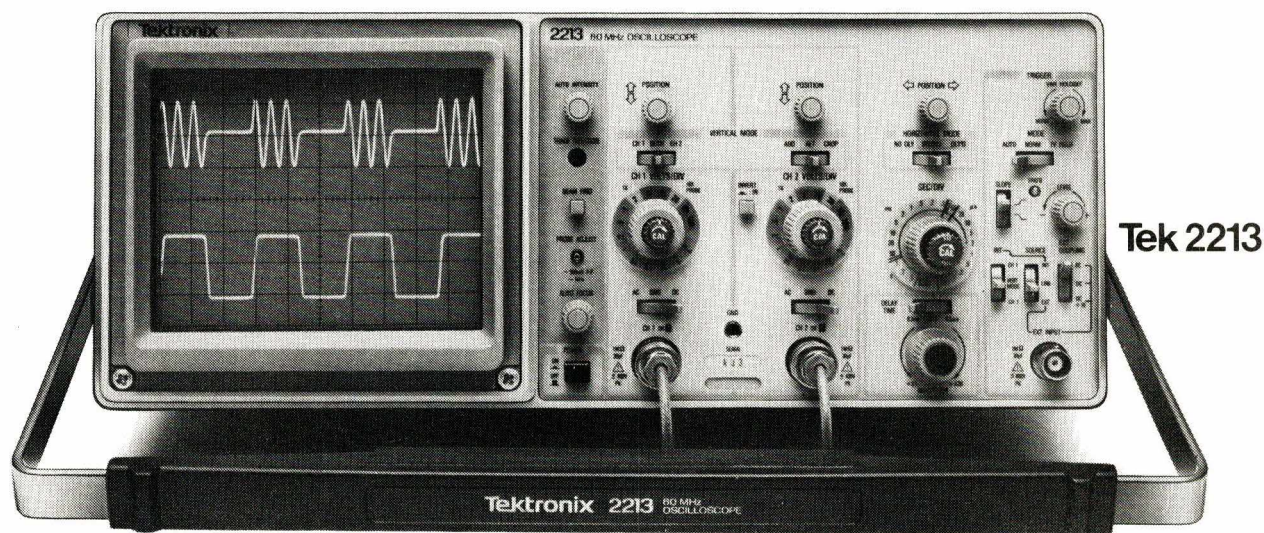
TÉL. : 533-01-37 +

SERVICE-LECTEURS N° 242

TEK 2200 OSCILLOSCOPES
POLYVALENTS

Prix HT au 8 Février 1982 (2 sondes incluses).

7890 Francs.



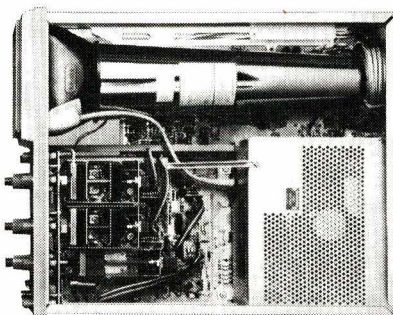
Plus de performances, des prix plus bas:

Moins de câblage
que sur tout autre
oscilloscope.

Alimentation haut
rendement.

Pas de
ventilateur.

Moins de
connecteurs.



Moins de circuits
imprimés.

Meilleur accès pour
la maintenance.

Moins d'éléments
mécaniques que
sur tout autre
oscilloscope.

6,1 kg.

La solide réputation de Tektronix en matière d'oscilloscopes est largement reconnue dans le monde entier. Encore faut-il la justifier en créant les outils que le progrès et les nouveaux besoins commandent, quitte même à rompre avec la tradition. C'est ce que fait Tektronix avec la série 2200.

Avec les 2213 et 2215, c'est une nouvelle génération d'oscilloscopes qui entre en scène : des oscilloscopes d'usage général qui intègrent des progrès technologiques permettant l'accès à des performances particulièrement élevées pour un niveau de prix particulièrement bas.

Cela n'a pu être rendu possible qu'en faisant appel au plus haut niveau de sophistication : la simplicité. Ainsi, le nombre de composants mécaniques a été réduit de 65%, les câblages de 90% et le nombre de circuits imprimés restreint, (un seul circuit pour le 2213).

CARACTERISTIQUES ET PERFORMANCES

Bande passante
deux voies - de 0 à 60
MHz à 20 mV/div., de 0
à 50 MHz à 2 mV/div.

Poids
6,1 kg (6,8 kg avec
capot et pochette - en
option).

Vitesses de balayage
de 0,5 s. à 0,05 μ s. (5
ns/div. avec une
expansion de 10 x).

Sensibilité
facteurs de déflexion de
100 V/div. (sonde 10x) à
2 mV/div. (sonde 1x) -
Précision $\pm 3\%$
Couplage alternatif

(AC) et continu (DC)

**Mesures en
balayage retardé**
2213 : balayage normal,
intensifié après retard et
retardé; retards de
0,5 μ s à 4 ms.

2215 : précision de la
mesure en balayage
retardé portée à $\pm 1,5\%$.
Mode de balayage A
seul, B seul, A et B
alterné avec A intensifié
par B; B démarre ou est
déclenché après le
retard.

**Système de déclen-
chement compre-
nant les modes**

trame TV, normal,
auto, en interne et en
externe et déclenche-
ment réseau; "hold off"
variable; déclenche-
ment séparé de B
(2215).

Nouvelles sondes

P6120
hautes performances,
fixation efficace, 60
MHz et 10-14 pF en
bout de sonde; faible
poids, câbles souples;
nouveaux embouts

pour les circuits intégrés
et pour les composants
de petit diamètre.

**Commodité de la
mesure**
luminosité et focalisation
automatiques de la trace,
et localisation des
signaux hors écran.

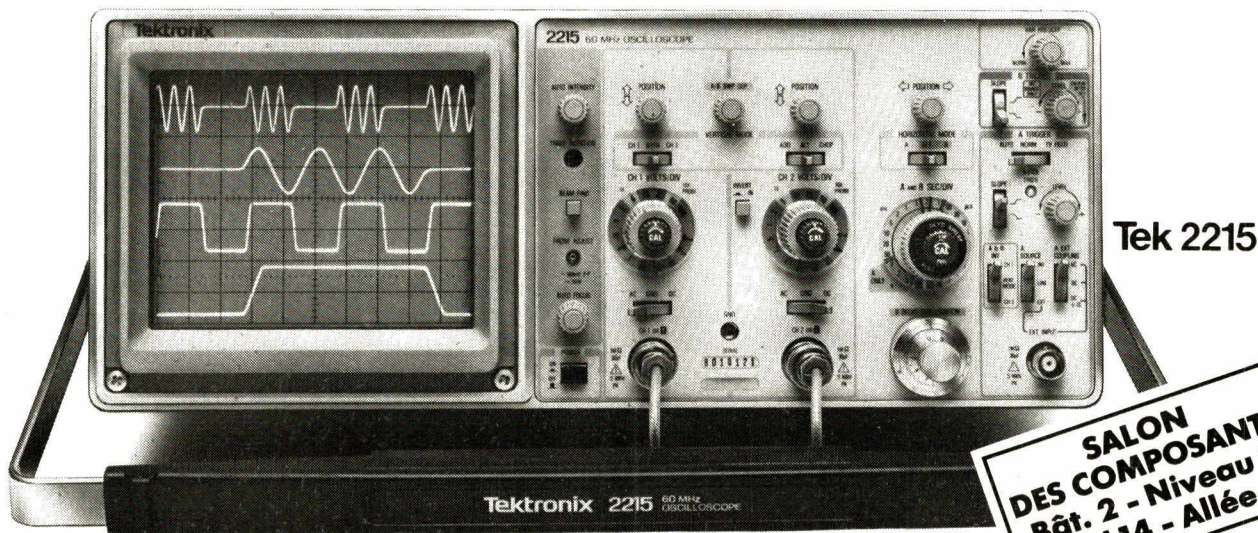
Mesure plein écran :
8 x 10 cm.

**Commodité
d'emploi**
fonctionnement
automatique de 90 à
250 volts, 48 à 62 Hz.

LA REFERENCE
PERFORMANCES/PRIX

9890 Francs.

Prix HT au 8 Février 1982 (2 sondes incluses)



C'est l'avance technologique Tektronix.

Tels sont les éléments qui ont permis à la fois une diminution des prix mais aussi un accroissement de la fiabilité (risque de panne minimisé) et donc de la productivité de votre investissement.

Ces innovations ont éliminé la nécessité d'une ventilation et permis de concevoir des oscilloscopes plus petits et plus légers.

Les 2213 et 2215 sont équipés d'un circuit d'alimentation performant qui fonctionne automatiquement sur toutes les gammes de tensions (90 - 250 volts en alternatif pour des fréquences de 48 - 62 Hz) tout en conservant à ces oscilloscopes la précision de leurs mesures.

Et les performances ? Une bande passante adaptée aux circuits numériques et analogiques de vitesse élevée, la sensibilité pour les mesures de faibles signaux, la vitesse de balayage pour des circuits logiques rapides, le balayage retardé pour des mesures de temps précises et rapides.

La série 2200 dispose par ailleurs d'un système de déclenchement particulièrement perfectionné permettant : un déclenchement qui s'effectue véritablement sur les deux voies verticales en alterné, le crête à crête automatique qui adapte le déclenchement à l'amplitude du signal, les déclenchements TV trames et lignes et la recherche de trace automatique.

Si l'on ajoute à cela le réglage automatique de luminosité et de focalisation de la trace en fonction de la vitesse de balayage et de la répétition du signal, on comprend combien ces oscilloscopes seront faciles à utiliser.

Haut niveau de performances, faible coût, facilité d'utilisation, grande fiabilité, ces nouveaux outils bouleversent la conception traditionnelle des oscilloscopes : un tour de force que seul le savoir-faire technologique de Tektronix pouvait mener à bien.

Si vous souhaitez plus d'informations, nous vous proposons : soit de nous appeler directement au (6) 907.78.27, poste 443, spécialement réservé à votre intention, soit de nous retourner le coupon ci-dessous.

Nom	EAP
Société	
Activité	
Fonction	
Adresse	
Téléphone	
Désire recevoir, sans engagement de sa part :	
<input type="checkbox"/> Une documentation sur la série 2200.	
<input type="checkbox"/> Une démonstration.	
<input type="checkbox"/> La brochure "principe de l'oscilloscope".	

Tektronix - Division Mesure Electronique.
Z.I. de Courtabœuf - BP 13.
91941 Les Ulis Cedex - Tél. (6) 907.78.27.

**LA REFERENCE
EN MESURE ELECTRONIQUE.**

SERVICE-LECTEURS N° 243

Tektronix®

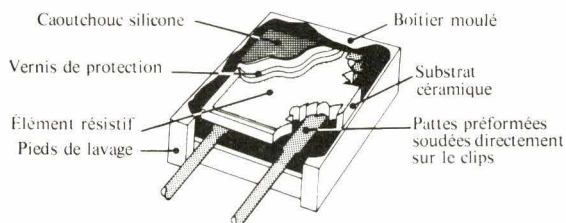
VISHAY

UNE TECHNOLOGIE AU SERVICE DE VOS ÉQUIPEMENTS

- résistances
- trimmers
- réseaux

NOUVEAU!

RÉSISTANCES SÉRIE "S"



CES RÉSISTANCES SONT MAINTENANT HOMOLOGUÉES
SUIVANT LA NORME 83-220 MODÈLE RS 92 N



VISHAY-MICROMESURES

SERVICE-LECTEURS N° 245

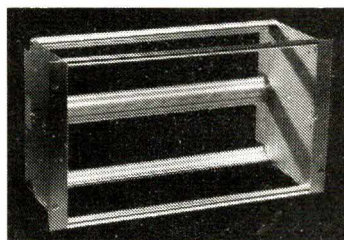
98 BOULEVARD GABRIEL-PERI
92240 MALAKOFF
TEL. 655-98-00
TELEX 270 140 F VISHFRA

DU NOUVEAU

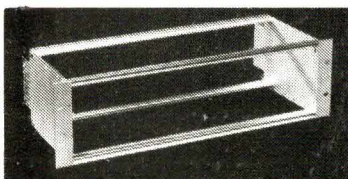
CHEZ **RETEX** VOICI MAINTENANT

LES

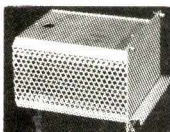
RACK - COFFRET - EUROBOX



↑ RACK 6u

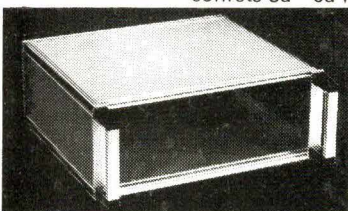
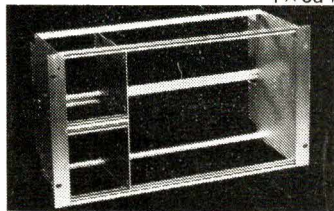


RACK 3u ↑



modules
pour rack
3u et 6u.

combinés 2 × 3u
1 × 6u ↑



coffrets 3u - 6u ↑

POUR CARTES FORMATS EUROPEENS
160 × 100 / 220 × 100 / 160 × 233 / 220 × 233

Une gamme complète d'accessoires :

- PANNEAUX FRONTAUX avec et sans poignées
- PANNEAUX PORTE-CARTES toutes dimensions
- PROFILS POUR CONNECTEURS DIN 41612 - 41617
- PANNEAUX SUPERIEURS/INFERIEURS et LATERAUX avec et sans aérations etc..

DISPONIBLE :
chez grossistes-distributeurs

CATALOGUE GENERAL SUR DEMANDE A :

AGENT EXCLUSIF FRANCE-RETEX

LE DEPOT ELECTRONIQUE

84470 Châteauneuf-de-Gadagne

Tél : (90) 22.22.40 TELEX 431 195 ab 61

AUTRES COFFRETS PROFESSIONNELS RETEX

DATABOX-KEBOX OCTOBOX

POLYBOX ; plastique

MINIBOX
VISEBOX
TUBOX } métal



170 références



144 références

PRESENT AU SALON DES COMPOSANTS 1982
BATIMENT 1 ALLEE 3 STAND n°21 RETEX

PRESENT AU SALON DES COMPOSANTS 1982 BATIMENT 1 STAND N°21 ALLEE 3

Etude

Le filtrage numérique et ses applications

Dans un précédent numéro d'« Electronique Applications » a été étudiée une méthode générale de synthèse de filtres en échelles sous forme numérique. Cette méthode, conduisant aux filtres numériques d'ondes, et, plus généralement, aux filtres numériques de transformation linéaire, permettait d'établir l'équivalent numérique d'un filtre dont nous connaissons les pôles et les zéros.

Principes

Cette méthode est certes très théorique et assez sophistiquée ; de plus, elle n'a de raison d'être que lorsqu'on a pour but de synthétiser des filtres dont on connaissait préalablement la fonction de transfert en échelle. Il existe pourtant des méthodes puissantes et rapides de synthèse de filtres numériques, dont nous allons parler dans cet article ; le problème s'énonce ainsi : supposons que nous disposions d'un signal analogique (par exemple la voie B.F. d'un récepteur de tonalités, ou un signal de parole sur une ligne téléphonique), que nous désirions filtrer. Ces deux exemples nous apportent une application intéressante. Le premier est un récepteur de tonalités, c'est-à-dire en attente d'une fréquence ou d'une suite de fréquences qu'il reconnaîtra et décodera à l'aide d'un filtrage passe-bande associé à la fréquence attendue.

Le deuxième exemple est celui du téléphone numérique, où un multiplexage en fréquence est nécessaire à l'émission ; d'autre part, un démultiplexage des voies à la réception n'est ni plus ni moins qu'un filtrage passe-bas, passe-bande, ou passe-haut de la voie choisie.

Dans la première partie de cette étude, nous énoncerons les méthodes classiques de synthèse de filtres numériques, illustrées de quelques exemples. La seconde partie sera consacrée à l'étude des problèmes d'interpolation (1) et de décimation (2) en traitement numérique de l'information, et à leur application à la synthèse des filtres digitaux.

Ces problèmes sont fondamentaux lors de la transmission de signaux numériques, où une décimation est nécessaire pour une transmission efficace (réduction du taux de bits par seconde le long d'une ligne de transmission, en fonction de la capacité de cette ligne), et une interpolation permet la restitution de l'information émise

à la réception du message. La synthèse de cette étude nous permettra de réaliser un filtre numérique optimal réalisant les contraintes imposées au départ : réponse en fréquence (amplitude et phase), temps de propagation de groupe, et aussi réponse impulsionnelle et indicielle.

Les méthodes classiques de synthèse des filtres numériques récurrents

Classification des filtres numériques

Un filtre numérique est caractérisé par sa fonction de transfert en z , rapport de la transformée en z de la séquence de sortie $Y(z)$, sur celle de la séquence d'entrée $X(z)$ (fig. 1).

La programmation de la fonction de transfert $H(z)$ peut être effectuée de deux manières fondamentales qui définissent les deux grandes classes de filtres numériques :

— Les filtres « non récurrents », dont la fonction de transfert est un polynôme en z , sont conçus par utilisation des méthodes d'échantillonnage en fréquence et l'utilisation des algorithmes de transformée de Fourier rapide ;

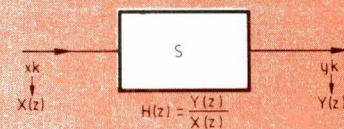


Fig. 1. — Caractérisation d'un filtre numérique.

(1) Interpolation = augmentation de la fréquence d'échantillonnage.
(2) Décimation = réduction de la fréquence d'échantillonnage.

— Les filtres « récursifs », dont la fonction de transfert est une fraction rationnelle en z , sont conçus à partir de structures analogiques connues, par les méthodes que nous étudions ci-après.

Les trois méthodes fondamentales de synthèse

L'étude des trois méthodes de synthèse d'un filtre numérique récursif sera effectuée sur un filtre passe-bas analogique de base représenté en **figure 2**, et dont la fonction de transfert de Laplace est :

$$H(s) = \frac{1}{s + 1} \quad (R \cdot C = 1)$$

Etude d'une première méthode intuitive

Cette méthode permet une approche intuitive à partir de l'équation différentielle du filtre analogique, de la digitalisation de ce filtre. Son avantage est sa simplicité, mais c'est au détriment d'une réponse en fréquence peu précise lorsque la fréquence d'échantillonnage approche le double de la fréquence de coupure du filtre.

Cette méthode consiste en une approximation de la fonction dérivée dV_2/dt par la fonction :

$$\frac{V_2(t_n) - V_2(t_{n-1})}{t_n - t_{n-1}} \quad (1)$$

t_n et t_{n-1} étant 2 instants distants de la période d'échantillonnage. L'approximation sera donc idéale lorsque la période d'échantillonnage T tendra vers l'infini, par définition de la dérivée d'une fonction.

L'équation différentielle (1) devient alors :

$$V_1(t_n) = V_2(t_n) + \frac{V_2(t_n) - V_2(t_{n-1})}{t_n - t_{n-1}}$$

En notant alors :

$$\begin{aligned} T &= t_n - t_{n-1} \\ x_n &= V_1(t_n) \\ y_n &= V_2(t_n) \end{aligned}$$

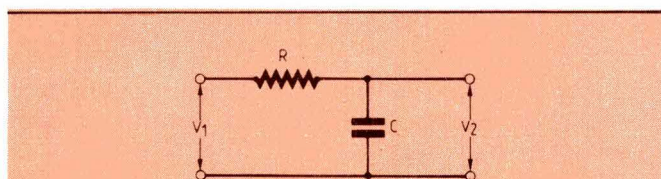


Fig. 2. — Filtre passe-bas analogique.

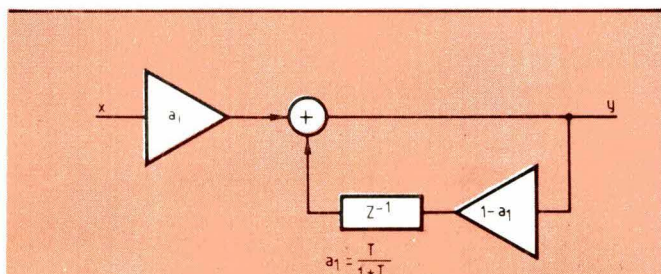


Fig. 3. — Principe de la programmation d'un filtre.

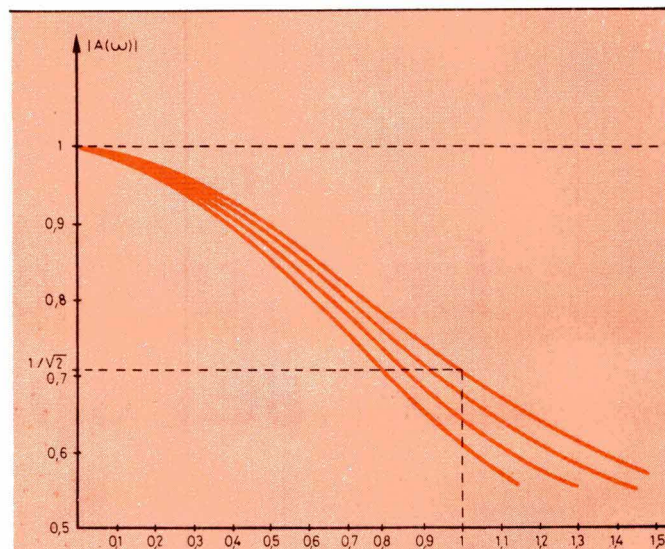


Fig. 4. — Comparaison de la réponse en fréquence des filtres analogique et numérique. De haut en bas : réponse du filtre analogique ; réponse du filtre numérique avec $T = 0,1 \text{ s}, 0,3 \text{ s}, 0,5 \text{ s}$.

on obtient alors :

$$y_n = \frac{T}{1+T} x_n + \frac{1}{1+T} y_{n-1} \quad (2)$$

L'équation (2) est appelée équation aux différences du filtre numérique, et caractérise la programmation du filtre sous la forme de la **figure 3**.

— a_1 représente une multiplication par a_1 ;

— z^{-1} représente un retard d'une période d'échantillonnage.

La transformée en z de la fonction de transfert du filtre numérique considéré est alors définie par :

$$y(1 - (1 - a_1)Z^{-1}) = a_1 x$$

soit :

$$H(Z) = \frac{a_1}{1 - (1 - a_1)Z^{-1}}$$

et la réponse en fréquence du filtre numérique considéré est alors :

$$A_D(\omega) = H(z) \big|_{z = e^{j\omega T}}$$

Le module de cette réponse en fréquence est alors :

$$|A_D(\omega)| = \frac{a_1}{\sqrt{1 + b_1^2 - 2b_1 \cos \omega T}}$$

qui est à comparer avec la réponse en fréquence du filtre analogique :

$$|A_A(\omega)| = \frac{1}{\sqrt{1 + \omega^2}}$$

La comparaison est représentée sur le graphe de la **figure 4**.

La réponse en phase de ce filtre est également tracée sur le graphe de la **figure 5** pour différentes valeurs de la période d'échantillonnage. Nous voyons que plus la période d'échantillonnage est petite, et meilleure est l'approximation. De plus, si nous comparons la réponse impulsionnelle du filtre analogique ($t \rightarrow e^{-t}$) à celle du filtre numérique aux points d'échantillonnage, représentés à la **figure 6**, nous voyons que l'approximation devient très

peu satisfaisante lorsque la période d'échantillonnage est loin de la condition de *Shannon*. Sur ce graphe, nous avons également représenté la réponse impulsionnelle du filtre dont on aurait approximé la valeur des coefficients par des puissances de 2, ce qui revient, ainsi que nous le verrons dans les applications proposées, à un simple décalage du mot traité par le filtre.

Méthode de l'invariance impulsionnelle

Ainsi que nous l'avons vu dans la précédente méthode, une bonne approximation de la réponse en fréquence n'implique pas une bonne approximation de la réponse impulsionnelle du filtre de départ. Cependant, la méthode énoncée ci-après permet de privilégier les caractéristiques temporelles du filtre par rapport à ses caractéristiques en fréquence, en partant de l'hypothèse de départ, qui est que nous voulons réaliser un filtre ayant, aux points d'échantillonnage, exactement la même réponse impulsionnelle que le filtre analogique associé.

Puisque la réponse impulsionnelle du filtre analogique de transfert

$$H(s) = 1/(1 + s) \text{ est } h(t) = e^{-t}, \text{ alors un tel filtre devra vérifier les égalités suivantes :}$$

$$y_1 = e^{-T}$$

$$y_2 = e^{-2T} = y_1 e^{-T}$$

$$y_n = e^{-T} y_{n-1}$$

T = période d'échantillonnage

Ainsi l'équation aux différences de ce filtre sera :

$$y_n = x_n + e^{-T} y_{n-1}$$

et sa fonction de transfert en z :

$$H(Z) = \frac{1}{1 - e^{-T} Z^{-1}}$$

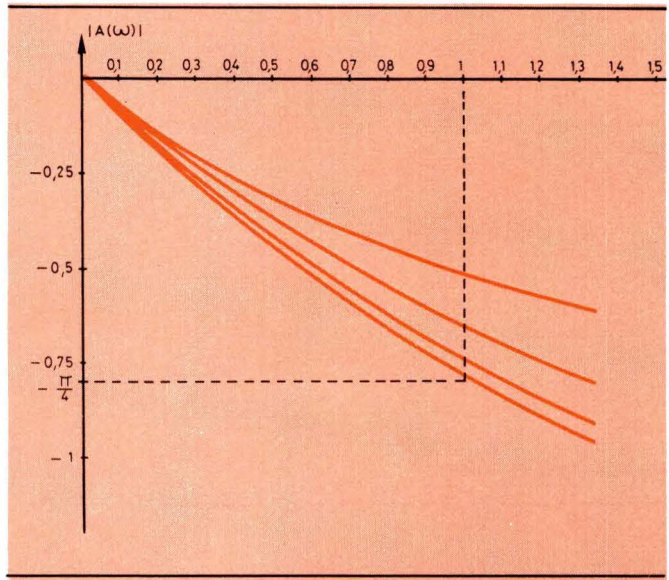


Fig. 5. — Comparaison de la réponse en phase. De haut en bas : réponse du filtre numérique avec $T = 0,5$ s, $T = 0,3$ s, $T = 0,1$ s ; réponse du filtre analogique.

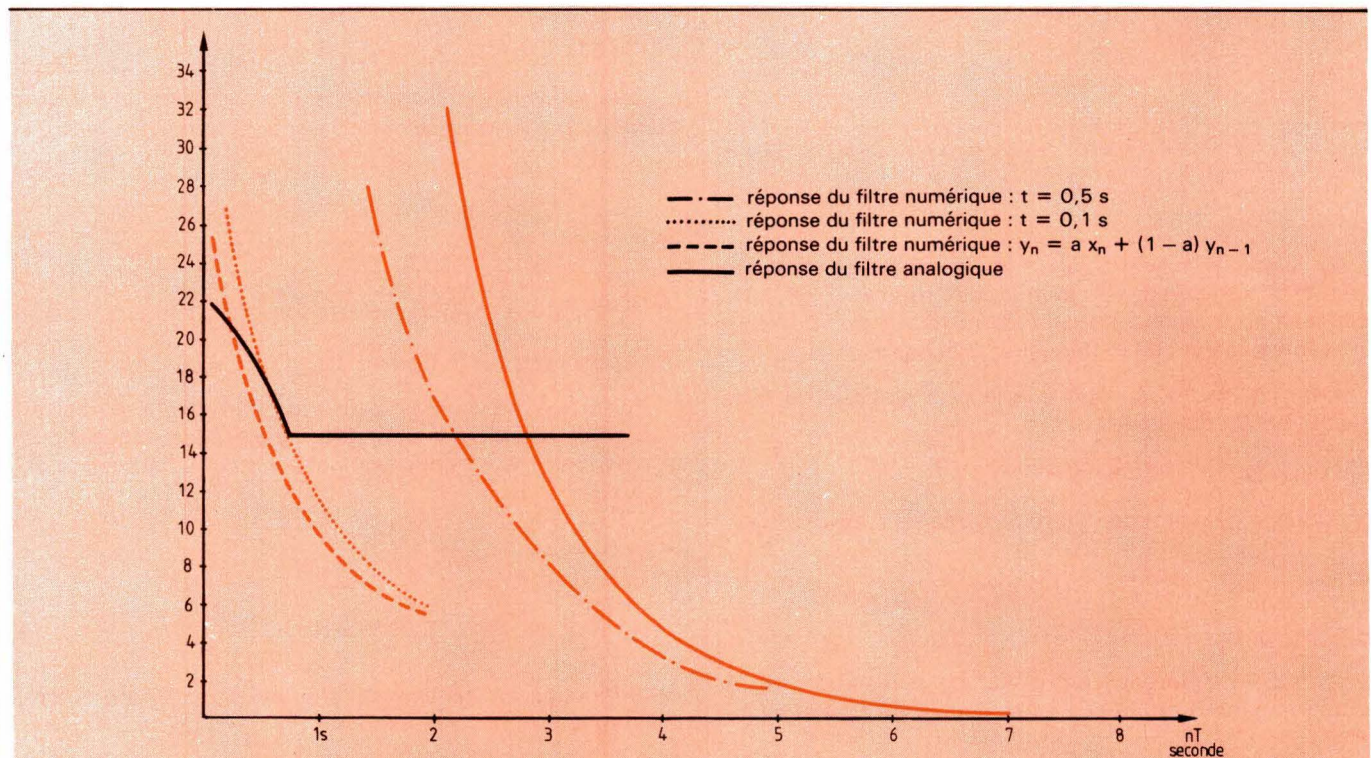


Fig. 6. — Comparaison de la réponse impulsionnelle des filtres analogique et numérique en noir : réponse réelle du filtre numérique, $t = 0,1$ s.

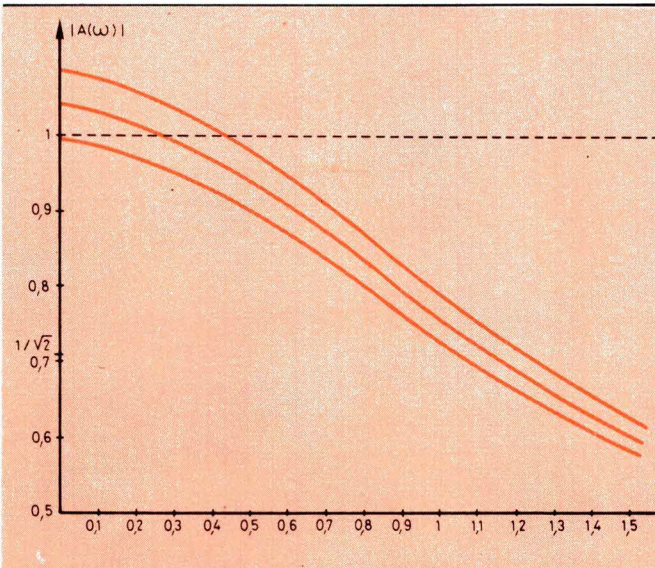


Fig. 7. — De haut en bas : réponse du filtre numérique : $H(z) = T/(1 - e^{-T}Z^{-1})$ pour $T = 0,1$ s et $T = 0,2$ s ; réponse du filtre analogique.

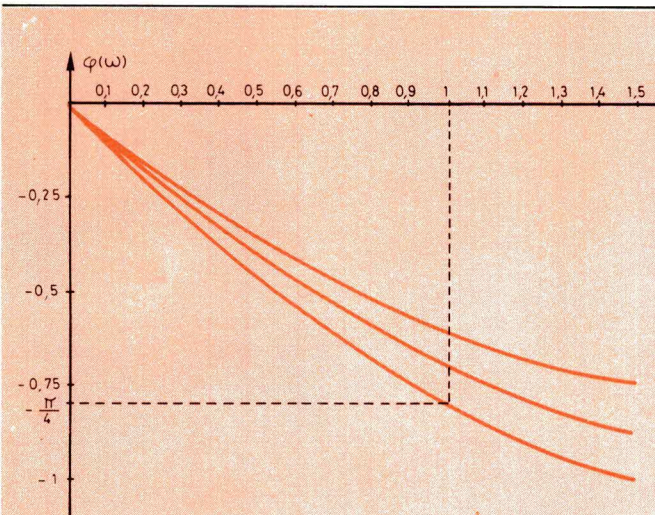


Fig. 8. — De haut en bas : réponse du filtre numérique pour $T = 0,2$ s et $0,1$ s ; réponse du filtre analogique.

De la même manière que pour la première méthode, nous avons tracé sur les graphes des **figures 7 et 8** les réponses en fréquence, amplitude et phase du filtre pour différentes valeurs de la fréquence d'échantillonnage.

Il est cependant à noter que le gain statique du filtre analogique de départ est :

$$H(s)|_{s=0} = 1 \quad (s=0 \text{ lorsque } \omega=0)$$

alors que le gain statique du filtre numérique associé est :

$$H(z)|_{z=1} = \frac{1}{1 - e^{-T}}$$

$$(z=1 \text{ pour } \omega=0 \text{ car } z = e^{+j\omega T})$$

En fait, la différence entre ces deux résultats est à comparer avec la différence entre l'intégrale et la série ci-dessous :

$$\int_0^{\infty} e^{-t} dt = 1$$

$$\text{et } \sum_{n=0}^{\infty} e^{-nT} = \frac{1}{1 - e^{-T}}$$

Ainsi, si le signal d'entrée du filtre est un signal de fréquence basse comparé à la fréquence de coupure de filtre, le gain du filtre numérique est éloigné du gain du filtre analogique, ce qui peut justifier le fait de multiplier la fonction de transfert en z par T , de façon à avoir un gain statique approchant l'unité.

La transformée bilinéaire

L'inconvénient des précédentes transformations est que nous n'avons pas de correspondance directe entre les pôles de la fonction de transfert en s et en z . La transformée bilinéaire nous donne, elle, une transformation directe du plan de Laplace vers le plan des « z » représentés sur la **figure 9** et définie par :

$$F(p) \rightarrow F^*(z) = F\left(\frac{z-1}{z+1}\right)$$

Si nous considérons donc de nouveau le filtre analogique passe-bas, de réponse en fréquence :

$$F_A(j\omega_A) = \frac{1}{1 + j\omega_A}$$

La transformée bilinéaire nous donne :

$$F_D(z) = \frac{1}{1 + \frac{z-1}{z+1}} = \frac{1}{2} (1 + Z^{-1})$$

et la réponse en fréquence d'un tel filtre sera alors :

$$F_D(Z)|_{Z=e^{j\omega_D T}} = \frac{1}{2} (1 + e^{-j\omega_D T})$$

et la fréquence de coupure de ce filtre numérique (atténuation - 3 dB) sera alors :

$$\omega_D = \frac{\pi}{2T}$$

Cela montre que la transformation bilinéaire induit une distorsion en fréquence définie par l'équation :

$$e^{j\omega_D T} = \frac{1 + j\omega_A}{1 - j\omega_A}$$

soit :

$$\omega_D = \text{Arctg} \left(\frac{2\omega_A}{T} \right)$$

et représentée sur la **figure 10**.

Puisque nous voulons réaliser un filtre digital de pulsation de coupure $\omega_D = 1$, le filtre analogique duquel nous devons partir aura donc comme fonction de transfert de Laplace :

$$H(s) = \frac{1}{1 + \frac{s}{\text{tg} \frac{T}{2}}}$$

et la fonction de transfert en z du filtre digital correspondant est alors :

$$H^*(Z) = \frac{1 + Z^{-1}}{(1 + \cotg \frac{T}{2}) + Z^{-1}(1 - \cotg \frac{T}{2})}$$

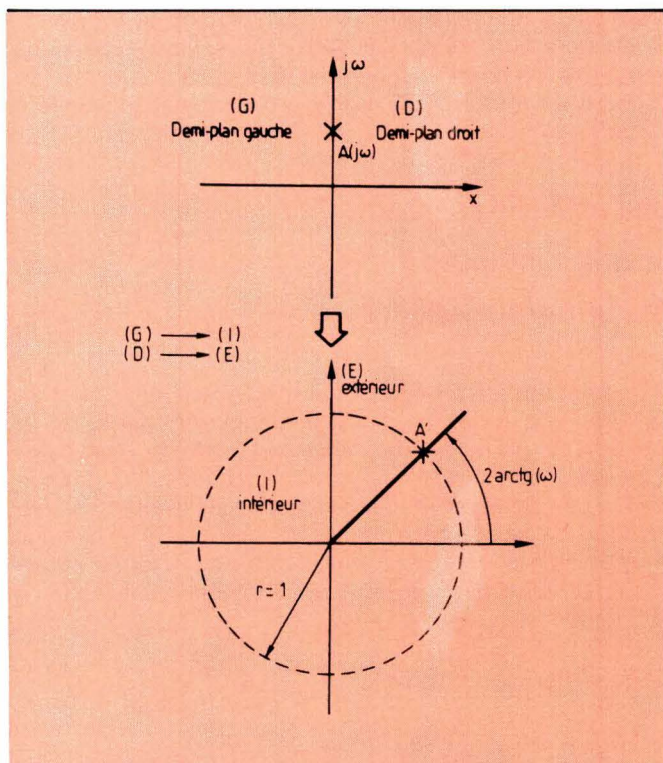


Fig. 9. — Transformée bilinéaire.

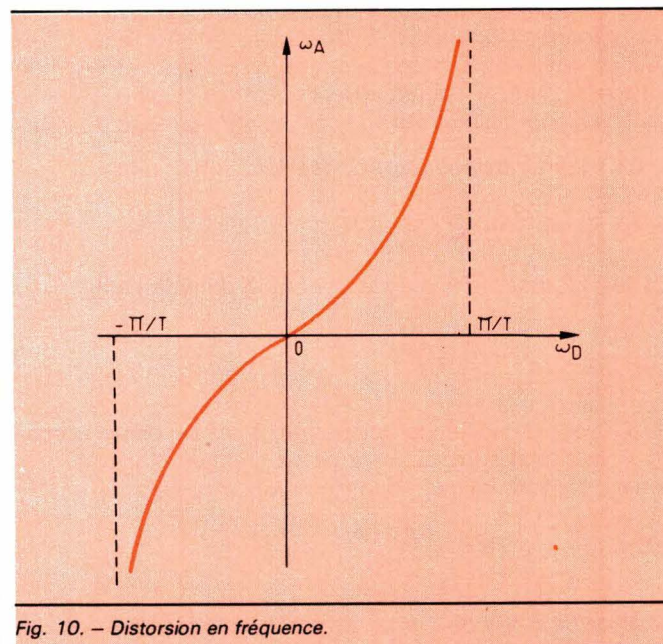


Fig. 10. — Distorsion en fréquence.

menant donc à l'équation aux différences :

$$y_n = \frac{\operatorname{tg} \frac{T}{2}}{1 + \operatorname{tg} \frac{T}{2}} (x_n + x_{n-1}) + \frac{1 - \operatorname{tg} \frac{T}{2}}{1 + \operatorname{tg} \frac{T}{2}} y_{n-1}$$

Les courbes de réponse en fréquence, amplitude et phase, correspondant à ce filtre, sont représentées sur les graphes **des figures 11 et 12**, et montrent que la transformée bilinéaire est de loin la meilleure quant à l'approximation des caractéristiques fréquentielles d'un filtre analogique de référence, quand on la compare aux deux méthodes précédentes.

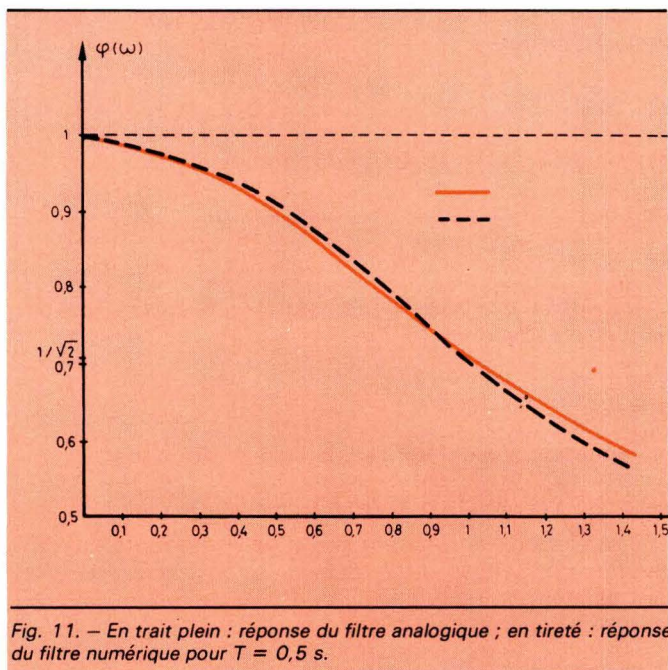


Fig. 11. — En trait plein : réponse du filtre analogique ; en tireté : réponse du filtre numérique pour $T = 0,5$ s.

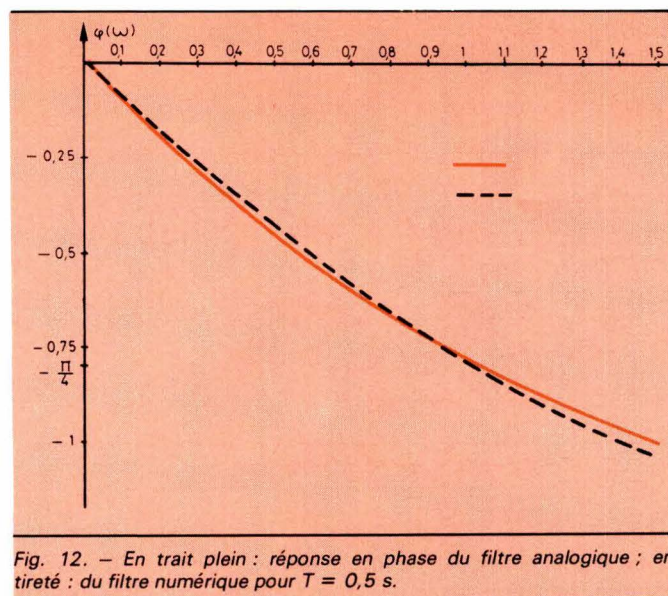


Fig. 12. — En trait plein : réponse en phase du filtre analogique ; en tireté : du filtre numérique pour $T = 0,5$ s.

Application

Cette application est traitée afin de donner un exemple de filtre numérique classique, réalisé en composants discrets.

L'équation aux différences du filtre numérique obtenu par la transformée bilinéaire était :

$$y_n = \frac{\operatorname{tg} \frac{T}{2}}{1 + \operatorname{tg} \frac{T}{2}} (x_n + x_{n-1}) + \frac{1 - \operatorname{tg} \frac{T}{2}}{1 + \operatorname{tg} \frac{T}{2}} y_{n-1}$$

$$= a (x_n + x_{n-1}) + b y_{n-1}$$

Supposons donc que l'on désire construire un filtre passe-bas numérique de fréquence de coupure 50 Hz, c'est-à-dire que :

$$\omega_D = 314 \text{ Rd/s}$$

En choisissant alors une fréquence d'échantillonnage $f_s = 1/T$ telle que :

$$\omega_D \times \frac{T}{2} \ll 1$$

par exemple : $f_s = 10 \text{ kHz}$, nous aurons alors :

$$H(s) = \frac{1}{1 + \frac{s}{\omega_A}} = \frac{1}{1 + s \cotg\left(\frac{314 \cdot T}{2}\right)}$$

En appliquant alors la transformée bilinéaire, on obtient les coefficients :

$$a = 1,566 \cdot 10^{-2}$$

$$b = -9,691 \cdot 10^{-1}$$

et l'équation aux différences du filtre s'écrit alors :

$$y_n = 1,566 \cdot 10^{-2} (x_n + x_{n-1}) + 9,691 \cdot 10^{-1} y_{n-1}$$

Il est intéressant d'approximer les coefficients du filtre par des puissances de 2, puisque la multiplication d'un mot binaire par 2^{-n} équivaut à un décalage de ce nombre de n crans vers la droite.

Cependant, nous ne pouvons faire l'approximation $0,969 \simeq 1$, qui conduirait à une instabilité du filtre.

Ainsi, nous poserons :

$$0,969 \simeq 1 - 2^{-5}$$

$$1,566 \cdot 10^{-2} \simeq 2^{-6}$$

ce qui nous amène à la réalisation de la **figure 13**.

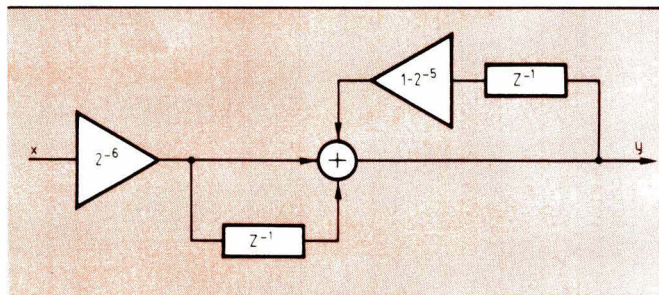


Fig. 13. — Principe du filtre après approximation.

Le signal traité par le filtre sera un signal carré échantillonné par une bascule D à l'entrée du filtre, et la longueur des mots traités par le filtre doit être supérieure à 6, car un des coefficients est égal à 2^{-6} ; cette longueur sera choisie de 8 bits.

Le coefficient 2^{-6} sera réalisé à l'entrée du filtre, en amenant le signal d'entrée échantillonné sur l'avant dernier bit du bus d'entrée : **figure 14a**.

Le premier retard sera effectué donc uniquement sur les quatre bits de poids faible, et sera réalisé à l'aide d'un circuit SN54LS194A (Texas).

Les additionneurs utilisés sont des circuits additionneurs 4 bits SN54LS283(J), et la sortie numérique du filtre sera connectée à un convertisseur numérique-analogique (DAC 85-CB1-V-Burr-Brown) de façon à pouvoir observer la sortie analogique filtrée. Les circuits inverseurs utilisés sont des SN5404N.

Le schéma de réalisation de cette structure est représentée à la **figure 14b**, et vérifie les spécifications annoncées. Une variation de la fréquence d'échantillonnage

provoquera naturellement une variation de la fréquence de coupure du filtre réalisé. Ainsi, par exemple, pour une fréquence d'échantillonnage de 5 kHz, la fréquence de coupure du filtre obtenu est approximativement égale à 20 Hz.

Une nouvelle approche pour la synthèse des filtres numériques

Les méthodes précédemment étudiées nous permettent de construire un filtre numérique à partir de la fonction de transfert de Laplace d'un filtre analogique dont nous connaissons les caractéristiques. Les problèmes d'interpolation et de décimation en traitement numérique du signal nous apportent une nouvelle solution au problème de la synthèse d'un filtre sous forme numérique, et nous permettent d'en approcher une solution optimale.

Généralités sur l'interpolation

Interpolation et théorème de Shannon

Le théorème de *Shannon* s'énonce de la manière suivante :

Si un signal $f(t)$ de spectre borné est échantillonné à une cadence supérieure à deux fois la plus haute fréquence dans son spectre, alors, la quantité d'information contenue dans le signal $f(t)$ est égale à celle contenue dans le signal discret obtenu par échantillonnage de $f(t)$.

Ce théorème nous montre que si la condition

$$\omega_c \leq \frac{\omega_s}{2} \text{ ou } f_c = \frac{\omega_c}{2\pi}$$

est la plus haute fréquence contenue dans le signal $f(t)$, et

$$f_s = \frac{\omega_s}{2\pi}$$

est la fréquence d'échantillonnage, alors on peut reconstituer le signal continu $f(t)$ à partir d'échantillons $f(kT)$ (k entier), par une formule dite formule d'interpolation :

$$f(t) = \frac{2}{\omega_s} \sum_k f(kT) \frac{\sin(\omega_c(t - kT))}{\omega_c(t - kT)}$$

Ce théorème est illustré clairement par la **figure 15**, où nous avons représenté les spectres des signaux $f(t)$ et $f(kT)$.

Nous voyons donc que si la condition de *Shannon* n'était pas vérifiée, nous aurions un recouvrement des bandes de fréquence, conduisant alors à une perte de l'information.

Interprétation

Si nous examinons maintenant le spectre d'une fonction $h(t)$ représenté en **figure 16**, la transformée de Fourier inverse nous donne :

$$h(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\omega_c}^{\omega_c} e^{j\omega t} d\omega = \frac{\omega_c}{\pi} \frac{\sin(\omega_c t)}{\omega_c t}$$

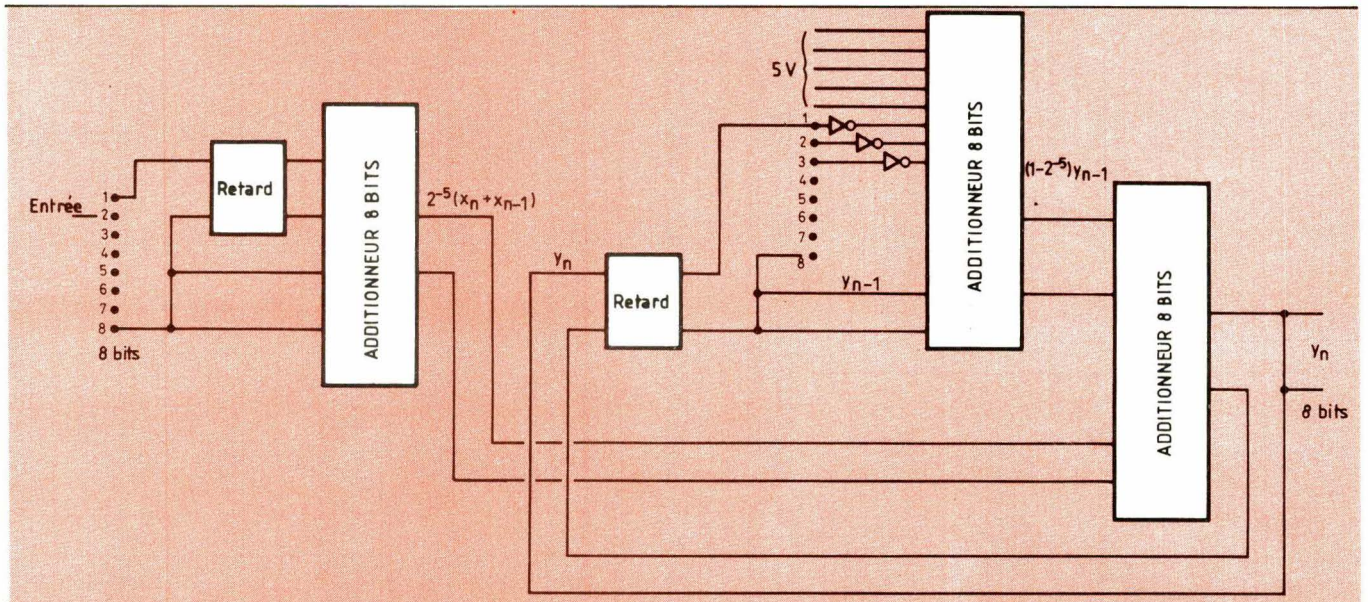


Fig. 14 a. - Schéma-bloc du filtre.

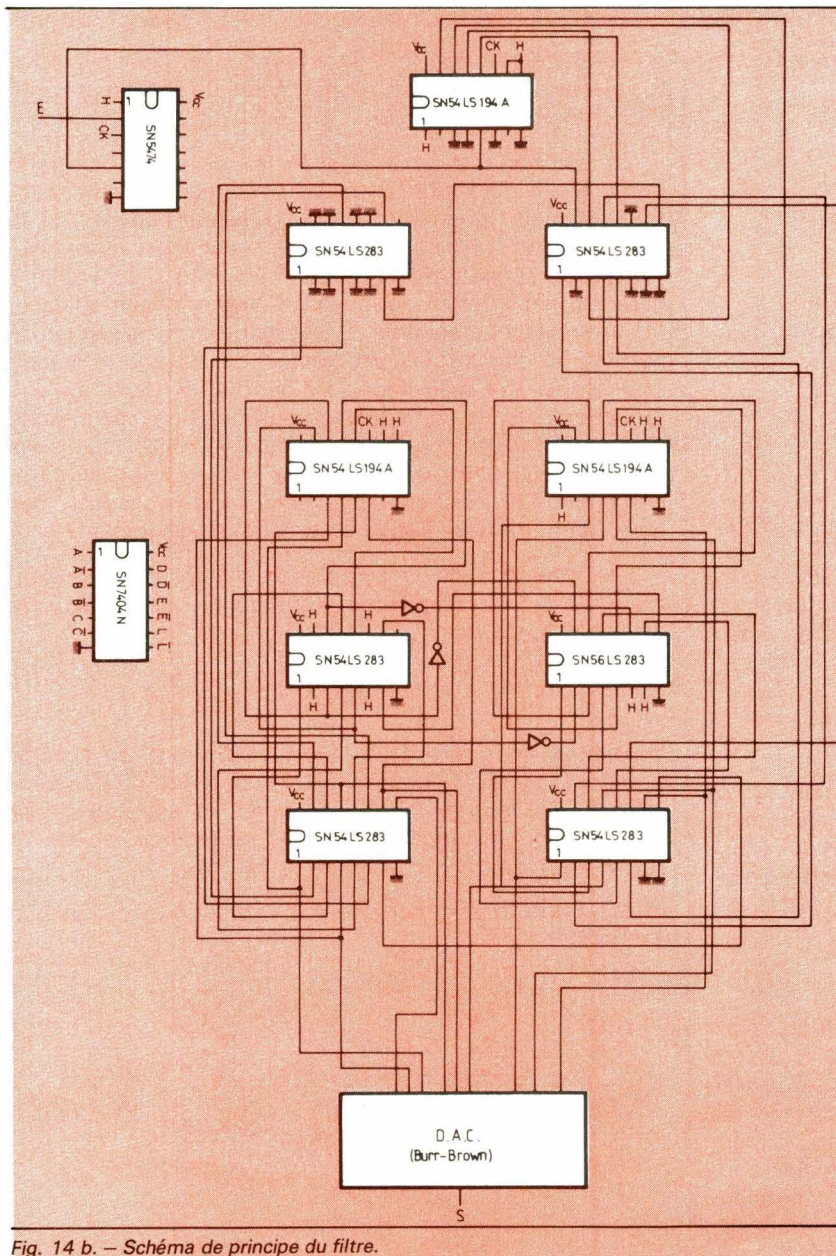


Fig. 14 b. - Schéma de principe du filtre.

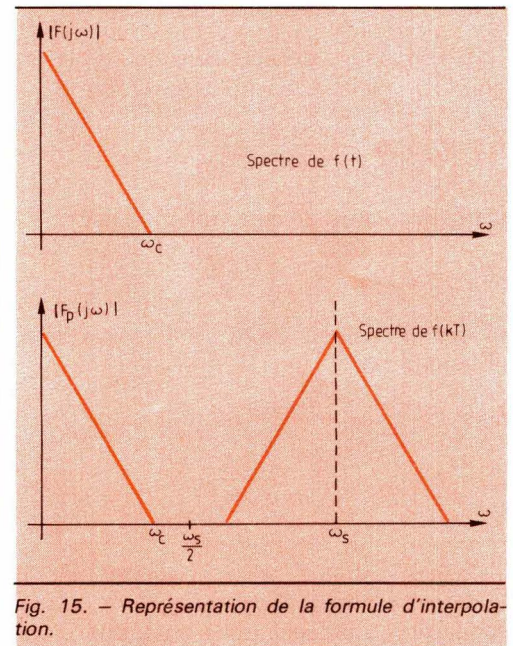


Fig. 15. - Représentation de la formule d'interpolation.

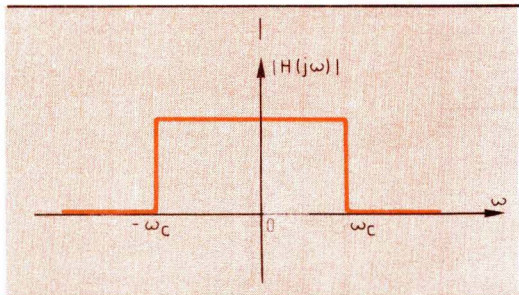


Fig. 16. — Spectre d'une fonction $h(t)$.

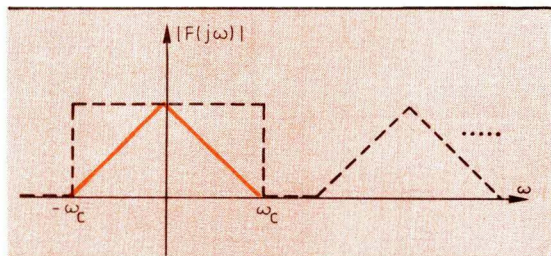


Fig. 17. — Filtre passe-bas.

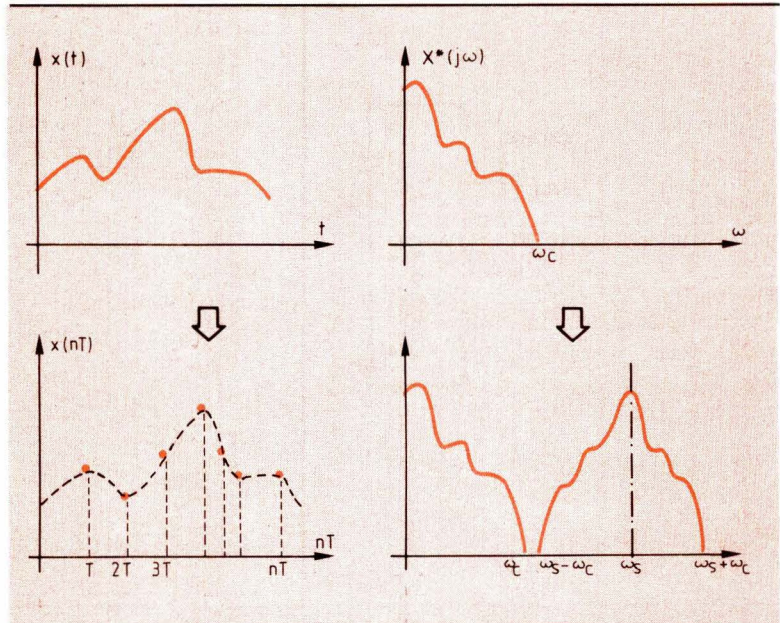


Fig. 18. — Echantillonnage d'un signal et spectre correspondant.

D'autre part, si nous considérons la précédente fonction $f(t)$, qui peut s'écrire sous la forme :

$$f(t) = \sum_k \alpha_k \frac{\sin(\omega_c(t - kT))}{\omega_c(t - kT)}$$

alors, le spectre de cette fonction est :

$$F(j\omega) = \sum_k \alpha_k \mathcal{F} \left(\frac{\sin(\omega_c(t - kT))}{\omega_c(t - kT)} \right)$$

(\mathcal{F} est le symbole de la transformée de Fourier) et nous obtenons ainsi :

$$\begin{aligned} F(j\omega) &= \sum_k \alpha_k e^{-jk\omega T} H(j\omega) \\ &= H(j\omega) \sum_k \alpha_k e^{-jk\omega T} \end{aligned}$$

Puisque $H(j\omega)$, spectre de la fonction $h(t)$, est la réponse en fréquence d'un filtre passe-bas idéal, la conclusion à laquelle nous amène le théorème de Shannon est que nous pouvons reconstituer le signal continu à partir des échantillons $f(kT)$, en faisant passer ces derniers à travers un filtre passe-bas idéal de fréquence de coupure (fig. 17).

Cette figure n'est alors qu'une représentation systématique de la formule d'interpolation de Shannon. Il s'agit ici d'une interpolation totale, c'est-à-dire du recouvrement du signal continu à partir du signal échantillonné, si la condition de Shannon est vérifiée.

Interpolation et filtre numérique

Le théorème d'échantillonnage, ou théorème de Shannon est à l'origine de tous les problèmes qui apparaissent lorsqu'on veut augmenter, ou réduire la fréquence d'échantillonnage d'un signal discret, car il introduit une formule d'interpolation impossible à programmer expérimentalement (filtrage « idéal »). Mais les problèmes d'interpolation (augmentation de la fréquence d'échantillonnage), et de décimation (réduction de la fréquence d'échantillonnage) prennent une autre dimension lorsqu'on s'aperçoit que tout filtre numérique, ainsi que nous le verrons, peut être considéré comme un double procédé d'interpolation-décimation.

La solution de ce problème trouve alors un grand nombre d'applications, comme la conversion de modulation delta en modulation par impulsions codées, ou la transmission de la parole par des techniques d'analyse-synthèse, où une réduction de la fréquence d'échantillonnage est nécessaire pour avoir une transmission efficace, et une interpolation pour la reconstitution du signal de parole, ou encore les problèmes de filtrage à bande étroite, où une réalisation compétitive consiste en une réduction, suivie d'une augmentation de la période d'échantillonnage. Le filtre interpolateur, ainsi que nous allons le voir, peut être synthétisé sous forme d'un filtre numérique non récursif, ou récursif, et le choix entre ces deux méthodes fera l'objet du prochain paragraphe.

Les principes de l'interpolation et de la décimation d'un signal discret peuvent être définis de la manière décrite ci-après.

Relation entre signal continu et signal discret

Si nous considérons un signal continu $x(t)$ de spectre borné $x^*(j\omega)$, et la séquence $x(nT)$, obtenue en échantillonnant $x(t)$ toutes les T secondes, le spectre du signal $x(nT)$ est alors l'extension périodique du spectre $x^*(j\omega)$ (fig. 18).

Note : Dans le cas représenté, la condition de Shannon est vérifiée.

**A suivre
dans
un prochain numéro**

Médical

La neurostimulation dans le traitement des désordres musculaires

Dans une précédente étude, publiée dans le numéro 21 de notre revue, a été abordé le principe de la neurostimulation dans le traitement de la douleur ainsi que les critères de réalisation des appareils stimulateurs.

En complément de cette première partie, l'emploi de la neurostimulation est maintenant envisagé comme traitement de certains désordres musculaires d'origine congénitale ou nerveuse. Il s'agit en fait d'infirmité motrice d'origine centrale, de paraplégie spastique (qui s'accompagne de contracture) dans des maladies dégénératives de la moelle épinière (comme la sclérose en plaque, par exemple) ; mais nous l'envisagerons également dans le traitement de la scoliose.

Un peu de physiologie

La mobilité d'un individu dans son environnement est la résultante d'un certain nombre de sollicitations, soit conscientes (actes volontaires), soit inconscientes (actes réflexes, ...). Pour effectuer un déplacement, l'individu mettra en œuvre toute une structure nerveuse de commande, depuis le cerveau jusqu'aux fibres musculaires.

L'étude du système nerveux montre la complexité d'une telle structure qui fait que, si un désordre intervient, la transmission des signaux n'est plus assurée correctement. C'est alors l'apparition de troubles, notamment musculaires, d'origine nerveuse remontant parfois très haut dans la hiérarchie du système : c'est-à-dire le cerveau et le cervelet.

Il est intéressant de pénétrer à l'intérieur de ce système où les cellules nerveuses : les neurones (dont certaines atteignent une longueur d'un mètre), s'interconnectent pour

former une arborescence compacte de 10 milliards de neurones : le cerveau.

Tout le cerveau n'est pas impliqué dans la motricité. Au niveau du cortex cérébral se projettent différentes fonctions (fig. 1) et la fonction motrice à elle seule a fait l'objet de nombreuses études. Très schématiquement, on peut dire que c'est du cortex que partent les signaux en

direction de la moelle épinière. Puis, de la moelle vers les muscles afin d'assurer l'ensemble des mouvements qui peuvent être grossiers mais puissants, ou bien fins mais précis.

Les messages émis par le cortex ne le sont pas spontanément. C'est la réponse à des signaux qui peuvent venir d'autres aires corticales, notamment les aires sensibles (une vi-

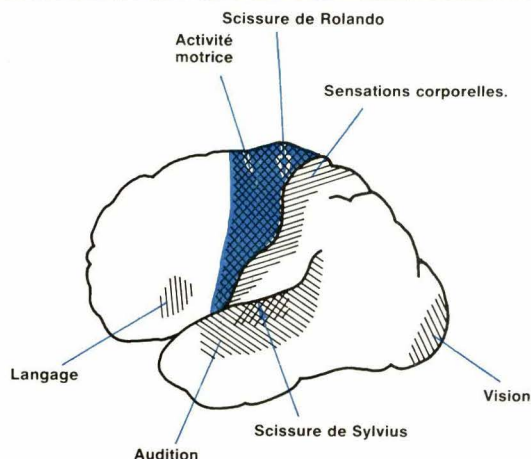


Fig. 1

sion ou un bruit peut déclencher une réaction de fuite), mais aussi de structures qui se trouvent situées sous le cortex. Ces structures sous-corticales sont par exemple les noyaux gris centraux, le cervelet, le thalamus, etc.

C'est l'ensemble de ces structures qui, dans un fonctionnement harmonieux, concourt à l'élaboration d'une mobilité parfaite chez les êtres vivants supérieurs. Il est intéressant de passer en revue rapidement chacune de ces structures afin de mieux comprendre ensuite le rôle de la neurostimulation dans le traitement de certains désordres. Nous nous limiterons au système nerveux moteur (fig. 2).

Le cerveau comporte deux hémisphères reliés entre eux par un pont (le corps calleux). Les hémisphères se prolongent par le tronc cérébral sur la face dorsale duquel se développe le cervelet. Le cortex représente la partie la plus différenciée du cerveau ; il est divisé en plusieurs aires, comme nous l'avons vu précédemment. On connaît les aires motrices et prémotrices (respectivement aires 4 et 6 de Brodmann) dont la stimulation ou l'ablation provoque différents signes cliniques au niveau musculaire.

On délimite également une aire supplémentaire motrice dont la stimulation entraîne des mouvements complexes et bilatéraux, ainsi qu'une action sur la parole (hémisphère gauche). Puis une aire de représentation motrice, une aire oculo-motrice (aire 8) et enfin une aire suppressive (aire 4S) située entre les aires 4 et 6. La stimulation de cette aire provoque un arrêt des mouvements spontanés ou provoqués.

Le tronc cérébral regroupe, entre autre, le faisceau pyramidal et le faisceau réticulo-spinal. Le faisceau pyramidal vient du cortex mais 4 % seulement de ses fibres auraient l'aire 4 pour origine. Ces fibres agissent directement sur les neurones moteurs (motoneurones) : c'est la voie rapide monosynaptique. Le faisceau réticulo-spinal (système extrapyramidal) relie entre autre le thalamus à la moelle via le cervelet. Ce schéma est extrêmement simplifié car ce que l'on appelle les noyaux gris de la base du cerveau représentent un ensemble de structures dont le rôle individuel est difficile à préciser en quelques mots. C'est dans un contexte d'intégration globale que se définissent leurs rôles. D'une

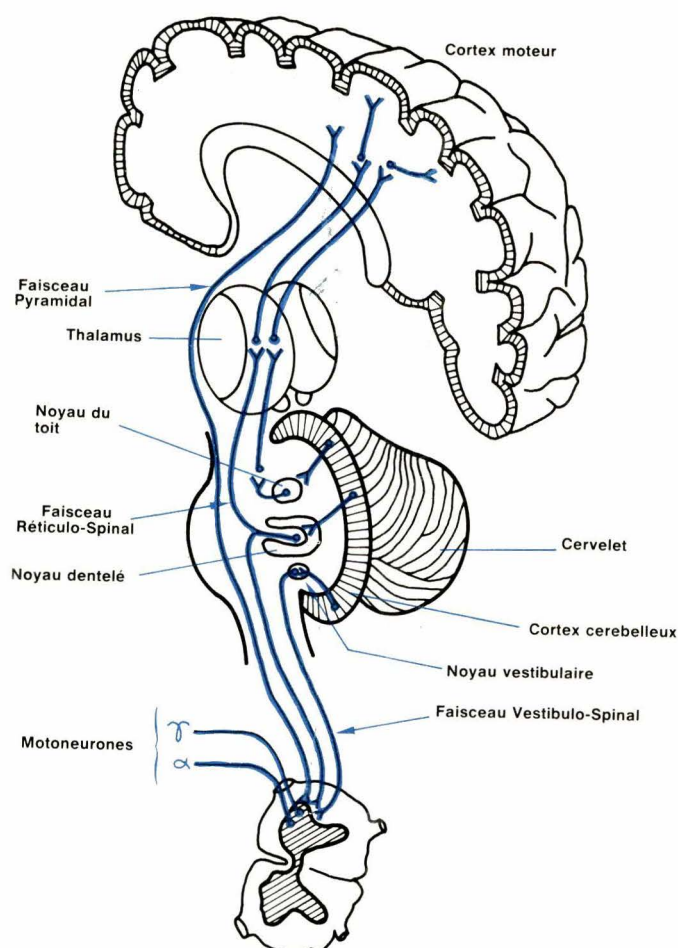


Fig. 2

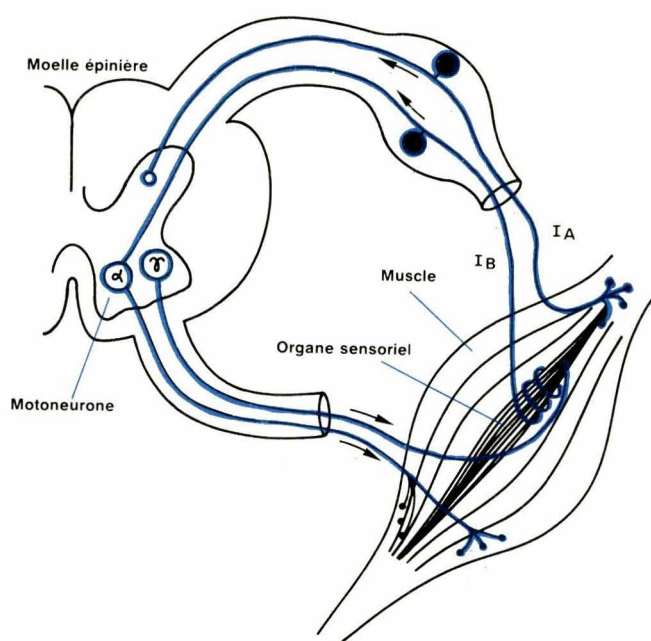


Fig. 2 bis

façon très résumée, on peut dire que le système extra-pyramidal joue un rôle régulateur dans le tonus musculaire et dans l'adaptation de la posture et du mouvement.

Le *cervelet*, qui se trouve situé entre le cerveau et la moelle, en dérivation, a également une fonction de régulation sur le tonus musculaire et le mouvement. Son ablation n'entraîne pas de paralysie mais il apparaît des troubles moteurs selon la partie du cervelet qui est touchée. Son rôle est d'inhiber ou de faciliter les fonction motrices.

Après toutes ces péripéties, l'influx nerveux arrive dans la moelle épinière où il sera aiguillé au niveau des muscles ou plus exactement du muscle qui a peut être sollicité cette stimulation. En effet, les muscles ne font pas seulement que se contracter ; ils possèdent une sensibilité qui les fait considérer comme des organes des sens (P. Chauchard).

Ainsi dans le réflexe monosynaptique (fig. 2 bis), nous avons un circuit nerveux simple. Les muscles contiennent des organes sensoriels qui renseignent sur l'état d'étirement ou de raccourcissement qu'ils subissent (l'étirement les excite). L'influx nerveux, émis par l'organe sensoriel, emprunte les fibres afférentes I_A pour atteindre la moelle épinière, au niveau des motoneurones alpha. C'est à leur niveau que l'influx sensoriel I_A se transforme en influx moteur qui excite à son tour le muscle. Par exemple, l'étirement envoie un influx qui provoque, par excitation des motoneurones alpha, une réponse de raccourcissement : c'est une boucle réflexe. Cette boucle : organe sensoriel / motoneurone alpha / muscle est un arc réflexe monosynaptique qui fonctionne par étirement brusque de l'organe sensoriel (réflexe d'étirement) ou par stimulation électrique des fibres afférentes I_A (réflexe de Hoffmann).

Toutefois, nous considérerons le muscle comme l'élément moteur du corps dont la fonction principale est de transformer une impulsion nerveuse en une production de force. Très schématiquement (fig. 3), le muscle strié est composé de cellules allongées appelées myofibres. Les structures cylindriques varient en dimensions et sont composées elles-mêmes de faisceaux d'unités plus petites : les myofibrilles. Le nombre de myofibrilles dans une fibre est variable et dépend de la dimension et de la fonction du muscle consi-

déré. Dans les myofibrilles on trouve les myofilaments. C'est à ce niveau que l'on rencontre des protéines contractiles.

Bien qu'il existe des différences entre la contraction musculaire et l'excitation nerveuse, on peut dire néanmoins que le phénomène découle des mêmes processus : la dépolarisation membranaire et le mouvement ionique. En résumé, selon Hodgkin et Huxley, l'excitation d'un nerf ou d'un muscle est produite par le transfert d'ions à travers la membrane et sous l'influence d'un champ électrique.

La stimulation électrique

L'application d'un courant électrique procure la force nécessaire à déplacer des ions de leurs conditions

de repos vers des concentrations différentes. Il ne s'agit donc pas d'un débit d'électrons mais d'un mouvement d'ions. Au niveau de l'interface électrode/tissu se produit une « conversion » entre le courant d'électrons qui s'écoule à travers les fils de connexion reliant le tissu et la source extérieure, et le courant d'ions circulant dans le tissu.

A l'électrode positive (anode), les ions positifs contenus dans le gel de l'électrode et les tissus sous-jacents (ions Na^+ pour la plupart, mais aussi quelques ions K^+) sont repoussés, tandis que les ions négatifs (surtout les ions Cl^-) sont attirés. A l'électrode négative (cathode) il y a attraction des ions positifs et répulsion des ions négatifs. Il se crée un courant d'ions de l'électrode positive vers l'électrode négative (fig. 4).

Bien que les ions chargés traversent la membrane des fibres au bénéfice des deux électrodes, l'excita-

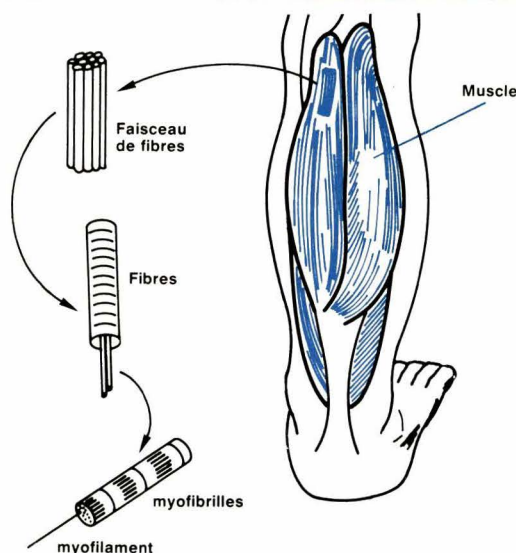


Fig. 3

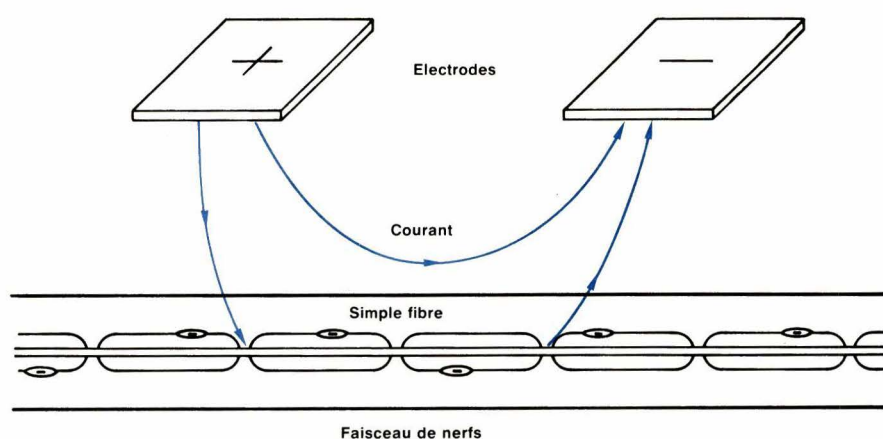


Fig. 4

tion (dépolariation de la membrane) intéresse principalement la cathode (électrode active). En présence de charges positives à l'anode (électrode indifférente), la partie externe de la membrane est rendue davantage positive et le potentiel de membrane devient hyperpolarisé. A la cathode, cependant, la concentration de charges négatives abaisse le potentiel de membrane. Ainsi à la cathode, le potentiel de membrane atteint le seuil de polarisation spontanée. Une fois que l'impulsion est donnée, il n'est pas nécessaire de poursuivre la stimulation (d'une manière continue), il suffit de renouveler cette impulsion lorsque la membrane s'est repolarisée, si cette action est indispensable au but recherché.

Lorsque l'on effectue la stimulation au travers de la peau, il faut tenir compte de certains paramètres

pour obtenir l'excitation du nerf sous-jacent. Les paramètres sont surtout : l'impédance des tissus, la forme, la dimension et l'orientation des électrodes et les paramètres électriques de la stimulation.

Le courant passera d'autant plus facilement que l'impédance des tissus sera plus basse. Les tissus à forte impédance requièrent une tension plus élevée pour passer une même quantité de courant. Ainsi, les os et les tissus adipeux, qui sont des tissus à forte impédance, augmentent le seuil effectif du nerf ou du muscle sous-jacent qui doit être stimulé.

A la notion de courant total il est préférable de substituer la densité de courant (quantité de courant par unité de surface). En effet, une basse densité de courant ne provoque que peu de mouvement d'ions et, quel-

quefois, cela n'est pas suffisant pour dépolariiser la membrane. Cette densité de courant est maximale au niveau de l'interface tissu/électrode et tend à décroître dès que l'on s'éloigne de cet interface (fig. 5). Il est certain que si l'on utilise des petites électrodes rapprochées on obtiendra une stimulation superficielle due à la basse impédance des tissus voisins concernés. En revanche, avec des électrodes plus espacées, la stimulation sera plus profonde mais dans ce cas on a davantage de chance de rencontrer une diversité de tissus variant dans leur forme et dans leur composition. En outre, il faut tenir compte de cette dispersion si l'on veut conserver la même densité de courant.

La dimension des électrodes joue également un rôle important. Pour un courant total donné, la densité de courant est d'autant plus forte que l'électrode est plus petite, et inversement. Ainsi, on peut très bien rendre une électrode encore plus active en réduisant sa dimension, en la plaçant au bon endroit à stimuler, et en augmentant la dimension de l'électrode indifférente de façon à faire pénétrer la totalité du courant par une large zone de tissus voisins (fig. 6).

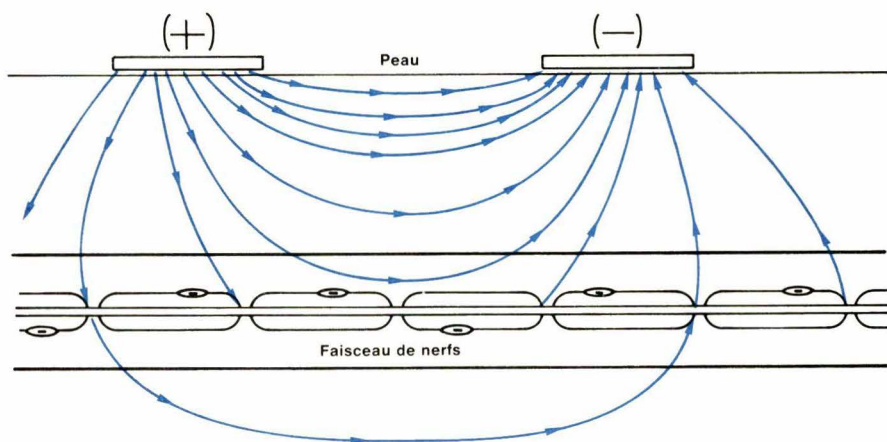


Fig. 5

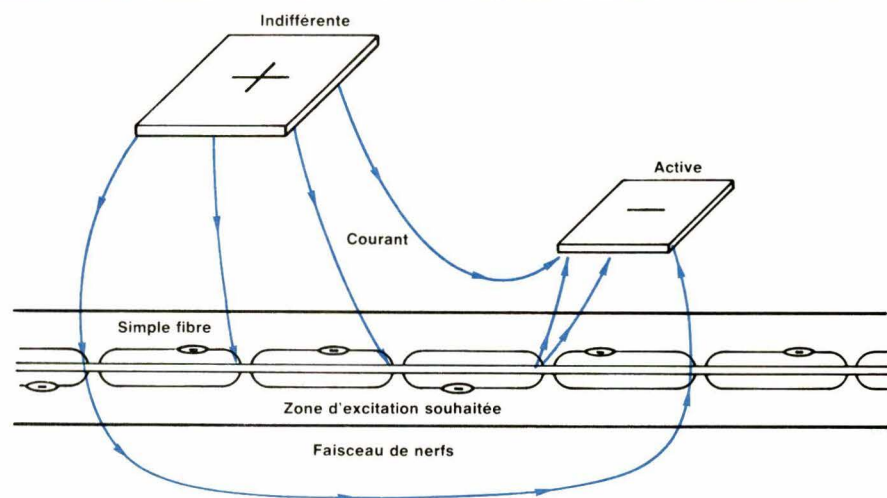


Fig. 6

L'inversion de la polarité des électrodes inverse le sens de circulation du courant et, par conséquent, la zone de dépolarisation. Puisque la cathode est devenue plus grande, le courant diffuse sur une surface plus large, diminuant ainsi la densité de courant (fig. 7). En revanche, une intensité de courant plus élevée est nécessaire pour permettre à la membrane d'atteindre le seuil de dépolarisation spontanée.

Aux différentes conditions de stimulation que nous venons d'évoquer, s'ajoutent d'autres impératifs que nous mentionnerons simplement pour mémoire : les matériaux utilisés dans la conception des électrodes aussi bien pour leurs qualités électriques que mécaniques, les gels ou pâtes servant d'interfaces, etc. Il est certain également que les paramètres électriques de la stimulation doivent répondre à certains critères. L'amplitude de l'impulsion (intensité du courant) et sa largeur (durée d'action du courant) doivent permettre d'atteindre, ou de dépasser, le seuil d'excitabilité du tissu stimulé.

Selon l'amplitude du stimulus, par exemple, nous aurons un recrutement différent des fibres nerveuses. Ainsi, si une impulsion a une amplitude juste au-dessus du seuil, elle excitera les fibres les plus proches et les plus grosses (fig. 8a). L'augmentation de l'intensité excitera les fibres les plus petites aussi bien que les fibres les plus éloignées (fig. 8b).

La stimulation neuromusculaire

On peut dire que le problème de la neurostimulation dans le traitement des désordres musculaires se situe à trois niveaux : au niveau du muscle, au niveau de la moelle épinière et au niveau du cervelet. A chaque niveau, les désordres traités sont différents, avec des moyens également différents, notamment pour les électrodes.

La stimulation neuromusculaire s'est considérablement développée à la suite des travaux du Pr. Bobechko de Toronto qui, avec la société Medtronic, ont mis au point une nouvelle méthode thérapeutique dans le traitement de la *scoliose*. Rappelons que lorsqu'on ne trouve pas de cause à la scoliose, on la qualifie d'idiopathique et sa fréquence est d'environ 80 % des cas. Notons également que 5 % des écoliers de

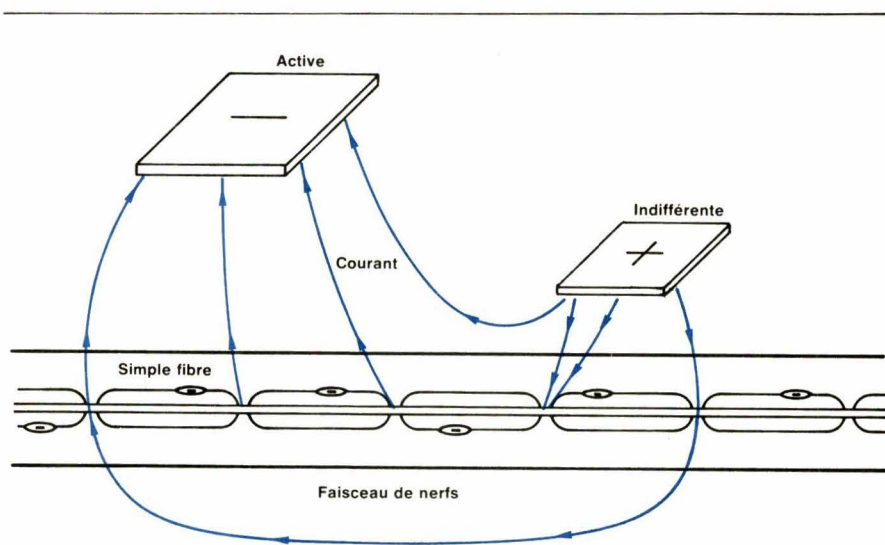


Fig. 7

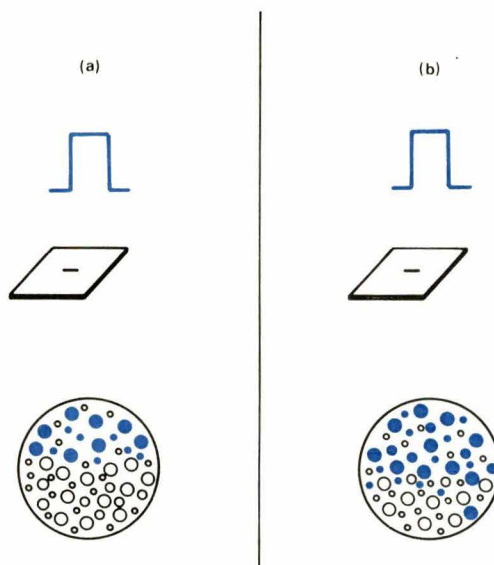


Fig. 8 a - 8 b

6 à 14 ans ont une déformation de la colonne vertébrale (scoliose ou cyphose).

Normalement, quand on regarde le dos d'une personne, la colonne vertébrale est parfaitement droite, tandis que de côté, elle décrit une légère convexité postérieure au niveau des épaules (cyphose) et une convexité antérieure juste au-dessus des hanches (lordose), **figure 9**. Si la colonne vertébrale, vue de dos, dessine une déviation latérale avec une torsion, on diagnostique une scoliose. Cette courbure vertébrale provoque un déséquilibre de posture montrant un thorax décalé par rapport au bassin, les épaules à des hauteurs différentes, en résumé un ensemble asymétrique. En outre, si les vertèbres ont subi une légère rotation, il apparaît une bosse au niveau du thorax.

Au stade précoce, la scoliose est surtout une maladie esthétique dont le retentissement est essentiellement psychologique. Elle apparaît plus ou moins tôt chez l'enfant, et, si rien n'est fait pour la corriger, on assiste à une aggravation sérieuse pendant toute la période de la croissance. A ce stade, les troubles ne sont plus seulement esthétiques mais deviennent également somatiques. Lorsque la déformation est basse, elle peut être douloureuse, lorsqu'elle est haute, on assiste à l'apparition de troubles cardio-respiratoires.

Devant cette maladie relativement fréquente, diverses thérapeutiques peuvent être proposées. Pour les courbures très importantes (suite à un traitement tardif ou inefficace) la chirurgie permet de redresser plus ou moins la courbure mais avec, comme conséquence, un blocage définitif des quelques vertèbres en cause. Pour des courbures moins importantes l'orthopédie apporte des solutions sous la forme de corsets (*Milwaukee, Boston, Berckois*). L'intérêt essentiel du corset est d'arrêter le processus évolutif, de le stabiliser.

C'est à ce créneau de courbures moyennes que s'adresse la stimulation neuro-musculaire. Celle-ci peut s'effectuer par voie externe, ou par voie interne, au moyen de stimulateurs mis au point par *Medtronic*.

La stimulation par voie externe est effectuée au moyen du *Respond* modèle « 3127 » de *Medtronic* (**fig. 10**). C'est un stimulateur à double canal dont le signal rectangulaire

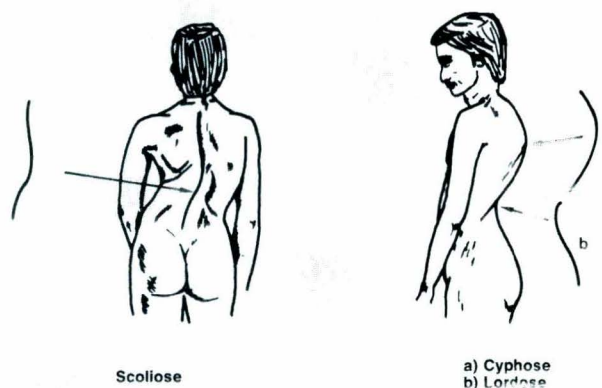


Fig. 9

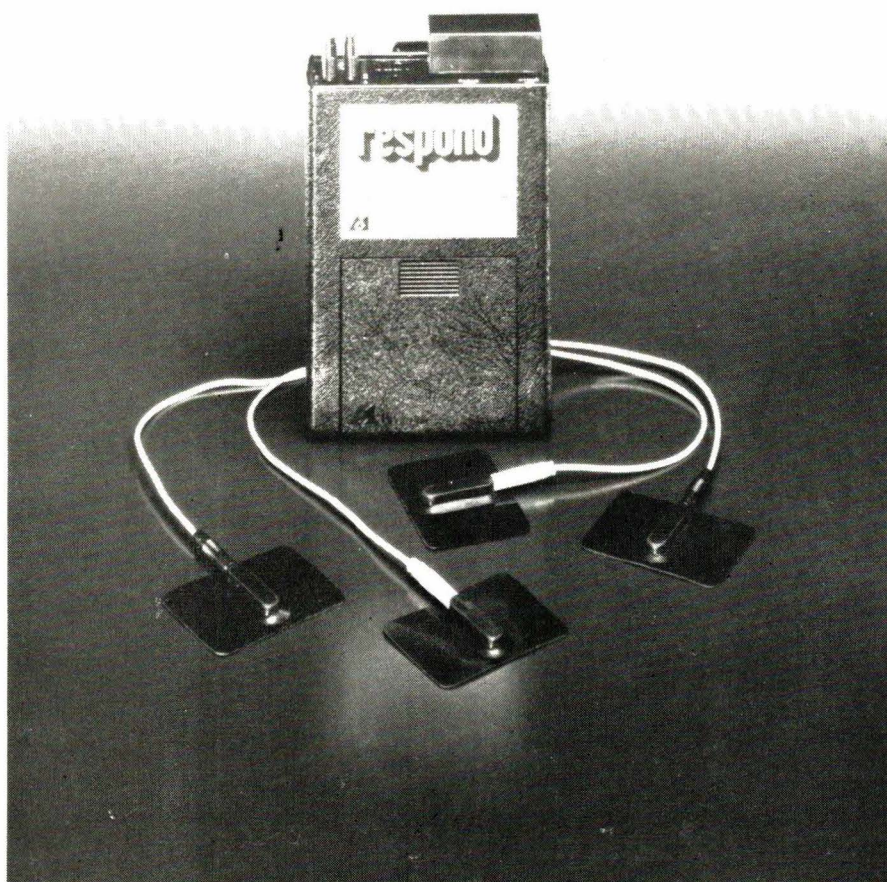


Photo 10

biphasique asymétrique (composante nulle en courant continu) est réglable en amplitude sur chaque canal de 0 à 100 mA. Les impulsions, dont la largeur est fixée à 225 μ s, sont délivrées à une fréquence réglable de 3 à 50 Hz. Le cycle de travail (réglable de 2 à 25 s) est suivi d'un cycle de repos (réglable de 2 à 50 s).

Les électrodes externes, agissant par voie transcutanée, sont placées en des points situés à égale distance de l'apex de la convexité de la scoliose (**fig. 11**). Ces points sont repérés et contrôlés par radiographie, et ils serviront à la mise en place des électrodes tous les soirs, puisque la stimulation a lieu la nuit. L'inconvénient des électrodes externes est la possibilité de provoquer une irritation cutanée par la pose répétée de celles-ci au même endroit et le fait que les patients doivent être assistés de quelqu'un pour leur pose.

La stimulation par voie interne fonctionne de la même façon que la stimulation externe. Elle provoque plus de 2 500 contractions des muscles convexes, de 1,6 s chacune, et cela chaque nuit. La seule différence consiste à fixer de petites électrodes à l'intérieur des muscles paravertébraux et à placer sous la peau un petit récepteur qui transmettra le signal électrique (**fig. 12**).

Ainsi, le matériel comporte :

- à l'extérieur, un générateur d'impulsions alimenté par une batterie de 9 V, relié à une antenne ayant la forme d'un disque plat que l'on applique chaque nuit en regard du récepteur (**fig. 13**). La transmission se fait par radio-fréquence (onde porteuse de 450 kHz) ;

- à l'intérieur, le récepteur filtre l'onde porteuse et transmet un train d'ondes de 225 μ s à la fréquence de 33 Hz pendant 1,6 s vers les électrodes. C'est pendant cette période que le muscle se contracte, puis une période de repos apparaît. Il y a trois électrodes : deux sont reliées à la cathode (électrodes actives) et la troisième est reliée à l'anode (électrode indifférente). Les électrodes et le récepteur sont mis en place chirurgicalement sous anesthésie générale.

Les résultats obtenus sont encourageants et, suite à l'expérience canadienne du Pr. Bobechko, l'Angleterre, l'Autriche, l'Allemagne, l'Espagne, Israël, l'Italie ont formé des équipes pratiquant la mise en

Sans contractions.



Avec contractions.

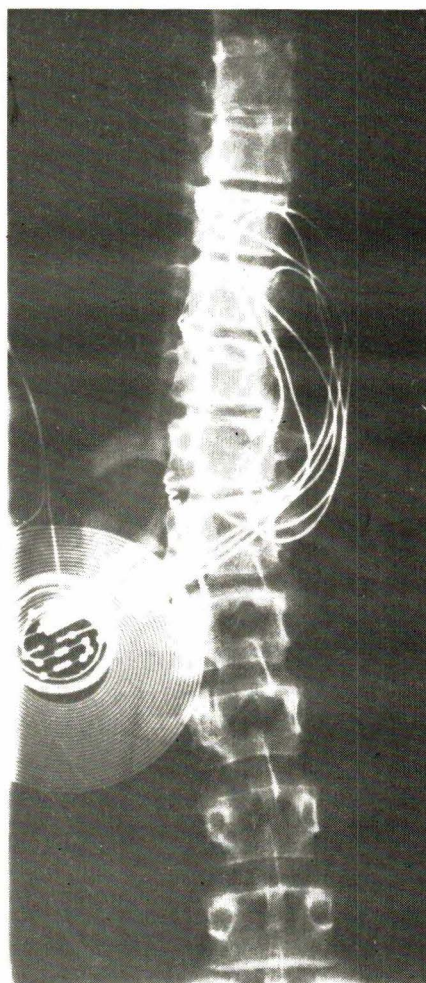


Fig. 12. — La stimulation par voie interne (sujet couché).



Fig. 13

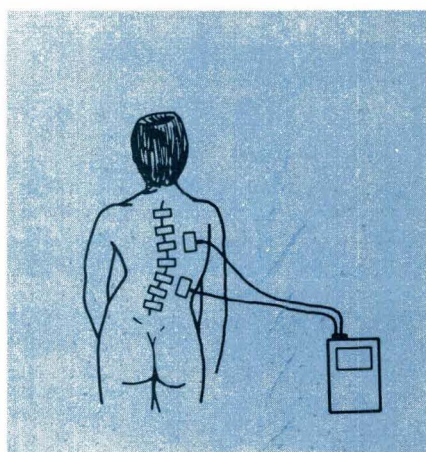


Fig. 11

place de ces implants. En France, plusieurs équipes travaillent sur le sujet : à Paris, le Pr Bensahel et le Dr Briard (hôpital Bretonneau) ; à Toulouse, le Dr Cahuzac (service du Dr Pasquière à l'hôpital Purpan) ; à Berck, le Dr Chopin ; à Bordeaux, le Dr Germaineau (service du Dr Bondonny à l'hôpital des enfants) ; à Besançon, le Pr Onimus.

La stimulation du cervelet

Lorsque l'on stimule d'une façon chronique le cortex cérébelleux, on aboutit à une inhibition de la voie pyramidale due à l'action suppressive de certaines cellules (cellules de Purkinje), notamment sur le thalamus et le cortex cérébral. On voit, d'après la **figure 2**, que l'inhibition de la voie pyramidale entraîne l'inhibition des neurones (motoneurones α et γ) situés dans la corne antérieure de la moelle épinière. On comprend dès lors le rôle de la stimulation sur la spasticité, c'est-à-dire sur la disposition plus ou moins marquée qu'un muscle possède à se contracter.

A cette action peut s'ajouter un effet bénéfique sur certaines maladies nerveuses s'exprimant par des mouvements anormaux (athétose, chorée...). Pour cela, il faut considérer que le cervelet agit sur la dynamique de l'acte moteur selon trois processus (d'après Ewart et Thach) :

- l'influx qui provoquera une contraction musculaire vient du cortex moteur via le cervelet qui adapte le mouvement (feed-back externe) ;
- puisque le cervelet reçoit l'information motrice avant que l'acte se produise, il peut modifier cet acte (feed-back interne) ;
- le cervelet peut programmer dans le temps l'exécution d'un mouvement en envoyant ses messages aux centres moteurs.

Comme on peut s'en rendre compte, la stimulation du cervelet risque d'engendrer diverses réponses selon les modalités de cette stimulation. Actuellement l'approche cérébelleuse de la stimulation se fait par un matériel implantable, soit avec source d'impulsions extérieure et transmission par radio-fréquence, soit totalement implantable. Dans un cas comme dans l'autre il est nécessaire de placer les électrodes sous

anesthésie générale, après ouverture du crâne. Elles sont logées sur la face supérieure des hémisphères cérébelleux, symétriquement (**fig. 14**).

Parmi les neurostimulateurs à radiofréquence, Medtronic a mis sur le marché son modèle « 1741 » (**fig. 15**), à double canal, ne nécessitant l'implantation que d'un seul récepteur. Les électrodes (**fig. 16**) sont constituées par 8 contacts (4 reliés à

l'anode et 4 à la cathode, dans un même canal) et elles fonctionnent en stimulation bipolaire. Le montage est symétrique et, pour chaque canal, l'amplitude peut être ajustée pour une tension de 0 à 10 V (sous 1 000 Ω), la largeur de l'impulsion peut être de 0,5, 0,75 ou 1 ms et l'alternance des stimulations est réglable à 1, 4 ou 8 minutes).

Les neurostimulateurs totalement implantables sont de développement plus récent. Le *Neurolith*, modèle 601, de Pacesetter (**fig. 17**) a été implanté pour la première fois en mai 1979. Cet appareil est conçu pour délivrer approximativement 0,8 $\mu\text{C}/\text{cm}^2$ /impulsion sur une électrode cérébelleuse présentant une surface active de 0,6 cm^2 . Les électrodes Avery SE 341 et SE 354 ainsi que les électrodes Clinical Technology Corp. 767 CTC/H/D

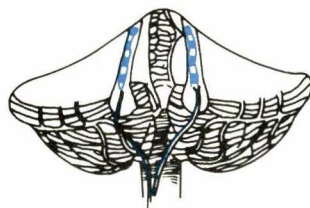


Fig. 14



Fig. 15

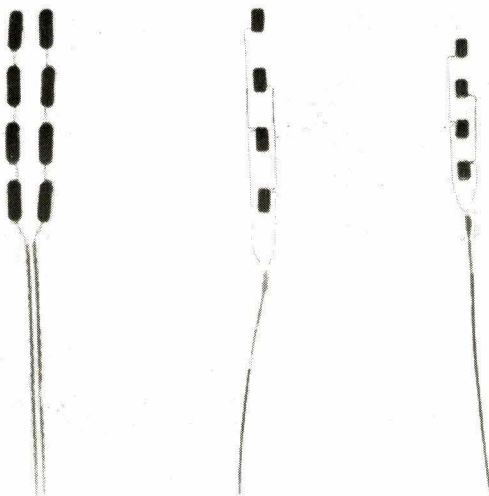


Fig. 16



Fig. 17

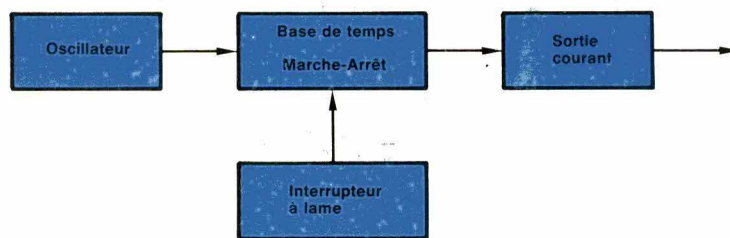


Fig. 18

présentent une surface active voisine de 0,6 cm². La densité de charge est calculée à partir de la relation :

$$Q = \frac{I \cdot t}{S}$$

où :

Q est la densité de charge en $\mu\text{C}/\text{cm}^2/\text{impulsion}$,

I est le courant en mA (1 mA pour le Neuroolith 601),

t est la durée d'impulsion en ms (0,5 ms pour le Neuroolith),

S est la surface des électrodes en cm² (0,6 cm² pour le Neuroolith).

$$\text{Soit : } Q = \frac{I \cdot t}{S} = \frac{1,0 \times 0,5}{0,6}$$

$$= 0,833 \mu\text{C}/\text{cm}^2/\text{impulsion}$$

Babbs et Coll. ont montré, en 1977, qu'une densité de charge supérieure à 10 $\mu\text{C}/\text{cm}^2/\text{impulsion}$ endommage la conduction des fibres nerveuses de la surface du cervelet sur une superficie telle que la stimulation n'est pas efficace très long-

temps. Ils ont également défini qu'une densité de charge inférieure à 8 $\mu\text{C}/\text{cm}^2/\text{impulsion}$ ne cause aucun dommage aux fibres nerveuses conductrices du cervelet.

Les différentes parties du générateur d'impulsions *Neurolith* (fig. 18) sont hermétiquement encapsulées dans un boîtier en titane biocompatible afin de les protéger des interactions avec l'environnement, d'éviter l'intrusion de fluides biologiques et de réduire certains effets des interférences électromagnétiques extérieures. La source d'alimentation au lithium-iode a une capacité chimique potentielle étudiée pour pourvoir à une stimulation continue, pendant plusieurs années (environ 4 ans), dans les conditions optimales d'utilisation.

Les principaux éléments actifs des piles sont le lithium et l'iode, tous deux chimiquement très actifs. Une dégradation des matériaux secondaires de ces piles, particulièrement par

l'iode, peut limiter la longévité des générateurs d'impulsions. Cependant, ces réactions chimiques internes ne peuvent engendrer que des arrêts de fonctionnement graduels.

L'iodure de lithium créé dans la réaction chimique de décharge forme une barrière isolante qui augmente graduellement l'impédance interne de la pile et élimine l'emploi de séparateurs qui sont des sources potentielles de rupture ou de fuite.

Les réactions chimiques des piles ne produisent aucun dégagement gazeux ; aussi, la source d'alimentation et l'enceinte extérieure peuvent toutes deux être hermétiquement scellées, ce qui prévient les fuites d'iode ou l'intrusion de fluides biologiques.

Le générateur d'impulsions délivre, en début de vie, une impulsion à courant constant (**fig. 19**). L'amplitude du courant reste constante pendant environ la moitié de la durée de vie de l'appareil, puis décroît progressivement jusqu'à environ 90 % de la valeur initiale au moment recommandé pour le remplacement. La largeur d'impulsion et la fréquence de stimulation décroissent respectivement d'environ 4 % et 3 %, par rapport aux valeurs initiales.

Les caractéristiques principales du *Neurolith 601* sont : une fréquence de stimulation de 150 imp/s, avec une impulsion de 0,5 ms de large et de 1 mA d'amplitude. La durée du train d'impulsions est de 4 mn avec des arrêts entre les trains de 4 mn.

Avec le *Neurolith 601*, c'est surtout la réduction de l'hypertonie provenant d'une paralysie cérébrale ou d'une attaque qui est visée. Des

troubles associés tels que la dystonie, la chorée, l'athétose, la rigidité, la spasticité, la myoclonie, ont été soulagés à des degrés divers suivant la relaxation musculaire obtenue.

Pacesetter a réalisé un *Neurolith 603*, toujours pour la stimulation du cervelet, destiné au traitement de certaines formes de l'épilepsie. La fréquence de stimulation est de 100 imp/s, avec une impulsion de 0,25 ms de largeur et de 3 mA d'amplitude. *Pacesetter* pense mettre sur le marché, vers la fin de 1982, un modèle « AFP » à deux canaux, possédant une électrode de mesure. Il sera multifonctions, multiprogrammable et interrogeable par radiotélémetrie.

Conclusion

Comme nous l'avons vu au cours de cette étude, ce type d'appareillage s'adresse à de nombreuses personnes : les scoliotiques, les IMC (Infirmités Motrices Cérébrales), les épileptiques. A des degrés divers, des améliorations sont obtenues aussi bien sur le plan fonctionnel que dans la réduction des mouvements anormaux. Et si, face à la fragilité des structures nerveuses considérées, l'emploi de stimulateurs externes avec réglage accessible par le malade a fourni des résultats peu concluants, l'arrivée sur le marché de modèles totalement implantables et programmables par le médecin assure une meilleure validité des résultats actuels. C'est une contribution importante à la réinsertion de tout un groupe social, à laquelle il faut associer, bien entendu, toutes les possibilités de la kinésithérapie.

J. Trémolières

Bibliographie

- [1] Heath R.G. and Coll. The cerebellar pacemaker for intractable behavioral disorders and epilepsy : follow-up report ». *Biological Psych.*, vol. 15, n° 2 ; 1980 p. 243-255.
- [2] Sedan R. — Lazorthes Y. « La neurostimulation électrique thérapeutique » — XXVIII^e Congrès annuel de la Société de Neurochirurgie de langue française, Athènes 29-30 mai 1978, in *Neurochirurgie* vol. 24, suppl. I — 1978.

Adresses utiles

— *Pacesetter système France*, Tour d'Asnières, 92606 Asnières. Cedex. Tél. : 790.35.35.

— *Medtronic France*, 120, avenue Charles de Gaulle, 92200 Neuilly-sur-Seine. Tél. : 747.11.25.

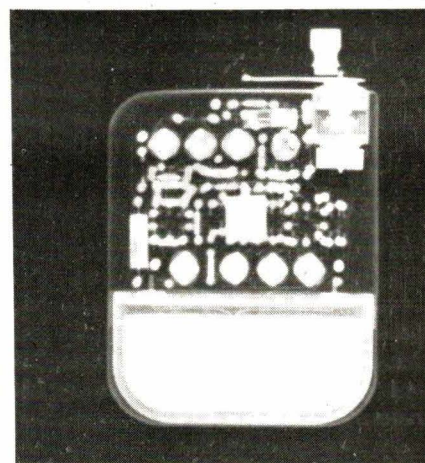


Fig. 20 Photo

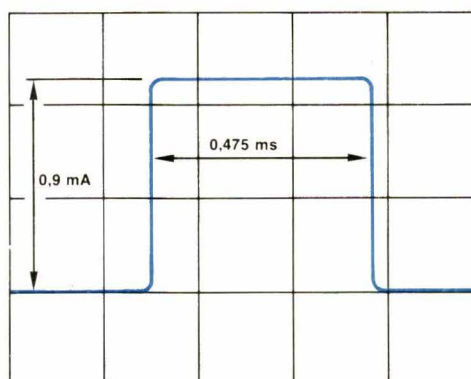
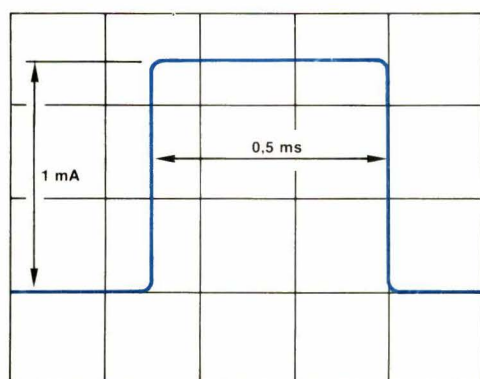
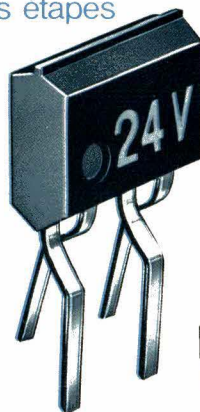


Fig. 19

SDS Leader dans la technologie du relais

Nous mettons en place de nouvelles étapes

Notre circuit IC est le premier circuit intégré monolithique qui, additionné à un condensateur permet d'utiliser un relais bistable comme un monostable. Par ce fait, on obtient une économie d'énergie nécessaire de 99%, une réduction du temps de collage de 50%, une tension thermo-électrique pratiquement nulle, aucun échauffement du relais et des composants avoisinant, une sécurité de contact plus grande et un rebondissement des contacts moindre, donc par conséquent, une plus grande durée de vie du relais. Nous sommes à votre disposition pour tous renseignements complémentaires.



Circuit IC en grandeur réelle: 5 x 1,7 x 4 mm

SDS Relais en Europe:



SDS-RELAIS FRANCE S.A.R.L.
La Boursidière-R.N. 186
F-923 50 Le Plessis Robinson
Tel. (01) 6303590 · Tx. 202486

SDS-ELEKTRO GmbH
Fichtenstraße 3-5
D-8024 Deisenhofen
Tel. (089) 6132061 · Tx. 529253

SDS-RELAIS H. SAUER Ges.mbh
Johannesstraße 25
A-2344 Maria-Enzersdorf
Tel. (02236) 6846-7 · Tx. 79240

SAUER-SDS-RELAIS AG
Am Wasser 24
CH-8049 Zürich
Tel. (01) 425875 · Tx. 56326

SDS-RELAIS ITALIA S.R.L.
Via Abruzzo 7
I-37138 Verona
Tel. (045) 573122/573565

SERVICE-LECTEURS N° 209



ATTENTION !..
HAUTE TENSION ...



Mais... Les voyants miniatures

SLOAN la supporte !..

Modèle standard 876 ou étanche 877

Tension de claquage > 2500 Volts



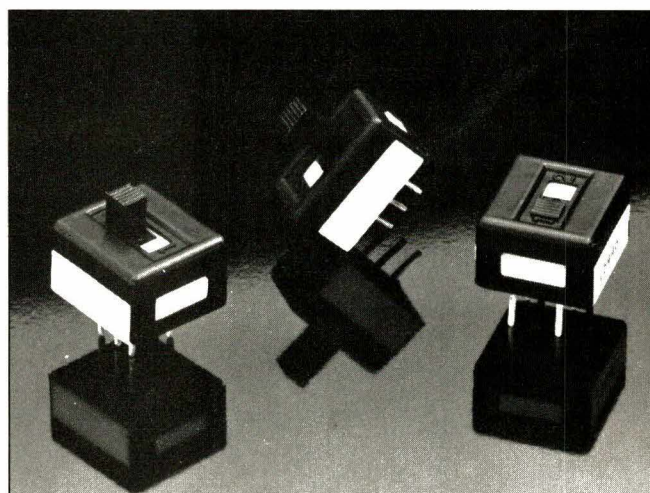
Capey

4, rue des Bons Raisins
92500 RUEIL MALMAISON

Tél : (1) 708.42.10 - 749.43.05 · Tlx : 204012 F

Composants électroniques : Allée 14 - Stand 151

SERVICE-LECTEURS N° 210



Grandes performances et petits prix.

Indifférents aux chocs thermiques, les interrupteurs à glissière de la Série 25000 N se soudent à la vague sur les circuits imprimés. Etanches à la base, ils n'ont pas peur des décapants. Leur fiabilité et la qualité de leurs contacts en font des composants hautes performances, pour un prix compétitifs. Faites donc des économies !



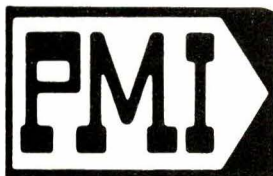
APR - Siège Social et Usine : 82270 Montpezat de Quercy
Tél. : (63) 02 07 08 - Télex : 531 853
Agence pour la région parisienne : 87, rue Bobillot
75013 Paris - Tél. : 588 81 53 - Télex : 200917

Des inters à glissière très performants.

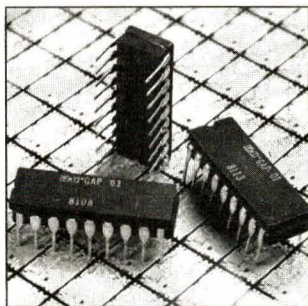
Signer Courcelle et associés

SERVICE-LECTEURS N° 211

ELECTRONIQUE APPLICATIONS N° 23 - PAGE 117



PRECISION MONOLITHICS INC
Santa Clara, California, USA
Affilié au Groupe Bourns

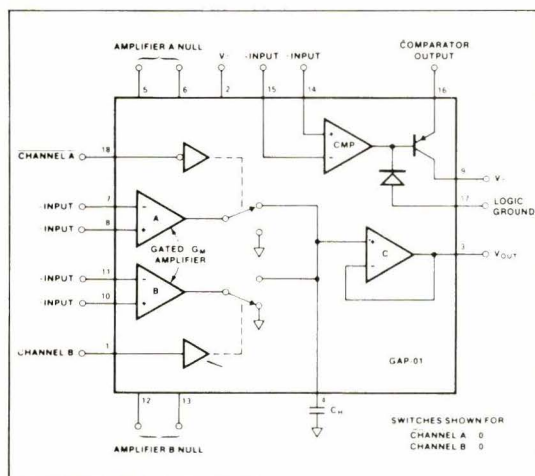


présente le GAP 01

CIRCUIT ANALOGIQUE MULTIFONCTIONS A LARGE GAMME D'APPLICATIONS

- DÉMODULATEUR SYNCHRONE
 - CONVERTISSEUR TENSION/FRÉQUENCE
 - AMPLIFICATEUR DE VALEUR ABSOLUE
 - ECHANTILLONNEUR BLOQUEUR 2 VOIES
 - GÉNÉRATEUR DE RAMPES
- ...ET BEAUCOUP PLUS SUR UNE SEULE PUCE !

FUNCTIONAL DIAGRAM



Pour plus amples informations contactez :

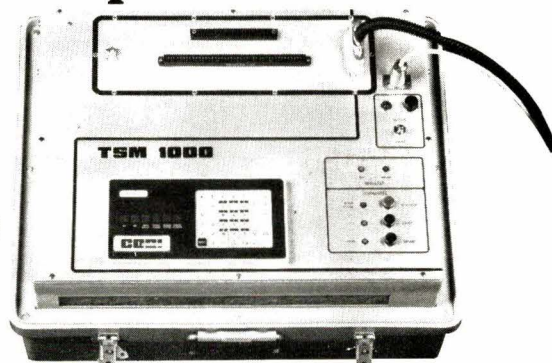
OHMIC

21-23, rue des Ardennes 75019 Paris
Tél. 203.96.33 - Télex 230.008 F
affilié au groupe

BOURNS

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

Salon des Composants - Bât. 2 - 2 - Allée 24 - Stand 17

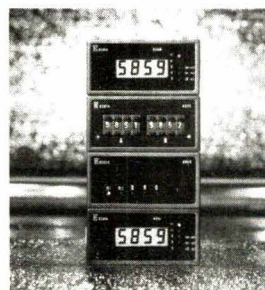
SERVICE-LECTEURS N° 213

Nom: **DEUTA**
Prenom: **MEPSY**

Age: Nouveau né
Race: μ Processeurs
Signes particuliers: Modulaire
Applications:

- Vitesses
- Températures
- Pressions

- 1 Module de base
- 3 Modules de fonctions complémentaires
- Compatible "tous signaux"
- Indique:
 - Fréquence Entrée 1 à Entrée n
 - Différence E1 - En
 - % E1 / En
 - Rapport E1 / En
- Possède:
 - Constante K réglable
 - Virgule flottante
 - Affichage LCD
 - 8 Seuils réglables
 - Sortie BCD
 - Test en fonctionnement

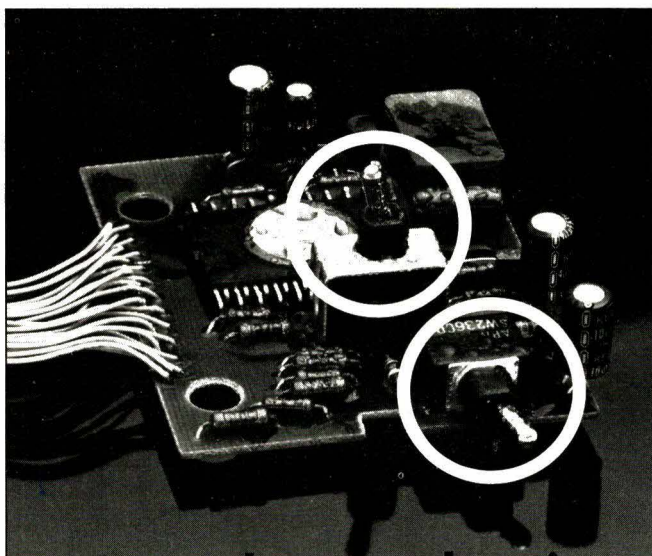


DEUTA-FRANCE S.a.r.l., Tel. (4) 4885151
BP 1, 60123 Bonneuil en Valois

Salon des composants - Allée 8 - Stand 129

SERVICE-LECTEURS N° 212

SERVICE-LECTEURS N° 214



Mettez-les tout de suite dans le circuit.

Petits, très fiables, endurants, les interrupteurs de la Série S se destinent aux circuits imprimés. Etanches, ils se soudent à la vague et ne craignent pas le nettoyage par immersion. Les interrupteurs S se montent vite, tout de suite. Gagnez donc du temps !



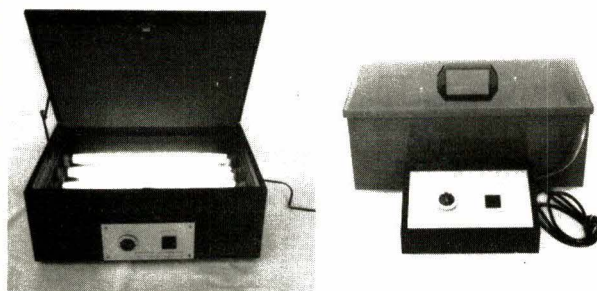
APR - Siège Social et Usine 82270 Montpezat de Quercy
Tél. : (63) 02 07 08 - Télex : 531853
Agence pour la région parisienne : 87, rue Bobillot
75013 Paris - Tél. : 588 81 53 - Télex : 200917

Des milliers d'inters pour circuits imprimés.

Signer Clouet et associés

SERVICE-LECTEURS N° 215

FAITES VOS CIRCUITS IMPRIMÉS 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 3. 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.

MARVLEC ELECTRONIQUE
6, rue de la Marne. 95460 EZANVILLE.

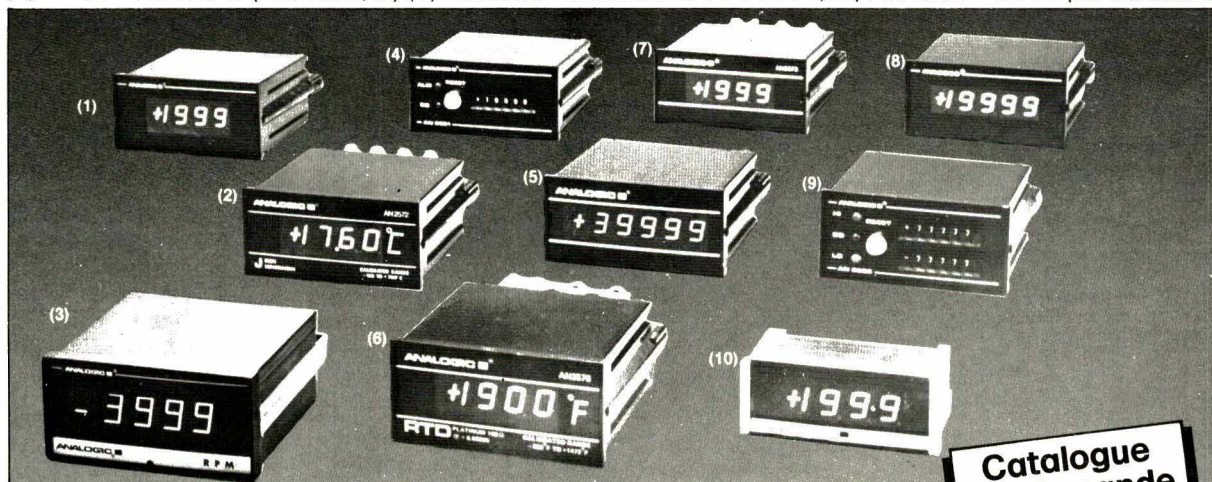
SERVICE-LECTEURS N° 216

ANALOGIC

INDICATEURS NUMERIQUES DE TABLEAU

UNE SERIE COMPLETE

- | | | |
|---------------------------------|----------------------------------|------------------------------------|
| (1) AN 2570 - 2 000 pts | (9/4) AN 2580/81 - comparateurs | (7) AN 2573 - tachymètre |
| (2) AN 2572 - thermomètre TC | (5) AN 2577 - 40 000 pts | (8) AN 2574 - 20 000 pts |
| (3) MESUROMETRES (AC, RMS, ...) | (6) AN 2576 - thermomètre Pt 100 | (10) AN 2575 - 2 000 pts miniature |



Catalogue sur demande

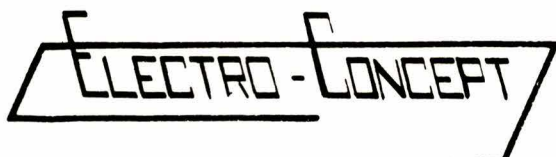
KONTRON

ÉLECTRONIQUE

B.P. 99
6, rue des Frères Caudron
78140 Vélizy Villacoublay
Tél. : (3) 946.97.22
Télex : 695673

Salon des Composants - Stand 127 - Bât. 1 - Allée 1

SERVICE-LECTEURS N° 217



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° 218

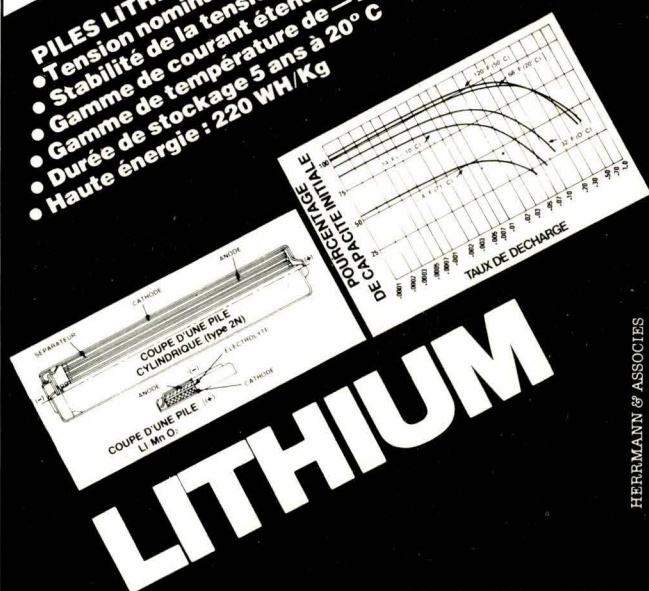
PAGE 120 - ELECTRONIQUE APPLICATIONS N° 23

UNE NOUVELLE DIMENSION ENERGETIQUE



DURACELL®

- PILES LITHIUM Mn O₂
- Tension nominale élevée 3 volts
- Stabilité de la tension de décharge
- Gamme de courant étendue du micro A à l'ampère
- Gamme de température de -20° C à +50° C
- Durée de stockage 5 ans à 20° C
- Haute énergie : 220 WH/Kg



LITHIUM

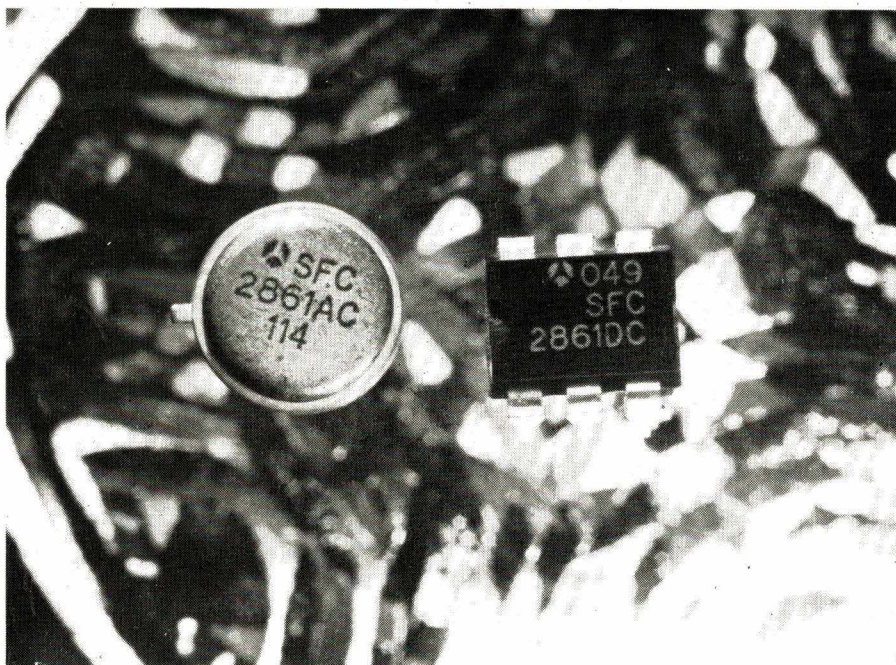
DURACELL FRANCE
5, rue Chantecoq 92808 PUTEAUX
Tél. : 776.44.20 - Télex : 630423

Salon des Composants - BAT. 1 - ALLEE 11 - STAND 21

HERRMANN & ASSOCIES

SERVICE-LECTEURS N° 228

NOUVEAUTES



Triac en boîtier isolé

Ce produit est conçu pour servir d'interface de puissance aux applications les plus courantes dans les domaines industriels et électroménagers.

La plus forte puissance proposée jusqu'à aujourd'hui dans le boîtier « Fastpak » était de 25 A.

La configuration du boîtier « Fastpak » a elle aussi été modifiée : les pattes de sortie de type Faston sont maintenant « entaillées » pour permettre soit une connexion soudée, soit l'enclenchement d'un connecteur « quick connect ».

Le boîtier « Fastpak » isolé comporte une embase en cuivre de forme TO-3, dont l'une des fixations est une encoche pour faciliter le montage.

Ce boîtier a été conçu en vue de l'économie du temps de montage pour les applications de grande série.

Teccor/ CP Electronique.

SERVICE-LECTEURS N° 110

Amplificateur opérationnel large bande

Cet amplificateur opérationnel à entrées J-FET réalisé en technologie « isolation diélectrique » présente un produit gain-bande de 100 MHz, une vitesse de balayage de 120 V/ μ s, un temps de positionnement à 0,1 % de 400 ns.

Ce circuit est stable en boucle fermée si le gain de boucle sans compensation est supérieur à 10. La bande passante en puissance est de 1 MHz, la tension d'offset 0,5 mV. La tension d'alimentation peut être comprise entre ± 10 et ± 20 V.

Cet amplificateur est présenté en boîtier métallique TO 99, en boîtier « minidil » 8 broches plastique et céramique, en gammes de température civile et militaire.

Les principales applications concernent les équipements militaires, de télécommunications, de vidéo et d'instrumentation.

MHS.

SERVICE-LECTEURS N° 111

Amplificateur opérationnel haute-tension

Le SFC 2861 est un amplificateur opérationnel d'usage général à structure intégrée monolithique. Il présente un gain en tension élevée ainsi qu'une excellente stabilité en température.

Cet amplificateur a été spécialement conçu pour pouvoir fonctionner à l'intérieur d'une gamme de tension d'alimentation très étendue, pouvant aller jusqu'à ± 50 V, et pour fournir un courant de sortie important (70 mA). De plus, ce dispositif comporte un circuit de protection des entrées et il peut être compensé en fréquence à l'aide d'une seule capacité de 100 pF.

Les caractéristiques principales sont les suivantes :

- tension d'alimentation élevée (jusqu'à ± 50 V) ;
- courant de sortie 70 mA ;
- gain en tension élevé (90 dB typ.) ;
- excellente stabilité en température (DI_{10} 0,3 nA/ $^{\circ}$ C typ.) ;
- boîtier DIL 8 ou métallique (CB-107).

Thomson-Efcis.

SERVICE-LECTEURS N° 112

Oscilloscope 20 MHz

Ce nouvel oscilloscope 20 MHz, d'usage général, l'OS 300, possède de nombreuses possibilités que l'on ne rencontre habituellement que dans des appareils à bande passante plus importante.

L'OS 300 est doté d'un écran rectangulaire lumineux de 8 x 10 cm dont le phosphore peut être standard ou à longue persistance suivant l'usage auquel il est destiné. La bande passante à - 3 dB va du continu à 20 MHz et la sensibilité est continuellement réglable entre 2 mV/cm et 25 V/cm. Le réglage

continu autorise l'étalonnage de l'écran directement en unités physiques de différentes natures. Les deux voies verticales sont identiques en performances et leur précision est de $\pm 3\%$.

De nombreux modes de visualisation sont disponibles. A côté des modes courants, simple trace et double trace, on trouve les modes addition et inversion qui permettent la compensation de niveaux continus de référence et les mesures différentielles de tension. On dispose du mode X-Y pour la mesure de fréquence et de déphasage à partir de figures de Lissajous. Une autre possibilité de visualisation consiste à utiliser l'entrée « modulation Z » pour obtenir des marqueurs d'événements ou pour effacer les retours de signaux sur les traces X-Y. La base de temps offre 18 gammes de vitesse de balayage, de $0,5 \mu\text{s}/\text{cm}$ à $0,2 \text{ s}/\text{cm}$ avec une précision de 3% . Grâce au contrôle variable de vitesse un réglage continu peut être effectué entre $50 \text{ ns}/\text{cm}$ et $0,5 \text{ s}/\text{cm}$.

Parmi les multiples dispositifs de déclenchement on trouve la commande du niveau de seuil et les modes automatique et normal. En mode automatique, la base de temps relaxe quand le niveau du signal d'entrée est insuffisant ou quand le seuil de déclenchement est en dehors de la plage d'amplitude du signal. Grâce au couplage continu des circuits de déclenchement il n'est pas nécessaire de réajuster le seuil lorsque le niveau moyen du signal d'entrée change comme c'est le cas, par exemple, d'un train d'impulsions à facteur de forme variable.

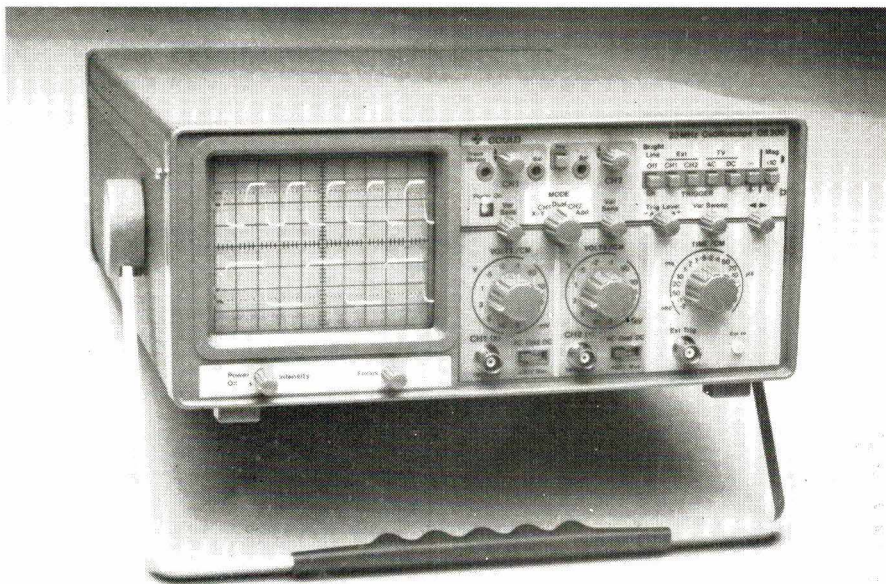
Gould.

SERVICE-LECTEURS N° 113

Alimentations de laboratoire

Les alimentations de laboratoire SDL/G2-HR ont une puissance disponible comprise entre 1 000 et 1 200 W et travaillent par découpage direct du secteur à la fréquence de 20 kHz.

Trois éléments constituent cette gamme et les tensions délivrées sont réglables de 0-20 V/50 A, 0-36 V/30 A et 0-60 V/2COA selon le modèle considéré. Les SDL/G2-HR, principalement destinés aux sys-



tèmes de contrôle automatique et aux laboratoires, sont programmables via un interface aux normes IEEE 488. Ces alimentations programmables fonctionnent à tension constante ou en courant constant avec passage automatique d'un mode de régulation à l'autre par commutation électronique, sans intervention manuelle.

Les tensions et courants de sortie sont indiqués grâce à un affichage analogique et numérique. Les sorties sont flottantes et la programmation à distance du courant et de la tension se fait par potentiomètre ou par télécommande analogique. Les SDL/G2-HR sont équipés de nombreux dispositifs assurant les protections contre les anomalies du réseau, contre les surtensions de sortie, contre les échauffements anormaux et contre les appels de courant principalement.

Sodilec.

SERVICE-LECTEURS N° 114

Codeur à fibres optiques

Ce produit est composé de trois éléments : le codeur proprement dit, un boîtier contenant les circuits électroniques et les composants d'émission et de réception et un câble optique multivoies assurant grâce à des connecteurs optiques appropriés, la liaison entre le codeur et le boîtier électronique.

Le codeur proprement dit est constitué des mêmes éléments de base qu'un codeur optique classique, à savoir une roue codeuse (obtenue par découpe chimique ou photogravure) solidaire d'un axe monté sur des roulements. Par contre, l'utilisation des fibres optiques permet de séparer du codeur, les composants optoélectroniques et les circuits électroniques associés, ne laissant subsister à l'intérieur du codeur, que des éléments entièrement passifs. Cela permet d'utiliser le codeur dans des ambiances sévères (parasites électromagnétiques et température) ce que ne permet pas la technologie habituelle.

Les caractéristiques du produit présenté sont les suivantes :

- 800 points par tour ;
- sortie électrique : deux trains d'impulsions compatibles TTL ;
- raccordement du codeur et du boîtier électronique au câble optique par connecteurs optiques multivoies ;
- longueur de la liaison optique : de quelques dizaines de centimètres à plusieurs dizaines de mètres (plus si nécessaire) ;
- encombrement : analogue à celui d'un codeur classique de même définition.

Souriau

SERVICE-LECTEURS N° 115

Electromètre

Cet électromètre, modèle « 614 », a été conçu pour répondre aux applications récentes aussi bien que classiques en électronique. Le « 614 » étend aux électromètres la simplicité des multimètres numériques.

Sa face avant regroupe l'ensemble des commandes à boutons-poussoirs de couleurs spécifiques à la fonction et à la sensibilité sélectionnées ainsi qu'un afficheur « LED » très largement dimensionné de 2 000 et 20 000 points. Le modèle « 614 » offre une grande souplesse et une variété d'utilisations qui peuvent être mises en évidence à travers les spécifications suivantes :

- tension continue : 10 μ V - 20 V, pour $Z_e > 5.10^{13}\Omega$;
- courant continu : 10 fA de résolution (10^{-14} A), pour une chute de tension sur l'entrée $< 200 \mu$ V ; (1 000 fois plus faible que les meilleurs multimètres) ;
- résistance : mesure directe jusqu'à $2 \times 10^{11}\Omega$ -200 G Ω ;
- charge : 10^{-14} à 2×10^{-8} coulomb ;
- fonction : annulation de courant.

On retrouve un autre aspect de la souplesse d'emploi du modèle « 614 » dans la conception de la face arrière où l'on dispose de deux sorties analogiques. L'une d'elle délivre un signal atteignant 2 V, utilisable sur les enregistreurs graphiques, tandis que la seconde correspond à la sortie de l'étage préamplificateur autorisant des mesures de tension et résistance « gardées ». Cette dernière peut, également, être employée afin d'adapter la configuration du « 614 » à différents montages de mesure par adjonction de composants de contre-réaction spécifiques externes.

Keithley

SERVICE-LECTEURS N° 116

Film « Lexan »

Ces films s'impriment aisément en sérigraphie sans exiger aucune préparation et ne nécessitent pas l'emploi d'encre spéciales (il est possible d'utiliser des encres à séchage rapide).



Le film Lexan peut être facilement sérigraphié en face arrière assurant ainsi une excellente protection contre l'abrasion de l'encre.

Par ailleurs, la bonne stabilité dimensionnelle du film assure un bon repérage et permet une découpe par matricage avec des tolérances étroites ; thermoformable, le film est également facile à coller.

Transparent, translucide, le film Lexan, quelle que soit son épaisseur, permet une bonne transmission lumineuse, de l'ordre de 84 %.

Dans l'électroménager, le film Lexan permet de réaliser les façades d'affichage des fours, des machines à laver, mixer... Il permet par ailleurs la réalisation de cadrans d'instruments dans l'automobile, applications où il se révèle particulièrement performant.

Dans les secteurs de l'électronique et informatique, ce sont les plaques frontales des appareils haute fidélité, les claviers des ordinateurs, les touches des appareils de mesure qui peuvent être réalisés, tandis que dans le domaine des télécommunications, le film Lexan permet la fabrication de cadrans, de touches.

Le film Lexan peut compter également des applications en télématique, bureautique.

General Electric Plastics

SERVICE-LECTEURS N° 117

Membranes de clavier

Voici une gamme de membranes de clavier, mettant en œuvre les élastomères électro-conducteurs destinés à remplacer les éléments mécaniques complexes. Ces mem-

branes assurent les fonctions mécaniques et électriques pendant une durée de vie supérieure à dix ans. Associées à un circuit imprimé, elles permettent de réaliser des claviers de haute performance, étanches et de coût compétitif. Elles peuvent comporter des touches qui sont soit incorporées directement dans la membrane avec marquage, soit rapportées. Ces membranes trouvent ainsi de très nombreuses applications dans les secteurs d'activité professionnelle divers tels que : télécommunications, télématique, électronique grand-public, etc.

Hutchinson.

SERVICE-LECTEURS N° 118

Amplificateur stéréo monolithique

Destiné aux applications « stéréo Hi-Fi », le TDA 2009 est un double amplificateur audio, classe AB, monolithique, fournissant des puissances de sortie jusqu'à 10 + 10 W.

Avec une tension d'alimentation de 23 V, le TDA 2009 fournit 10 + 10 W avec 4 Ω de charge et 6 + 6 W avec 8 Ω , avec une distorsion harmonique totale de 0,5 %. En utilisant deux TDA 2009, il est possible d'obtenir des sorties de 20 + 20 W en configuration en pont pour chaînes Hi-Fi et TV stéréo.

Le TDA 2009 est monté dans un boîtier plastique 11 broches « Multi-watt » et nécessite un nombre minimum de composants externes.

SGS-ATES.

SERVICE-LECTEURS N° 119

Circuits pour alimentations à découpage

Ces deux circuits ont été conçus pour les applications d'alimentation à découpage et sont remplaçables directement, broche à broche, avec les produits de type **Texas Instruments** TI 494 et TI 495.

Chaque circuit contient un régulateur 5 V intégré, deux amplificateurs d'erreur, une bascule à impulsion modulable et un étage de sortie contrôlable.

Les amplificateurs ont une tension d'entrée en mode commun de $-0,3 \text{ V}$ à $V_{cc} = -2 \text{ V}$.

Le régulateur fournit une tension de référence stable de 5 V, très utile dans les systèmes à base de micro-processeurs.

L'oscillateur interne peut facilement être mis hors fonctionnement et être couplé à une fréquence extérieure.

Les sorties peuvent débiter 200 mA et les circuits peuvent être montés en push-pull ou en parallèle.

La conception est telle qu'aucune sortie ne peut être « pulsée » deux fois en utilisation push-pull.

Les transistors de sorties sont indépendants et permettent leur utilisation en émetteur commun ou émetteur suiveur.

Exar / Tekelec-Airtronic

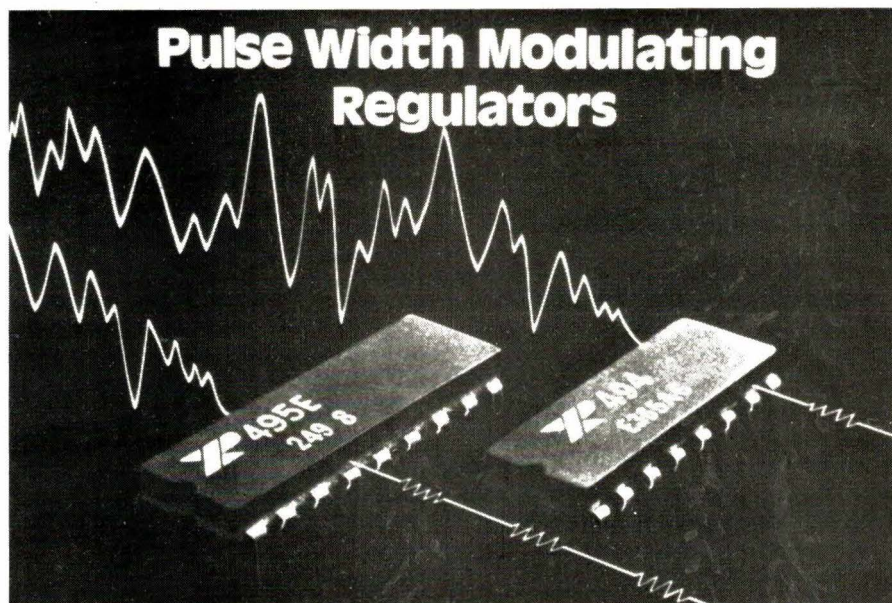
SERVICE-LECTEURS N° 120

Circuit d'interface MOSFET

Ce circuit est destiné à l'interface des MOSFET de puissance et est spécialement adapté à leur commande.

Le D 169 est présenté dans un boîtier dual-in-line 14 broches céramique ou plastique contenant deux réseaux de commande identiques et totalement indépendants réalisant chacun la fonction Q et Q.

Chaque réseau comprend un comparateur à seuil réglable, un étage translateur de niveau et des sorties bufferisées à émetteur-suiveurs complémentaires autorisant une large excursion de sortie : 33 V à $\pm 40 \text{ mA}$



($\pm 100 \text{ mA}$ crête). Ce circuit permet d'atteindre des vitesses de commutation élevées avec des retards aussi faibles que 70 ns.

Il est dorénavant possible de développer de façon indépendante et compacte des fonctions aussi diverses que deux push-pull, deux totem-poles, deux bootstraps, toute combinaison de ceux-ci ou encore un pont complet.

Siliconix.

SERVICE-LECTEURS N° 121

Imprimantes matricielles

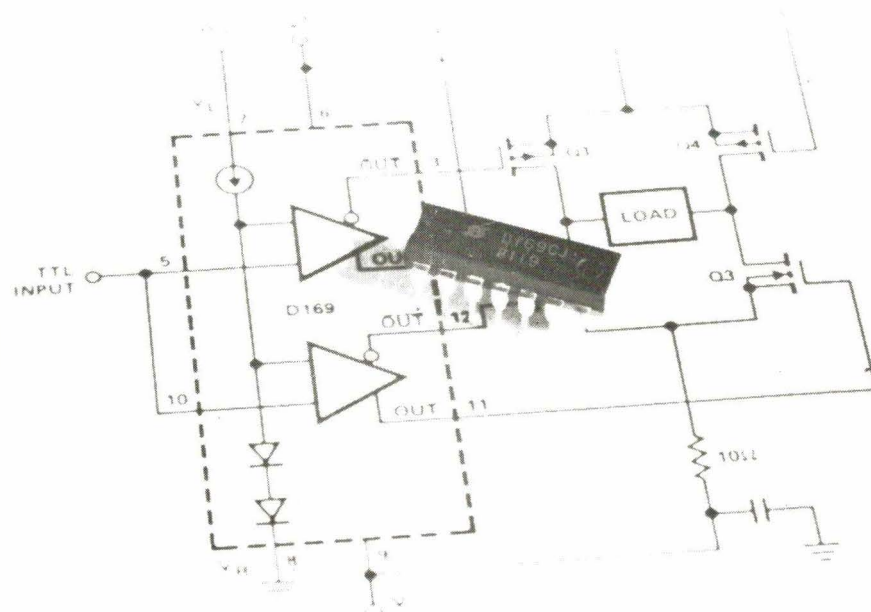
Ces matériels des séries 1000, 2000, 4000 et 5000 sont du type

bidirectionnel et travaillent à des cadences comprises entre 150 et 280 cps. Ces imprimantes disposent de nombreux jeux de caractères (romain, italique, hébraïque... OCR-A et B) et permettent l'impression de codes à barres.

Elles travaillent sur 80 ou 132 colonnes pour les modèles 1000 et 2000, sur 80, 123 ou 200 colonnes pour la 4000 et sur 132 pour la série 5000. Elles disposent d'une mémoire tampon de 1 K ou de 512 caractères et sont connectables par des interfaces série V24 ou parallèle **Centronics** et IEEE.

Eurocomp

SERVICE-LECTEURS N° 122



Filtre universel

Dans beaucoup de domaines tels que l'acoustique, les télécommunications, la radiodiffusion, l'électrotechnique, la recherche, l'électronique médicale, le traitement numérique et l'étude des phénomènes vibratoires, on utilise différents filtres ou réseaux permettant de transformer les signaux.

Voici un filtre universel parfaitement adapté à cette grande variété d'applications entre 10 Hz et 150 kHz.

L'UN-1 combine à la fois les avantages procurés par les techniques à microprocesseur et les circuits de calcul analogiques. L'utilisation de programmes d'approximation optimisés permet de réaliser pratiquement n'importe quelle caractéristique de fonction de transfert.

L'équipement standard comprend des fonctions de filtrage classiques, des filtres de pondération et des combinaisons de ces paramètres. Plus de trente fonctions sont programmées de façon fixe et peuvent être appelées par touche. Les paramètres caractéristiques sont entièrement programmables en face avant, tel que la fréquence limite, la fréquence centrale, la largeur de bande, la pente des flancs ou le temps de propagation. Au total, plusieurs millions de réglages sont possibles.

L'appareil dispose des filtres normalisés selon les recommandations DIN et IEC (passe-bas, passe-haut, filtre d'octave ou de demi-octave). Pour ces filtres, on peut régler les différentes caractéristiques ainsi que la pente jusqu'à 90 dB/octave (158 dB/octave pour les filtres Cauer).

Wandel et Goltermann

SERVICE-LECTEURS N° 123

Alimentations modulaires

La réalisation de cette série d'alimentations a été possible grâce à la mise en œuvre d'un circuit intégré spécialement étudié pour cette application. Les caractéristiques sont :

- entrée réseau 220 V \pm 10 %, 47 à 440 Hz ;
- sortie soit ajustable à \pm 5 % de

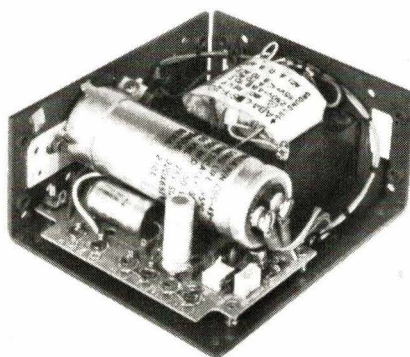


5 V, 5 A à 28 V, 1,6 A, soit réglable de 0 à 7 V, 3,4 A à 0 à 32 V, 1,1 A, selon modèles ;

- régulation type linéaire ;
- régulation 0,005 % + 500 μ V ;
- ondulation résiduelle et bruits : inférieur à 150 μ V efficace, 500 μ V crête-à-crête ;
- dimensions 66 x 124 x 143 mm.

Applications : alimentation de circuits analogiques, capteurs, tous amplificateurs à faible bruit. On note la possibilité d'utilisation avec ou sans couvercle de protection mécanique.

Lambda Electronique



SERVICE-LECTEURS N° 124

Diodes Schottky de puissance

Ces diodes de 6 et 16 A, séries USD 600, à simple puce et 600 C, à double puce, supportent des tensions inverses de 20, 35, 40 et 45 V. Le courant moyen pour les modèles monopuce de la série USD 600 est de 6 A et pour les modèles double puce de la série 600 C de 12 A. La chute de tension aux bornes de ces diodes est de 0,55 V à 6 A.

Les séries monopuce USD 700 et bi-puce 700 C ont des tensions inverses de 20, 35, 40 et 45 V. Leurs courant moyens s'élèvent à 8 A pour les monopuces et 16 A pour les

diodes à double puce. Les circuits de cette série USD 700 ont une chute de tension de 0,55 V à 8 A.

Les diodes des séries USD 800 et 900 sont également caractérisées par des tensions inverses crêtes de 20, 35, 40 et 45 V. Les chutes de tensions sont de 0,55 V à 12 A pour le modèle USD 845 (45 V) et à 0,6 V pour le modèle USD 945 (45 V).

Ces éléments supportent, respectivement, des courants crêtes de 200 et 250 A.

Unitrode/Spetelec.

SERVICE-LECTEURS N° 125

Circuits imprimés haute technologie

La société **Printca**, est spécialisée dans la production de circuits imprimés multicouches de haute technologie. Ces réalisations, dans ce domaine, englobent de nombreuses variantes parmi lesquelles : la fabrication de cartes avec une épaisseur d'étain-plomb plus importante pour permettre la soudure des boîtiers plats ou l'utilisation de la technique EMA FIL ; la réalisation de multicouches avec trous enterrés ou semi-enterrés et avec ou non des composants sur les deux faces pour accroître la densité tout en diminuant l'espace occupé et le poids.

Sa production englobe également la réalisation de multicouches avec dissipateurs de chaleur laminés sur la face composants. La gravure totale ou différentielle des dissipateurs en cuivre ou en aluminium est suivie d'un traitement de surface. **Printca** fabrique également des multicouches avec dissipateurs de chaleurs enterrés, des multicouches sur laminés polyimide et opère des combinaisons et circuits souples.

C3IP

SERVICE-LECTEURS N° 126



MINISTÈRE DES P.T.T.

L'INSTITUT NATIONAL DES
TELECOMMUNICATIONS

assure une **FORMATION PROMOTIONNELLE**
aux techniciens

STAGE AGREE PAR L'ETAT

CONDITIONS D'ACCES :

DUT Génie électrique, Mesures physiques,
Informatique, BTS Electronique
et 2 ans 1/2 d'expérience professionnelle

DUREE DES ETUDES : 3 ans

DEBOUCHES :

Ingénieurs de développement et d'exploitation des
Techniques des Télécommunications

SANCTION DES ETUDES : Diplôme d'Ingénieur

Date limite d'inscription : 15 mai 1982

Renseignements : I.N.T. Les Epinettes
91011 EVRY CEDEX
Tél. : 077.94.11 Poste 42.15

SERVICE-LECTEURS N° 220

LE MATERIEL SOLAIRE S'ACHETE CHEZ UN SPECIALISTE

Cellules solaires

	Courant garanti 180 mA	pour 1 0,475 V 4 F	pour 12 4,5 V 36 F	pour 36 12 V 90 F
CC06				l'ensemble
K76	200 à 250 mA	15 F	14 F	13 F pièce
S76	400 à 500 mA	25 F	23 F	22 F
R76	800 à 1050 mA	44 F	41 F	39 F
K100	350 à 450 mA	20 F	19 F	18 F
R100	1400 à 1850 mA	73 F	68 F	64 F

Pour grosses quantités, nous consulter.

Panneau solaire

FPX36	1,5 Wc	12 volts	590 F
Modusol	9 Wc	12 volts	1580 F
FPA	20 Wc	12 volts	3100 F
FPG	30 Wc	12 volts	3500 F

Pour étude de système, nous consulter.



écosolaire

distribution démonstration conseil
19 rue pavée 75010 paris
887.43.60

Magasin : ouvert tous les jours, sauf le dimanche de 10 h à 19 h.
Vente par correspondance : minimum d'envoi 40 F. Frais d'envoi 20 F
jusqu'à 3 kg : 30 F de 3 à 5 kg. Tarif SNCF au-delà. Pour envoi contre-
remboursement joindre 20 % d'arrhes.

SERVICE-LECTEURS N° 221

lecteur optique de badges DSR 100



**Simplicité
Solidité
Sûreté
Sécurité**



sealectro

Zone Industrielle de Toulon-Est
F. 83087 TOULON CEDEX
Tél. (94)27.25.61 - Télex : 430041

Salon des Composants
Bât. 1 / Allée 5 / Stand n° 94

SERVICE-LECTEURS N° 219

INDEX DES ANNONCEURS

ALMEX.....	72	KONTRON.....	119
APR.....	117-119	MARVYLEC.....	119
BFI.....	4 ^e couv.-12 ^e	MEKTRON.....	44
BLANC-MCA.....	138	METRIX.....	3 ^e couv.
BRADY.....	136	OHMIC.....	118
CAPEY.....	117	PHILIPS.....	68
CHESEL.....	71	RADIO-PLANS.....	70
CODI.....	118	RCI.....	133
COGIE.....	134	RTC.....	24
COMMUTATION DE CLICHY.....	60	SANYO.....	33
DEPOT ELECTRONIQUE.....	98	SDS.....	117
DEUTA FRANCE.....	118	SEAELECTRO.....	126
DIGITAL EQUIPMENT.....	67	SECME (FLAGELECTRIC).....	71
DURACELL.....	120	SECME (VP).....	73
EFCIS.....	137	SECRE-COMPOSANTS.....	4
ELECTRO-CONCEPT.....	120	SEFELEC.....	135
ELECTRON 82.....	127	SERILIO ECO-SOLAIRE.....	126
E.T.S.F.....	130-131	SIEMENS.....	16
FLAGELECTRIC.....	48	SILICONIX.....	69
GALLEZ.....	13 5	SINCLAIR.....	42-43
HEWLETT-PACKARD.....	34	SOAMET.....	60
ICI.....	2 ^e couv.	SYSTRON DONNER.....	73
INT.....	126	TEKELEC-AIRTRONIC.....	74
ISC.....	127	TEKTRONIX.....	96-97
KARL SUSS.....	134-135	VISHAY.....	98
KEITHLEY.....	133		



ADATEK - ALPHA WIRE LTD - ASPO ELECTRONIC - BINDER - BOURNS - CERMETEK - CLIFF - CML - CRYSTALOID - ECC - EDI - ELTEC - ELECTROTHERMAL - ESC - EURODIP - FIRST-OHM - FR ELECTRONICS - GM DELCO - GORDON - GOWANDA - HUGHES MICROELECTRONICS - HUGHES SOLID STATE PRODUCTS - JAHRE - LANSDALE - LINEAR TECHNOLOGY - LSI COMPUTER SYSTEMS - MARLOW - MC MURDO - MICROELECTRONICS - MIDWEST COMPONENTS INC - MIPOD - PIHER - PRECIS-ELPI - PRECISION-VARIOMICS - PTC - PTR - RCD - RENCO - SEMICONDUCTORS TECHNOLOGY INC - SOLID POWER CORPORATION - SSL - SSMT - SULLINS - SUPERTEX - TELEDYNE SEMICONDUCTOR - THETA-J - ULTRA-SENSORS - VIKING - WOVEN ELECTRONICS

ISC CONNECTIQUE
ET RELAIS

BINDER

spécialiste du connecteur rond

Microminiature 711-712



standard ou étanche, ces deux versions ont de 2 à 8 contacts dans un diamètre total de 11,5 mm, conducteurs jauge 24 ou 26

Standard DIN 680-682-723



droits ou coudés, standards ou étanches, ces trois modèles ont de 2 à 14 contacts dans un diamètre de 17 mm, conducteurs jauge 18 ou 24



Audiotype XLR 683-684-686



bien connu de tous les utilisateurs, ce standard est sous contrôle VDE chez BINDER qui le fabrique en 3, 4, 5 et 6 contacts et en 2 + 1 pour la prise de masse



Puissance 692-693



sous contrôle VDE, ces connecteurs 250 V / 380 V existent en 3 + Masse et en 6 + Masse pour passer respectivement 16 et 6A, jauge 16 ou 18

BINDER, ce sont aussi les connecteurs DIN 41612 pressfit et contacts spéciaux (coax,...) les microblobs MIL-C-28784 et MIL-C-08384, les connecteurs rectangulaires DIN 41622, ...



608 52 75 poste 405

27, rue Yves Kermen
92100 - BOULOGNE
tél.: 250 030

SERVICE-LECTEURS N° 222

BORDEAUX

au
RENDEZ-VOUS
des
TECHNOLOGIES
AVANCEES

journées
de
l'électronique



12/13/14 oct. 82

Créer un carrefour d'échanges commerciaux et un lieu de rencontres scientifiques et techniques, telle est la vocation du salon Electron qui s'inscrit dans une région où le nombre d'emplois en électronique a été multiplié par cinq en dix ans.

ETABLISSEMENT OU SOCIETE :

RESPONSABLE : _____

ADRESSE : _____

_____ tél. _____

Désire recevoir une documentation gratuite sur ELECTRON en qualité :

☐ d'EXPOSANT ☐ de VISITEUR

BON A ADRESSER A :

ELECTRON - Parc des Expositions
BP 55 - Grand Parc
33 030 - BORDEAUX-Cedex
TEL. (56) 39 55 55 Téléc 540 365

EAP

SERVICE-LECTEURS N° 223

ELECTRONIQUE APPLICATIONS N° 23 - PAGE 127

BIBLIOGRAPHIE

« Point en automatique »

sous la coordination de
J.-C. Pruvost

Il s'agit ici d'un ouvrage collectif, rédigé par 25 spécialistes, qui propose une vue générale sur les connaissances actuelles dans le domaine de l'automatique.

Avec cet ouvrage, les automaticiens pourront faire « le point » de leurs acquis grâce à des développements d'automatique théorique à la pointe des recherches. Ils prendront également connaissance de réalisations tout à fait originales qui exploitent les résultats les plus récents obtenus par l'automatique d'aujourd'hui.

Les chapitres composant l'ensemble de l'ouvrage traitent de la commande des machines électriques par microprocesseurs, de la conduite de processus complexes, de la commande de portes d'entrée et de sortie dans un établissement... aussi bien que de notions plus théoriques : déconvolution des fonctions de transfert de transducteurs, modélisation des automatismes complexes, logique industrielle...

Technique et Documentation, 11, rue Lavoisier, 75384 Paris Cedex 08.

SERVICE-LECTEURS N° 127

« Psychoacoustique » : l'oreille, récepteur d'information

Quelles sont les relations qui existent entre les vibrations acoustiques et les sensations auditives auxquelles elles donnent lieu ? Cet ouvrage est une contribution à la réponse à cette question.

Sa version originale en allemand a été considérée depuis sa parution comme un ouvrage de référence pour tous ceux qui s'intéressent à la psychoacoustique.

Traduit en français avec une nouvelle préface-bilan, il rassemble un grand nombre de résultats expérimentaux de psychoacoustique

concernant la perception de la force sonore (sonie), la hauteur, la durée de sons simples ou complexes, les effets de masque temporel et fréquentiel, les seuils différentiels, etc.

Il décrit avec précision la méthodologie qui doit être utilisée dans les mesures subjectives. Il propose des modèles capables de rendre compte des résultats subjectifs observés (modèle de sonie, de détection de seuil) et fournit des éléments sur le fonctionnement du système auditif.

Abondamment illustré, l'ouvrage comporte également une bibliographie très importante sur les différents domaines de la psychoacoustique ainsi que deux glossaires français-allemand et français-anglais permettant au lecteur intéressé d'avoir accès à la littérature spécialisée dans ce domaine.

Editions Masson, 120, boulevard Saint-Germain, 75006 Paris.

SERVICE-LECTEURS N° 128

Introduction à l'électronique

par F. de Coulon
et M. Jufer

Cet ouvrage constitue une introduction à l'électronique, laquelle regroupe, dans l'acceptation moderne du terme, toutes les utilisations techniques de l'électricité. Il s'adresse à des lecteurs dont les connaissances préalables en mathématiques et en physique n'ont pas à dépasser le niveau acquis avant d'aborder l'enseignement supérieur.

Quatre parties composent l'ouvrage.

Les quatre premiers chapitres forment une introduction générale : rappel des lois fondamentales, description des principaux secteurs d'application technique dans les domaines de l'énergie et de l'information.

Les chapitres 5 à 9 constituent la deuxième partie, qui est une initiation au calcul élémentaire des circuits électriques décrits par le modèle de Kirchhoff. Il y est montré comment

l'on passe du dispositif matériel à son modèle mathématique, puis sont décrites les méthodes de simplification de circuits ; enfin, le calcul des circuits en régimes continu, sinusoïdal triphasé est présenté.

La troisième partie comprend les chapitres 10 et 11, l'un présentant les méthodes courantes de mesure électrique et électronique, l'autre donnant un aperçu de la technologie des principaux composants électriques.

Editions Dunod, 17, rue Rémy-Dumoncel, 75686 Paris Cedex 14.

SERVICE-LECTEURS N° 129

« I.C. Master » : édition 1982

L'édition 1982 de ce répertoire des circuits intégrés contiendra 11 sections réparties sur 3 500 pages en deux volumes vendus ensemble : circuits digitaux, circuits d'interface, circuits linéaires, mémoires, microprocesseurs, cartes microprocesseurs, systèmes de développement, cartes périphériques de mémoires, circuits militaires, programmeurs de PROM, circuits spécifiques.

Par rapport à l'édition 1981, on peut noter que l'édition 1982 apportera les améliorations suivantes :

- la partie rédactionnelle de présentation des différentes sections sera traduite en français, allemand, espagnol et japonais ;

- le nombre de circuits répertoriés sera supérieur à 50 000 avec plus de 15 000 modifications par rapport à 1981 ;

- deux nouvelles sections : Les cartes périphériques de mémoires et les programmeurs de PROM ;

- 160 fabricants répertoriés dans le tableau des secondes sources et six mises à jour périodiques.

Conseil et Promotion, 1, rue Damiens, 92100 Boulogne.

SERVICE-LECTEURS N° 104

Traitement numérique des signaux

Le chapitre 1 est une introduction aux signaux et systèmes numériques. Les principales opérations d'analyse et leurs propriétés y sont présentées. Le chapitre 2 est consacré à l'étude détaillée d'un outil puissant en traitement numérique : la transformation en z. Les propriétés et les applications de base de la transformation de Fourier discrète font l'objet du chapitre 3. Le chapitre 4 présente la théorie générale des transformations rapides, les cas particuliers et les méthodes de base. Une introduction aux filtres et au filtrage numérique est donnée au chapitre 5. Les méthodes d'élaborations les plus courantes et les moyens de leurs mises en œuvre y sont étudiés. Le chapitre 6 aborde l'analyse spectrale numérique, les estimateurs spectraux et leur comparaison. Un ensemble de traitement non-linéaire, dit homomorphique, est étudié au chapitre 7. Enfin, le chapitre 8 présente une vue d'ensemble sur le traitement d'images et des signaux numériques bidimensionnels.

Les chapitres 1 à 5 forment une séquence qu'il faut lire normalement dans l'ordre. En revanche, les trois derniers chapitres de spécialisation, relativement indépendants les uns des autres, peuvent être lus individuellement.

Chaque chapitre est suivi d'exercices dont la solution est donnée à la fin de l'ouvrage.

Editions Dunod, 17, rue Rémy-Dumoncel, 75686 Paris Cedex 14.

SERVICE-LECTEURS N° 132

Mesure électronique de l'humidité

Jules Richard & Pekly présente une nouvelle brochure : « Mesure d'humidité **Rotronic** » de 40 pages.

Il s'agit d'un document de travail utile dès qu'un problème de mesure d'humidité se présente.

Depuis plus de 15 ans, **Rotronic** étudie et développe en effet de nouveaux produits pour de nouvelles applications : aujourd'hui, **Rotronic** a acquis un niveau international dans le domaine de la mesure d'humidité et de température. Récemment, un nouvel élément sensible a permis d'étendre l'utilisation des appareils.

Au sommaire du document, on trouve, outre les nouveaux matériels et les nouvelles applications, des informations indispensables sur l'humidité telles que : humidité absolue ou relative d'un mélange gazeux, humidité des solides, humidité relative d'équilibre, activité de l'eau...

Jules Richard & Pekly, 116, quai de Bezons, 95102 Argenteuil.

SERVICE-LECTEURS N° 133

Electronique avec l'ordinateur tome 1

Par **André Billès**

Dans le cadre de l'Enseignement Assisté par Ordinateur, ou E.A.O., la machine apparaît comme un outil pédagogique très efficace et ce, d'autant plus si une simulation peut être développée.

C'est dans cette optique que cet ouvrage a été préparé en mettant à la disposition du lecteur différents programmes d'étude de l'électronique et en le préparant à en concevoir de nouveaux.

Pour chaque thème abordé on trouve successivement : le rappel théorique nécessaire, les données et particularités du programme : algorithme, listing, exécution caractéristique, extensions et modifications possibles.

Sommaire :

- Electronique de base : adaptation de puissance, figure de Lissajous...
- Circuits passifs : pont, déphaseurs, filtres...
- Circuits actifs : amplificateur opérationnel, correcteurs RIAA, *filtre actif.
- Simulation de circuit : additionner full adder, diviseur par deux...
- Simulation d'appareils : voltmètre, pont d'impédance, Q-mètre...
- En annexe le problème de la représentation graphique.

Un ouvrage de 18 x 25 cm, 203 pages.

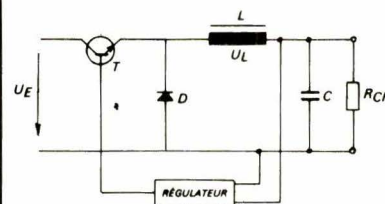
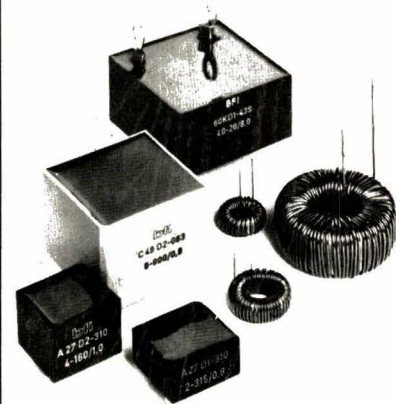
Editions d'Informatique SCODEL, 15, rue Cassette, Paris.

SERVICE-LECTEURS N° 134

bfi 

SELS

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° 224

Collection **TECHNIQUE POCHE ETSF**

N° 1 **30 MONTAGES ELECTRONIQUES D'ALARME** F. Juster

Un ouvrage qui intéressera tous ceux qui veulent se protéger contre vols, incendies, gaz et eau. Alarmes optoélectroniques - De température - A circuits logiques - A circuits intégrés - Sirènes électroniques - Détecteurs de fumées et de gaz.

PRIX : 29 F

N° 3 **20 MONTAGES EXPERIMENTAUX OPTOELECTRONIQUES** G. Blaise

Ce livre s'adresse à tous les techniciens amateurs ou professionnels s'intéressant à l'optoélectronique et à ses applications. Semi-conducteurs optoélectroniques - Générateurs d'impulsions - Discrimination des tensions, etc.

112 pages.

PRIX : 29 F

N° 4 **INITIATION A LA MICRO-INFORMATIQUE LE MICROPROCESSEUR** P. Melusson

Qu'est-ce qu'un ordinateur ? Langages - Calcul binaire - Codages - Fonctions logiques - Technologie et organisation des microprocesseurs - Les mémoires - Circuits et systèmes d'interface - La programmation.

160 pages.

PRIX : 29 F

N° 5 **MONTAGES ELECTRONIQUES DIVERTISSANTS ET UTILES** H. Schreiber

Des applications plus ou moins inattendues, étonnantes et spectaculaires de l'électronique. Clignotant - Minuteries - Mini-émetteurs - Multivibrateur - Thermomètre - Serrures sans trous - Chenillards - Arbre de Noël - Tapis volant.

120 pages.

PRIX : 29 F

N° 6 **MONTAGES A CAPTEURS PHOTOLENSIBLES** J.-P. Oehmichen

Montages électroniques accessibles aux techniciens et amateurs: réalisation de posemètres, photomètres, comptages d'objets, barrages, commandes invisibles... Références pratiques et adresses de fournisseurs.

120 pages.

PRIX : 29 F

N° 7 **LES EGALISEURS GRAPHIQUES** F. Juster

Les égaliseurs graphiques sont les appareils-miracles qui permettent à l'utilisateur d'obtenir de son installation BF la meilleure courbe de réponse et d'éliminer la plupart des parasites. Description et montages.

160 pages.

PRIX : 29 F

N° 8 **PIANOS ELECTRONIQUES ET SYNTHETISEURS** H. Tunker

Descriptions complètes et détaillées de pianos et de synthétiseurs réalisables. Musique électronique : Pianos - Pianos-orgues-octaves - Sound-piano - Clavecin - Epinette. Synthétiseurs : commande - clavier - amplificateurs - effets spéciaux.

160 pages.

PRIX : 29 F

N° 9 **RECHERCHES METHODIQUES DES PANNES RADIO** A. Renardy

Analyse des tensions et courants - Les résistances - Signal injection et tracing - Recherche des défauts à l'aide d'un oscilloscope. Principes et méthode.

104 pages.

PRIX : 29 F

N° 10 **LES ENCEINTES ACOUSTIQUES HIFI STEREO** P. Hemardinquer

Une étude détaillée et très complète sur le fonctionnement, la construction et l'adaptation des enceintes acoustiques les plus diverses : matériaux de construction, d'amortissement acoustique, modèles économiques...

152 pages.

PRIX : 29 F

N° 11 **STRUCTURE ET FONCTIONNEMENT DE L'OSCILLOSCOPE** R. Rateau

Pour une exploitation rationnelle de l'oscilloscope et une bonne connaissance des techniques qui concourent à l'élaboration finale de l'oscillogramme. Oscillogrammes et oscillographes - Tube cathodique - Amplificateurs - Atténuateurs et sondes...

96 pages.

PRIX : 29 F

N° 12 **CONSTRUCTION DES PETITS MODELES DE CHEMIN DE FER ELECTRIQUES** J.-C. Porterie

Ce petit manuel donne un bon nombre de renseignements et d'astuces que l'on ne trouve pas dans les revues et ouvrages traditionnels. Construction détaillée - Découpage - Cintrage - Soudure - Rivets - Peinture - Signalisation - Décors - Réseau.

116 pages.

PRIX : 29 F

N° 13 **HORLOGES ET MONTRES ELECTRONIQUES A QUARTZ** H. Pelka

Initiation et montages - Diviseurs de fréquence - Base temps et fréquence - Décodage et affichage - Horloges chronomètres, digitales, à fonctions combinées - Affichage par effet de champ à pouvoir rotatoire.

168 pages.

PRIX : 29 F

N° 14 **LES CELLULES SOLAIRES** F. Juster

Composition - Fonctionnement - Amélioration du rendement - Projets de stations solaires - Applications pour professionnels et amateurs même débutants.

136 pages.

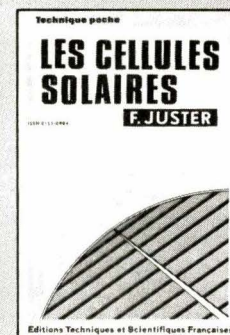
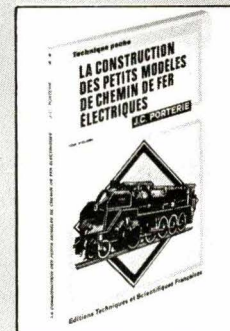
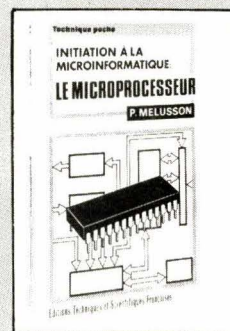
PRIX : 29 F

N° 15 **L'ELECTRONIQUE APPLIQUEE AU CINEMA ET A LA PHOTO** M. Horst

Description des montages utilisés dans la photo et le cinéma - Prise de vue : mesure de l'éclairement, flashes - Projection muette et sonore - Laboratoire.

160 pages.

PRIX : 29 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.

UN MICROPROCESSEUR PAS A PAS

A. VILLARD et M. MIAUX

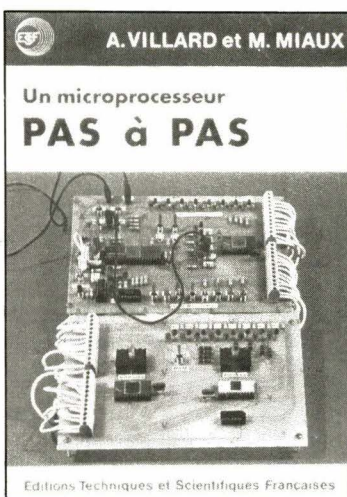
«Un microprocesseur pas à pas» tire une grande part de son originalité de son caractère pédagogique. Les auteurs proposent une formation très progressive au microprocesseur permettant son libre accès à l'électronicien de l'industrie, l'étudiant ou l'amateur éclairé. On appréciera le nombre d'applications développées contribuant à la bonne compréhension des différentes techniques décrites.

359 pages, format 21 × 15 cm. **PRIX: 110 F**

Vous pourrez vous initier à la programmation, programmer votre projet, votre utilisation spécifique.

Votre revendeur pourra se procurer les composants essentiels chez R.E.A., 9, rue Ernest-Cognacq, 92301 Levallois-Perret. Tél.: 758.11.11.

Les 2 **CIRCUITS IMPRIMÉS**, étamés et percés, pourront vous être fournis par la Société IMPRELEC. Le Villard, Perrignier, 74200 Thonon, au **PRIX DE 100 F + 7 F de port.**



LE MICROPROCESSEUR EN ACTION

P. MELUSSON

Après un ouvrage de pure initiation au microprocesseur, à la portée de tous, le spécialiste qu'est P. Mélusson, propose ici une introduction pratique et simple à son emploi, articulée autour d'un type «monobit». Pour faciliter la compréhension, il propose une série de manipulations sur une «carte» réalisable par l'amateur sans trop de difficultés.

152 pages, format 21 × 15 cm. **PRIX: 57 F**

LE HARDSOFT OU LA PRATIQUE DES MICROPROCESSEURS

M. OUAKNINE et R. POUSSIN

Principes généraux. Fonctionnement et jeu d'instruction d'un système construit autour d'un microprocesseur 8080 A. Trois applications réelles avec schémas et programmes. Fonctionnement des dernières nouveautés 8048-Z80 - 8086.

254 pages, format 21 × 15 cm. **PRIX: 99 F**

INITIATION A LA MICRO INFORMATIQUE LE MICROPROCESSEUR

P. MELUSSON

Qu'est-ce qu'un ordinateur. Langages. Calcul binaire. Codages. Fonctions logiques. Technologie et organisation des microprocesseurs. Les mémoires. Circuits et systèmes d'interface. La programmation.

*Technique poche n° 4, 136 pages. **PRIX: 29 F***

LE MICROPROCESSEUR A LA CARTE

H. SCHREIBER

L'auteur présente son livre sous une forme dialoguée, il explique le microprocesseur par une analogie avec la cuisine. Cette analogie permet une explication aisée, donne des notions de saut de programme, interruption, sous-programme. Exercices d'utilisation. Programme complet appliqué à l'économie d'énergie de chauffage.

*Technique poche n° 33, 160 pages. **PRIX: 32 F***

LE BASIC DES MICRO-ORDINATEURS

H. FEICHTINGER

Par une comparaison pratique des différents MICROS travaillant en BASIC, cet ouvrage vous permettra d'apprécier les matériels les plus répandus.

Des glossaires de vocabulaire et une explication détaillée des instructions BASIC de chacun des appareils vous aideront à perfectionner votre programmation et à adapter aisément des programmes réalisés pour d'autres micros.

Le fonctionnement des micro-ordinateurs — L'ordinateur individuel ; le traitement de données à votre portée — Les différents modèles de micros — Les termes que vous devrez retenir — Les instructions des divers BASIC — De l'écriture des programmes — Quelques exemples de programmes en BASIC — L'avenir.

192 pages
format 21 x 15 cm
PRIX : 80 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.

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 récupé-
rable 4%, frais de port inclus. Tarifs des abon-
nements 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**

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...

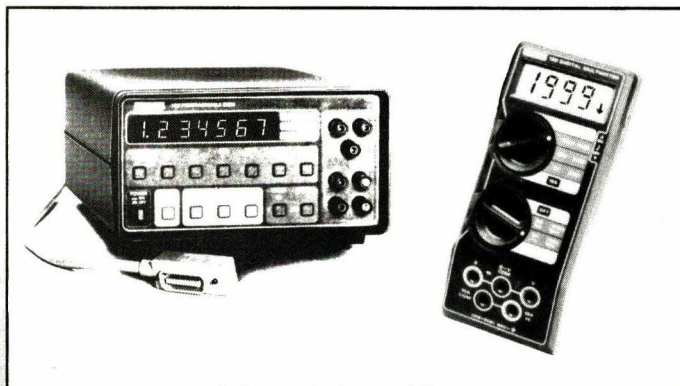
Modèle 192

Multimètre programmable.

- U- : 1 μ V-1200 V
- R : 1 m Ω -20 M Ω
2 ou 4 fils auto.
- Progr. math. face avant
- Mémoire 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~ : 1 μ A-10 A
- R : 0,1 Ω -20 M Ω
- Indicateur usure pile.

Modèle 128 équipé de
détecteur de seuil
sonore.

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

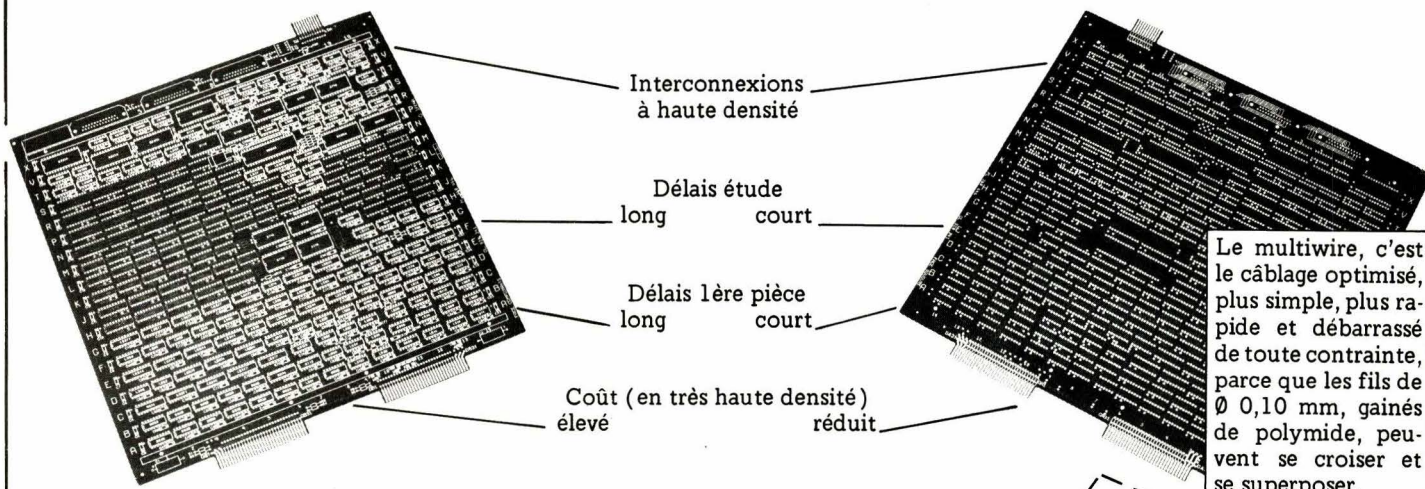
KEITHLEY

KEITHLEY Instruments SARL - 2 bis, rue Léon Blum

B.P. 60 - 91121 Palaiseau Cedex - Tél. : (6) 011.51.55

SERVICE-LECTEURS N° 225

Multicouche ou Multiwire?



RCI vous aide
à choisir vite!

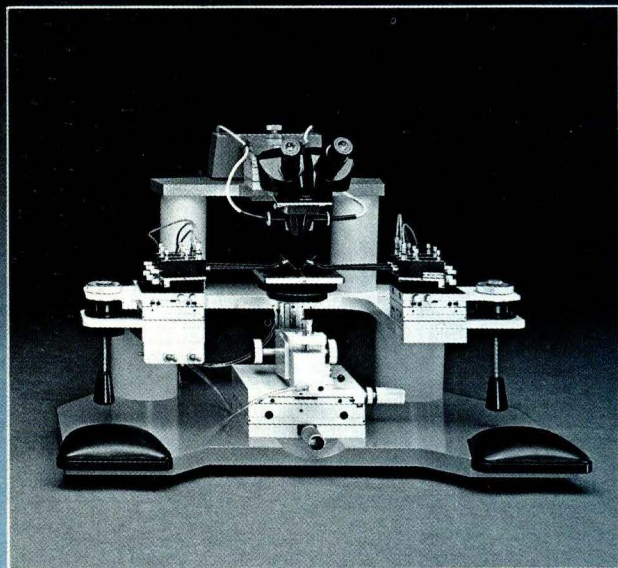
RCI Rapid Circuits Imprimés
Prototypes Professionnels

54, av. de Bellevue - 91210
Draveil - Tél. 942 25 68 +
Telex RCIDRA 692632

M. _____
Fonction _____
Société _____
Activité _____
Adresse _____
Tél. _____
Souhaite une documentation ☐ une visite ☐
un contact téléphonique ☐ concernant le
Multiwire ☐ les multicouches ☐.

SERVICE-LECTEURS N° 226

Pour la caractérisation et la qualification des éléments à tester en microélectronique, un appareil d'une excellente qualité et d'une finition très soignée, pour le travail en laboratoire ou la production : SUSS, appareil de test sous pointes pour laboratoire, SOM 4.



Essayez donc le testeur sous pointes laboratoire, SUSS, SOM 4, dans votre laboratoire, sur vos plaquettes, ses performances vous surprendront.

Quelques unes des qualités du testeur, SUSS, SOM 4 :

- Robustesse exceptionnelle et construction soignée en font un appareil très fiable.
- excellente conception mécanique et optique.
- surface de travail de 4" x 4"
- facilité d'adaptation à toutes les tâches, même en zone de diffusion, pour les petites et moyennes productions.
- possibilité d'adaptation de microscopes stéréo en différentes versions ou d'un microscope simple champ à éclairage direct garantissant une excellente résolution pour des grossissements plus importants. Prévu pour l'adaptation de tables thermiques (chaud et froid) et toutes les cartes de test.
- version spéciale pour circuits hybrides.



Karl Suess

c'est aussi: des aligneurs de masques, testeurs sous pointes et appareils de séparation – économiques, sûres, durables, et fiables, un service parfait.

KARL SUSS FRANCE S.A.R.L.
5, rue Dolimier · F-91320 – Wissous
Tel.: 6-930-11-50 · Telex: 691 629

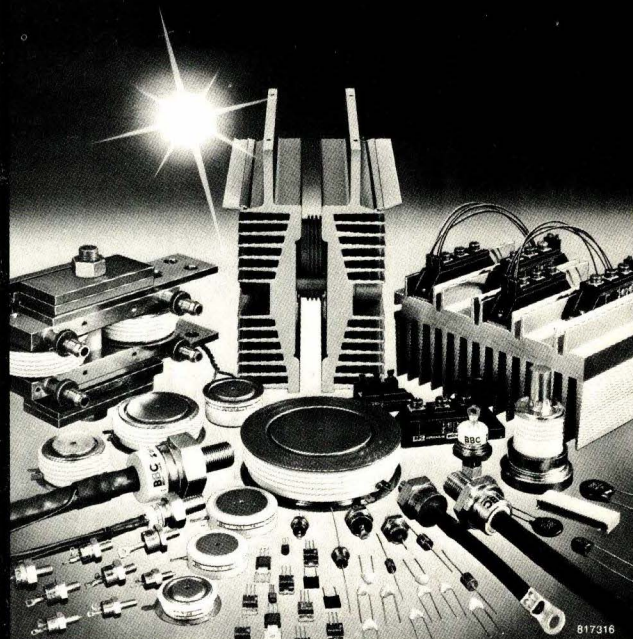
SERVICE-LECTEURS N° 231

COGIE

**VOTRE PARTENAIRE
DE 1 A 10000 AMPÈRES**

Semiconducteurs

Montages redresseurs



COGIE est depuis plus de 20 ans le spécialiste français des redresseurs de puissance et des montages.

Aujourd'hui, COGIE vous offre davantage en vous proposant la gamme complète des semiconducteurs BROWN BOVERI, dont l'expérience dans les équipements et la réputation de qualité sont la meilleure garantie.

Quel que soit votre problème de puissance, semiconducteurs ou réalisation de montages redresseurs,

**de 1 à 10000 Ampères
COGIE est votre partenaire!**

Documentation et liste des distributeurs sur simple demande à:

COGIE 38 rue Bernard
Z.I. Les Vignes
93000 BOBIGNY
Tél. (1) 840.06.88

Société du Groupe BROWN BOVERI

SERVICE-LECTEURS N° 232

Poste d'essais de rigidité diélectrique



PR 12 P
0-12 KV = et ∞

Essais non destructifs

**Détection de défaut insensible
à la capacité de l'élément testé**

**Entièrement programmable
IEEE 488**

2ter, rue Gaston Soufflay
94500 CHAMPIGNY sur Marne
tél. UPIEX 220 429 F
efelec (1) 706 15 80

HERRY

SERVICE-LECTEURS N° 236

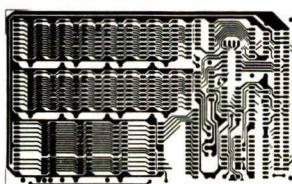
PROBLEMES CIRCUITS IMPRIMES ?...

Consultez-nous

Études et réalisations de tous
CIRCUITS IMPRIMÉS professionnels

**simple et double face,
classiques et métallisés**

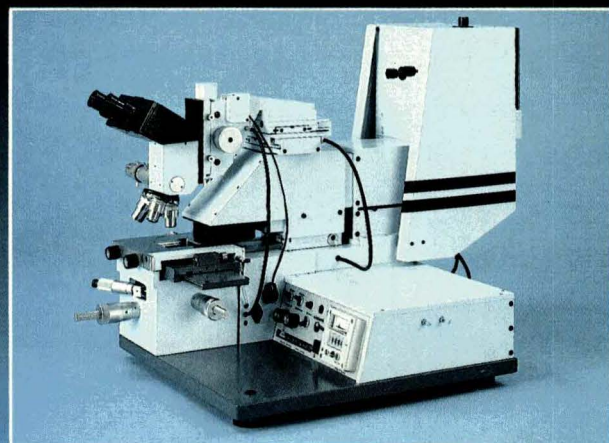
Protos sous 48 heures
100 pièces sous 8 jours



Ets GALLEZ 37, rue des Prairies 75020 PARIS
Tél : 797 06 88

SERVICE-LECTEURS N° 233

**La meilleure résolution possible
et la plus uniforme: 0,4 μ m et une
précision d'alignement de 1/10 de
micron – La MJB 3 HP UV 300,
SUSS, est l'aligneur de masques le
plus économique pour l'insolation
de structures inférieures au
micron, particulièrement adapté
pour le laboratoire et les petites
séries.**



De par sa conception, la MJB 3 HP UV 300, SUSS, avec son optique à diffraction réduite et sa boîte à lumière à UV 300 permet d'atteindre une résolution uniforme de 0,4 μ m sur toute la surface d'une plaquette de 3" de diamètre. D'autres caractéristiques importantes:

- microscope à éclairage direct à haute résolution: éclairage fond clair, fond noir ou contraste interférentiel.
- table d'alignement xyz de grande qualité pour un alignement sans vibration de la plaquette et du masque.
- optique spéciale en quartz et système de réglage fin de la lampe.
- appareil compact et sans vibrations. Manipulation facile.
- rendement horaire d'environ 60 plaquettes.

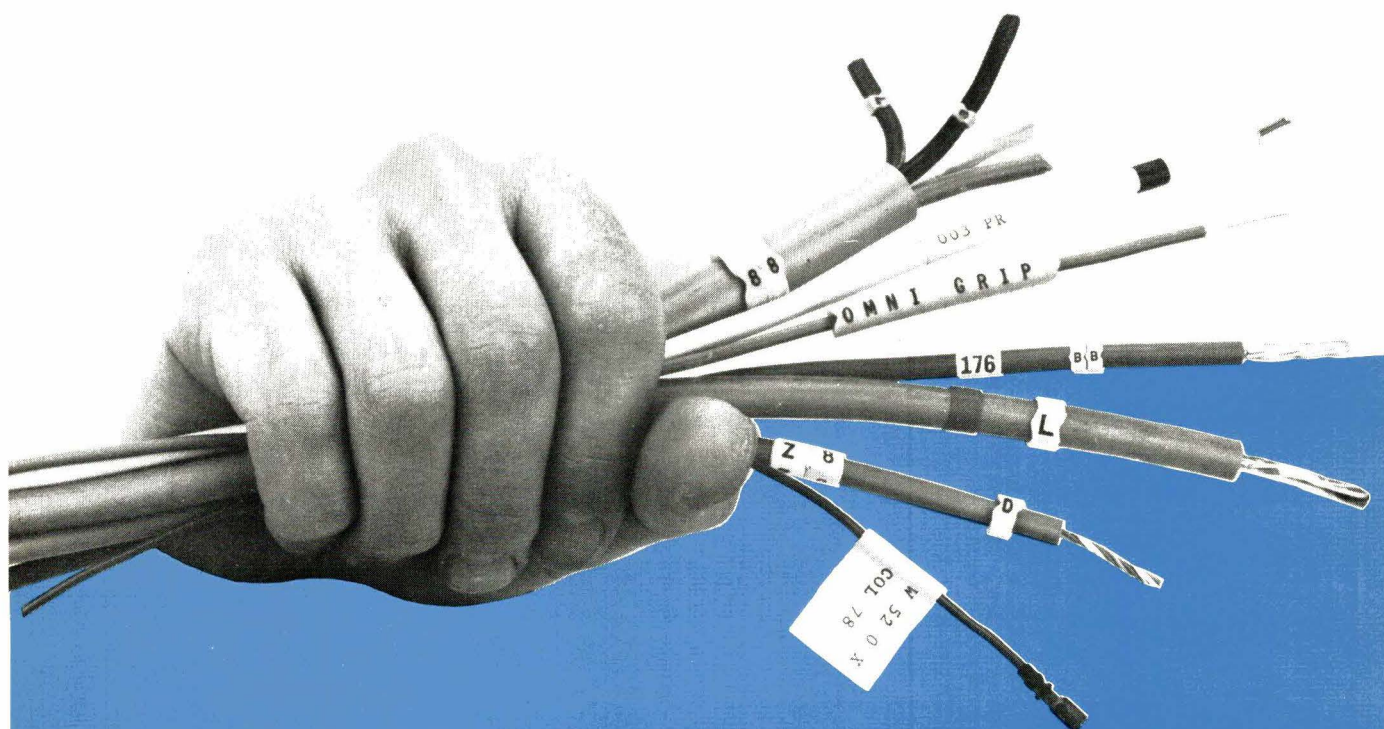


Karl Suss

c'est aussi: des aligneurs de masques, testeurs sous pointes
et appareils de séparation –
économiques, sûrs, durables, et fiables, un service parfait.

KARL SUSS FRANCE S.A.R.L.
5, rue Dolimier · F-91320 – Wissous
Tel.: 6-930-11-50 · Telex: 691 629

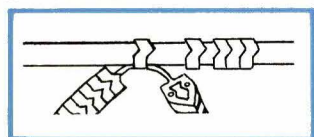
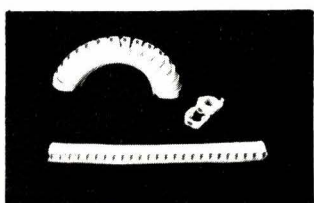
SERVICE-LECTEURS N° 234



MARQUAGE FILS ET CABLES

UNE INFINITE DE SOLUTIONS FIABLES ET PRATIQUES

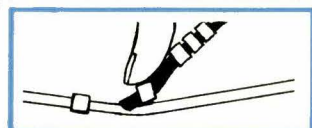
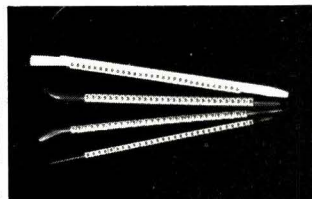
OMNI-GRIP



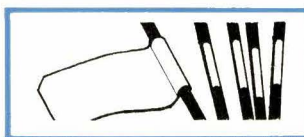
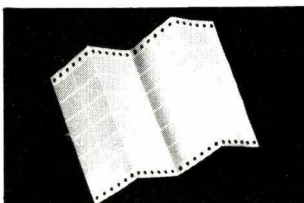
Bagues-repères souples.
P.V.C. auto-extinguible.
Ø 1,3 à 13 mm. Marquage
permanent indélébile, noir
sur jaune. Lettres, chiffres,
symboles identiques ou combinés.

CAVALIERS

Cavaliers-repères, 12 diamètres de 0,96 à 19,05 mm.
Marquage permanent indélébile.
Transfert instantané de l'applicateur au fil par simple glissement.



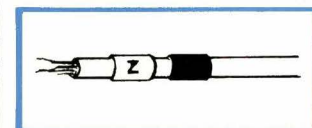
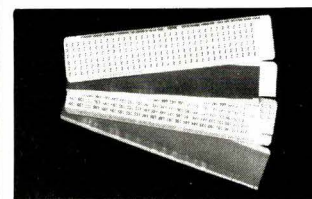
DATAB



Marquage temporaire ou permanent. Spécial pour impression informatique. Large gamme de dimensions et couleurs. Présentation : rouleaux ou feuilles.

CARTES

Marqueurs adhésifs tissus plastifiés, sur cartes. Lettres, chiffres ou symboles identiques ou combinés. Cartes vierges (à compléter) ou codes couleur (16 coloris).

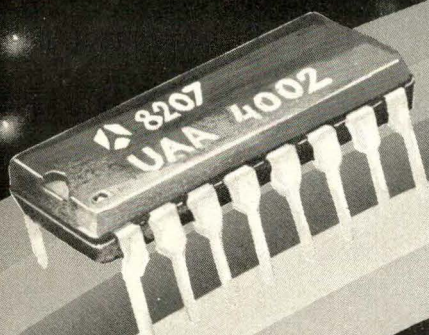


Demandez Echantillons

W.H. BRADY
Route d'Ardon - 45370 JOUY-LE-POTIER
Tél. : (38) 61.17.76

PLUS D'OVERDOSE POUR LES TRANSISTORS!

VOICI L'UAA 4002



Dans les commandes de moteur, les alimentations à découpage, les onduleurs... quand les énergies mises en jeu sont importantes (quelques dizaines de KW), la protection des transistors de puissance est un facteur de fiabilité et de longévité de vos équipements.

Les réponses de l'interface UAA 4002 :

- Protection totale du transistor de commutation,
- Attaque directe optimisée,
- Commande par niveaux ou par impulsions (TTL, CMOS),
- Simplicité de mise en œuvre.

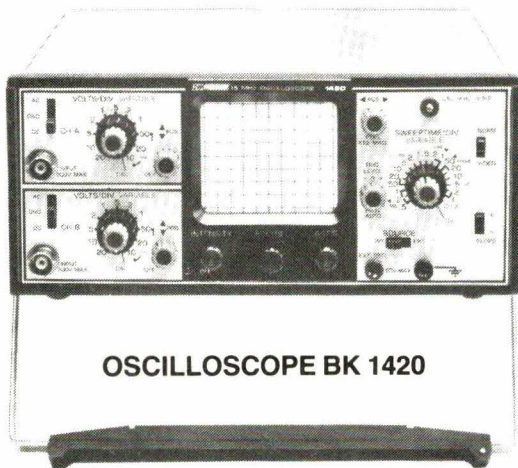
 **THOMSON-CSF**
COMPOSANTS

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

DISTRIBUTEURS : BONNEUIL : MECODIS (1) 339.20.20 - BORDEAUX : SODIMEP (56) 39.93.42 - BOULOGNE : GEDIS (1) 604.81.70 - CHARENTON : CODICOM (1) 375.95.92 - Cournon d'Auvergne : AUVERLEC (73) 84.76.62 - DIJON : PELLET ET SOLIGNAC (80) 71.57.45 - ECHIROLLES : PELLET ET SOLIGNAC (76) 22.05.09 - FRESNES : COMPOSANTS S.A. (1) 666.32.46 - LES PENNES MIRABEAU : SRD (42) 02.91.08 - LIMOGES : AUVERLEC (55) 37.42.81 - LONGEVILLE LES METZ : SOLORED (87) 30.39.39 - MEYLAN : SEDRE (76) 90.71.18 - MONNAIE : GEDIS (47) 52.96.07 - MONS EN BAROEUL : SIDE (CODICOM) (20) 04.75.08 - MONTROUGE : PEP (1) 735.33.20 - NANTERRE : GALLEC (1) 774.76.86 - PESSAC CANEJEAN : AQUITAINE COMPOSANTS S.A. (56) 36.40.40 - POITIERS : AQUITAINE COMPOSANTS S.A. (49) 88.60.50 - RENNES : OUEST COMPOSANTS (99) 54.01.53 - ROUEN : DIRECT (35) 98.17.98 - ROUEN : SIDE (CODICOM) (35) 98.22.99 - SAINT-ETIENNE : SEDRE (77) 32.80.57 - ST HERBLAIN : RIME (40) 46.12.00 - STRASBOURG : SELFCO (88) 22.08.88 - TOULON : DIMEL (94) 41.49.63 - TOULOUSE : AQUITAINE COMPOSANTS S.A. (61) 42.78.82 - TOULOUSE : SODIMEP (61) 52.01.21 - TROYES : CODICOM (25) 82.17.43 - VENISSIEUX : DOCKS ELECTRIQUES LYONNAIS (7) 800.86.97 - VILLEURBANNE : SEDRE (7) 868.30.96.

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

BK PRECISION DYNASCAN CORPORATION



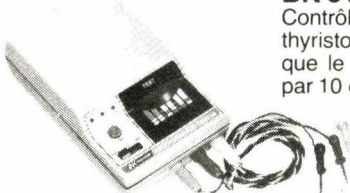
OSCILLOSCOPE BK 1420

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

• CONTROLEUR en CIRCUIT

BK 510

Contrôle bons, mauvais transistors, thyristors. FET en circuit même lorsque le semi-conducteur est shunté par 10 ohms.



• CONTROLE AUTOMATIQUE EN CIRCUIT DES SEMI-CONDUCTEURS

Sans dessouder, contrôler tous les transistors, thyristors, fet-diodes, en 9 secondes, même dans un circuit shunté par 10 ohms.

IDEAL POUR LE DEPANNAGE LA PRODUCTION EN SERIE



• BK 520

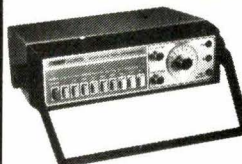
BK 2845

• MULTIMETRE DIGITAL à gammes automatiques "LCD" à microprocesseur 0,1 % précision

Mesure les tensions continues et alternatives de 1 mV à 1000 V en 4 gammes à sélection automatique : les courants continus et alternatifs de 1 μ A à 2 A en 4 gammes à sélection automatique : les résistances de 1 Ω à 20 M Ω en 5 gammes à sélection automatique : Affichage cristaux liquides.



• GENERATEUR de FONCTION à faible distorsion



BK 3010

- 0,1 Hz à 1 MHz en 6 gammes.
- Amplitude variable et sortie carrée TTL.
- Tension décalage variable.
- Entrée V.C.O. de wobulation.

1949
FTC

• CAPACIMETRE DIGITAL



BK 820

- De 0,1 pF à 1 Farad.
- Précision 0,5 %.
- Résolution 0,1 pF.
- Pilote quartz.
- 10 000 points

BK 830

• CAPACIMETRE A GAMME AUTOMATIQUE "LCD" - 0,1 pF à 200 mF

Résolution 0,1 pF
Affichage à cristaux liquides.
Alimentation 4 piles de 1,5 V



- ANALYSEURS LOGIQUES ET SIGNATURE
- ANALYSEURS DE TRANSITOIRES
- ALIMENTATIONS STABILISEES
- STABILISATEURS ET ONDULEURS

— Documentation sur demande —

SALON DES COMPOSANTS 1982

Bâtiment 2.2 — Allée 24, STAND 33/Allée L, Stand 55

BLANC-MECA Electronique
Zone Industrielle 36300 LE BLANC. Tél. (54) 37.09.80
Télex 751145

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 385131

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.

Davantage de circuits testés, programmation simplifiée !...



**ZEHNTEL introduit 2 améliorations
CAPITALES sur le TS 800, testeur
« in-circuit » déjà réputé pour être
parmi les plus performants de son
marché :**

- **LE « PRODUCER »**

- Réduit le temps de programmation et son coût.
- Permet la génération de programmes de test complexe par simple appel de modules stockés en bibliothèque.

- **LE « DATA DIRECTOR »**

- Simplifie, par l'adoption

des propres instructions mnémoniques du LSI à contrôler, l'écriture des programmes de test et permet une vérification exhaustive de toute ses performances. Le « DATA DIRECTOR » rend le test in-circuit de LSI aussi simple que le test-analogique.

Conçu pour un rendement maximum, le TS 800 s'avère le testeur de production capable des tests les plus complexes grâce à l'adoption d'une programmation encore simplifiée.



ZEHNTEL/BFI
9 rue Yvart 75015 Paris - Tél. 533.01.37 - Télex BEFFI 204.425