

ELECTRONIQUE APPLICATIONS

I.S.S.N. 0243 489X

Bimestriel N° 21 - Décembre 1981/Janvier 1982 - 18 F



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

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



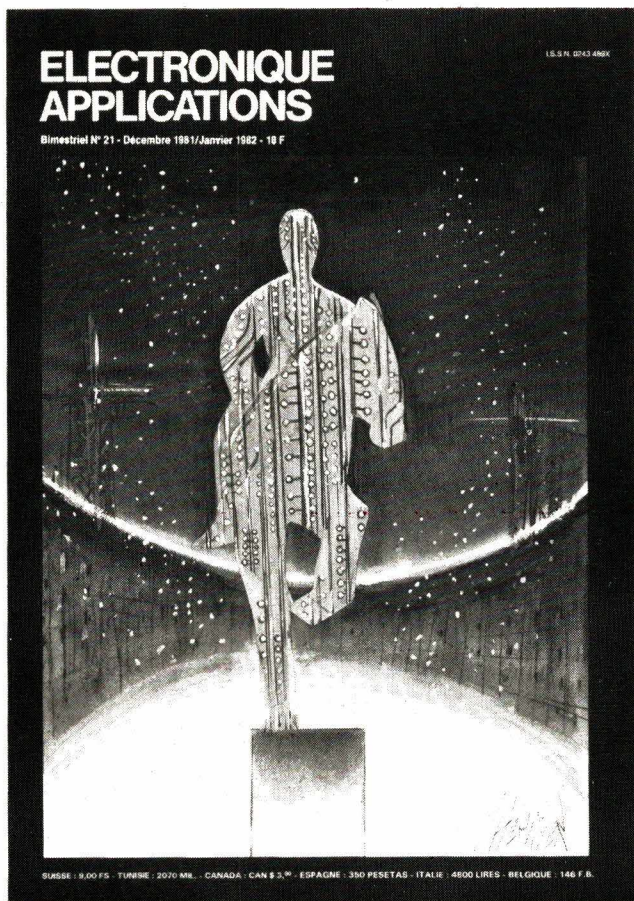
de ses clients et à comprendre leurs besoins. I.C.I. offre une garantie que seule une société ayant son expérience et sa compétence peut offrir.

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.



Société Parisienne d'Édition

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

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

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

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

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

Ont participé à ce numéro : **R. Aschen, A. Billès, J. Ceccaldi, F. de Dieuleveult, P. Gueulle, M. Lacroix, J.-J. Lamboley, P. Lemeunier, M. Raby, R. Rateau, J. Sabourin, J. Trémoières, G. Wolff.**

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

Ce numéro a été tiré à
60 000 exemplaires

Abonnements : 2 à 12, rue de Bellevue, 75019 Paris.

1 an (6 numéros) : **87 F (France) - 110 F (Etranger)**

Copyright 1981 - Société Parisienne d'Édition

Dépôt légal : 3^e trimestre 1981 N° éditeur : **947**

« 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, 75019 Paris.

SOMMAIRE



Les convertisseurs « analogique-numérique » 51



Réalisation d'un synthétiseur de fréquence 70-85 MHz 5
Conception d'une alimentation à découpage 100 W 15
Une télécommande I.R. 21
Télécommande par voie téléphonique 119



Nouveaux développements
des transistors MOS de puissance 77



La neurostimulation dans le traitement de la douleur 103



Utilisation pratique du ZX-80 27
Les transformées de Laplace
simplifient l'étude des circuits RC 87
Dispositif de lecture d'informations codées 115



Le L.S.E. : langage symbolique d'enseignement 59



Technologie et emploi des « piles » électriques 43

Concours de la meilleure application 20

Formulaire d'abonnement 4

Fiches techniques : circuits intégrés pour l'automobile 71

Calendrier 100

Bibliographie 123

Nouveautés-Informations 127

Cartes « Service-Lecteurs » 135-136

S'ABONNER?

POURQUOI?

Parce que s'abonner à
"ELECTRONIQUE
APPLICATIONS"

C'est ● plus simple,
● plus pratique,
● plus économique.

C'est plus simple

● un seul geste, en une
seule fois,
● remplir soigneusement cette
page pour vous assurer du service
régulier de ELECTRONIQUE
APPLICATIONS

C'est plus pratique

● chez vous!
dès sa parution, c'est la certitude
de lire régulièrement notre revue
● sans risque de l'oublier, ou de
s'y prendre trop tard,
● sans avoir besoin de se déplacer.

COMMENT?

En détachant cette page,
après l'avoir remplie,

● en la retournant à:
ELECTRONIQUE
APPLICATIONS

2 à 12, rue de Bellevue
75940 PARIS Cédex 19

● ou en la remettant à votre
marchand de journaux habituel.

Mettre une X dans les cases ☒
ci-dessous et ci-contre
correspondantes :

☐ Je m'abonne pour la première
fois à partir du n° paraissant au
mois de

☐ Je renouvelle mon abonnement
et je joins ma dernière étiquette
d'envoi.

Je joins à cette demande la
somme de Frs par :

☐ chèque postal, sans n° de CCP

☐ chèque bancaire,

☐ mandat-lettre

à l'ordre de: ELECTRONIQUE
APPLICATIONS

COMBIEN?

ELECTRONIQUE
APPLICATIONS (6 numéros)

1 an ☐ 87,00 F France

1 an ☐ 110,00 F Etranger

(Tarifs des abonnements France : TVA 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**

La technologie des synthétiseurs de fréquence, très utilisés dans les circuits de radiocommunication notamment, bénéficie maintenant des performances de composants — codeurs, diviseurs... — spécialement adaptés aux besoins nouveaux.

Réalisation d'un synthétiseur de fréquence : 70-85 MHz

Le synthétiseur décrit ici, fait largement appel à ces produits. Il utilise notamment le circuit intégré NJ 8811 qui est un circuit construit en technologie N-MOS assurant toutes les fonctions de décodage et de contrôle pour les synthétiseurs de fréquence. Il est destiné à être utilisé avec les prédiviseurs à quatre modules, tels que le SP 8901 ou le SP 8906 formant ainsi un synthétiseur universel codé en binaire, pouvant prendre place dans les émetteurs-récepteurs portatifs.

Egalement utilisés ici, le prédiviseur SP 8906 permet la synthèse des fréquences inférieures à 500 MHz et le SP 8901 des fréquences inférieures à 1 GHz.

Description générale

Conformément à la **figure 1** représentant le synoptique du circuit intégré, le NJ 8811 comprend trois blocs distincts : le diviseur de référence, le diviseur programmable et le comparateur phase/fréquence.

Toutes les entrées et les sorties du circuit sont compatibles TTL.

Le diviseur de référence

Le diviseur de référence reçoit les signaux d'un oscillateur à quartz dont la fréquence maximale doit être

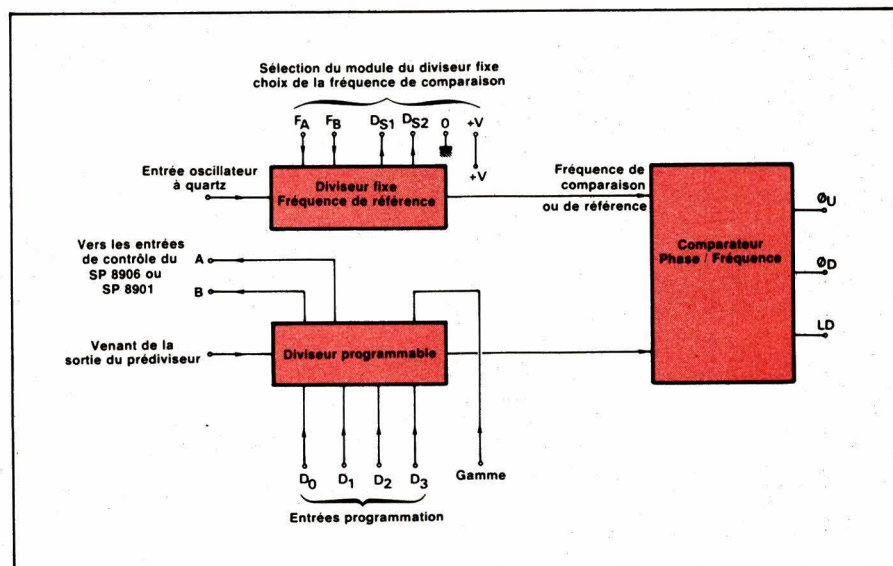


Fig. 1

de 10 MHz et l'amplitude minimale à cette fréquence 200 mV efficaces. Pour une fréquence inférieure : 4,8 MHz, l'amplitude minimale n'est que de 50 mV efficaces. Le couplage de l'oscillateur au circuit intégré est capacitif, en l'occurrence une simple capacité de 1 nF.

Le diviseur de référence peut être positionné sur un des seize modules : 128, 160, 192, 240, 256, 320, 384, 480, 512, 640, 768, 960, 1024, 1280, 1536 ou 1920. Comme le montre le tableau de la **figure 2**, le diviseur permet les fréquences de comparaison – fréquence de référence, mais aussi espacement entre canaux – les plus courantes.

La sélection est faite en utilisant les deux entrées F_A et F_B qui seront connectées, soit à la masse, donc au « zéro logique », soit laissées « en l'air » donc au « un logique », soit reliées à une des sorties DS_1 ou DS_2 . – « Data Select » 1 ou 2 – Les deux derniers états sont reconnus grâce à une logique interne de décodage.

Le diagramme des temps pour les sorties DS_1 et DS_2 est représenté à la **figure 3**. La fréquence des signaux présents sur ces sorties se déduit de la fréquence de l'oscillateur divisée par 4096, mais est indépendante de la fréquence de comparaison.

Le module choisi pour le diviseur de référence peut être mémorisé par le circuit en mettant la sortie DS_2 à la masse de la manière indiquée à la **figure 3**.

Le diviseur programmable

La section diviseur programmable du NJ 8811 consiste en deux compteurs programmables : le premier à 4 bits, le second à 8 bits. Le diviseur 4 bits contrôle le module du prédiviseur extérieur et le compteur 8 bits détermine la période totale de comptage.

L'association NJ 8811/SP 8906 autorise une division par un nombre entier quelconque, compris entre 3840 et 69375, quand l'entrée « range » est au « un logique », donc non connectée.

Quand l'entrée « range » du NJ 8811 est à la masse, le nombre entier est décalé de 36608 à 102143.

Tous les bits du programme sont multiplexés, les informations groupées en quatre mots de 4 bits, formant le mot binaire de 16 bits. Ces informations peuvent être mémorisées par le circuit en connectant la

sortie DS_2 juste après que le transfert interne des informations ait lieu ; à partir de ce moment, le démultiplexeur interne peut être stoppé en connectant la sortie DS_1 à la masse comme le montre la **figure 3**.

Comparateur phase/fréquence

Le schéma interne du comparateur de phase est représenté à la **figure 4**. Les sorties des deux diviseurs : diviseur programmable et

diviseur de référence du NJ 8811, sont connectées d'une manière interne aux entrées du comparateur de phase, entrées horloge d'une bascule D. Les trois sorties du comparateur sont à drains ouverts et des résistances de 10 k Ω doivent être connectées pour pouvoir observer les signaux de la **figure 5**.

Le diagramme des temps donne l'état des sorties pour trois cas : fréquence de l'oscillateur trop haute, fréquence de l'oscillateur – VCO – trop basse, et système verrouillé.

F_A	F_B	DIVISION	F_{REF} $X_{TAL} = 4,8 \text{ MHz}$ kHz	F_{REF} $X_{TAL} = 10,24 \text{ MHz}$ kHz
GND	DS2	128	37,5	80
GND	DS1	160	30	64
GND	NC	192	25	53,333
GND	GND	240	20	46,833
NC	DS2	256	18,75	40
NC	DS1	320	15	32
NC	NC	384	12,5	26,66
NC	GND	480	10	23,416
DS1	DS2	512	9,375	20
DS1	DS1	640	7,5	16
DS1	NC	768	6,25	13,33
DS1	GND	960	5	11,708
DS2	DS2	1024	4,6875	10
DS2	DS1	1280	3,75	8
DS2	NC	1536	3,125	6,66
DS2	GND	1920	2,5	5,854

Fig. 2. – Tableau récapitulatif du choix du module du diviseur de référence permettant la détermination du quartz en fonction de l'espacement choisi entre canaux.
GND = Masse OU
NC = Non connecté.

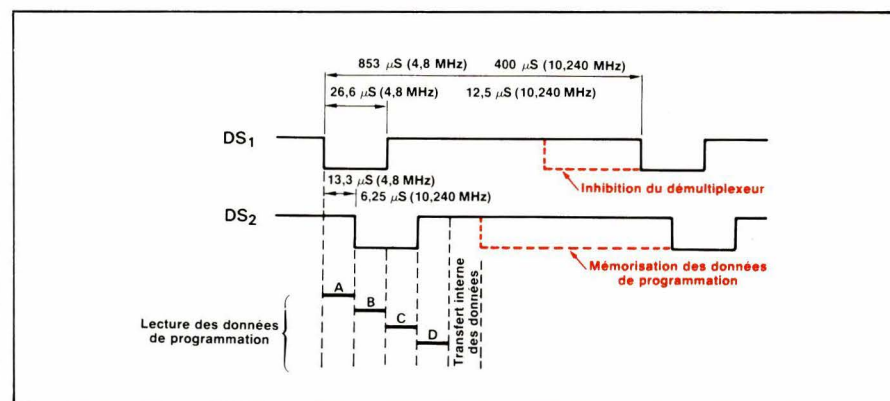


Fig. 3

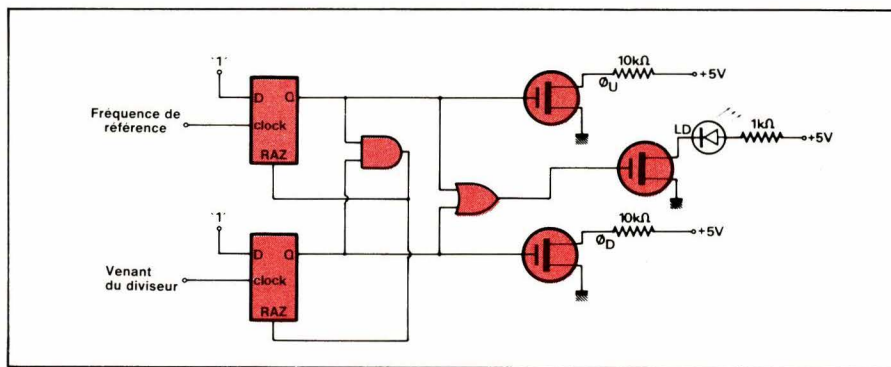


Fig. 4

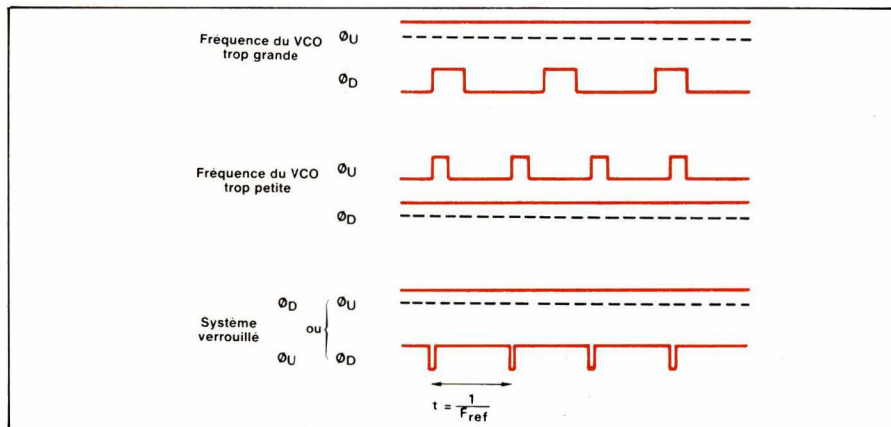


Fig. 5

Programmation du système

La programmation du synthétiseur requiert la connaissance des deux paramètres suivants :

- La fréquence de référence de comparaison, égale à l'espacement entre canaux si on utilise le SP 8901.
- La fréquence du VCO, fréquence à synthétiser.

Les données de programmation sont fournies au circuit sous forme de 4 mots de 4 bits, la lecture de ces informations est contrôlée par les deux sorties : « Data Select », la séquence de lecture est représentée à la **figure 3**.

Pour un VCO donné, et l'espacement entre canaux étant connu, on veut donc le nombre N à programmer ; on utilise la formule classique :

$$f_{VCO} = (N + R) f_{REF}$$

avec N représentant les quatre mots de 4 bits :

$$N = A + 16 B + 256 C + 4096 D$$

A, B, C et D étant des nombres entiers, compris entre 0 et 15, et codés en binaire pur :

$$A = a_1 + 2 a_2 + 4 a_3 + 8 a_4$$

avec a_1, a_2, a_3, a_4 prenant la valeur 0 ou 1 d'une manière plus que classique.

En binaire pur, on a N :

$$N = 1 n_1 + 2 n_2 + 4 n_3 + 8 n_4 + 16 n_5 + 32 n_6 + 64 n_7 + 128 n_8 + 256 n_9 + 512 n_{10} + 1024 n_{11} + 2048 n_{12} + 4096 n_{13} + 8192 n_{14} + 16384 n_{15} + 32768 n_{16}$$

Connaissant f_{VCO} et f_{REF} , on en déduit la valeur du nombre N + R puis, selon cette valeur, on soustrait 3 840 ou 36 608, et on en déduit N par une conversion binaire classique.

Si N + R est supérieur à 36 608, on mettra l'entrée « gamme » à zéro et l'on soustrait 36 608 ; si N + R est inférieur à 36 608, l'entrée gamme sera au « un logique » et on soustrait 3 840.

Les données peuvent être stockées à l'intérieur du circuit intégré, cette caractéristique peut se révéler très utile quand les circuits fonctionnent avec l'aide d'un microprocesseur, mais le NJ 8811 est aussi compatible avec la majorité des mémoires mortes PROM ou ROM.

Comparaison des synthétiseurs : un module – quatre modules

Dans les synthétiseurs de fréquence tels ceux de la **figure 6**, la fréquence du VCO est divisée et comparée à la fréquence obtenue en divisant la fréquence d'oscillation du

quartz. Les signaux de sortie dus à cette comparaison consistent en de brèves impulsions qui, une fois intégrées, créent une tension continue appliquée au VCO qui asservit la fréquence de ce VCO.

Un synthétiseur équipé d'un diviseur simple, est limité à des fréquences d'environ 50 MHz car un compteur entièrement programmable n'est pas forcément simple ; on doit alors utiliser un prédiviseur entre le VCO et le compteur.

selon le synoptique, l'espacement entre canaux ne peut être inférieur à $M \cdot f_{REF}$. Si l'espacement des canaux est faible : 10 kHz, ou même 1 kHz, la fréquence de comparaison sera 1 kHz ou 100 Hz en prenant $M = 10$. La boucle est alors lente, le filtrage devant être fait à de très basses fréquences.

D'autre part, pour un saut de phase $\Delta \Phi$ du VCO, la variation à l'entrée du détecteur de phase devient $\Delta \Phi / M \cdot N$. Si ce saut est dû à un changement de N en N + 1, l'erreur de phase à l'entrée du comparateur devient : $\Delta \Phi / M (N + 1)$.

Ce résultat entraîne des limitations sur la valeur de la fréquence de référence incompatibles avec la nécessité de fréquences de référence hautes – facilitant le filtrage du signal d'erreur.

Pour parer aux difficultés apportées par le diviseur à module unique, on utilise un diviseur à double module ; la division pouvant être faite soit par N, soit par N + 1 ; c'est une méthode très efficace pour obtenir le nombre total voulu. Les limites du système sont atteintes lorsque l'on désire des bandes de fréquence très étendues. Cette technique peut toutefois être utilisée avec des diviseurs à module quadruple. La configuration obtenue est alors celle de la **figure 6**.

Dans ce système, le compteur peut diviser par un des quatre nombres suivants : 256, 255, 240, 239. Si le compteur A est programmé sur un nombre inférieur à celui du compteur B, le système fonctionne comme suit : le prédiviseur divise par 239 A fois, puis par 240 jusqu'à ce que le compteur B soit plein ; puis, par 256 jusqu'à ce que le compteur C soit plein. Le diviseur global vaut : $239 A + 240 (B - A) + 256 (C - B)$. Si le compteur A est programmé sur un nombre supérieur à celui du compteur B, le comptage a lieu comme il suit : le compteur compte par 239 jusqu'à ce que le compteur B soit plein – donc B fois –

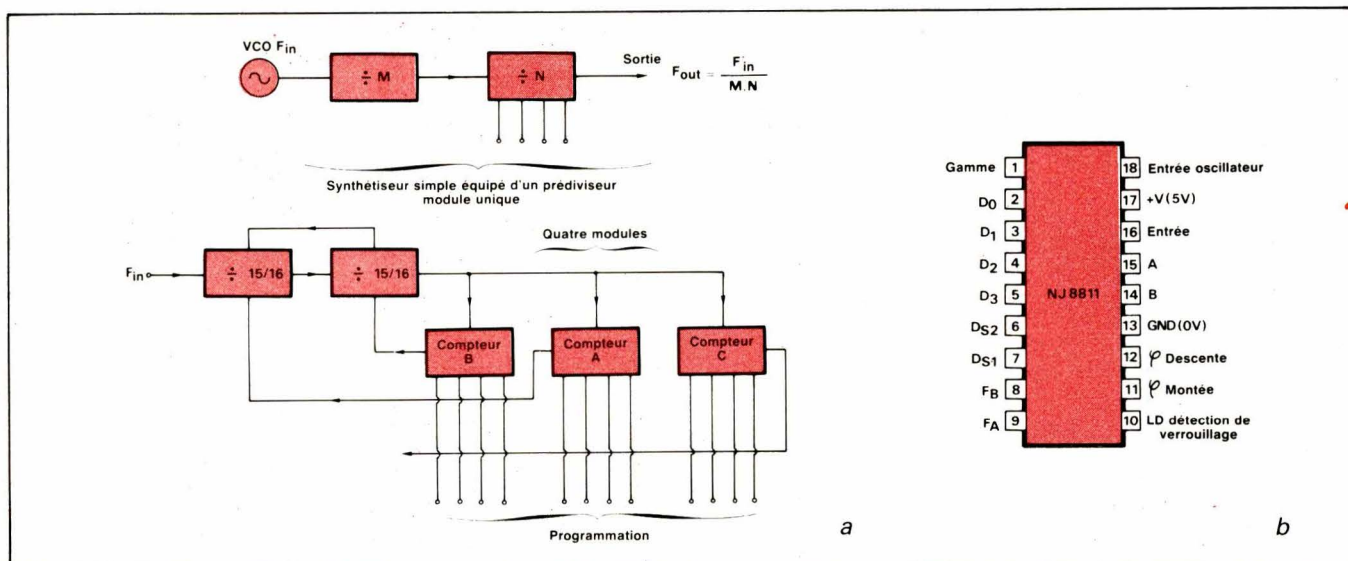


Fig. 6 a - Fig. 6 b

puis par 255 jusqu'à ce que le compteur A soit plein et finalement par 256 jusqu'à ce que C soit plein. Le diviseur global vaut : $239 B + 255 (A-B) + 256 (C-A)$. Et dans les deux cas, on obtient : $256 C - 16 B - A$.

Les limites du système sont calculées pour $C = 16$, $B = 15$ et $A = 16$, limite inférieure de 3 840 et $C = 271$, $B = 0$, $A = 1$, limite supérieure 69 375, donnant un total de $32\,768 = 2^{15}$ diviseurs possibles.

Quand l'entrée « gamme » est utilisée, on opère un décalage de $65\,535 = 2^{16} - 1$; le comptage est exécuté entre 36 608 et 102 143, donnant toujours 32 768 diviseurs possibles. Les deux gammes se recoupant, on obtient donc 98 303 diviseurs et donc autant de canaux possibles.

Jusqu'à 500 MHz le diviseur quatre module le plus approprié est le SP 8906 ; pour des fréquences supérieures — jusqu'à 1 GHz — le SP 8901 remplace avantageusement le SP 8906. Le SP 8901 n'est autre qu'un SP 8906 auquel il est ajouté un prédiviseur par deux avant le diviseur à module quadruple.

Le tableau de la figure 7 récapitule et regroupe toutes les combinaisons possibles pour un synthétiseur avec un quartz de 4,8 MHz. La configuration à adopter est choisie en fixant la gamme de fréquence maximale devant être couverte par le synthétiseur, et l'espacement entre canaux. On en déduit alors le niveau devant être appliqué à l'entrée gamme — broche 1 du NJ 8811 — et le couple de circuits intégrés à utiliser.

Le SP 8906

Le SP 8906 est un diviseur à quatre modules, fonctionnant jusqu'à

500 MHz. Le circuit est constitué de deux diviseurs 15/16 en série, commandés par un amplificateur séparateur.

Le synoptique du circuit ainsi que la table de vérité et le brochage sont donnés à la figure 8. Le circuit di-

visé par 256 quand les deux entrées de commande sont « en l'air » ou au « un logique ». L'entrée A commande le premier prédiviseur et l'entrée B le second diviseur ; la table de vérité du diviseur rend compte des quatre états possibles correspondants aux quatre modules.

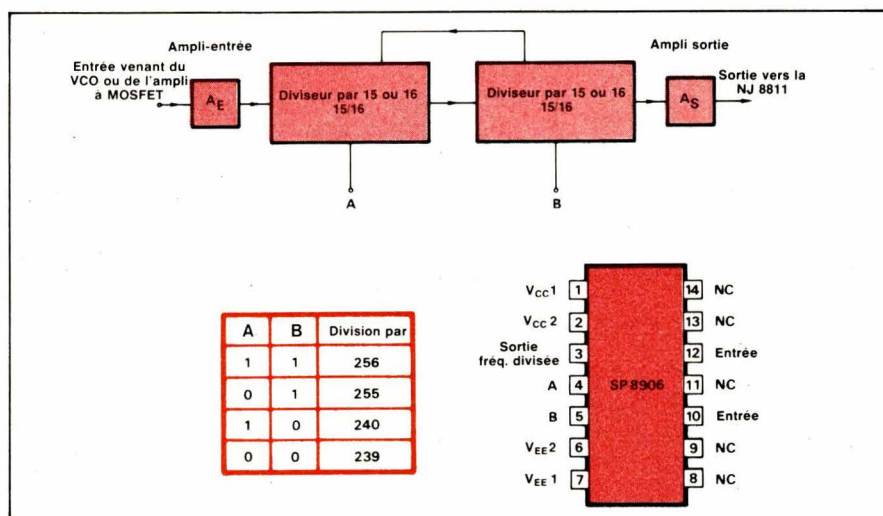


Fig. 8

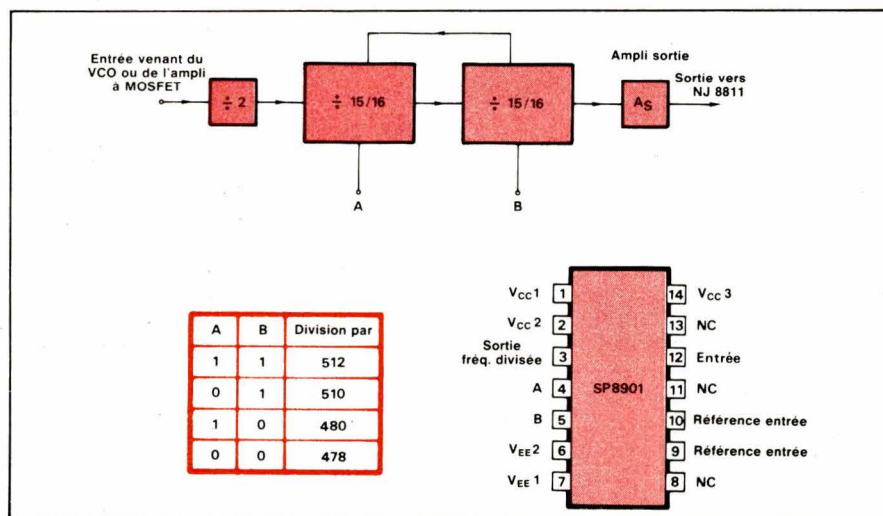


Fig. 9

La sortie du VCO doit être correctement chargée, la capacité de liaison et la capacité de découplage correctement choisies, pour fonctionner à 500 MHz. Aux basses fréquences, le diviseur est limité par la vitesse de balayage du signal d'entrée qui pour un fonctionnement correct doit être supérieur à 50 V/ μ s. Si l'entrée est déconnectée et laissée « en l'air », le circuit a tendance à osciller à environ 2 MHz ; on peut éviter cela en connectant une résistance entre la broche 10 et la

masse. Malheureusement, cette résistance réduit un peu la sensibilité.

Dans certaines conditions, le circuit peut quand même osciller, le remède consiste alors en une bobine de choc de 1 μ H en série entre V_{CC1} et V_{CC2} et l'alimentation ; le circuit ne doit pas alors être découplé. La sortie est compatible TTL et C-MOS et protégée par des limiteurs de courant, 3 mA pour un courant entrant, la sortie étant à l'état bas, et 5 mA pour un courant sortant, la sortie

étant à l'état haut. Les entrées A et B de contrôle du module sont reliées par des résistances au V_{CC1} et permettent un interface facile avec des circuits TTL : collecteur ouvert ou « totem pole » ou circuit MOS, sortie à drain ouvert ou sortie complémentaire C-MOS.

Il est possible d'éliminer ou tout au moins de réduire considérablement les couplages entrée/sortie, sortie/entrée, en alimentant le circuit par deux sources différentes,

Réf- erence (kHz)	NJ 8811/SP 8906				NJ 8811/SP 8901		
	Entrée gamme range broche 1	Espace entre canaux (kHz)	Gamme couverte (MHz)		Espace entre canaux (kHz)	Gamme couverte (MHz)	
2,5	0	2,5	91,5	255,4	5	183,0	510,8
	1		9,6	173,5		19,2	347
3,125	0	3,125	114,4	319,2	6,25	228,8	638,4
	1		12,0	216,8		24,0	433,6
3,75	0	3,75	137,3	388,0	7,50	274,6	766,0
	1		14,4	260,2		28,8	520,4
4,6875	0	4,6875	171,600	478,795	9,375	343,200	957,59
	1		18,000	325,195		36,00	650,390
5	0	5	183,04	500	10	366,08	1000
	1		19,2	346,875		38,4	693,75
6,25	0	6,25	228,799	500	12,5	457,598	1000
	1		24,00	433,59375		48,00	867,1875
7,5	0	7,5	274,6	500	15	549,120	1000
	1		28,8	500		57,600	1000
9,375	0	9,375	343,200	500	18,75	686,00	1000
	1		86,00	500		72,00	1000
10	0	10	366,08	500	20	732,160	1000
	1		38,400	500		76,800	1000
12,5	0	12,5	457,598	500	25	915,200	1000
	1		48,00	500		76,800	1000
15	0	15	57,6	500	30	115,200	1000
	1						
18,75	0	18,75	72,00	500	37,5	144,00	1000
	1						
20	0	20	76,8	500	40	153,600	1000
	1						
25	0	25	96,0	500	50	192,00	1000
	1						
30	0	30	115,2	500	60	230,400	1000
	1						
37,5	0	37,5	144,00	500	75	288	1000
	1						

Fig. 7. — Tableau donnant toutes les combinaisons possibles $f_{XTAL} = 4,8$ MHz en fonction de la fréquence de référence choisie et du couple utilisé.

l'une connectée à V_{CC1} , l'autre à V_{CC2} .

Le SP 8901

Le SP 8901 diffère peu du 8906, la **figure 9** représente le synoptique, la table de vérité et le brochage du circuit. L'entrée horloge doit être convenablement chargée, et les condensateurs utilisables à 1 GHz, la limitation aux fréquences basses est fonction de la vitesse de balayage, qui doit être supérieure à $200 \text{ V}/\mu\text{s}$. Le fonctionnement aux basses fréquences peut être amélioré en ajoutant un hystérésis aux broches référence d'entrée. Pour ce faire, on connecte une résistance de $33 \text{ k}\Omega$ entre la broche 10 et la masse ; les entrées 9 et 10 étant découplées par un condensateur de 1 nF . Plus la différence de tension entre les broches 9 et 10 est importante, et plus l'hystérésis est grand. De trop forts hystérésis dégradent la sensibilité du prédiviseur aux fréquences les plus élevées. La sortie et les entrées de commande du circuit sont identiques à celles du SP 8906.

Il existe, à la broche 16 du circuit,

une troisième tension d'alimentation, qui détermine la fréquence maximale de travail. Cette alimentation est destinée au diviseur par deux. Avec 5 V , la fréquence maximale est de 900 MHz ; cette limite passe à 1 GHz si V_{CC3} est reliée à une source de $6,8 \text{ V}$. Pour la bobine de choc de $1 \mu\text{H}$, les mêmes remarques s'appliquent au SP 8901.

Application

Les circuits SP 8906 et NJ 8811 nous ont permis de réaliser un synthétiseur fonctionnant entre 70 et 85 MHz , l'espacement des canaux étant de 10 kHz . Le verrouillage est assuré sur un minimum de 1500 canaux. Le schéma utilisé est représenté à la **figure 10**.

Le même schéma peut être utilisé pour n'importe quelle bande de fréquence inférieure à 500 MHz conformément au tableau de la **figure 7**. L'amplificateur à MOSFET entre le VCO et le prédiviseur peut être omis pour des fréquences inférieures à 300 MHz , le coût, l'encombrement et la consommation du système,

peuvent alors être réduits. Entre 300 et 500 MHz , l'amplificateur doit absolument être utilisé. Si le synthétiseur doit fonctionner jusqu'à 1 GHz , le 8906 sera remplacé par le 8901 ; l'amplificateur à MOSFET connecté et la fréquence de comparaison — fréquence de référence — choisie égale à la moitié de l'espacement entre les canaux.

Un blindage efficace, ainsi que des écrans appropriés réduisent les risques d'apparition de bandes latérales parasites à la sortie du VCO. La programmation est effectuée en utilisant le code binaire, grâce à des interrupteurs DIL, ou des mémoires, ou encore un microprocesseur. Lorsque la diode électroluminescente est allumée, le synthétiseur n'est pas verrouillé, le signal haut — verrouillé — peut être utilisé pour commander le silencieux d'un récepteur, ou l'inhibition d'un ampli de puissance.

Oscillateur de référence

On peut voir dans un synthétiseur un multiplicateur de fréquence puisque la fréquence synthétisée est un multiple de la fréquence de référence. Toutes les variations affectant

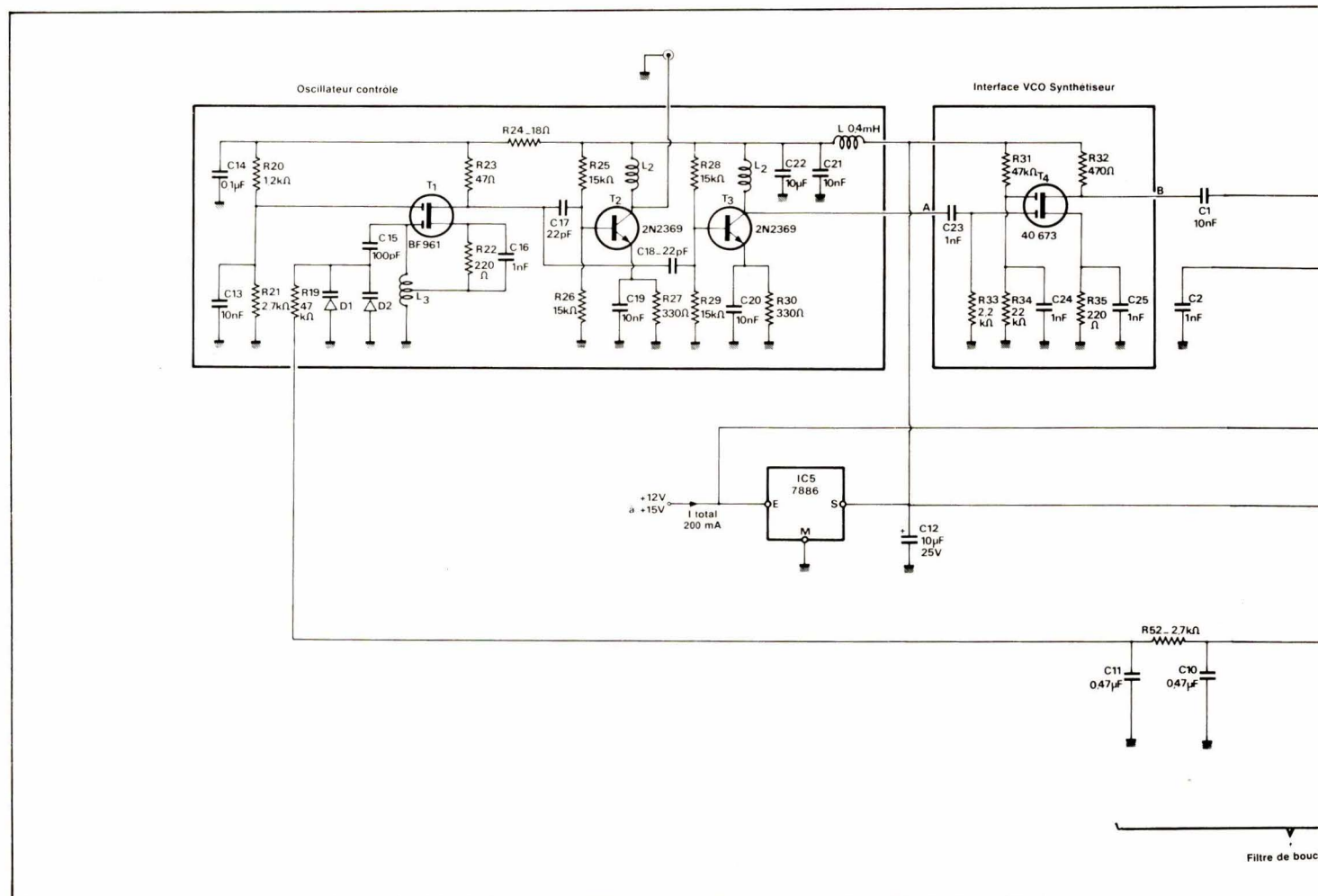


Fig. 10

la fréquence de référence sont donc transmises à la fréquence synthétisée. Pour cette raison, la précision de l'oscillateur doit être la même que celle que l'on recherche sur la fréquence synthétisée. Pour éviter une modulation de fréquence parasite, le rapport signal/bruit pour la commande du VCO doit être aussi grand que possible.

Caractéristiques du VCO

Le VCO doit couvrir la gamme de fréquence désirée en fonction de l'excursion de la tension de commande. Le coefficient de surtension du circuit oscillant doit être aussi élevé que possible pour obtenir des bandes latérales de bruit aussi faible que possible. On remarque souvent que, lorsque l'entrée du VCO est à trop haute impédance, elle peut être parasitée par les signaux forts. Un découplage sérieux des lignes et des alimentations du VCO, ainsi qu'un blindage efficace est toujours nécessaire. Le VCO et le prédiviseur ne devront pas voisiner si cela est possible, et, pour améliorer l'isolation, on pourra utiliser un étage supplémentaire à transistor MOSFET.

Ce VCO devra être construit

conformément au schéma publié dans cette étude, et avec le plus grand soin. Le blindage est en cuivre de 0,5 mm d'épaisseur que l'on peut facilement découper, même avec des ciseaux. Une analyse spectrale révèle une très bonne réjection de l'harmonique 2 malgré les étages tampons totalement apériodiques. Nous avons constaté avec certains VCO des harmoniques de rang très élevé 8,9 et 10 à seulement - 15 dB du fondamental. Ces harmoniques peuvent venir perturber les bandes de radiodiffusion FM harmonique 4 quand la fondamentale est dans la gamme des 27 MHz, et même les bandes de télévision.

Le synthétiseur

Le schéma de principe du synthétiseur 70-85 MHz est donné à la **figure 10**.

Le VCO est un Hartley classique ; le taux de réaction est fixé par le rapport des spires entre la masse et la prise intermédiaires au nombre de spires totales. On peut donc l'utiliser pour différentes plages de fréquence, en changeant simplement le diamètre de la bobine L_1 , mais en conservant les autres caractéristi-

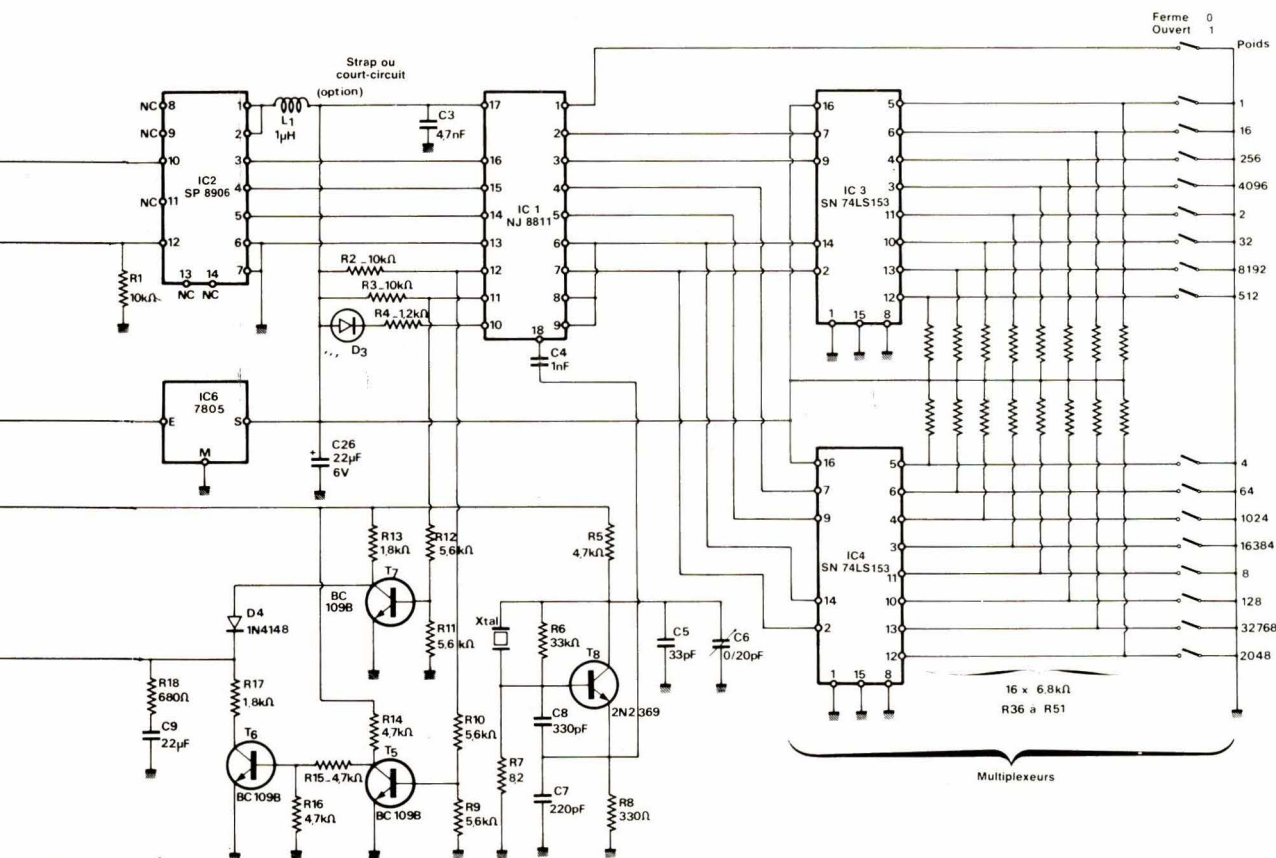
ques. Les deux diodes Varicap montées en parallèle permettent un gain assez important : 2,5 MHz/V, comme le montre la courbe de la **figure 11**. La linéarité est bonne entre 2 et 6 V, surtout si l'on considère une faible déviation en fréquence ; en bande étroite : ± 5 kHz. L'interface entre le VCO et le synthétiseur ne sera mis en place que si l'on utilise une fréquence supérieure à 300 MHz, ce qui n'est pas notre cas, et les points A et B seront donc court-circuités, les composants autour du MOSFET non implantés.

Viennent ensuite les circuits de synthèse, le diviseur, le contrôleur puis l'oscillateur local autour de T_5 , les amplificateurs de sortie et le filtre de boucle.

Grâce à deux circuits intégrés TTL supplémentaires, IC₃ et IC₄, dont le schéma interne et la table de vérité sont donnés à la **figure 12**, les 16 données d'entrées sont multiplexées et fournissent le programme au NJ 8811.

Les multiplexeurs TTL 74LS 153 ont un fonctionnement très simple comme le montre la table de vérité.

Quand l'entrée G est au « un logi-



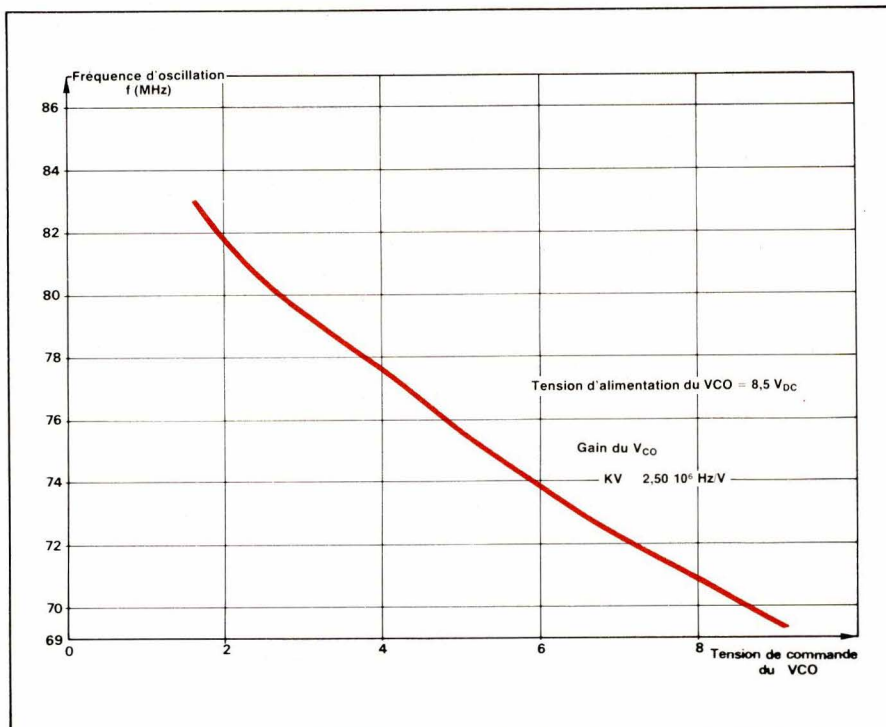


Fig. 11

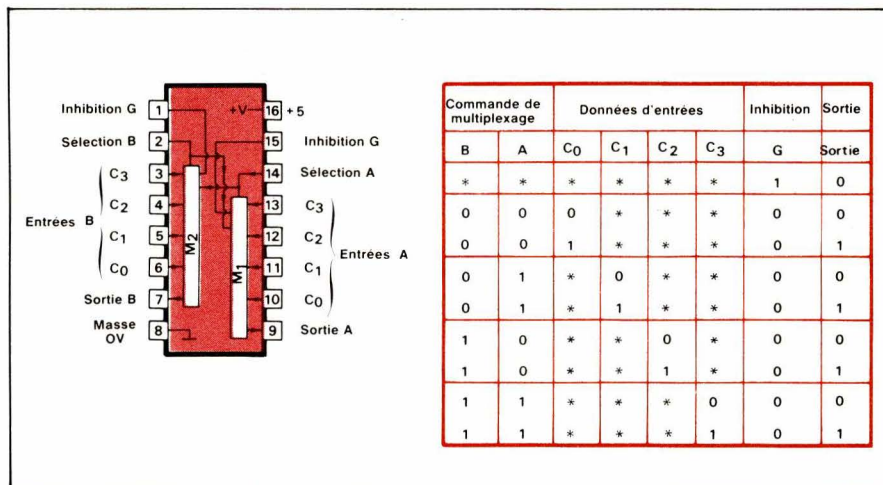


Fig. 12

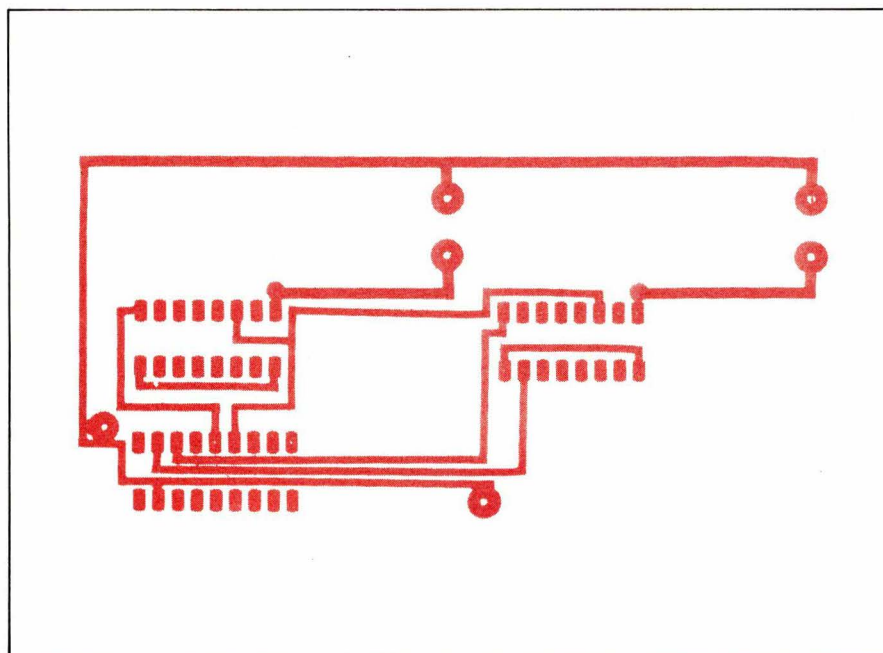


Fig. 13

que », toutes les sorties sont à zéro, quel que soit l'état de toutes les autres entrées ; le multiplexage est arrêté. Le multiplexage fonctionne dès que l'entrée G est à 1 ; le circuit intégré comporte deux multiplexeurs : quatre entrées et une sortie, la sortie recopie l'état d'entrée d'une des voies en fonction du code appliqué aux entrées de commande, sélection A, broche 14 et sélection B, broche 2.

Grâce à deux circuits 74LD 153, les 16 bits nécessaires au codage de l'unité de contrôle NJ 8811 sont groupées en quatre mots de 4 bits grâce aux signaux de commande DS₁ et DS₂ provenant du NJ 8811.

Réalisation

La maquette a été réalisée sur deux circuits imprimés différents. Le premier est double face, dont le tracé des pistes est à la **figure 13**, le côté composants à la **figure 14** où tous les éléments, excepté le VCO, sont présents ; si la plaquette est à trous non métallisés, cas le plus courant, on prendra garde de bien souder les composants servant de traverses des deux côtés du circuit.

Les deux régulateurs sont montés sans radiateur, le régulateur + 8,5 V n'en a besoin en aucun cas, mais il peut être nécessaire d'en utiliser un pour le régulateur + 5 V si la tension d'alimentation dépasse 15 V. La consommation totale du montage n'excède pas 200 mA.

Le deuxième circuit est lui aussi réalisé sur une plaquette double face, mais la face « composants » est laissée totalement cuivrée ; à l'aide d'un forêt, on dégagera un passage pour les connexions ne devant pas être à la masse, les autres seront soudées recto et verso.

Les deux plans de cuivre, permettent l'assemblage d'une boîte formant écran constituée par six morceaux de cuivre soudés entre eux.

Sur notre maquette, les deux collecteurs des transistors de sortie sont reliés par des prises SMA ; ce n'est pas impératif, et on pourra simplement pratiquer quelques ouvertures dans les côtés pour passer les fils, ce que nous avons fait pour l'alimentation et la tension d'erreur du VCO.

Le tracé des pistes du VCO est donné à la **figure 15**, où figure également l'implantation des composants.

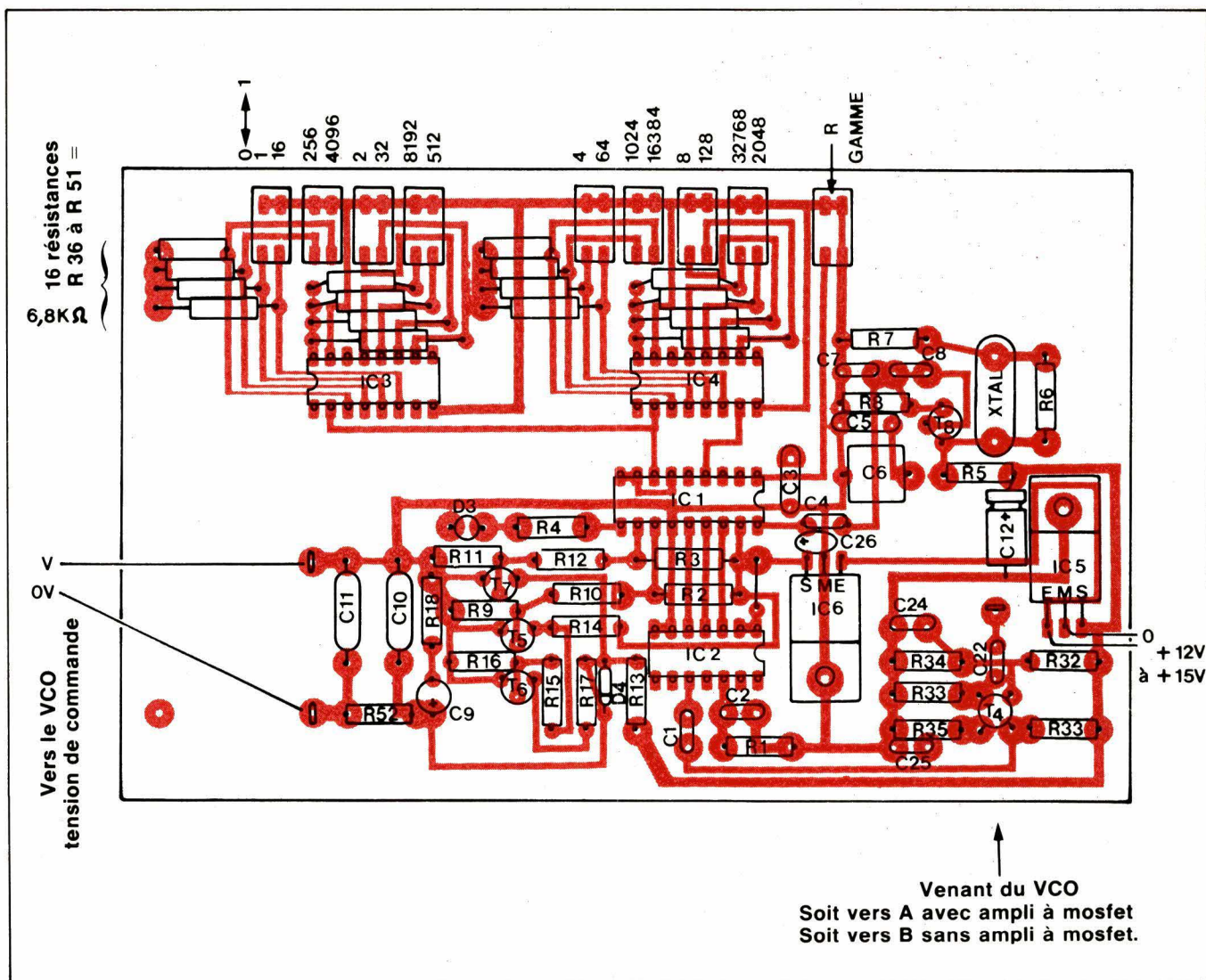


Fig. 14

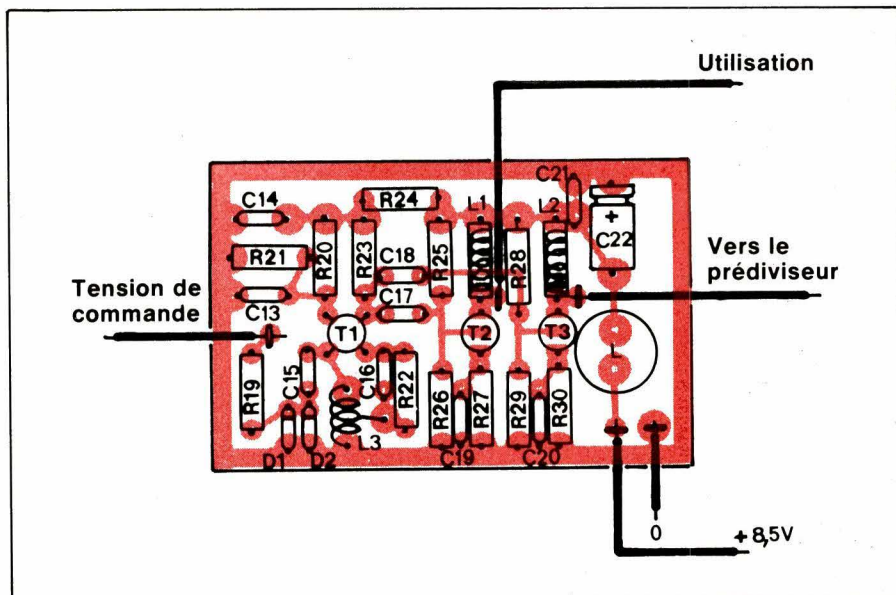


Fig. 15

Essais et programmation

Dès que le câblage est exécuté, le circuit peut fonctionner : il n'y a pas de réglage à proprement parler. On vérifiera les tensions d'alimentation aux bornes des différents circuits im-

primés et on s'assurera que la consommation n'excède pas 200 mA. On poursuivra en vérifiant la fréquence d'oscillation (entrée 18 du NJ 8811) que l'on peut ajuster très précisément à l'aide du condensateur variable. Si aucun code parti-

culier n'est appliqué à l'entrée, la diode restera allumée, le système n'est pas verrouillé.

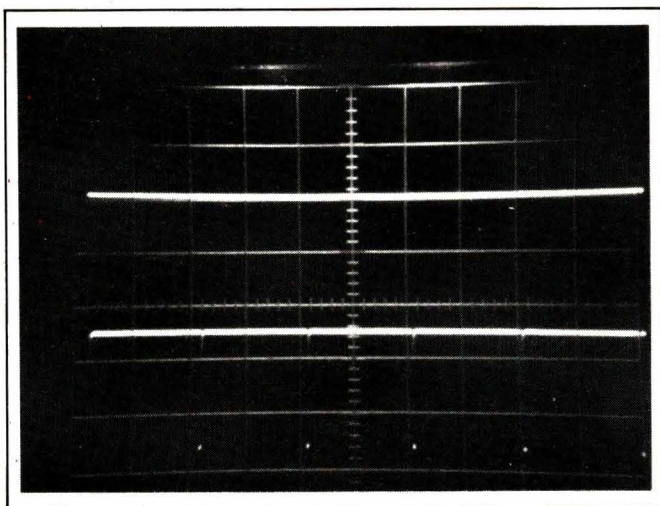
Il faut maintenant calculer le code pour une fréquence de travail donnée : en utilisant un quartz KVG 10,240 MHz, diviseur de référence 1024, en reliant FA et FB à DS₂, on obtient une fréquence de comparaison de 10 kHz, donc 10 kHz entre canaux.

Supposons que l'on veuille émettre sur 72,360 MHz, on calcule $N + R = 72\,360 / 10 = 7\,236$.

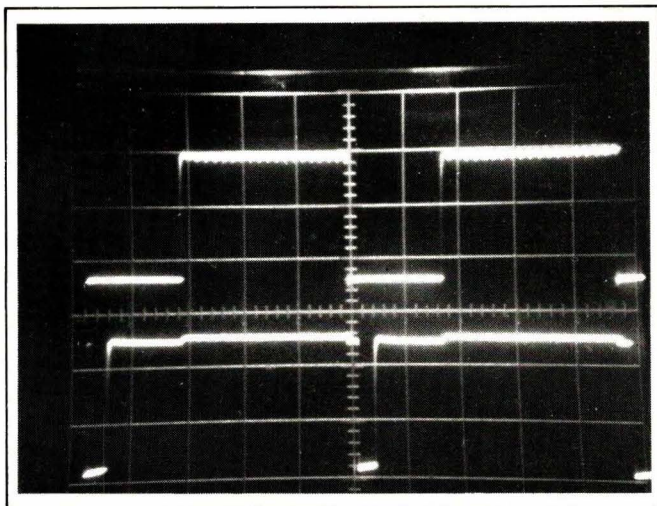
L'entrée gamme sera à 1 et on soustrait $R = 3\,840$, ce qui donne $N = 3396$.

Tous les bits de poids supérieur à 2 048 seront au zéro, puis : $B_{2048} = 1$, $B_{1024} = 1$, $B_{512} = 0$, $B_{256} = 1$, $B_{128} = 0$, $B_{64} = 1$, $B_{32} = 0$, $B_{16} = 0$, $B_8 = 0$, $B_4 = 1$, $B_2 = 0$, $B_1 = 0$.

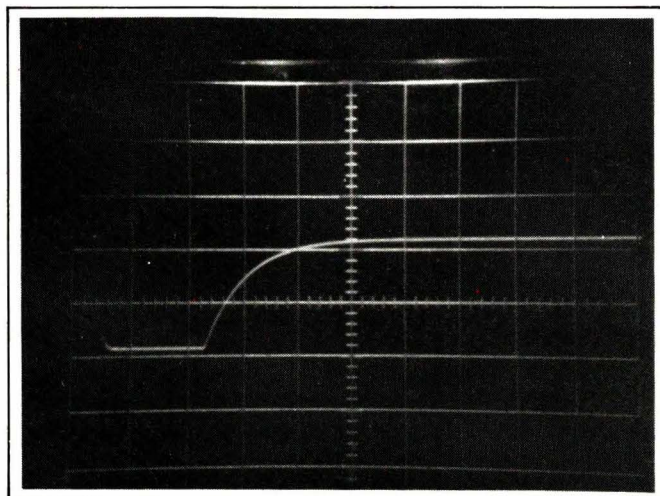
Le système est simple et rapide ; on voit que, si B_1 passe maintenant à 1, la fréquence vaut 72,370 MHz.



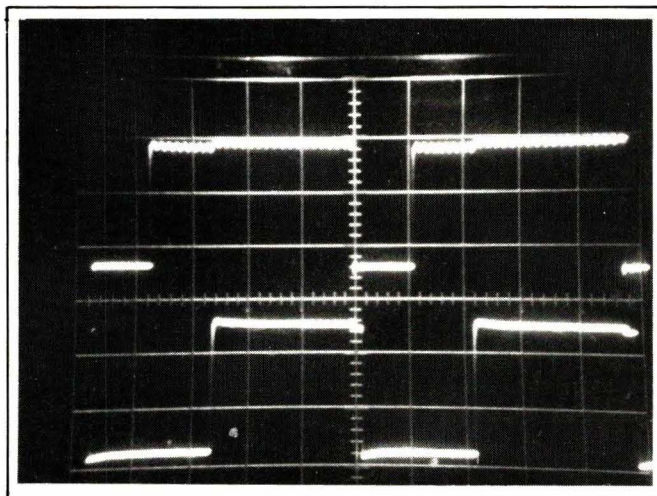
1



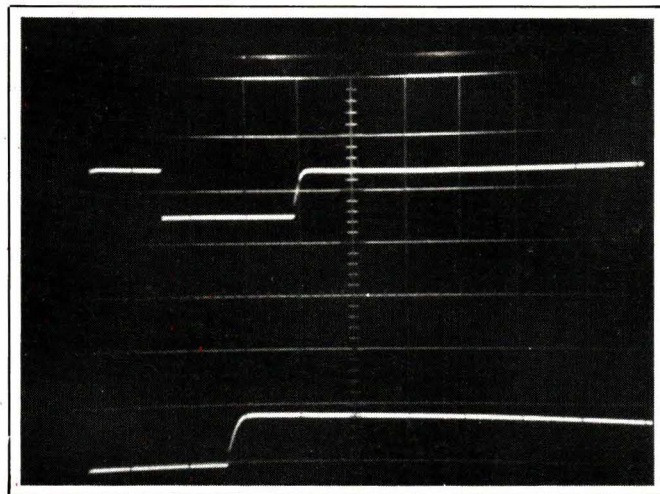
4



2



5



3

Photo 1. — Sorties Φ_D et Φ_U du NJ8811-H : 1 V/div. ; V : 50 μ s/div. Le système est verrouillé, une des sorties est à l'état haut, la deuxième sortie est composée de brèves impulsions, négatives.

Photo 2. — Détail des impulsions de la photo 1. H : 1 V/div. ; V : 0,5 μ s/div. La durée de l'impulsion diminue lorsque le VCO est complètement clos (blindage total).

Photo 3. — Signaux de multiplexage : DS_1 et DS_2 . H : 5 V/div. ; V : 5 μ s/div.

Photo 4. — Signaux de contrôle du prédiviseur ECL. H : 2 V/div. ; V : 20 μ s/div. SP 8906, signal haut : broche 5 (B), signal bas : broche 4 (A). Verrouillage sur 76,370 MHz, N = 3797.

Photo 5. — Mêmes conditions, système verrouillé sur 84,560 MHz, N = 4616.

Dans les deux cas, la diode s'éteint. Lors du passage d'un canal à l'autre, la diode s'allume pendant un bref instant. Pendant la transition, le système est déverrouillé pendant un temps T, fonction de l'espace à parcourir et de la pulsation propre de la boucle, donc du filtre de boucle. En première approximation, on peut admettre que ce temps est égal à : $10/\omega_n$.

Le synthétiseur réalisé est très

performant et fonctionne avec le même filtre de boucle sur une très grande plage de fréquence : jusqu'à plus de 150 MHz, cette approche simple du problème ne donne pas un système optimum, le temps d'acquisition pouvant être diminué, mais un système fonctionnant parfaitement dans tous les cas.

Ces deux circuits intégrés **Plessey** doivent trouver leur place dans de nombreux systèmes d'émission/

réception, leur faible encombrement réduisant la taille des appareils.

Ces circuits existent aussi dans une version un peu moins performante : fréquence maximale de 225 MHz, mais faisant partie d'une série à faible consommation : NJ 8812/SP 8793 ou NJ 8812/SP 8792.

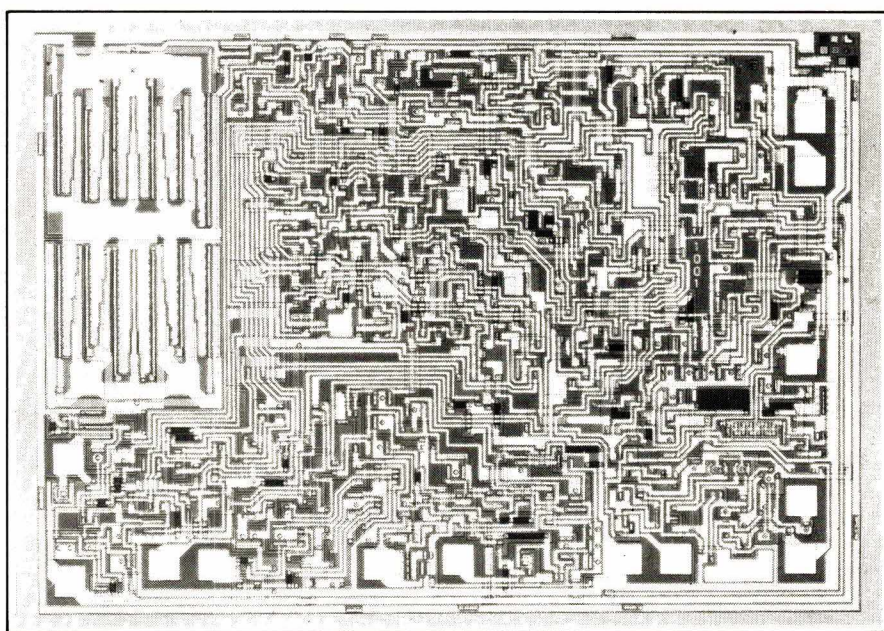
F. de Dieuleveult

Le principe des alimentations — ou convertisseurs — à découpage « direct secteur » n'est pas nouveau en soi ; mais cette technique, pour séduisante qu'elle soit en théorie, se heurtait à des problèmes de composants : disponibilité de transistors de commutation haute-tension, par exemple.

Conception d'une alimentation à découpage 100 W

Cela étant, les constructeurs ont porté leurs efforts dans deux directions complémentaires : les transistors de puissance bipolaire et les circuits intégrés spécifiques aux fonctions des convertisseurs.

Particulièrement représentative de ces efforts, l'étude qu'on va lire, due aux laboratoires d'application de Thomson-CSF, décrit, dans l'article ci-après, la réalisation d'une alimentation de 100 W de type « flyback ».



La puce du TEA 1001.

Principe de base

La réalisation d'un convertisseur de 100 W qui soit entièrement protégé dans tous les cas d'utilisation du secondaire (circuit ouvert, court-circuit permanent) se trouve grandement simplifiée avec l'utilisation d'un circuit intégré spécialisé, le TEA 1001-SP, et d'un transistor haute tension BUV-46.

Le TEA 1001-SP assure la commande **directe** de la base du transistor de commutation et se charge des

fonctions de régulation et de sécurité (limitation de courant, surveillance du courant secondaire, démarrage progressif).

La **figure 1** représente le schéma complet du convertisseur.

Un circuit intégré spécialisé

Le schéma synoptique d'ensemble de ce circuit est donné à la **figure 2**.

- un modulateur auxiliaire réalisant le démarrage progressif et limitant la

- des circuits de surveillance : du courant primaire (seuil $\pm 0,2$ V), du courant secondaire (seuil $+ 0,1$ V), de la tension collecteur-émetteur du transistor (seuil 5 V) et enfin de la tension d'alimentation minimale et maximale.

Les informations issues de ces comparateurs sont ensuite gérées par un processeur logique qui impose en outre un temps de conduction minimal de 2 μ s en absence de conduction, pour permettre la dé-

— on dispose enfin d'un étage de sortie très performant dont le fonctionnement est détaillé ci-après.

La **figure 3** représente une configuration simplifiée de l'étage de sortie. En positif comme en négatif, le courant de crête peut atteindre 3 A.*

Etage positif

Une boucle de compensation permet d'obtenir un courant de sortie

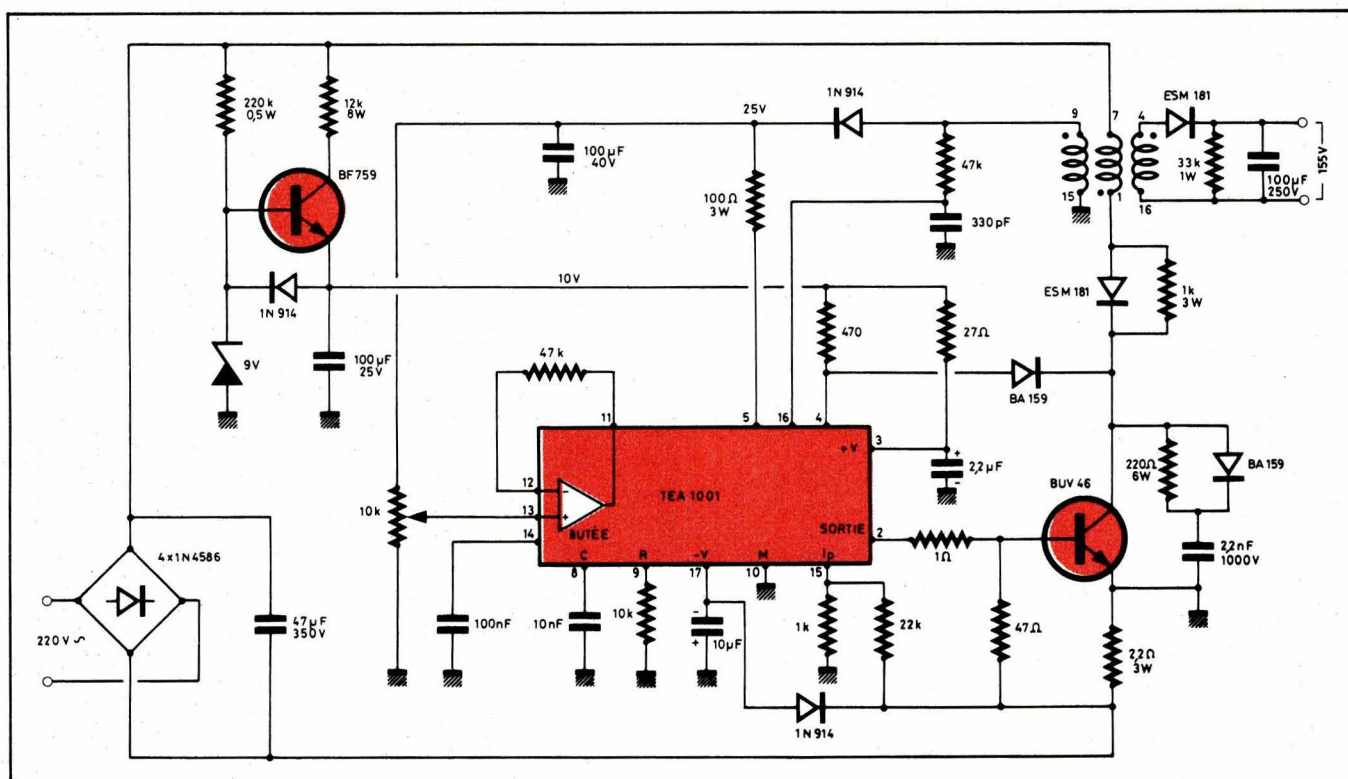


Fig. 1

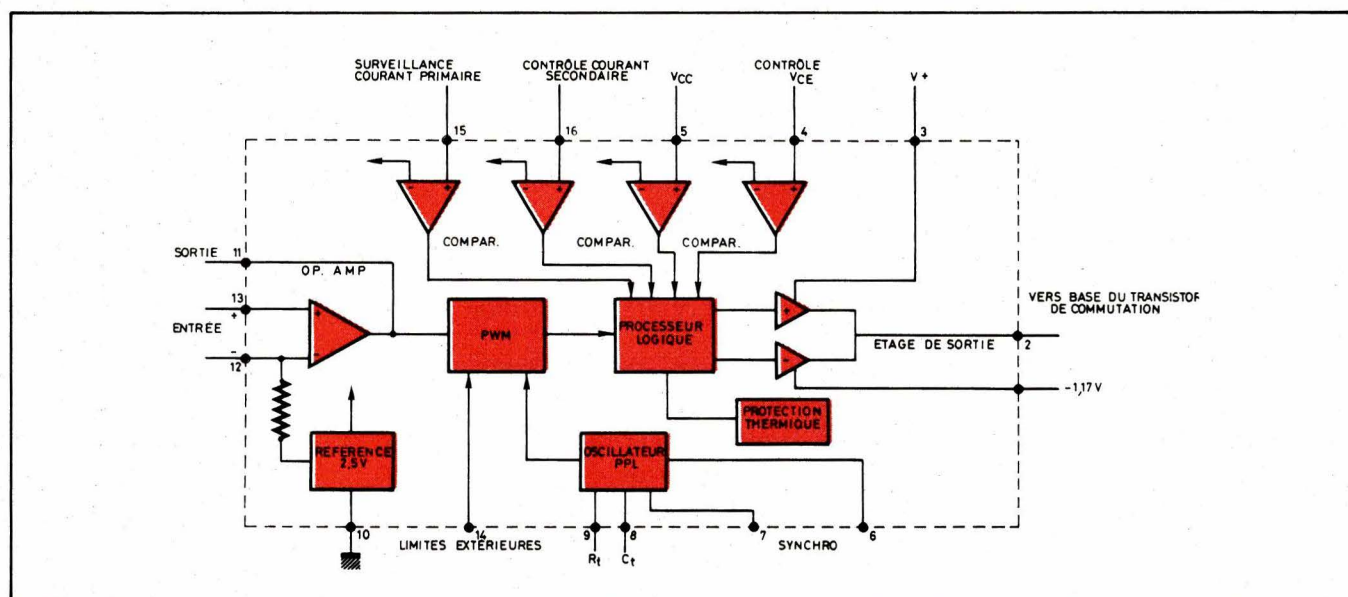


Fig. 2

adapté au besoin instantané du transistor de commutation (fig. 3). Plus ce dernier est saturé, plus la diode D dérive une partie importante du courant traversant la résistance R. De ce fait, le courant base de T_2 , et par la suite le courant de sortie, diminuent. Dans ce fonctionnement, le transistor T_1 reste saturé et la tension V_{CE} du transistor de puissance est donnée par la relation (on néglige la $V_{CE(sat)}$ de T_1) :

$$(V_{CE})_{T.P.} = (V_{BE})_{T.P.} + R_B I_B$$

La résistance R_B sert à stabiliser la boucle de compensation. Sa valeur doit être aussi faible que possible. Le bon fonctionnement de la boucle impose que le transistor T_2 ne soit pas saturé :

$$(V_{CE})_{T_2} > 1 \text{ V}$$

Par suite la tension auxiliaire $+V_B$ doit remplir la condition :

$$V_B > (V_{BE})_{TPU} + R_B I_{B \max} + 1 \text{ V}$$

La résistance R se détermine en fonction du courant $I_{B \max}$.

En pratique :

$$R (\Omega) \leq \frac{600 (V)}{I_{B \max} (A)}$$

Etage négatif

L'application d'un courant négatif élevé, juste après la fin de la commande positive risque de se traduire par un gradient dI_B/dt important. Cela peut entraîner un échauffement destructif de la jonction base-collecteur du transistor de commutation (voir « Le transistor de puissance dans son environnement » édité par Thomson-CSF Division Semi-conducteurs).

Pour cela, le blocage se fait en deux temps :

- un courant inverse de 100 mA environ s'écoule à travers la résistance de 47Ω alors que la résistance de $2,2 \Omega$ est parcourue par un courant de 3 A ; à ce moment en effet le transistor est encore conducteur (fig. 1 et 4a) ;

- quand la tension V_{CE} du transistor de commutation atteint 5 V, l'étage négatif du TEA 1 001-SP est mis en conduction et un fort courant inverse de base (1,5 A sur la fig. 4a) est appliqué, provoquant un blocage très rapide (temps de descente du courant collecteur : 200 ns sur la fig. 4b).

Sécurités. Limitation de courant

Limitation du courant primaire

La présence d'une tension inférieure à $-0,2 \text{ V}$ sur l'entrée I_p entraîne deux actions :

- l'arrêt de la conduction (action directe) ;
- la sortie du comparateur I_p est reliée à la borne butée. Le condensateur de $0,1 \mu\text{F}$ disposé entre cette borne et la masse intègre les dépassements de courant, ce qui a pour effet d'augmenter la tension sur la butée, donc de réduire le rapport cyclique et la fréquence des dépassements (action indirecte).

Surveillance du courant secondaire

Un nouveau cycle de conduction ne peut commencer qu'après éva-

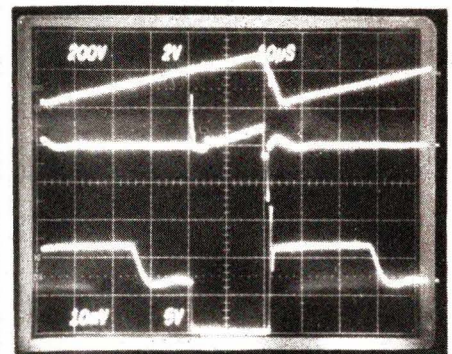


Fig. 4a. — V_B oscilateur 2 V/div., $I_B = 1 \text{ A/div.}$, $V_{collecteur} = 200 \text{ V/div.}$

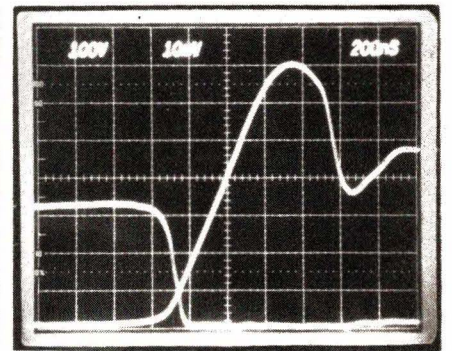


Fig. 4b. — $I_C = 1 \text{ A/div.}$, $V_{CE} = 100 \text{ V/div.}$ (BUV 46).

cuation complète du courant secondaire, de façon à éviter la magnétisation du noyau du transformateur en cas de court-circuit ou de surcharge importante au secondaire. Cette condition est réalisée à l'aide du comparateur I_s .

Surveillance de la tension V_{CC}

Une tension d'alimentation inférieure à 6,5 V ou supérieure à 14 V entraîne une remontée brutale de la tension de butée à V_{CC} .

La broche « butée », lorsqu'elle n'est pas portée de façon interne à V_{CC} par suite d'un défaut d'alimentation ou de courant I_p , présente une impédance interne de $15 \text{ k}\Omega$.

Quand V_{CC} dépasse 6,5 V à la mise sous tension, le condensateur de $0,1 \mu\text{F}$ se décharge progressivement dans la résistance de $15 \text{ k}\Omega$, réalisant un démarrage progressif.

Réalisation du convertisseur 100 W

Le transformateur utilisé est un modèle Oréga « 93 612 » de 150 W spécialement conçu pour la télévision. Nous n'avons utilisé que le secondaire 150 V, le but du présent article étant de montrer la simplicité de réalisation, de mise au point et les performances en commutation de l'ensemble. A titre indicatif, on trouvera ci-après (fig. 5) deux courbes donnant la tension de sortie au secondaire en fonction de la charge et la précision de la régula-

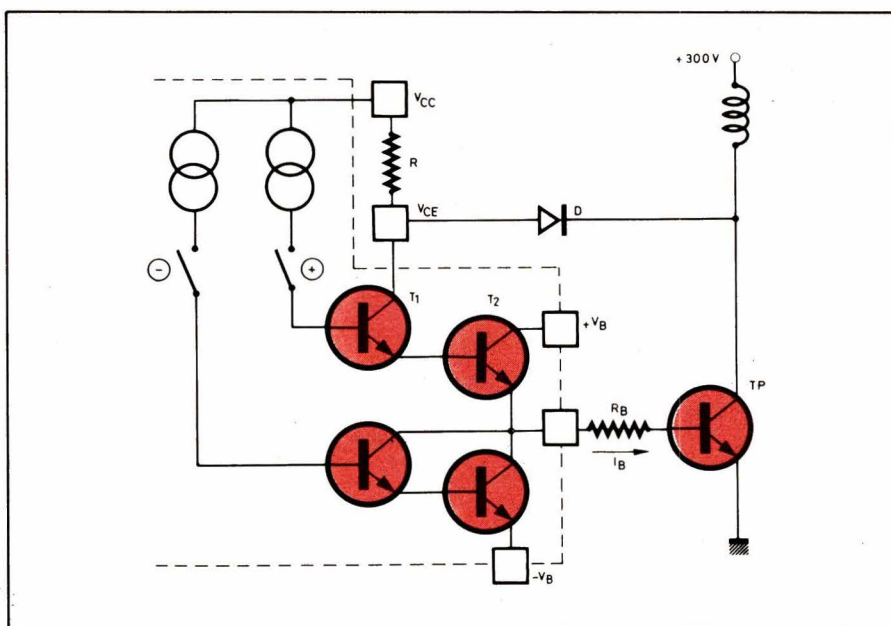


Fig. 3

La charge de ce condensateur perturbe sensiblement la mesure du courant $I_{p \max}$: on peut modifier le rapport de division du pont sur l'entrée I_p de façon à corriger cette erreur.



La surtension à la coupure sur le collecteur du transistor de commuta-

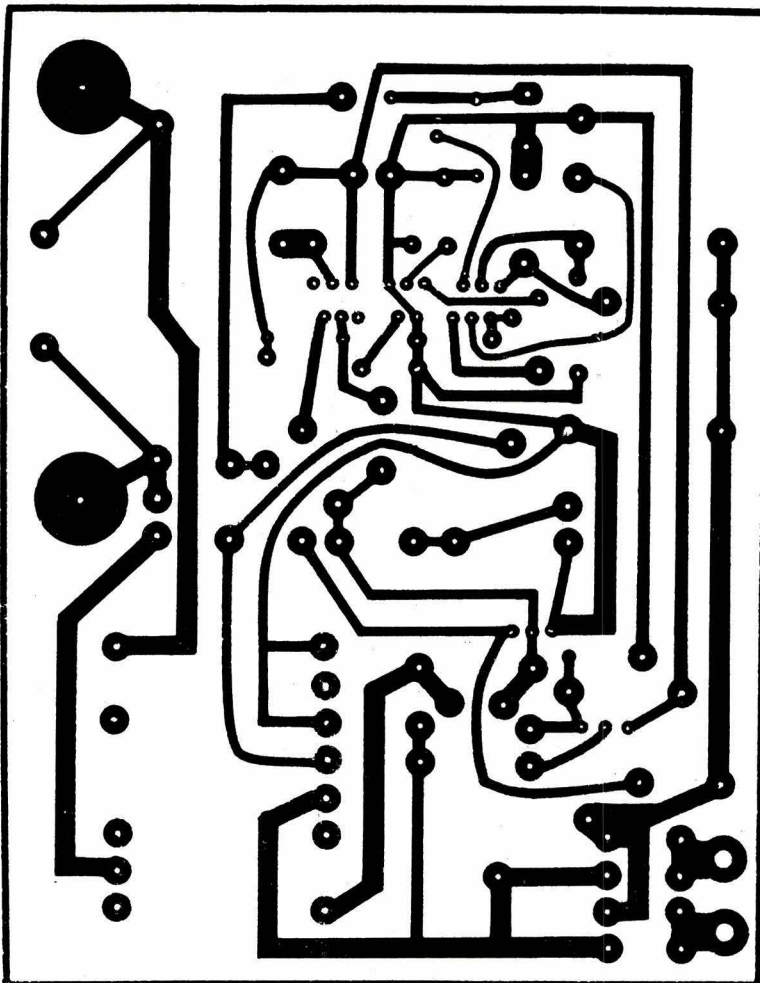
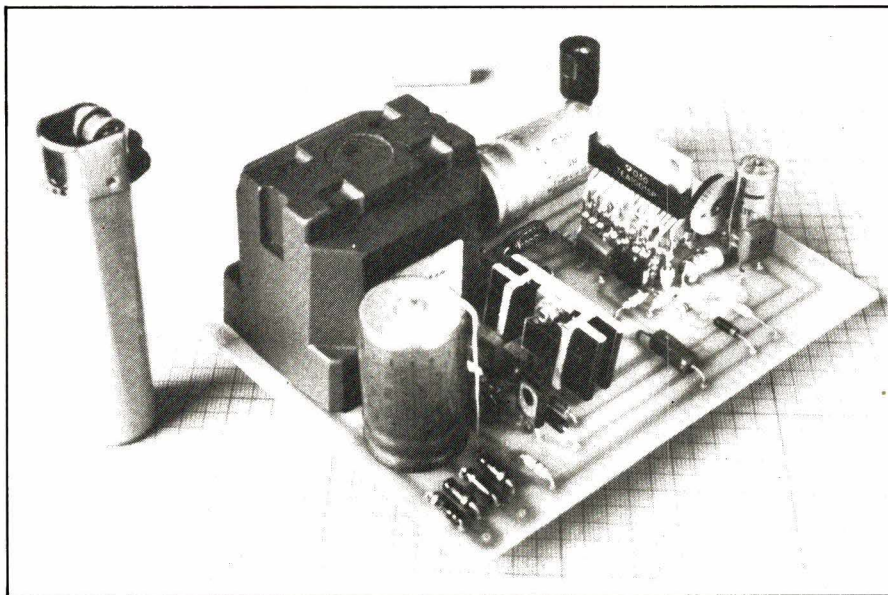


Fig. 6 bis



tion atteint 700 V. Cette valeur est inférieure au V_{CEX} du transistor BUV 46 qui est de 850 V, il n'est donc pas nécessaire d'adjoindre un réseau limitant cette surtension.

Câblage et mise au point

Lors du câblage, il faut impérativement séparer les connexions à fort courant des liaisons véhiculant des signaux de faible amplitude (entrées I_p et I_s en particulier).

La **figure 6** donne un exemple d'implantation des différents éléments sur un circuit imprimé de 10×13 cm (en **fig. 6 bis**).

Le seul réglage est celui de la tension de sortie. Pour les premiers essais, il est conseillé de déconnecter le transistor de démarrage et de travailler avec des tensions d'alimentations V_{CC} et $-V_B$ extérieures.

Si la régulation est mauvaise, vérifier que la tension sur la borne butée ne remonte pas à cause de la présence de parasites sur l'entrée I_p ou sur la tension d'alimentation V_{CC} .

Conclusion

Le circuit intégré TEA 1 001-SP permet la réalisation d'alimentations à découpage « Flyback » fiables, économiques, et performantes. La mise en œuvre d'un tel dispositif est habituellement une tâche délicate. Elle se trouve considérablement facilitée par l'utilisation d'un circuit intégré qui se charge de la commande directe du transistor extérieur, tout en assurant la totale sécurité de l'ensemble.

Bibliographie

Pour plus de renseignements concernant la structure interne du circuit intégré, consulter la note d'application du TEA 1 001-SP éditée par Thomson-CSF Division Circuits Intégrés.

J.-J. Lamboley

Télécommande par infra-rouge : **critérium de la meilleure application**

Le but de ce concours est de récompenser ceux de nos lecteurs qui auront conçu, en partant des circuits SAA 1250 et SAA 1251 de ITT Semiconducteurs, la meilleure étude d'un circuit de télécommande par infra-rouge, caractérisé par :

- l'utilité de la réalisation ;
- son originalité ;
- sa simplicité d'exécution.

Nous vous proposons, à titre d'exemple, une réalisation (décrite ci-contre) d'une commande d'éclairage, avec commutation à distance, conçue par ITT Semiconducteurs.

Comment participer ?

Le concours est ouvert à tous nos lecteurs ; ceux qui désirent y participer doivent nous adresser, tout d'abord, une lettre de candidature précisant : nom, adresse complète, éventuellement : entreprise.

Ils recevront, en retour, un dossier de participation qui comprendra tous les éléments nécessaires à leur réponse.

Les prix

Premier prix : un oscilloscope « OX 712 » Métrix d'une valeur de 4 500 F ; deuxième prix : un téléphone électronique « Digitel 2 000 » CGCT d'une valeur de 850 F ; troisième prix : un multimètre digital Métrix MX 502 d'une valeur de 250 F ; quatrième et cinquième prix : un multimètre analogique Métrix MX 001 d'une valeur de 400 F ; sixième au vingtième prix : un assortiment de semi-conducteurs ITT avec un ouvrage de la collection E.T.S.F. ou bien un album « Electronique Applications ».

La clôture de l'envoi des dossiers est fixée au 15 février 1982.

La remise des prix aura lieu lors du prochain Salon des Composants, sur le stand d'« Electronique Applications ». La liste des gagnants sera publiée dans le numéro 23, daté d'avril-mai, de la Revue.



Où se procurer les circuits intégrés ?

Le kit complet : SAA 1250 + 1251 + 1009 (ou SAA 1350 + 1351 + 1009) est disponible au prix de 60 F TTC + 10 F TTC de port auprès de :

- DIM inter, 22, boulevard Pasteur, 93120 La Courneuve.
- L.E.D., 18. rue Henri Pensier, 69008 Lyon.

La télécommande « sans fil » est maintenant entrée dans les mœurs, au moins en ce qui concerne le téléviseur et le magnétoscope domestiques. Pourquoi alors ne pas commander, au moyen du même boîtier, l'éclairage ambiant, ainsi que d'autres équipements électriques branchés sur le secteur ?

Une télécommande I.R.

Cet article présente un système réalisé autour des circuits intégrés SAA 1250 et SAA 1251 proposés par *ITT Semiconducteurs*. Il permet l'allumage et l'extinction de 8 appareils et la commande graduelle de quatre lampes distinctes (« dimmer »).

Principe de transmission

La transmission est effectuée au moyen de lumière infrarouge (IR) modulée par impulsions codées (« MIC »), l'information binaire étant contenue dans les intervalles entre des impulsions extrêmement brèves. Cela permet d'alimenter les diodes émettrices en courant élevé (1A ou plus) pour obtenir des portées importantes et une excellente immunité au bruit, et ce, sans raccourcir la longévité de la pile. Les signaux sont délivrés sous forme de trains d'impulsions. Dans la **figure 1**, l'intervalle « T » de 100 μ s correspond au chiffre binaire 0, un intervalle de « 2T » indique le chiffre 1. Il faut 11 impulsions, soit 10 intervalles, pour transmettre un mot de 10 bits. Chaque train comporte encore une impulsion préliminaire, une impulsion « Start » et une impulsion « Stop ». Les deux premières sont espacées de « 3T », ainsi que l'impulsion « Stop » en fin de train.

Le système employé

Le système est basé sur le jeu de circuits intégrés SAA 1250, SAA 1251 et TEA 1009 fabriqué par *ITT Semiconducteurs*, ainsi que sur quelques circuits C-MOS et amplificateurs opérationnels standard. Dans notre montage, nous utiliserons 25 des 1024 instructions disponibles : on constate que les ressources de ces circuits sont loin d'être exploitées à fond.

Seize instructions sont nécessaires pour commander 8 relais. Huit

autres instructions servent à régler la luminosité des 4 lampes sur 64 degrés possibles. Une dernière instruction sert à commuter le montage sur « standby ».

Le schéma synoptique de la **figure 2** comporte une partie numérique et une partie analogique. La première comporte l'émetteur IR, le préampli IR, le noyau central constitué par le récepteur SAA 1251, le décodeur des instructions, la mémoire et les « drivers » des relais. La partie analogique comporte un intégrateur, un comparateur, un générateur à dents de scie synchronisé par le secteur et les étages de découpage de phase des triacs. Les fonctions de chaque bloc sont expliquées plus loin.

Description du circuit

La partie numérique

La lumière IR émise par l'émetteur est reçue par une photodiode. Ce signal sera préamplifié afin de pouvoir être traité par le SAA 1251. Les amplis présentés en **figures 7 et 8** permettent une portée de 20 mètres.

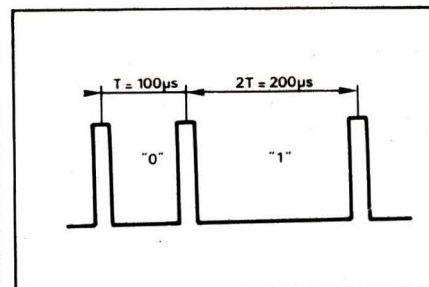


Fig. 1. — Représentation des chiffres binaires 0 et 1 au moyen de pauses de durées différentes.

Les instructions sont transmises au circuit récepteur SAA 1251 soit par l'entrée IR, à travers le préampli, soit par les entrées directes. Celles-ci permettent de commuter séquentiellement les relais. Si toutes les sorties relais ne sont pas utilisées, les instructions non utilisées sont sautées. Dans ce cas, avec n relais, la ligne de commande de la base du transistor sera branchée sur la sortie du décodeur $2n + 1$.

En sortie, le récepteur délivre, après contrôle et transcodage, les instructions suivantes :

- les sorties de programme PA... PD : ces sorties commandent les 8 prises secteur. Après conversion en code 1 de 16 au moyen du circuit 3 (74 C 154), deux signaux à chaque fois contrôlent l'un des 8 bistables contenus dans les circuits 4 et 5 et dont les sorties Q sont connectées aux drivers des relais à travers les portes de transmission ;

- les fonctions analogiques DA1... DA4 : quatre convertisseurs D/A contenus dans le SAA 1251 délivrent des tensions rectangulaires d'environ 16 kHz, dont le taux d'impulsion se modifie d'un cran toutes les 130 ms, c'est-à-dire qu'elle passe de la valeur minimale à la valeur maximale en l'espace de 9 secondes. Les valeurs limites ne peuvent pas être dépassées ;

- la bascule secteur (N-FF) : ce bistable sert à passer du « standby » à la mise en route. La mise sous tension secteur est effectuée par la commande d'un des relais, la coupure au moyen de la touche « OFF ». Le passage d'un état à l'autre est retardé d'environ 0,7 s, afin d'éviter les coupures intempestives dues à un effleurement accidentel de la touche. Un signal « L » appliqué au bistable secteur provoque le blocage de la porte de transmission à travers les entrées « enable » 3 états de IC₄ et IC₅, cela afin de pouvoir couper simultanément tous les relais tout en conservant l'état précédant l'extinction, que l'on retrouve à la mise en route.

La partie analogique

La partie analogique (fig. 4) sert essentiellement à convertir les signaux modulés en taux d'impulsion en signaux à découpage de phase proportionnel, qui serviront à commander les triacs. Cela est effectué d'abord par une conversion en tension continue proportionnelle. Du fait de la fréquence de répétition élevée et de la charge négligeable que représentent les amplis opérationnels, de simples réseaux RC suffisent à cet effet.

Les entrées non-inverseuses des amplis opérationnels sont alimentées par une tension en dents de scie,

synchronisée par le secteur, produite par la charge linéaire du condensateur C₁ à travers la source de courant T₃/R₄. La synchronisation par le secteur est effectuée par les demi-ondes négatives du transformateur TR₁, qui servent par ailleurs à l'alimentation en continu à travers le pont redresseur D₁... D₄. Lorsque cette tension baisse en dessous de 0,6 V, c'est-à-dire lors des passages à zéro de la tension du secteur, T₁ se bloque et C₁ se décharge à travers T₂. La fréquence de la dent de scie est par conséquent de 100 Hz. La résistance R₄ sert à régler la pente de la dent de scie de manière à atteindre la valeur maximale juste avant la prochaine décharge.

Les quatre amplificateurs opérationnels contenus dans le circuit intégré LM 324 opèrent en comparateurs. Ils comparent les quatre tensions de sortie DA₁... DA₄ avec la dent de scie. En cas d'égalité, ils délivrent un front positif en sortie, qui servira à déclencher les triacs à travers un étage différentiel. Le LM 324 a été retenu pour cette application, car il fallait un circuit pouvant être utilisé jusqu'aux limites de la tension d'alimentation afin d'exploiter toute la plage de déclenchement.

Le transistor T₄ empêche le déclenchement du triac en période de « standby ». Il est contrôlé par un

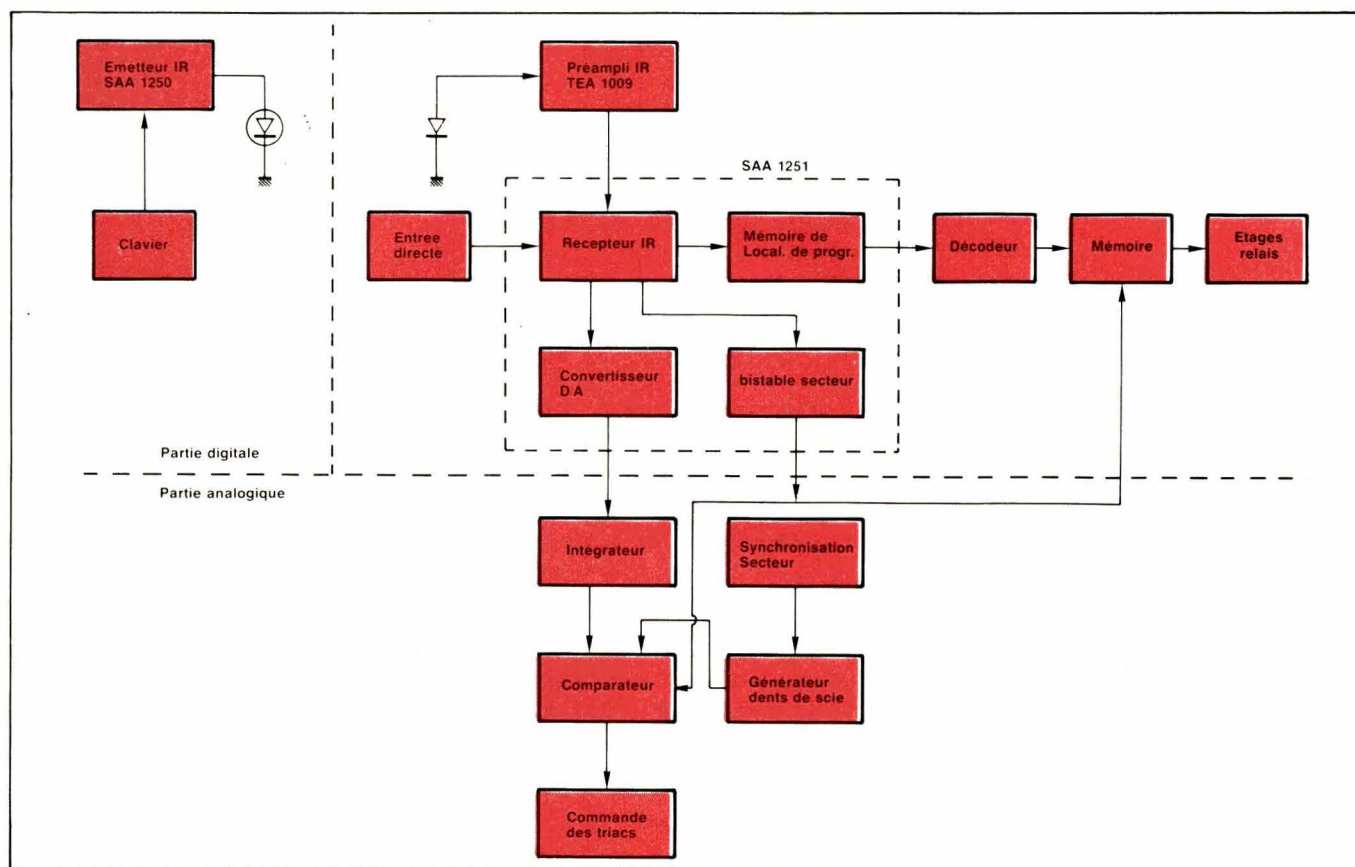


Fig. 2. — Synoptique.

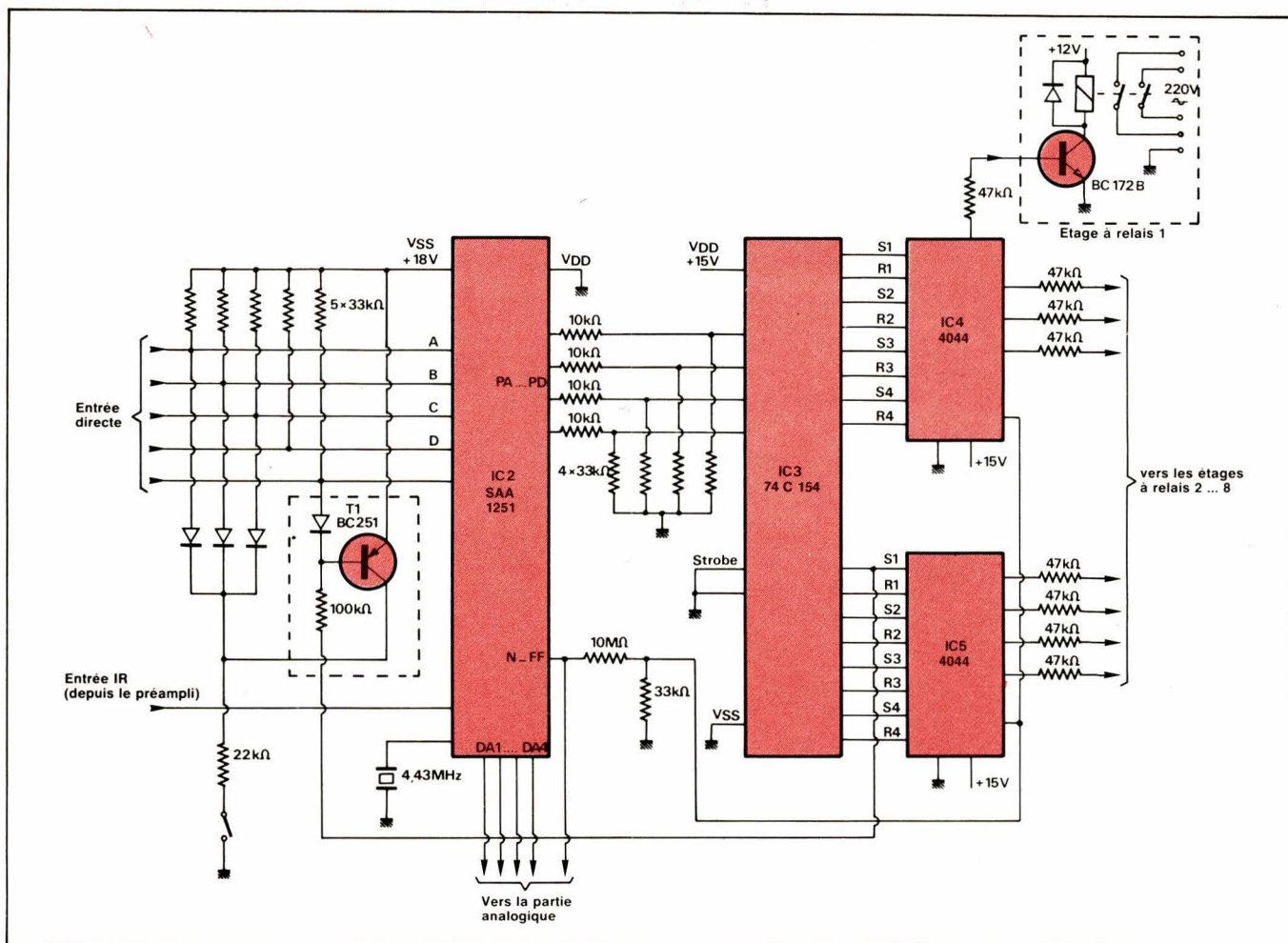


Fig. 3. — Schéma de la partie digitale.

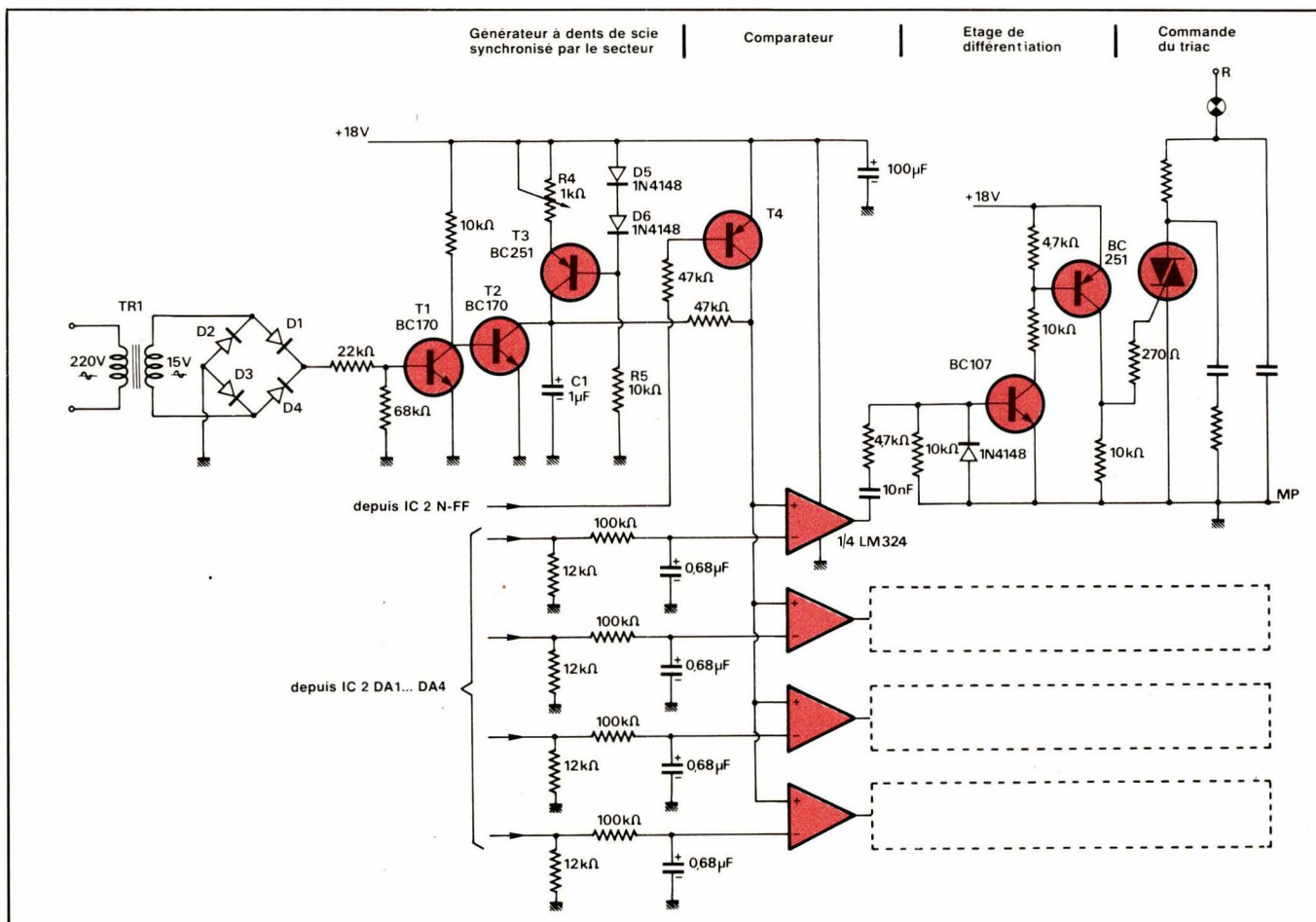


Fig. 4. — Schéma de la partie analogique.

signal « L » délivré par le bistable secteur et connecte les entrées non-inverseuses des comparateurs sur la tension d'alimentation positive pour bloquer la dent de scie. La **figure 5** présente le diagramme des impulsions concomitantes aux différents niveaux.

Les déclencheurs de triacs

Dans les étages déclencheurs proposés, un des pôles de l'alimentation secteur est commun à la masse du système. De ce fait, tout le circuit peut être branché à la phase, selon la position de la fiche du secteur. Si cette solution n'est pas souhaitée, on séparera la logique et les étages déclencheurs au moyen de coupleurs optiques, selon le schéma proposé en **figure 6**.

Interfaces pour les circuits de télécommandes IR

Les diodes émettrices sont alimentées par un courant d'environ 1 A afin d'obtenir une grande portée. Le circuit émetteur MOS ne pouvant toutefois délivrer que quelques milliampères, on intercalera un amplificateur du type présenté à la **figure 7**. Au repos et pendant les intervalles d'impulsions, les trois transistors sont bloqués. La consommation est par conséquent déterminée par le SAA 1250 et le courant résiduel des condensateurs. A l'état passant, lorsque les deux condensateurs sont commutés en série par le transistor PNP BC 636, les diodes émettrices en série sont sous une tension d'environ 15 V.

Du côté réception, on utilisera un préampli intégré du type TEA 1009 proposé par le même fabricant (**fig. 8**). Ce montage garantit une excellente immunité aux signaux parasites.

Conclusion

Cet exemple d'application a pour but d'illustrer comment des circuits intégrés destinés au départ à une seule application typique, peuvent trouver de nouveaux débouchés, au gré de l'imagination. Voici quelques exemples envisageables : télécommande à usage domestique, trains électriques, transmission de données, serrure électronique...

G. Wolff

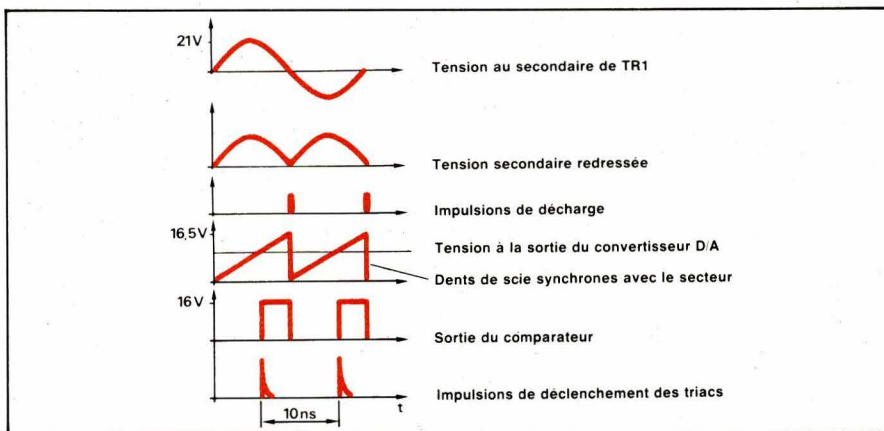


Fig. 5. — Diagramme des impulsions.

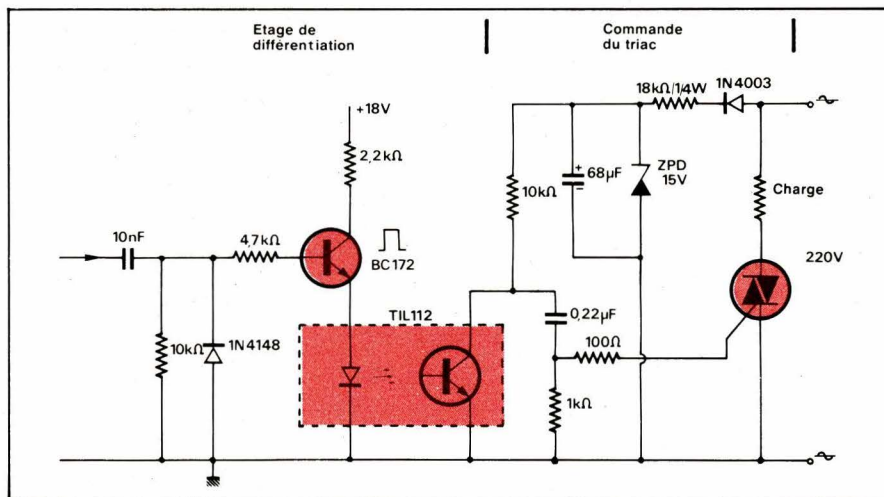


Fig. 6. — Commande de triac au moyen d'un coupleur optique.

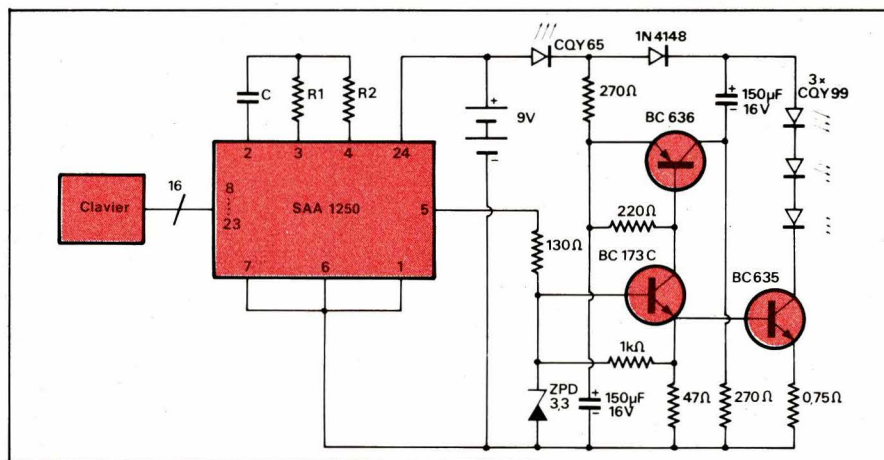


Fig. 7. — Exemple de schéma pour l'amplificateur d'émission.

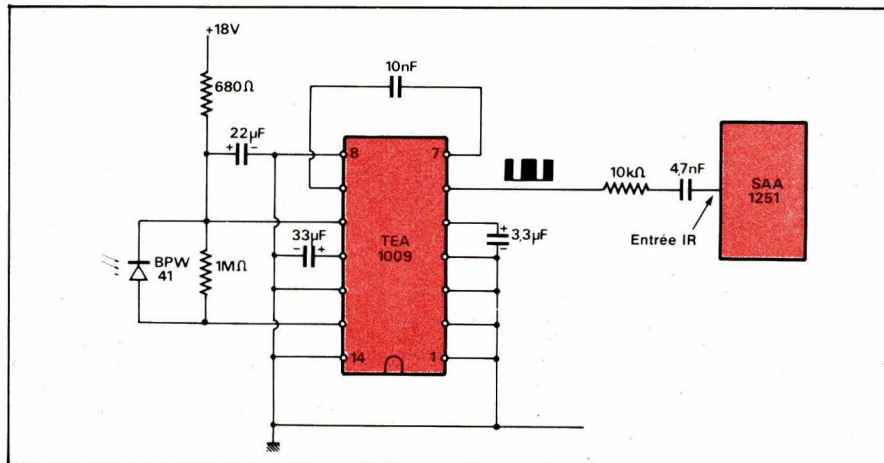


Fig. 8. — Schéma d'application du préampli intégré TEA 1009.

il est paru
le petit livre vert **VP^z**



SOMMAIRE COMPOSANTS

Autos compte-tours	ATOMS	1C
Matériel de dessin pour C.I.	BISHOP	2C
Matériel des circuits imprimés	BRADY	3C
Distances, potentiomètres, condensateurs	COGECO	4C
Châssis à filaments, lampes, roues codeuses, contacts, thermostats, voyants	COMPEA	5C
Inductances, ferrites, potentiomètres	DRALORIC	6C
Condensateurs au tantale	FIRADEC	7C
Capteurs, câbles plats	ITT CANNON	8C
Capteurs, potentiomètres	MCB	9C
Capteurs électrolytiques	MICRO	10C
Isolants Scotch, résines isolantes Scotchcast	3M	11C
Capteurs, connecteurs tout types, composants pour C.I.	OEC	12C
Capteurs de circuits intégrés (Représentation exclusive Région Ouest)	PHOTOWATT	13C
Capteurs photovoltaïques, modules solaires	ROTRON	14C
Capteurs	SARE	15C
Lampes et voyants, fiches et douilles, cordons	SECME	16C
Capteurs pour C.I.	SICERONT KF	17C
Capteurs, résistances de haute stabilité	VISHAY	18C
Capteurs, résistances de haute stabilité	INTERMETALL RT & SIGNETICS-SESCOSEM	19C
Capteurs, fils à souder, soudures	OUTILLAGE	20C
Boîtes, châssis et coffrets normes Europe, glissières télescopiques	MOTEK	21C
Coffrets ABS	PACTEC	22C
Coffrets aluminium	TRANSISTEK	23C

SOMMAIRE MESURES

Alternostats, régulateurs	ATOMS/MCB	1M
Capacités, fréquences, multimètres	DATA Précision	2M
Capteurs de flux, manomètres, sondes thermiques, thermocouples	FGP Instrumentation	3M
Capteurs de composants - R.L.C., tests diélectriques - MCB, L.V.	Φ Française d'Instrumentation	4M
Capteurs de tableaux, multimètres, thermomètres	JS Instruments	5M
Capteurs de déplacement, capteurs numériques	MCB	6M
Indicateurs de tableaux, ampèremètres, chronomètres, détecteurs de seuils, fréquences, imprimantes, voltmètres	NEWPORT	7M

un stock de
plusieurs milliers
d'articles

400 PAGES

**DE COMPOSANTS, MESURES
ET HÂBILLAGES**

distribués par

VP^z
électronique

9, rue Gabriel-Péri - 91300 MASSY - (6) 920.08.69
Rennes (99) 51.88.88 - Grenoble (76) 93.50.64

Coupon à envoyer à

V.P. électronique - 9, rue Gabriel Péri - 91300 MASSY

Nom _____

Fonction _____

Société _____

Adresse _____

désire recevoir gratuitement le PETIT LIVRE VERT **VP^z**

PROGRAMMABLES IEEE^{ET/}OU BCD

Nouveaux GENERATEURS ETALONS
DE TENSION ET COURANT CONTINUS



◀ 104

103 ▼



103 - Tension : 1 μ V à 110 V • courant : 1 nA à 110 mA • classe : $3 \cdot 10^{-5}$
• $R_i \leq 0,001 \Omega$ toutes gammes • Très faible bruit • clavier géré par microprocesseur : gammes automatiques, incrémentation, balayage, limitation courant ou tension, polarité • BUS IEEE isolé.

GENERATEURS BF/TBF



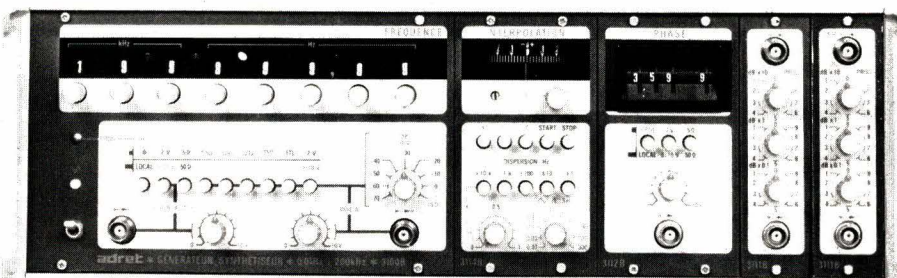
104 - Tension : 1 μ V à 110 V - débit max : 110 mA • classe $3 \cdot 10^{-5}$
 $R_i \leq 0,001 \Omega$ toutes gammes • Très faible bruit • Programmation IEEE ou BCD sur option • (Remplace le modèle 102)

2230 - Fréquence : 10 Hz à 1 MHz, précision $5 \cdot 10^{-6}$ • Niveau : +20 dBm à -79,9 dBm précision absolue $\geq 0,2$ dB • Constance de niveau $\geq 0,05$ dB • Z_s : 75 ohms coax, 150 et 600 ohms sym., <1 ohm auxiliaire
• Programmable IEEE ou BCD sur option

3100 fréquence : 0,01 Hz à 200 kHz ($\pm 5 \cdot 10^{-6}$) • Phase : 0° à $359,9^\circ$ + référence et quadrature (\sin et \cos) • Atténuateur : 0 à 79,9 dB • Interpolateur wobulateur • Programmation IEEE ou BCD : fréquence, phase, niveau.

2230 ▲

3100 ►



ADRET ELECTRONIQUE
12 avenue Vladimir Komarov • 78192 Trappes cedex • Tél. (3) 051.29.72

adret
ee
electronique

On connaît l'essor que prend actuellement l'informatique « individuelle » auprès d'un grand nombre d'utilisateurs — non informaticiens — qui souhaitent, grâce à elle, se débarrasser d'un certain nombre de tâches indispensables, mais contraignantes, de la gestion courante.

Utilisation du ZX-80

Mais comment aborder l'informatique individuelle, lorsqu'on se trouve dépourvu d'une formation spécifique ?

Ce n'est pas si complexe qu'il y paraît, à condition de bien assimiler quelques règles ou procédures indispensables. C'est le but concret de l'étude qu'on va lire, élaborée pour des utilisateurs non spécialisés — cadres, professions libérales, petites entreprises, enseignants... — qui souhaitent mettre à leur disposition le moyen informatique, ou simplement « faire connaissance » avec l'ordinateur.

C'est également pourquoi l'article ci-après s'articule autour d'un mini-ordinateur très « populaire » sur le marché.

L'ordinateur « ZX-80 »

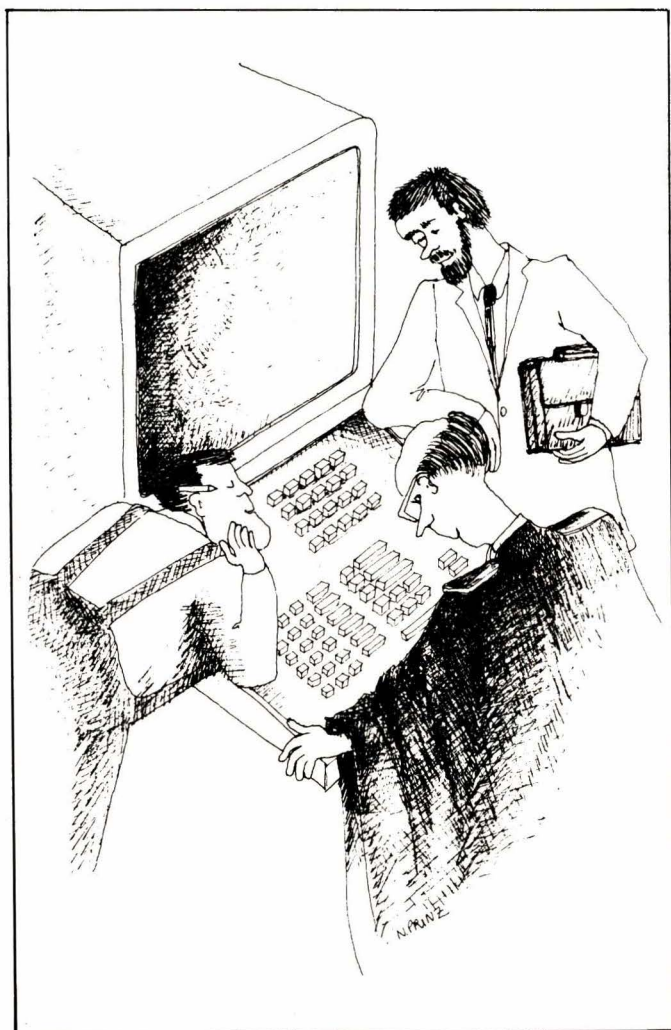
L'ordinateur est contenu dans un seul boîtier de 360 grammes comportant un clavier de 40 touches où seule une pression légère du doigt détermine l'action des commandes. Le boîtier contient un microprocesseur Z80, le BASIC dans une mémoire morte de 4 K-octets, et de 1 K-octet de mémoire vive que l'on peut augmenter à 16 K-octets à l'aide d'un module enfichable. Il sera également possible de remplacer la mémoire morte par une mémoire de 8 K-octets enfichable afin d'obtenir une précision de 9 chiffres en calcul avec virgule flottante.

Dans l'exécution simple de 4 K ROM et 1 K RAM, les possibilités graphiques sont réduites à l'affichage des 20 caractères graphiques et les calculs scientifiques complexes sont limités.

L'ordinateur ZX-80 n'a pas besoin d'un écran d'affichage spécial car il peut être connecté directement à un téléviseur noir et blanc ou couleur. Il suffit de régler le téléviseur sur la fréquence du canal d'émission de l'ordinateur (canal UHF 36). Nous avons également raccordé le ZX-80 à un magnétophone à cassette sur lequel nous avons enregistré les listes d'instructions et de données.

L'alimentation du ZX-80 s'effectue à l'aide d'un boîtier séparé fournissant une tension stabilisée de 5 V.

L'ordinateur se connecte sans difficulté au téléviseur à l'aide d'un câble coaxial que l'on relie à l'entrée UHF du téléviseur. Un autre câble permet de relier l'ordinateur à



son alimentation. Le branchement du magnétophone s'effectue à l'aide d'un cordon « micro » et d'un cordon « écouteur ».

Lorsque le téléviseur reçoit l'émission de l'ordinateur, sur un fond uniformément gris de l'écran se détache en bas et à gauche un « K » blanc dans un carré noir. Ceci indique le « feu vert ». L'impression des caractères est bien contrastée. Elle peut occuper 23 lignes de 32 caractères.

L'édition des programmes avec des fonctions diverses

Quelques rappels indispensables du « mode d'emploi »...

Avant de composer un programme, vérifier la présence de la lettre « K » inscrite en blanc dans un rectangle noir située dans le coin inférieur gauche de l'écran. Cette lettre porte le nom « curseur ». Sa présence indique que le téléviseur reçoit correctement le signal UHF émis par l'ordinateur.

La présence du « K » étant assurée, on peut composer la première ligne du programme à partir d'un numéro qui est généralement 10.

La première ligne est souvent réservée au titre du programme.

Si le programme concerne une opération arithmétique, la 2^e ligne numérotée 20 contient l'ordre LET. Exemple : 20 LET J = 1.

Si la composition de la ligne qui va suivre, n° 30, doit permettre à l'exécution de sortir une donnée du programme, elle doit contenir l'ordre « PRINT ».

Exemple : 30 PRINT « \$ ».

Si la composition d'une ligne doit permettre l'insertion d'une prise de décision dans le programme c'est l'ordre « IF » qui doit être édité.

Exemple : 40 IF X = 1 THEN GO TO...

Si le mot d'ordre est suivi de la lettre « L », la ligne peut être affichée dans le programme qui occupe toute la partie supérieure située au-dessus de la ligne composée. Le transfert d'une ligne dans le programme s'effectue par la touche « NEW LINE ».

Si la composition d'une ligne contient les lettres « LS », le contenu n'est pas complet d'où l'erreur de syntaxe.

Exemple : 70 PRINT « \$ (LS). Il manque ici le guillemet après \$.

L'écriture d'un mot en caractère inscrit en jaune sur le clavier exige l'emploi simultané de la touche SHIFT et de la touche du caractère jaune.

On peut effacer un mot ou une donnée, et même une ligne, en cours de composition en frappant simultanément SHIFT et RUBOUT.

On peut même supprimer une ligne du programme déjà affiché en frappant le n° de la ligne et ensuite NEW LINE.

On peut composer à nouveau la ligne supprimée. On peut ensuite l'insérer à nouveau dans le programme avec le même n° en frappant NEW LINE.

On peut augmenter l'espace entre les mots en cours d'édition en frappant la touche « SPACE ».

L'écran peut afficher 23 lignes de 32 caractères chacune.

La ligne qui vient d'être transférée dans le programme est précédée d'un pointeur. ►

On peut déplacer le pointeur dans le sens vertical en frappant simultanément SHIFT et 6 ↓ ou SHIFT et 7 ↑.

On peut également déplacer le pointeur dans le sens horizontal en frappant simultanément SHIFT et 5 ← ou SHIFT et 8 →. La touche 8 et SHIFT déplace le pointeur vers la droite d'un caractère ou d'un mot-clé.

En numérotant les lignes non pas par une suite continue 1, 2, 3... mais par une suite espacée 10, 20, 30... il sera toujours possible de faire des ajouts.

Exemple : Si le programme est numéroté par 10, 20, 30... on peut ajouter une ou plusieurs lignes en les numérotant par exemple avec des nombres 15, 16 ou 22, etc. Il suffit de composer la nouvelle ligne avec son numéro, par exemple 15, frapper ensuite NEW LINE pour que la nouvelle ligne se trouve automatiquement insérée entre la ligne 10 et 20.

La capacité d'affichage de l'écran étant limitée à 24 lignes, un dépassement produira la disparition d'une ou de plusieurs lignes du début du programme. Pour retrouver celles-ci, frapper LIST et ensuite NEW LINE. Le programme réapparaît avec ses premières lignes mais ce sont les dernières lignes qui vont disparaître.

Exemple : un programme de 26 lignes commençant par 10 et terminant par 260 dépasse la capacité de l'écran d'où la perte des premières lignes. Frapper LIST et ensuite NEW LINE, le programme sera affiché à partir de la ligne 10.

Essayer ensuite la combinaison LIST 200. Le programme affiché commencera à la ligne 200.

Pour obtenir l'exécution du programme frapper RUN, et ensuite NEW LINE. L'ordinateur exécute les ordres dans l'ordre de leur numération. Pour faire revenir le programme après l'exécution frapper SAVE.

Pour que tous les éléments d'information mémorisés dans l'ordinateur puissent être utilisés dans un programme, ils doivent être libellés de façon que l'ordinateur puisse les reconnaître. Chaque élément d'information est désigné par « variable ».

Le programme peut comporter des **variables entières** et des variables **chaînes**.

Les variables entières sont généralement des nombres. Les chaînes peuvent être une suite de caractères quelconques. Les variables entières peuvent prendre n'importe quelle valeur entière dans le ZX-80 entre - 32 768 et 32 767. Ces variables entières utilisent 2 octets, donc 2×8 bits. Un octet ou un ensemble de 8 bits peut représenter une configuration binaire entre 0000 0000 et 1111 1111. En code binaire naturel, un octet représente un nombre entre 0 et 255 décimal étant donné que 255 se compose de $1.2^7 + 1.2^6 + 1.2^5 + 1.2^4 + 1.2^3 + 1.2^2 + 1.2^1 + 1.2^0$, soit :

$$128 + 64 + 32 + 16 + 8 + 4 + 2 + 1.$$

Un octet représente un nombre entre 0 et $(2^8 - 1) = 255$.

Cette même configuration binaire représente en code binaire avec complément à deux un nombre entre - 128 et + 127.

Le ZX-80 utilise deux octets, pour les variables entières.

res, d'où un nombre entre 0 et $(2^{16} - 1)$ en binaire naturel, ou un nombre entre $-32\,768$ et $+32\,767$ inclus en binaire avec complément à deux.

$(2^{16} - 1) = 65\,536 - 1 = 65\,535$ en binaire naturel.

La mémoire vive (RAM) du ZX-80 ne contient que 1 K-octet et la mémoire morte (ROM) 4 K-octets.

En employant un module spécial enfichable, la RAM peut contenir 16 K-octets ce qui porte en binaire naturel le nombre à 2^{256} .

Les noms des variables entières doivent toujours commencer par une lettre et contenir seulement des lettres et des chiffres.

Exemples : A, A2, AB, AB3, etc.

Les noms des chaînes doivent commencer par une lettre et contenir des caractères.

Exemples : A\$, P\$, X\$, A\$, etc. A\$ = « 17 » **avec les caractères** ». Le signe dollar ou livre sterling indique à l'ordinateur que la variable est une chaîne. Seule une lettre est autorisée ce qui limite le programme à 26 chaînes. Ne pas oublier les caractères « » ou autres !

Les programmes impliquant des opérations répétitives sont contrôlés par une ou plusieurs variables de contrôle qui permettent à l'ordinateur d'exécuter un nombre donné de boucles (voir plus loin).

Comment réagit l'ordinateur lorsqu'il reçoit une variable du type autre que celui qu'il attend ?

Supposons que l'édition du programme soit celle-ci :

```
10 PRINT « ENTREZ VOTRE CHAINE »
20 INPUT A$ (variable chaîne A$ = « »)
30 PRINT « ENTREZ UN NOMBRE »
40 INPUT A (variable entière A = )
50 PRINT A$
60 PRINT A
```

Ce programme contient deux variables : une variable chaîne « A\$ » et une variable entière « A ». L'ordinateur demande une chaîne. Les valeurs numériques sont acceptables dans les chaînes ce qui permet de composer par exemple 20 LET A\$ = « 17 ».

La ligne 40 contient une variable entière A qui doit comporter des nombres. Si l'on frappe une lettre au lieu d'un nombre dans cette ligne, l'exécution du programme fera apparaître dans le coin inférieur gauche de l'écran le message 2/40. Le 2 indique une erreur dans la ligne 40 : nom de variable non trouvé. L'ordinateur sait que la lettre « A » est le nom d'une variable numérique entière qu'il n'a pas reçu d'où l'absence d'exécution !

Exemples concernant le même programme mais avec une écriture simplifiée :

20 LET A\$ = « 17 »	20 LET A\$ = « 17 »
40 LET A = 50	40 LET A = Z
50 PRINT A\$	50 PRINT A\$
60 PRINT A	60 PRINT A

Exécution par RUN et ensuite NEW LINE :

17	(Absence d'exécution)
50	
0/60	2/40

La variable entière peut avoir une expression composée de plusieurs nombres.

Exemple $A = Z - (Z/B) \times B$ où Z et B sont des nombres.

Comment rendre exécutif un programme ?

Voici un programme permettant de multiplier deux nombres :

```
10 PRINT « MULTIPLICATION »
20 PRINT « ENTREZ LE PREMIER NOMBRE »
30 INPUT A
40 PRINT « ENTREZ LE SECOND NOMBRE »
50 INPUT B
60 LET C = A × B
70 PRINT « LA REPONSE EST », C
```

La ligne 70 concerne un ordre « PRINT » avec une chaîne entre des guillemets suivie d'un C. Cette forme permet d'économiser des ordres « PRINT ». Le programme doit aboutir à une opération arithmétique d'où l'emploi de l'ordre : LET C = A × B, où C est la variable entière de A × B. L'ordinateur doit connaître les valeurs de A et B avant d'exécuter l'ordre LET.

Si A = 17 et B = 25, nous pouvons rendre exécutif le programme en composant :

```
30 LET A = 17
50 LET B = 25
60 LET C = A × B
70 PRINT C
```

L'exécution se traduit par l'affichage : 425, avec 0/70 dans le coin inférieur gauche de l'écran.

Le plus grand nombre que le ZX-80 peut exécuter est 32 767. Si le nombre est supérieur à 32 767, l'ordinateur lance dans le coin inférieur gauche le message 6/70 où le 6 est le code du dépassement de capacité arithmétique.

L'exécution d'un programme s'effectue par la touche « RUN » suivie par la touche NEW LINE. Si l'on veut revoir le programme frapper SAVE, RUN efface automatiquement les variables à chaque exécution d'un programme.

CLEAR est un ordre qui remet à zéro toutes les variables du programme.

DIM est une fonction qui crée une matrice contenant des variables. Exemple : 10 DIM A (B) crée une matrice A contenant B + 1 variables. Chaque variable est appelée un élément de la matrice A (voir plus loin).

Quelle est la différence entre les opérateurs de comparaison et les opérateurs logiques ?

Les opérateurs de comparaison peuvent être = < >

Les opérateurs logiques sont : NOT AND OR

Exemples :

```
IF NOT A = 2 THEN GO TO
IF A = 1 AND B = 1 AND C = 1 THEN PRINT « $ »
IF A = 1 OR B = 1 AND C = 1 THEN PRINT « $ »
```


Résumons quelques opérations simples d'arithmétique :

● Addition

Exemple : $17 + 25 + 50 + 75$

```
Programme : 10 LET A = 17
            20 LET B = 25
            30 LET C = 50
            40 LET D = 75
            50 LET E = A + B + C + D
            60 PRINT E
```

Exécution : 167 0/60

● Multiplication

Exemple : 17×25

```
Programme : 10 LET A = 17
            20 LET B = 25
            30 LET C = A × B
            40 PRINT C
```

Exécution : 425 0/40

● Division

Exemple : $24/12$

Programme : PRINT 24/12 NEW LINE 2 0/- 2

Exemple : $18/13$

```
Programme : 10 LET X = 18
            20 LET Y = 13
            30 LET Z = X/Y
            40 LET R1 = X - Y
            50 LET D1 = 10 × R1/Y
            60 LET R2 = 10 × R1 - D1 × Y
            70 LET D2 = 10 × R2/Y
            80 LET R3 = 10 × R2 - D2 × Y
            90 LET D3 = 10 × R3/Y
            100 PRINT ; Z ; « . » ; D1 ; D2 ; D3
```

Exécution : 1 . 384 0/100

● Addition et multiplication

Exemple : $10 + (25 \times 350)$

```
Programme : 10 LET A = 10
            20 LET B = 25
            30 LET C = 350
            40 LET Z = B × C + A
            50 PRINT Z
```

Exécution : 8 750 0/50

● Elévation à une puissance

Exemple : $C = 30^3$

```
Programme : PRINT 30 × × 3
            NEW LINE 27000 0/- 2
```

Quelle est la priorité en ordre décroissant des opérateurs logiques ?

NOT ; AND ; OR.

Comment peut-on employer les opérateurs logiques dans les expressions conditionnelles ?

Soient les expressions :

$X = 3$ si $A > B$

$X = Q + R$ si $A = B$

$X = P$ si $A < B$

que l'on peut programmer avec 3 lignes :

```
110 IF A > B THEN LET X = 3
120 IF A = B THEN LET X = Q + R
130 IF A < B THEN LET X = P
```

ou avec une seule ligne :

```
110 LET X = A > B AND 3 OR A = B
    AND Q + R OR A < B AND P
```

Comment éviter le blocage dans un programme itératif ?

Les programmes sont appelés « itératifs » lorsque l'ordinateur est confronté à des problèmes impliquant des opérations répétitives. Il arrive que ces programmes exécutent des boucles sans fin, d'où le blocage. Pour éviter ce blocage, il faut limiter le nombre de boucles que l'ordinateur peut exécuter. L'absence de blocage exige l'emploi des ordres « IF » et « GO TO ».

Exemple :

```
10 LET J = 1
20 PRINT « $ » ;
30 IF J = 152 THEN GO TO 60
40 LET J = J + 1
50 GO TO 20
60 STOP
```

La variable de contrôle de la boucle J est d'abord à la valeur 1. L'ordinateur imprime ensuite \$. Ensuite, il effectue un contrôle pour savoir si $J = 152$. Si cette condition n'est pas remplie, il passe à la ligne 40, pour **incrémenter** de 1 la valeur de J qui devient 2, d'où l'expression $J = J + 1$. Ensuite, il passe à la ligne 50, qui lui dit de revenir à la ligne 20 pour imprimer \$. L'opération continue jusqu'au moment où $J = 152$. L'ordinateur sort alors de la boucle pour passer à la ligne 60 qui dit STOP. Exécution : L'écran écrit 4 lignes à 32 \$ et 1 ligne à 24 \$, donc 152 \$ avec 9/60.

Comment boucler la boucle ?

Il suffit de mettre une boucle à l'intérieur d'une autre boucle ou même de mettre plusieurs boucles à l'intérieur d'une boucle donnée. En employant deux boucles, l'une **majeure** avec sa variable $J = J + 1$ et une **mineure** avec sa variable $I = I + 1$, l'ordinateur peut sortir d'une boucle à tout moment.

Exemple :

```
10 FOR J = 1 TO 152
20 PRINT « $ » ;
30 FOR I = 1 TO 3
40 PRINT « £ » ;
50 NEXT I
60 NEXT J
70 PRINT
```

Pour le faire sortir de la boucle majeure à l'instant où $J = 4$, il suffit d'ajouter une ligne dans le programme :

```
15 IF J = 4 THEN GO TO 70
```

L'exécution du programme affiche \$ £ £ £ \$ £ £ £ \$ £ £ £. La programmation « \$ » ; et « £ » ; avec les ; produit l'exécution d'une ligne composée de dollars et de livres sterling. En supprimant les ; après « \$ » et « £ », l'exécution produira une colonne :

\$
£
£
£
£
£

£
£
£
\$
£
£
£

En éditant le programme par « \$ » ; et « £ » (sans ;), on obtient l'exécution :

\$ £
£
£
\$ £
£
£
\$ £
£
£

Ceci montre l'importance des points virgules dans l'édition du programme. Dans le premier exemple, les variables chaîne étaient « \$ » ; « £ » ; Dans le second exemple, elles étaient « \$ » « £ » et dans le troisième exemple « \$ » ; « £ ».

Que signifie l'ordre POKE
PEEK et RND ?

En frappant POKE A, B on indique l'adresse d'une position dans la mémoire « A » et on ajoute une expression « B » dont la valeur doit être inférieure à 256 donc inférieure à 1 octet. La lettre « A » peut être l'adresse de l'un des deux octets qui constituent la variable agissant comme compteur de trames.

Exemple :

30 POKE 16 414,0
40 POKE 16 415,0

En écrivant :

70 LET A = PEEK (16 414)
80 LET B = PEEK (16 415)

On porte « A » à la valeur du contenu de l'adresse 16 414 et « B » à la valeur du contenu de l'adresse 16 415. Les nombres 16 414 et 16 415 sont les adresses des deux moitiés du nombre à 16 bits qui compte les trames du téléviseur. Ce nombre augmente d'une unité chaque 50^e de seconde, donc tous les 20 ms.

La raison pour laquelle les variables associées à PEEK et POKE doivent toujours être inférieures à 256 est que toutes les données mémorisées dans le ZX80 emploient la forme d'octets à 8 bits. La valeur maximale qui peut être mise dans 8 bits est 255.

Chaque moitié d'une variable est mise dans un octet et chaque octet a sa propre adresse.

Les lignes 30 et 40 mettent le compte à zéro. On arrête ensuite le compte en introduisant une chaîne nulle dans C\$ d'où la composition de la ligne : GO INPUT C\$.

En utilisant PEEK et POKE, nous pouvons d'abord consulter le compteur de trames du téléviseur.

En frappant ensuite NEW LINE, nous pouvons afficher notre temps de réaction entre l'arrêt du comptage et la manœuvre de la touche « NEW LINE ». Notre temps de réaction est alors affiché en millisecondes si nous ajoutons la ligne 80 PRINT ; (B × 256 + A - 4) × 20 ;

Toutes les opérations sont affectées d'un retard pro-

venant essentiellement du temps qui sépare la manœuvre de la touche NEW LINE et la transmission du signal à l'unité centrale de l'ordinateur. Ce retard est de l'ordre de 80 ms, ce qui explique le 4 soustrait de l'expression contenue dans la ligne 80.

Nous pouvons maintenant composer le programme qui permet de trouver notre temps de réaction à condition de donner un nombre au hasard avec l'ordre RND (100) dans la fourchette 1 à 100. Pour mettre l à la valeur d'un nombre aléatoire, nous devons faire intervenir l'ordre RND (100) dans la ligne 10 FOR I = 1 TO 20 × RND (100)

Le programme complet est finalement celui-ci :

```
10 FOR I = 1 TO 20 × RND (100)
20 NEXT I
30 POKE 16 414,0      (ne pas oublier la virgule)
40 POKE 16 415,0
50 INPUT C$
60 LET A = PEEK (16 414)
70 LET B = PEEK (16 415)
80 PRINT ; (B × 256 + A - 4) × 20 ;
(K)
```

Consultation du compteur de trames du téléviseur. Frapper RUN ensuite NEW LINE. L'écran affiche après le temps de comptage :

« L » (en vidéo inversée)

Frapper ensuite NEW LINE. L'écran affiche maintenant votre temps de réflexion ou réaction. C'est le temps qui s'est écoulé entre l'affichage du « L » et l'instant où vous avez frappé NEW LINE. En allant très vite, nous avons pu obtenir une centaine de millisecondes d'où l'affichage :

100 (en millisecondes)
0/80

Frapper SAVE pour retrouver le programme. Refaites l'expérience. Celle-ci peut remplir le rôle d'un chronomètre affichant les millisecondes. L'ordre POKE existe sur le clavier. L'ordre PEEK et l'ordre RND n'existent pas. Il faut frapper chaque lettre.

Quel est le rôle des caractères de contrôle ?

Nous avons édité des programmes composés d'un ordre PRINT dans la forme 100 PRINT ; Z ; « » ; ce qui montre que l'ordre PRINT est polyvalent et souvent suivi de caractères de contrôle qui ont pour but de permettre de contrôler l'organisation des caractères de la ligne à imprimer par exemple l'espacement.

Le point virgule a pour effet que l'ordinateur écrit les expressions sans les séparer par un espace. Si l'on désire des espaces, il faut les inclure dans la chaîne littérale à imprimer. Une expression peut être une chaîne littérale entre guillemets, par exemple « CECI EST UNE CHAÎNE » ou une variable chaîne de caractères comme A\$ ou une variable entière ou une expression arithmétique.

La virgule sert de taquet de tabulation. Chaque ligne de l'écran comporte 32 caractères. Elle est divisée en quatre zones mesurant chacune 8 caractères. Chaque fois que l'ordinateur détecte une virgule dans un ordre PRINT, il commence à imprimer l'expression suivante au début de la prochaine zone disponible. Il dispose ainsi de 4 colonnes sur l'écran. Si une variable chaîne de caractères ou une chaîne littérale a plus de 7 caractères et est suivie d'une virgule, l'ordinateur utilise deux zones — ou davantage — pour écrire la chaîne, et commence ensuite l'expression suivante au début de la 3^e zone. On peut ajouter des virgules supplémentaires pour sauter des zones.

Il n'existe pas de limite au nombre de zones que l'on peut sauter en utilisant des virgules. La seule limite est celle de la capacité de l'écran. Si l'on supprime un caractère de contrôle immédiatement à droite d'un ordre PRINT, l'ordre PRINT suivant obéit au caractère de contrôle. Par exemple :

```
10 LET X = 4
20 PRINT « LA REPONSE EST » ;
30 PRINT X
```



l'exécution donne le résultat suivant :

LA REPONSE EST 4

S'il n'y a pas de caractères de contrôle à la fin d'une ligne, l'ordre PRINT suivant commence à écrire sur une nouvelle ligne.

Quelles sont les fonctions destinées à l'impression des caractères ?

Le tableau des caractères du ZX80 a 255 codes. Parmi les nombreuses fonctions s'appliquant à l'impression des caractères habituels ou graphiques, nous devons faire connaissance de l'écriture CHR\$ (X) où X est un nombre, une variable entière ou une expression. Cette fonction s'utilise essentiellement avec l'ordre PRINT.

Exemple : CHR\$ (3) permet d'écrire et imprimer le caractère graphique  et CHR\$ (131) le même caractère mais en vidéo inversée donc . CHR\$ (X) signifie l'impression d'un caractère dont le code est X. CHR\$ (X) permet d'écrire n'importe quel caractère de notre choix. La fonction TL\$ (chaîne) écrit la chaîne, moins son premier caractère. La chaîne peut être une chaîne littérale entre guillemets ou une variable chaîne. Il existe d'autres fonctions :

Exemples :

```
10 PRINT TL$ (« ABC ») devient BC.
10 PRINT TL$ (G$) supprime le premier caractère de la chaîne G$
10 PRINT CODE (« ABC ») imprime 38 qui est le code de A
10 LET G$ = STR$ (1 234) met G$ à « 1 234 ». Cette fonction permet de traiter un nombre entier ou une variable chaîne
10 LET G$ = STR$ (X) effectue la même opération mais pour une variable entière
10 LET G$ = STR$ (4 852) devient G$ = « 4 852 »
```

Pour obtenir l'affichage des 12 symboles : ? () - + / = > < ; il suffit de composer et d'exécuter le programme suivant :

```
10 LET X = 14
20 PRINT X ; « ... » ; CHR$ (X)
30 PRINT
40 LET X = X + 1
50 GO TO 20
```

En frappant CHR\$, l'écran écrit PRINT... S CHR\$. Le S disparaît en frappant (X).

Comment raccourcir une chaîne au point de la rendre nulle ?

Composer le programme suivant :

```
10 LET G$ = (« £ »)
20 PRINT G$
30 LET X = 12
40 LET X = X + 128
```

```
50 IF G$ = CHR$ (1) THEN GO TO 90
60 PRINT CHR$ (X)
70 LET G$ = TL$ (G$)
80 GO TO 30
90 STOP
```

La chaîne est représentée par G\$ = (« £ »). En consultant le tableau des caractères du ZX-80 on trouve le code de £ qui est 12, d'où 30 LET X = 12. Si l'on ajoute 128 à 12 on obtient 140. Le code 140 correspond dans le tableau du ZX-80 au caractère £ mais en vidéo inversée 60 PRINT CHR\$ (X) ; imprime le caractère £ en vidéo inversée du fait que X = X + 128.

70 LET G\$ = TL\$ (G\$) supprime le premier caractère de la chaîne G\$ donc £ inversé.

Le programme repasse à 30 LET X = 12. L'exécution continue jusqu'au moment où la chaîne se trouve raccourcie au point de devenir nulle ce qui correspond à la ligne 50 IF G\$ = CHR\$ (1) THEN GO TO 90. La présence du (1) indique le code d'une chaîne nulle. L'exécution nous montre alors deux caractères £ dont le premier est un caractère noir sur fond blanc et le second un caractère blanc sur fond noir donc en vidéo inversé indiquant une chaîne nulle.

Résumons : La ligne 30 indique X qui est le code du premier et seul caractère de G\$ c'est-à-dire (« £ »).

La ligne 40 ajoute 128 au code ce qui provoque la présentation en inversé.

La ligne 50 vérifie la chaîne pour savoir s'il s'agit d'une chaîne nulle. Rappelons qu'une chaîne nulle est une chaîne qui ne contient aucun caractère. Il s'agit ici d'une chaîne nulle du fait que le caractère £ a été transformé en vidéo inversée.

La ligne 60 imprime le caractère en vidéo inversée.

La ligne 70 supprime le caractère qui vient d'être écrit et le programme repasse à la ligne 30 où le caractère suivant est extrait à condition qu'il existe, ce qui n'est pas le cas ici.

Le programme continue à travailler jusqu'au moment où la chaîne a été raccourcie au point de devenir nulle.

Le programme ne contient qu'un seul caractère. Refaites le programme avec plusieurs caractères !

L'ordre LET X = X + 128 signifie : prendre la valeur actuelle de X, ajouter 128 et mettre X à la nouvelle valeur.

L'exécution du programme ci-dessus affiche :

£ non-inversé.
£ inversé.
9/90 (chaîne raccourcie).

Comment ajouter un sous-programme dans le programme principal ?
L'ordre GO SUB

Un sous-programme est un ensemble qui peut être employé une ou plusieurs fois dans le programme principal à l'aide de l'ordre GO SUB que l'on frappe sur la touche V. Pour écrire RETURN frapper la touche B.

Exemple :

```
10 FOR J = 1 TO 10
20 GO SUB 1 000
30 NEXT J
40 PRINT « FIN »
900 GO TO 1 200
```



```

1 000 PRINT « SOUS-PROGRAMME EXECUTE »
1 100 RETURN
1 200 STOP

```

L'ordre 20 dit à l'ordinateur d'aller au sous-programme de la ligne 1 000. Lorsque celui-ci est exécuté, l'ordinateur affiche SOUS-PROGRAMME EXECUTE. L'ordre 1 100 dit à l'ordinateur que le sous-programme est terminé. L'ordinateur doit retourner au programme principal de la ligne 30 NEXT J. Un sous-programme peut en appeler un autre ou se rappeler lui-même d'où le nom « récurrence ».

Voilà un programme qui concerne le nombre de mouvements qui doivent intervenir pour enlever N anneaux sur une boucle en forme de T dont les aspects mécaniques seront décrits après l'exécution du programme comportant deux sous-programmes avec les ordres :

GO SUB 100 et GO SUB 500.

Le programme contient 21 lignes que nous avons

finalement le tableau suivant où OFF signifie « enlever » et ON signifie « remettre ».

Exemple : 2 OFF enlever l'anneau 2
1 ON remettre l'anneau 1.

Les aspects mécaniques de ce jeu ne sont pas importants ; en pratique, il suffit de manipuler les anneaux jusqu'au moment où ils sont tous séparés de la boucle.

Le même jeu peut être appliqué à des aspects électriques où OFF signifie : hors-circuit et ON : en-circuit.

Dans le programme complet contenant 4 anneaux (N = 4), le résultat final de l'exécution est le suivant :

2 OFF	1 OFF	4 OFF	1 ON
2 ON	1 OFF	3 OFF	1 ON
2 OFF	1 OFF		

Voyons maintenant la composition et l'exécution du programme comportant deux sous-programmes.

Programmes	Exécutions				
10 LET N = 4					0/100
20 GO SUB 100					0/100
30 STOP					0/100
100 IF N < 1 THEN RETURN					0/120
120 LET N = N - 2					0/131
130 GO SUB 100					0/140
140 PRINT N + 2 ; « OFF » ,	2 OFF				0/500
150 GO SUB 500	2 OFF				0/500
160 LET N = N + 1	2 OFF				0/500
170 GO SUB 100	2 OFF				0/500
180 LET N = N + 1	2 OFF				0/500
190 RETURN	2 OFF				0/500
500 IF N < 1 THEN RETURN	2 OFF	1 OFF	4 OFF		0/500
520 LET N = N - 1	2 OFF	1 OFF	4 OFF		0/520
530 GO SUB 500	2 OFF	1 OFF	4 OFF		0/531
540 LET N = N - 1	2 OFF	1 OFF	4 OFF		0/540
550 GO SUB 100	2 OFF	1 OFF	4 OFF		0/551
560 PRINT N + 2 ; « ON » ,	2 OFF	1 OFF	4 OFF	1 ON	2/560
570 GO SUB 500	2 OFF	1 OFF	4 OFF	1 ON	2/560
575 LET N = N + 2	2 OFF	1 OFF	4 OFF	1 ON	2/560
580 RETURN	2 OFF	1 OFF	4 OFF	1 ON	2/560
	2 ON	1 OFF	3 OFF	1 ON	
	2 OFF	1 OFF			9/30

(K)

composé dans la partie gauche du tableau ci-dessus. Afin de mieux suivre les différentes opérations, nous avons porté dans la partie droite du tableau les résultats des exécutions effectuées pendant la lecture du programme. Chaque exécution a été effectuée après l'écriture de chaque ligne en frappant RUN et ensuite NEW LINE. Après chaque exécution, nous avons frappé SAVE, ce qui a permis de faire réapparaître les lignes déjà composées. Exemple : le nombre d'anneau N = 4, d'où :

10 LET N = 4

20 GO SUB 100 : est un ordre qui dit à l'ordinateur d'aller (GO TO) au sous-programme de la ligne 100. En frappant RUN et ensuite NEW LINE nous lisons dans le coin inférieur gauche de l'écran 0/100. En frappant encore une fois SAVE nous retrouvons l'affichage des lignes 10 et 20. Nous continuons le programme en composant la ligne.

30 STOP : L'exécution indique 0/100. En frappant NEW LINE, on retrouve les lignes 10, 20 et 30. On obtient

Résultat final après l'exécution du programme complet

2 OFF	1 OFF	4 OFF	1 ON
2 ON	1 OFF	3 OFF	1 ON
2 OFF	1 OFF		
9/30			

Comment peut-on vérifier la capacité d'affichage de l'écran ?

Chaque ligne se compose de 4 fenêtres et chaque fenêtre peut contenir 8 caractères.

Un examen rapide consiste à remplir chaque fenêtre par 1 ou 2 caractères sous forme de chiffres. Le programme à composer est le suivant :

```

10 FOR I = 1 TO 92
20 PRINT I,
30 NEXT I

```


L'exécution nous montre l'emplacement des 4 fenêtres et l'emplacement réservé aux 8 caractères par fenêtre.

1	2	3	4
5	6	7	8
9	10	11	12
13	14	15	16
17	18	19	20
21	22	23	24
25	26	27	28
29	30	31	32
33	34	35	36
37	38	39	40
41	42	43	44
45	46	47	48
49	50	51	52
53	54	55	56
57	58	59	60
61	62	63	64
65	66	67	68
69	70	71	72
73	74	75	76
77	78	79	80
81	82	83	84
85	86	87	88
89	90	91	92

0/30

En composant

```
10 FOR I = 1 TO 184
20 PRINT I,
30 NEXT I
```



L'exécution produit le même tableau mais l'index de contrôle sera 3/30. Pourquoi ?

L'affichage des caractères graphiques

Afin de montrer d'une manière plus précise la capacité d'affichage de l'écran, nous pouvons composer un programme avec des caractères graphiques dont le nombre total est égal à la capacité d'affichage c'est-à-dire $4 \times 8 \times 23 = 736$ caractères. 4 fenêtres sur 23 lignes = 92. Chacune des 23 lignes doit être divisée en 4 fenêtres, et chaque fenêtre doit contenir 8 caractères. Le début de chaque fenêtre doit être signalé par un caractère différent des 7 caractères suivants :

Le caractère qui indique l'apparition d'une fenêtre sera un trait vertical et les 7 caractères qui suivent seront des traits horizontaux.

Le programme doit contenir deux variables de contrôle dont la première J contrôle la boucle majeure et la seconde I la boucle mineure. Ceci nous conduit au programme ci-après :

```
10 FOR J = 1 TO 92
20 PRINT «»;
30 FOR I = 1 TO 7
40 PRINT «»;
50 NEXT I
60 NEXT J
```

Exécution :

1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24	25	26	27	28	29	30	31	32	33	34	35	36	37	38	39	40	41	42	43	44	45	46	47	48	49	50	51	52	53	54	55	56	57	58	59	60	61	62	63	64	65	66	67	68	69	70	71	72	73	74	75	76	77	78	79	80	81	82	83	84	85	86	87	88	89	90	91	92	93	94	95	96	97	98	99	100
---	---	---	---	---	---	---	---	---	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	-----

L'affichage continue sur 23 lignes.

0 / 60



L'impression du caractère **■** oblige de frapper simultanément SHIFT et Q.

L'impression du caractère ■ oblige de frapper simultanément SHIFT et W.

On peut obtenir la même exécution avec les 736 caractères en partant d'une boucle majeure dont la variable de contrôle $J = 200$, mais à condition d'en sortir lorsque $J = 93$ d'où la condition exprime :

IF J = 93 THEN GO TO STOP et le programme :

```

10 FOR J = 1 TO 200
20 IF J = 93 THEN GO TO 1000
30 PRINT «»;
40 FOR I = 1 TO 7
50 PRINT «»;
60 NEXT I
70 NEXT J
1000 STOP

```

Même exécution avec 9 / 1000.

L'emploi des variables de contrôle dans une boucle régulatrice

Il s'agit de tracer le diagramme concernant l'action de deux variables de contrôle dont la première J agit sur une boucle majeure et la seconde I sur une boucle mineure.

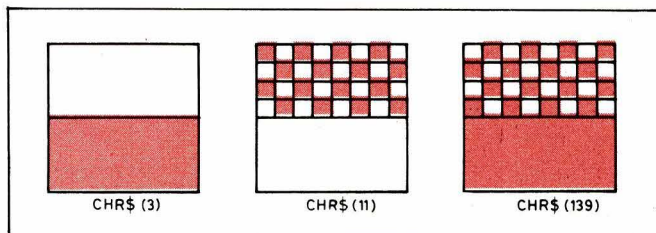
La première variable doit contrôler la pression « Z » dans une première canalisation et la pression « Y » dans une seconde canalisation. Ces pressions doivent être programmées en fonction du temps « X » concernant chaque cycle de régulation de 11 secondes contrôlé par la seconde variable $I = 1 \text{ TO } 11$.

La pression dans chaque canalisation ne doit pas dépasser 10 at, d'où l'emploi de la première variable $J = 1$ TO 10.

La pression maximale non contrôlée de la première canalisation est $Z = 14 - X$ et de la seconde canalisation $Y = 4 + X$.

La pression Z sera représentée par des traits noirs et la pression Y par des traits gris.

Pour obtenir le tracé de ces traits nous devons faire usage de trois caractères graphiques dont les codes et les figures sont représentés en **figure 1**.



L'écriture du programme donne :

```
10 LET X = 0
20 PRINT «XZ-AXIS »
30 PRINT «X =»
40 FOR I = 1 TO 11
50 LET Y = 4 + X
60 LET Z = 14 - X
70 PRINT X,
80 FOR J = 1 TO 10
85 IF J > Y AND J = Z THEN PRINT CHR $ (3) ;
```



```

90 IF J > Y AND J > Z THEN GO TO 135
95 IF J = Y AND J > Z THEN PRINT CHR $ (11) ;
100 IF J < Y AND J < Z THEN PRINT CHR $ (139) ;
105 IF J < Y AND J = Z THEN PRINT CHR $ (139) ;
110 IF J < Y AND J > Z THEN PRINT CHR $ (11) ;
115 IF J = Y AND J < Z THEN PRINT CHR $ (139) ;
120 IF J > Y AND J < Z THEN PRINT CHR $ (3) ;
125 IF J = Y AND J = Z THEN PRINT CHR $ (139) ;
130 NEXT J
135 PRINT
140 LET X = X + 1
150 NEXT I

```

Dans l'exécution du programme nous apercevons des lignes noires qui représentent $Z = 14 - X$, et des lignes grises qui représentent $Y = 4 + X$ (fig. 2).

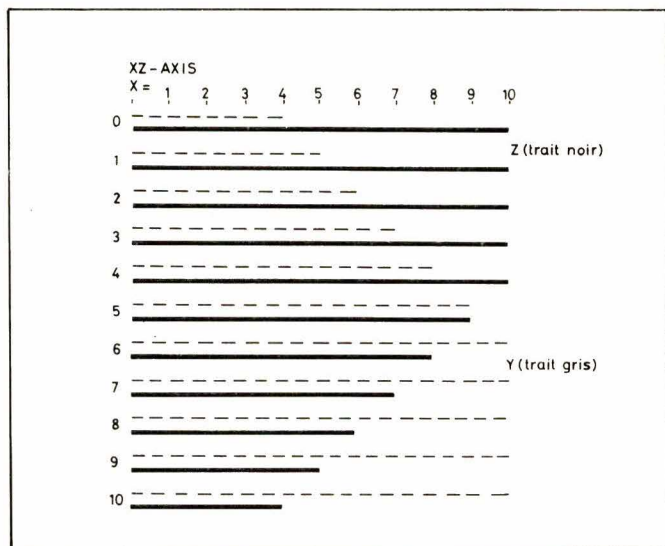


Fig. 2

Nous avons séparé les lignes pour que le dessin gagne en clarté. Les lignes inscrites sur l'écran sont en réalité plus épaisses et jointives.

Les lignes noires sont dues à la superposition des caractères CHR\$(3) et CHR\$(139).

Les lignes grises sont dues au caractère CHR\$(11).

La partie des lignes 10 à 60 du programme définit des variables, écrit les titres et génère les pressions Z et Y.

Le caractère graphique CHR\$(139) est « inversé » par rapport au caractère CHR\$(11) ce qui signifie que le caractère apparaît écrit en blanc sur un fond noir (vidéo inversée).

L'écran du téléviseur indique dans la partie inférieure gauche la marque de contrôle 0/150.

L'emploi des fonctions RND(X) et CLS dans le lancer d'un dé

L'exécution du programme qui va suivre est très amusante. Son rôle est de remplacer le lancer d'un dé à jouer. Le dé a 6 surfaces qui peuvent se présenter de la manière suivante (fig. 3) :

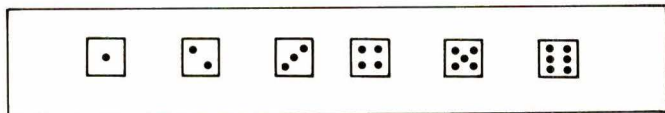


Fig. 3

Pour obtenir l'exécution de ces 6 lignes nous devons employer deux nouvelles fonctions qui sont « RND(X) » et « CLS ».

La fonction RND(X) génère un nombre aléatoire de la fourchette 1 à X où X doit être égal à 6 correspondant à 6 figures, d'où $LET X = RND(6)$. La fonction CLS efface l'écran.

Pour imprimer le caractère ■ frapper simultanément la lettre A et SHIFT. Pour écrire CLS frapper la touche C.

Il faut que le programme puisse redémarrer tout seul. Il suffit donc d'appuyer sur NEW LINE à chaque coup suivant.

Avant de composer le programme du lancer d'un dé, il sera utile de rappeler quelques définitions :

A\$ B\$ C\$ D\$ E\$ sont les noms des variables chaîne de caractères.

Pour écrire ces variables sur l'écran nous pouvons utiliser PRINT.

Etant donné la longueur du programme, nous le diviserons en plusieurs parties :

La 1^{re} partie concerne l'emplacement du caractère graphique ■.

La 2^e partie consiste à jouer d'où le $GO TO (X + 1) \times 100$.

Les parties n^{os} 3, 4, 5, 6, 7 concernent l'impression (PRINT) des noms de variables de la 1^{re} partie avec le renvoi $GO TO 1\ 000$.

La 8^e partie reprend les PRINT des noms de variables avec un renvoi qui permet de redémarrer le coup suivant c'est-à-dire : $1\ 000\ PRINT\ «\ APPUYEZ\ SUR\ NEW\ LINE\ POUR\ LE\ COUP\ SUIVANT\ »$.

La 9^e partie est composée de 3 lignes avec $INPUT\ X\$$ CLS et $IF\ X\$ = '' THEN\ GO\ TO\ 120$.

Voici le programme complet dont le rôle est de remplacer le lancer d'un dé à jouer :

```

10 PRINT « JET DE DES »
20 LET A$ = « ■ ... ■ »
30 LET B$ = « .. ■ .. »
40 LET C$ = « ■ .... »
50 LET D$ = « ....■ »
60 LET E$ = « ..... »
120 LET X = RND (6)

130 PRINT « A VOUS DE JOUER... »
140 GO TO (X + 1) × 100
195 GO TO 1 000

200 PRINT E$
205 PRINT E$
210 PRINT B$
215 PRINT E$
220 PRINT E$
230 GO TO 1 000

300 PRINT C$
305 PRINT E$
310 PRINT E$
315 PRINT E$
320 PRINT D$
330 GO TO 1 000

400 PRINT D$
405 PRINT E$
410 PRINT B$
415 PRINT E$

```



```

420 PRINT C$
430 GO TO 1 000

500 PRINT A$
505 PRINT E$
510 PRINT E$
515 PRINT E$
520 PRINT A$
530 GO TO 1 000

600 PRINT A$
605 PRINT E$
610 PRINT B$
615 PRINT E$
620 PRINT A$
630 GO TO 1 000

700 PRINT A$
705 PRINT E$
710 PRINT A$
715 PRINT E$
720 PRINT A$
1000 PRINT « APPUYEZ SUR NEW LINE POUR LE
      COUP SUIVANT »

1100 INPUT X$
1200 CLS
1300 IF X$ = « » THEN GO TO 120.

```

Et voilà l'exécution :

A VOUS DE JOUER...



APPUYEZ SUR NEW LINE
POUR LE COUP SUIVANT
« L »

Les figures concernant le jet du dé que nous avons obtenues après chaque coup NEW LINE sont les suivantes (fig. 4) :

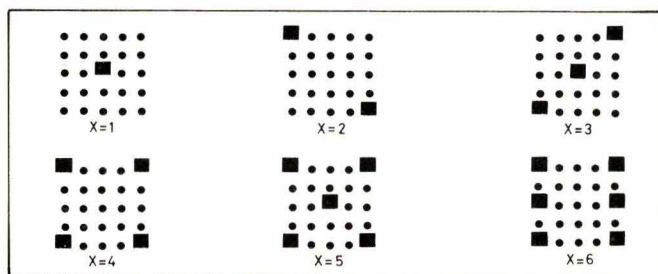


Fig. 4

Remarques

— « CLS » efface l'écran. En son absence, l'écran se remplirait après trois essais et le programme s'interromprait, provoquant un message d'erreur comme 5/305 qui indiquerait passage hors écran à la ligne 305.

— La variable chaîne X\$ est utilisée dans l'ordre 1 300 au moment du contrôle exécuté pour savoir si seule la touche NEW LINE a été manœuvrée (frappée). Il n'y a rien entre les guillemets de la ligne 1 300. Une autre entrée arrête le programme.

— La raison pour laquelle il y a un ordre IF à la ligne 1 300 et non un ordre GO TO, est la suivante : pendant que le ZX 80 attend l'entrée d'une variable chaîne, les touches simultanées SHIFT SPACE = (BREAK) sont inopérantes. Pour cette raison, il est difficile de sortir du programme sauf en entrant une variable chaîne de très grande longueur où l'ordinateur épuise en pratique son espace mémoire. Il faut donc utiliser l'or-

dre IF. L'entrée d'un caractère quelconque arrête le programme.

— Il arrive que l'on fait fausse route, et qu'aucune manœuvre ne semble avoir un effet utile sur l'ordinateur. Dans ce cas, coupez l'alimentation du ZX 80 pendant quelques secondes et refaites le programme. Avant ce geste désespéré essayez d'abord BREAK (SHIFT et SPACE).

— Les caractères dessinés en noir sont en réalité écrits en gris dans la forme

Comment retrouver les fonctions concernant l'emploi des caractères ?

● A\$, B\$, etc. sont les noms des variables chaîne de caractères à employer avec LET et PRINT pour écrire ces variables sur l'écran.

Exemples : LET A\$ = « ... »

Pour obtenir frapper simultanément SHIFT et la lettre A.
PRINT A\$.

● CHR\$ (X) indique le caractère dont le code est X.

Exemples : CHR\$ (12) indique £.

CHR\$ (1) signifie une chaîne nulle.

CHR\$ (2) est le caractère graphique

CHR\$ (130) est le caractère inversé (130 = 2 + 128).

● TL\$ (chaîne) indique une chaîne moins son premier caractère. La chaîne peut être une chaîne littérale entre guillemets ou une variable chaîne.

Exemples : PRINT TL\$ (« ABC ») écrit BC.

PRINT TL\$ (G\$) supprime le premier caractère de la chaîne G\$.

● Code (chaîne) indique le code correspondant au premier caractère d'une chaîne qui peut être une variable chaîne ou une chaîne littérale.

Exemples : PRINT CODE (« ABC ») correspond au code de la lettre A qui est 38.

● STR\$ (variable ou valeur numérique) permet de traiter un nombre entier ou une variable comme une variable chaîne.

Exemples : LET G\$ = STR\$ (1234) permet d'écrire :
LET G\$ = « 1234 ».

LET G\$ = STR\$ (X) indique la même opération pour une variable entière. Si X = 4852 nous écrivons : LET G\$ = « 4852 ».

● DIM A (B) crée une matrice A (un tableau) contenant B + 1 variables ; chaque variable est appelée un élément de la matrice A. Chaque élément est cité par son indice.

Exemples : B (0) est le 1^{er} élément de la matrice.

B (N) est le (N + 1)^e élément de la matrice.

● DIM A (10) est un ordre qui crée une matrice A composée de 10 éléments. Ne pas confondre avec B (10).

L'emploi de matrices pour la manipulation des caractères

Le programme qui va suivre constitue un exemple d'emploi de matrices pour la manipulation des caractères. Il commence par 10 DIM A (10). C'est un ordre qui crée une matrice A (un tableau) de 10 éléments comme

le montre la figure qui va suivre l'exécution. La ligne 100 FOR J = 1 TO 10 et la ligne 140 NEXT J sont des ordres qui mettent tous les éléments de la matrice à 1. Les lignes 200 à 240 examinent successivement chaque élément de la matrice A. Si un élément est égal à 1, le signe ■ est affiché. Ce signe est obtenu en frappant simultanément les touches SHIFT et A. Si un élément est différent de 1, le signe est remplacé par un espace d'où les lignes 205 et 220. Dès la première exécution, tous les éléments sont mis à 1 et le symbole ■ est écrit tout du long. Les lignes 450 à 470 concernent l'instruction Y\$. La ligne 470 CLS efface l'écran. La ligne 500 LET I = RND (10) choisit un élément aléatoire d'une matrice pour le mettre à 0. La fonction RND (10) génère un nombre aléatoire de la fourchette 1 à 10.

Une fois exécuté le programme concernant la matrice A, nous avons ajouté une seconde matrice B en ajoutant de nouvelles lignes dans le programme initial. Après l'exécution nous avons encore ajouté une troisième matrice C.

La ligne 550 GO TO 200 fait revenir en arrière le programme pour écrire toutes les matrices. Les éléments qui ont été mis à 0 sont écrits sous forme d'un espace. Commençons maintenant le programme avec la seule matrice A :

```
10 DIM A (10)
100 FOR J = 1 TO 10
110 LET A (J) = 1
140 NEXT J

200 FOR J = 1 TO 10
205 IF NOT A (J) = 1 THEN GO TO 220
210 PRINT « ■ » ;
215 GO TO 230
220 PRINT « » ;
230 NEXT J
240 PRINT

450 INPUT Y$
460 IF NOT Y$ = « » THEN GO TO 1000
470 CLS

500 LET I = RND (10)
550 GO TO 200

1000 STOP
```

Exécution : RUN NEW LINE

■■■■■■■■■■

■■■■■■■■■■

« L »

La lettre « L » apparaît en blanc sur un fond noir (vidéo inversée).

Frappes SAVE et ensuite NEW LINE. L'image est la suivante :

9/1000

Pour retrouver l'affichage du programme frappez SAVE.

Le programme étant affiché, ajoutons les lignes ci-après :

```
20 DIM B (10)
120 LET B (J) = 1

300 FOR J = 1 TO 10
305 IF NOT B (J) = 1 THEN GO TO 320
310 PRINT « ■ » ;
315 GO TO 330
```

```
320 PRINT « » ;
330 NEXT J
340 PRINT

510 LET K = RND (3)
520 IF K = 1 THEN LET A (I) = 0
530 IF K = 2 THEN LET B (I) = 0
```

Après avoir ajouté ces nouvelles lignes, procédons à l'exécution du nouveau programme :

RUN NEW LINE

■■■■■■■■■■

« L » (inversé)

Frappes NEW LINE. L'image a perdu un élément :

■■■■■■■■■

« L »

Frappes NEW LINE. L'image a perdu un autre élément :

■■■■■■■■

« L »

Frappes NEW LINE. L'image ne contient que 2 × 8 éléments :

■■■■■■■

« L »

Frappes NEW LINE. Perte d'un nouvel élément :

■■■■■■■

« L »

Frappes plusieurs fois NEW LINE. L'image rétrécit :

■■■■■

« L »

Frappes SAVE et ensuite NEW LINE. L'image est celle-ci :

■■■■■

9/1000

Frappes SAVE. Le programme apparaît sur l'écran à partir de la ligne 500.

Frappes LIST et ensuite NEW LINE ; le programme commence maintenant à la ligne 10 et s'arrête à la ligne 460.

Pour obtenir le programme à partir de la ligne 500 frappez LIST 500 et ensuite NEW LINE.

Revenons au début du programme avec LIST et ensuite NEW LINE.

Jusqu'à présent nous avons manipulé deux matrices A et B. Ajoutons une troisième matrice C en augmentant le nombre de lignes :

```
30 DIM C (10)
130 LET C (J) = 1
400 FOR J = 1 TO 10
405 IF NOT C (J) = 1 THEN GO TO 420
410 PRINT « ■ » ;
415 GO TO 430
420 PRINT « » ;
430 NEXT J
440 PRINT

540 IF K = 3 THEN LET C (I) = 0
```

Passons à l'exécution avec RUN et ensuite NEW LINE :

■■■■■■■■■■

« L »

Frappier NEW LINE. L'image perd un élément :



« L »

Continuer à frapper NEW LINE jusqu'à ce que le rétrécissement approche de sa fin.



« L »

Frappier SAVE et ensuite NEW LINE. L'image est celle-ci :



9/1000

Refaites ces manipulations : frapper SAVE. Le programme apparaît sur l'écran à partir de la ligne 530. Frapper LIST et ensuite NEW LINE. Le programme commence avec la ligne 10.

Concluons en ce qui concerne l'emploi de matrices pour la manipulation des caractères. Nous avons d'abord décrit un programme avec l'emploi d'une seule matrice A. Ce programme a été ensuite augmenté par l'adjonction d'une deuxième matrice B. Après l'exécution de ces deux programmes nous avons inséré une troisième matrice C. L'exécution concernant le programme des trois matrices a conduit au même résultat : plus le programme progresse... plus il « grignote » et plus il y a de chances que l'élément sélectionné soit déjà à 0.

Nos nombreuses manipulations ont montré que plus le programme progresse, plus la vitesse de progression ralentit. Elle ralentit au fur et à mesure que nous augmentons le nombre de NEW LINE c'est-à-dire au fur et à mesure de l'avancement du jeu de commande.

L'utilité de la fonction EDIT

Dans le programme complet qui concernait les trois matrices nous trouvons 3 lignes similaires :

```
210 PRINT « ■ » ;  
310 PRINT « ■ » ;  
410 PRINT « ■ » ;
```

Pour écrire ces trois lignes similaires nous pouvons employer la fonction EDIT. Après avoir composé et entré la ligne 210 dans le programme, l'écran présente l'image ci-après :

(en haut) 210 PRINT « ■ » ;
(en bas) K

Frappier « EDIT » et simultanément SHIFT. Ceci donne sur l'écran :

(en haut) 210 PRINT « ■ » ;
(en bas) 210K PRINT « ■ » ;

Frappier ← et simultanément SHIFT. L'écran écrit :

(en haut) 210 PRINT « ■ » ;
(en bas) 21KO PRINT « ■ » ;

Frappier encore une fois ← et simultanément SHIFT. L'écran écrit :

(en haut) 210 PRINT « ■ » ;
(en bas) 2K10 PRINT « ■ » ;

Frappier SHIFT et simultanément RUBOUT. L'écran affiche :

(en haut) 210 PRINT « ■ » ;
(en bas) K10 PRINT « ■ » ;

Frappier 3. L'écran affiche :

(en haut) 210 PRINT « ■ » ;
(en bas) 3K10 PRINT « ■ » ;

Frappier NEW LINE. L'écran affiche :

(en haut) 210 PRINT « ■ » ; 310 PRINT « ■ » ;
(en bas) K

En frappant EDIT ← ← RUBOUT 3 et NEW LINE nous avons ajouté la ligne 310 à la suite de la ligne 210. Continuons cette écriture pour la ligne 410 :

Frappier EDIT et simultanément SHIFT. L'écran écrit :

(en haut) 210 PRINT « ■ » ; 310 PRINT « ■ » ;
(en bas) 310K PRINT « ■ » ;

Frappier ← et simultanément SHIFT. L'écran écrit :

(en haut) 210 PRINT « ■ » ; 310 PRINT « ■ » ;
(en bas) 31KO PRINT « ■ » ;

Frappier encore une fois ← et simultanément SHIFT. L'écran écrit :

(en haut) 210 PRINT « ■ » ; 310 PRINT « ■ » ;
(en bas) 3K10 PRINT « ■ » ;

Frappier RUBOUT et simultanément SHIFT. L'écran affiche :

(en haut) 210 PRINT « ■ » ; 310 PRINT « ■ » ;
(en bas) K10 PRINT « ■ » ;

Frappier 4. L'écran affiche :

(haut) 210 PRINT « ■ » ; 310 PRINT « ■ » ;
(en bas) 4K10 PRINT « ■ » ;

Frappier NEW LINE. L'écran affiche :

(en haut) 210 PRINT « ■ » ;
310 PRINT « ■ » ;
410 PRINT « ■ » ;
(en bas) K

Pour entrer un programme de ce type contenant plusieurs lignes similaires, la fonction EDIT permet d'éditer les numéros des lignes. En partant de la ligne 210 PRINT « ■ » ; il suffit de frapper.

SHIFT et EDIT

SHIFT et ←

SHIFT et ←

SHIFT et RUBOUT

3

NEW LINE

pour obtenir le numéro 310 de la ligne similaire.

En partant des lignes similaires 210 et 310 nous pouvons obtenir la ligne similaire 410 en frappant :

SHIFT et EDIT

SHIFT et ←

SHIFT et ←

SHIFT et RUBOUT

4

NEW LINE

L'exécution du programme s'effectue en suivant l'ordre des lignes. L'ordinateur classe toujours les lignes dans l'ordre de leurs numéros.

L'enregistrement des programmes

L'enregistrement et la lecture des programmes peuvent être effectués à l'aide d'un magnétophone à cassette muni d'un compteur. Les opérations sont les suivantes.

Enregistrement :

1. mise à zéro ou mise sur repère du compteur ;
2. composer le programme (affichage) ;
3. frapper SAVE ;
4. appuyer sur RECORD du magnétophone ;
5. frapper NEW LINE (disparition du programme) ;
6. attendre l'affichage du programme ;
7. appuyer sur STOP du magnétophone ;
8. frapper NEW ;
9. frapper NEW LINE pour obtenir l'effacement du programme.

Lecture :

1. mise à zéro ou... ;
2. frapper LOAD ;
3. appuyer sur la touche « lecture » du magnétophone ;

4. frapper NEW LINE ;
5. attendre l'affichage du programme enregistré ;
6. appuyer sur STOP du magnétophone ;
7. noter le repère du compteur.

Conclusion

Voici donc une procédure de base qui permettra aux possesseurs d'un mini-ordinateur ZX-80 d'en tirer un maximum de possibilités. Etant donné le succès de ce modèle en Europe, et les possibilités de la nouvelle mémoire ROM de 8 K-octets que l'on peut adjoindre au ZX-80, nous reviendrons à la faveur d'un prochain article sur des applications nouvelles avec programmes élaborés (extension jusqu'à 16 K) qui montreront toute l'étendue des possibilités qu'offre le Sinclair ZX-80.

R. Aschen

L'album 1980 d'Electronique Applications

Même si vous possédez la collection complète en exemplaires séparés, cet album a sa place dans votre bibliothèque.

Son prix à notre siège est de **50 F**
(+ 14 F de frais d'envoi).

Envoyez votre commande accompagnée d'un chèque à : **Electronique Applications, 2 à 12, rue de Bellevue, 75940 Paris Cedex 19.**

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...

1365

Modèle 192

Multimètre programmable.

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



Modèle 130

Multimètre de poche universel.

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

Modèle 128 équipé de
détecteur de seuil
sonore.

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

KEITHLEY

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

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

M. _____
Société _____
Activité _____
Fonction _____
Adresse _____
Tél. _____

désire recevoir sans engagement de sa part :

- ☐ Documentation
- ☐ Offre de prix
- ☐ Démonstration



TADIRAN

ISRAEL ELECTRONICS INDUSTRIES LTD

PILES LITHIUM LiSOCl_2

TRES LONGUE DUREE DE VIE et HAUTE SECURITE !

- Garantie 10 ans stockage et utilisation.
- **Hermétiquement scellées.**
- Gamme de température d'utilisation :
-55°C à +75°C.
- 4 dimensions normalisées (1/2 AA - AA - C - D)
avec plusieurs sorties possibles :
contacts à pression, fils isolés
ou barrettes plates.
- 1 version C.I. bas profil (10 mm) au pas de 2,54 mm.

APPLICATIONS : Batteries tampons
pour mémoires CMOS et toutes utilisations
militaires, médicales, mesure, etc.



TOUTE LA GAMME EN STOCK.

DIODE

666.98.01

DIODE-FRANCE 1 ALLEE DES PLATANES SOFILIC 419 94263 FRESNES CEDEX TEL. 666.98.01 TLX 200 743 F

SERVICE-LECTEURS N° 217

CAPACIMETRE 10 000 POINTS

BK PRECISION

MODELE BK 820

**mesure de
0,1 pF à 1 Farad**

AUTRES PRODUCTIONS :

- Analyseurs logique
- Analyseurs de signature
- Analyseurs de transitoires
1 à 16 K mots
- Générateurs de fonctions
- Fréquence-mètres
- Alimentations stabilisées
etc...

BLANC-MÉCA ÉLECTRONIQUE

ZONE INDUSTRIELLE DES GROGES
36300 LE BLANC
Tél. (54) 37.09.80 - Télex 751145



PRIX :

1305 F (HT) - 1534,68 F (TTC)

SERVICE-LECTEURS N° 218

ELECTRO-CONCEPT

CONCEPTION ET FABRICATION
DE CABLAGES ELECTRONIQUE

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

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



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

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

SERVICE-LECTEURS N° 216

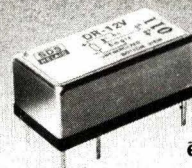
**SDS
RELAIS**

UNE TECHNOLOGIE D'AVANT-GARDE

RELAIS DR

- Configuration de contact : 1 RT
- Résistance de contact < 30 mΩ
- Pression de contact > 10 cN
- Contacts jumelés
- Pouvoir de coupure : pA, μV → 2 A, 250 V, 30 W, 60 VA
- Boîtier métallique blindé hermétique
- Sorties en DIL
- Version sans consommation (DRC)
- Monostable et bistable 1 ou 2 bobines

RELAIS POUR
TELEPHONIE ET
TELEMATIQUE



éch:1

DIMENSIONS : 20 x 10 x 8,3

SDS - FRANCE
RELAIS

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

DISTRIBUTEURS AGRÉÉS

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

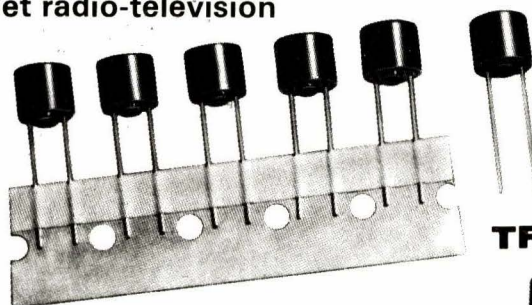
SERVICE-LECTEURS N° 243

SERVICE-LECTEURS N° 229

FUSIBLES MINIATURES



**pour industries électroniques
et radio-télévision**



TR 5

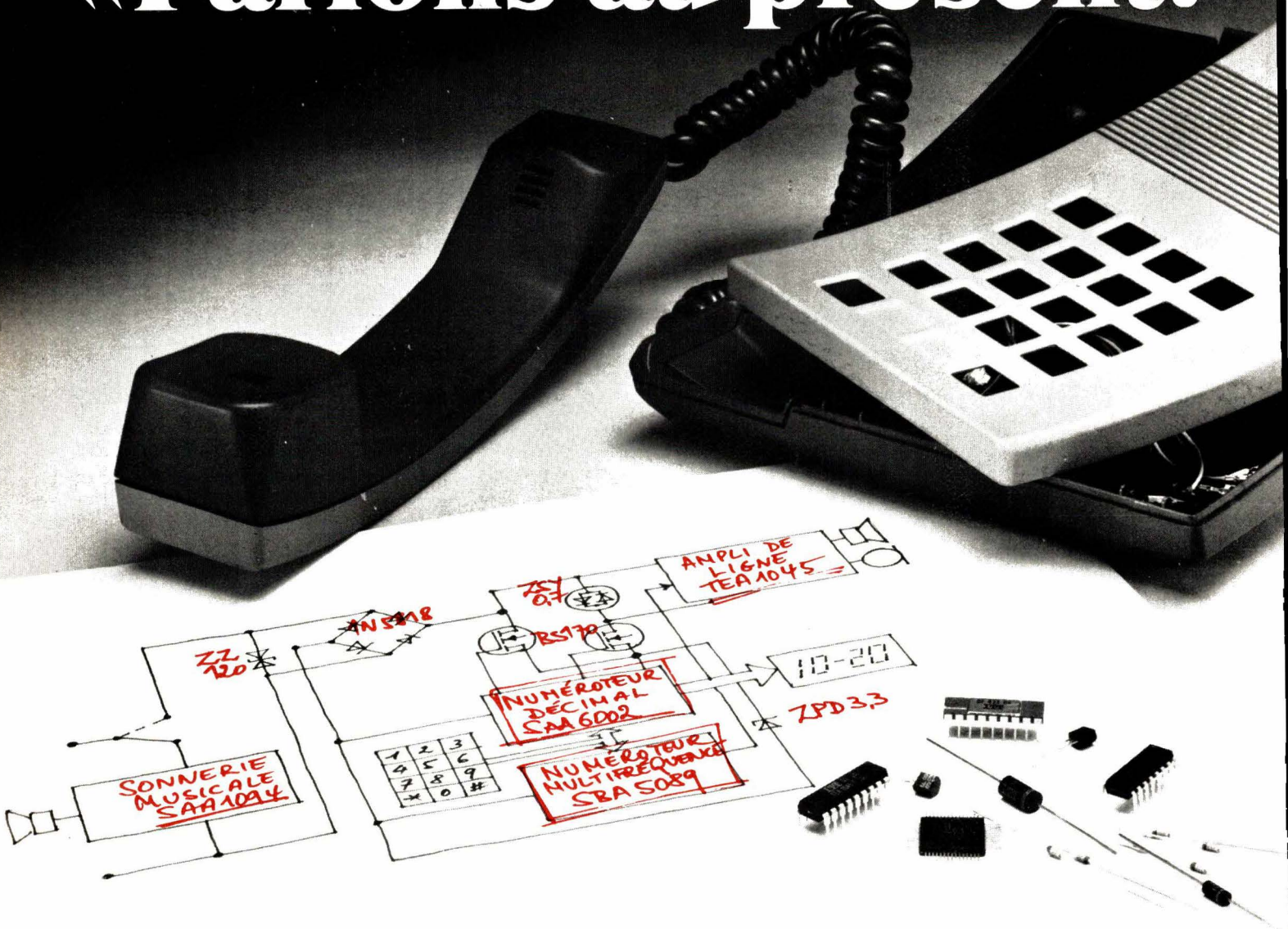
- livrables en bandes pour implantation automatique, ou en vrac pour soudage sur C.I.
- fusion rapide et retardée
- valeur : 50 mA...4 A
- homologation SEMKO demandée
- dimensions : 8 x Ø 8,5 mm
- entr'axe : 5,08 mm



A. JAHNICHEN
27 rue de Turin 75008 PARIS
Tél: 387-59-09



«Parlons au présent:»



– Certes le futur nous concerne tout particulièrement: COFIDEC, MODEM, SLIC et autres circuits intégrés avancés sont en cours de développement.

– Mais aujourd'hui, fort de ses 20 années d'expérience en téléphonie, ITT Semiconducteurs propose toute la micro-électronique nécessaire pour le poste tout-électronique: numéroteurs décimal ou multifréquence, amplificateur de ligne, sonnerie musicale, mémoire pour numérotation abrégée, transistors VMOS, redresseurs Schottky et diodes de protection sont tous disponibles. Demandez notre documentation détaillée».

Un producteur européen pour l'Europe

ITT Semiconducteurs
157 rue des Blains
F-92220 Bagneux
Tél. (1) 54781 81 – Télex 260 712

semiconducteurs **ITT**

SERVICE-LECTEURS N° 201

L'emploi des piles et des accumulateurs, dont la « radio » naissante des années 20 ne pouvait se passer, fut vite abandonné au profit de « l'alimentation-secteur », développée une dizaine d'années plus tard. Depuis ce moment, toute l'électronique a tiré son énergie des secteurs de distribution publique, principalement en raison des puissances exigées, que les générateurs autonomes ne pouvaient délivrer sans la mise en œuvre d'un appareillage volumineux et peu rentable.

Technologie et emploi des « piles » électriques

Les formidables progrès réalisés dans la technologie des relais électroniques au niveau des rendements et l'intervention croissante des systèmes dans les engins aéronautiques et spatiaux, ont incité les chercheurs à imaginer des sources énergétiques nouvelles. Par la même occasion, de nombreuses applications industrielles courantes peuvent mettre à profit cette autonomie, particulièrement bénéfique en matière de mesure et de contrôle où la mobilité constitue la principale valeur.

Les « piles » et leurs avantages

Cet avantage de la mobilité, admis pour les emplois basés sur les courants faibles, reste depuis fort longtemps l'espoir des techniciens pour lesquels « le câble de transport » représente le principal inconvénient de l'électrification généralisée, pourtant souhaitable en raison de sa simplicité d'emploi et de la diversité des sources desquelles elle peut extraire sa substance. L'électrochimie est l'une de ces sources et, semble-t-il, la plus ancienne puisque l'on prétend qu'elle remonte à plus de 2 000 ans, date probable de création du premier couple électrochimique.

Nous avons, à plusieurs reprises, fait état de la technologie des couples électrochimiques, notamment au sujet des dépôts métalliques et, tout récemment (« Electronique Applications » n° 18, p. 5 et suivantes) dans un article consacré à la thermoélectricité.

Les générateurs statiques les plus connus et les plus utilisés, piles et accumulateurs, sont basés sur l'effet thermodynamique d'une réaction provoquant l'apparition d'une différence de potentiel entre deux corps constituant les électrodes du dispositif.

La « pile » électrique vit le jour à la fin de l'année 1799, lorsque *Volta* (physicien italien) voulut vérifier la théorie du naturaliste hollandais *Swammerdam* (1637) sur l'effet du couple bimétallique sur un muscle de grenouille pendu par son nerf. A la suite d'une discussion, que l'on dit fort animée, avec son compatriote *Galvani*, Volta démontra que la contraction musculaire résultait de l'effet du courant lui-même engendré par la liaison bimétallique.

C'est alors qu'il composa le premier générateur en appliquant une rondelle de cuivre et une de zinc de part et d'autre d'un morceau de drap mouillé. Une d.d.p. apparaissait alors entre les deux plaques de

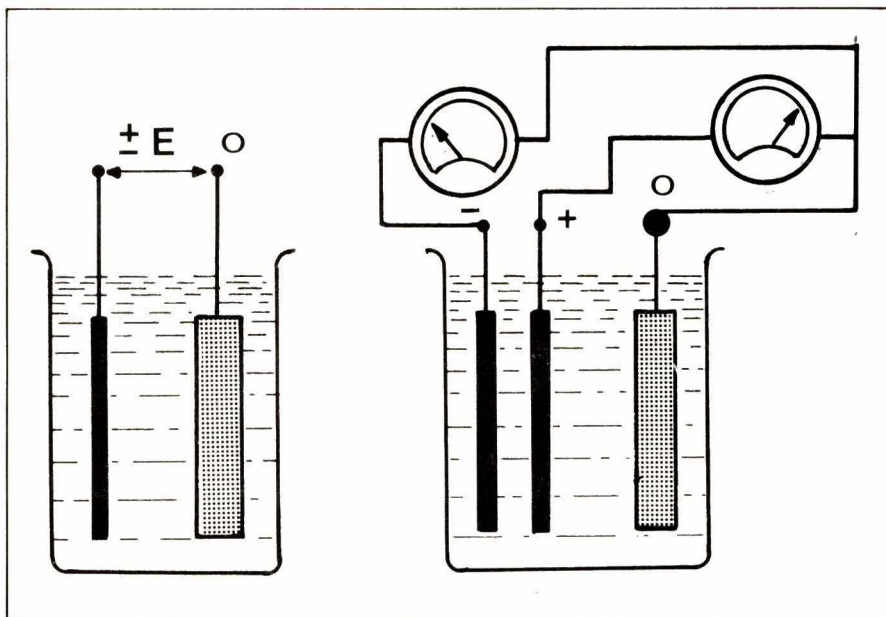


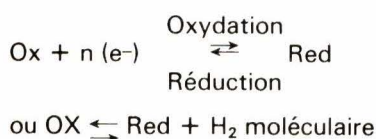
Fig. 1

métal et en empilant une série de ce genre de couple, il obtint une pile dont la tension était multiple de celle de chaque élément. C'est cette pile qu'Arago qualifiait de « plus merveilleux instrument que les hommes n'aient jamais inventé après le télescope ».

La thermodynamique des piles

Evidemment, Volta donnant le départ, les physiciens s'attachèrent à expliquer et surtout à perfectionner le système qui, sur beaucoup de points laissait encore à désirer. En fonctionnement, la plaque de cuivre de la pile se charge d'hydrogène et, progressivement, la force électromotrice diminue jusqu'au moment où le débit va s'annuler. C'est le phénomène de « polarisation » dont les premières piles à électrolyte liquide ont souffert et qui s'explique par l'équilibre vers lequel tend toujours une réaction d'oxydoréduction.

Lorsqu'un corps cède de l'oxygène, c'est qu'il est « oxydant ». Il est « réducteur » lorsqu'il fixe l'oxygène en cédant l'hydrogène. Plus généralement, un oxydant « Ox » est réduit s'il fixe des électrons (e^-) et un réducteur « Red » est oxydé lorsqu'il cède des électrons. L'équation chimique fondamentale est alors :



L'oxydoréduction « Redox » provoque donc un transfert d'électrons auquel on peut appliquer une force

électromotrice en opposition, c'est le potentiel d'oxydoréduction appelé aussi « rH ». Chaque corps possède en principe une valeur de rH qui s'exprime en vol dans la mesure électrométrique. Pour effectuer cette mesure, on immerge, dans un électrolyte aqueux (ou un solvant polaire), une électrode de référence composée de mousse de platine saturée d'hydrogène ou d'un tube isolant rempli de mercure protégé par un pôle au chlorure mercureux (calomel ou ClHg) et le corps dont on veut déterminer le potentiel (fig. 1).

En admettant par convention que le potentiel de H soit égal à zéro on évalue, avec un appareil sensible (galvanomètre ou voltmètre électronique à zéro flottant), la d.d.p. entre H et M ainsi que son sens algébrique relatif, + ou -. Le tableau 1 dresse une liste des principaux éléments ou composés chimiques, en grandeurs algébriques croissantes depuis le lithium, considéré comme ayant la plus haute valeur absolue. Nous admettrons a priori qu'il s'agit de corps purs, non oxydés, et que l'électrolyte est exempt d'anions ou de cations étrangers.

On constate qu'entre deux corps différents plongés dans une solution une d.d.p. positive peut prendre naissance même si les potentiels sont tous deux électronégatifs. Prenons l'exemple du couple sodium/magnésium avec respectivement : - 2,711 V et - 1,87 V. Le plus proche du zéro, c'est-à-dire le moins négatif, est le magnésium qui devient cathode, en sorte que l'on peut écrire la somme algébrique :

$$- 1,87 - (- 2,711) = + 0,841 \text{ V}$$

Mais on peut aussi obtenir un

couple avec deux électrodes de même nature en jouant sur la concentration de l'électrolyte. Dans un vase comportant deux compartiments séparés par une paroi poreuse, on verse une solution saline ayant une concentration différente d'un compartiment à l'autre. Par contre, on plonge dans chacun des liquides une électrode de même métal (M). Si la concentration C_1 est plus grande que la concentration C_2 , un courant peut être provoqué dans le sens C_1 vers C_2 . La cathode (pôle positif) est celle où la concentration est C_1 et l'anode (pôle négatif) celle où la concentration est C_2 .

Eléments constitutifs de la pile électrique

En principe, une pile débitant sur un circuit extérieur devrait fonctionner jusqu'à usure complète des électrodes, généralement l'anode. Dans le couple de Volta (Cu/Zn) par exemple, la tension diminue bien avant, et il suffit d'ouvrir le circuit de charge un instant pour qu'elle remonte à sa valeur initiale. C'est le phénomène de polarisation qui affecte de façon séparée et inégale chaque électrode par suite d'un dégagement d'hydrogène sur la cathode et d'une concentration ionique sur l'anode.

En 1836, Daniell, physicien anglais, inventait la pile à deux liquides qui fit école et avait l'avantage d'être impolarisable (fig. 2). Toutefois, son électrode anodique en zinc avait le défaut de s'user très vite. La génération des piles à dépolarisant prend sa naissance vers 1839 avec Grove qui propose, pour cet emploi, l'acide nitrique dont Bunsen adopte le principe en remplaçant la cathode de platine par du charbon de corne ; puis, la pile dite « au bichromate » voit le jour en 1841. Elle servait encore dans certains laboratoires vers 1930 et sa forme, très populaire est montrée sur la figure 3. Elle avait une f.é.m. et un débit élevés, mais son anode en zinc s'usait même au repos, ce qui obligeait à la retirer de l'électrolyte.

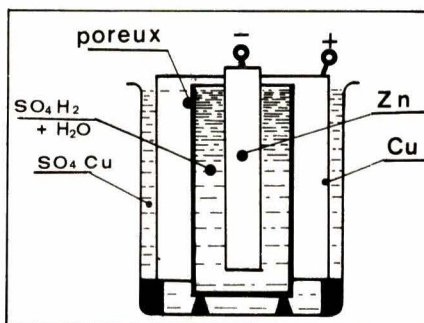


Fig. 2

Tableau 1 Potentiels par rapport à l'ion H ⁺		
Nom du corps	Symbole chimique	Potentiel en volts
Lithium	Li	- 3,02
Potassium	K	- 2,92
Baryum	Ba	- 2,8
Calcium	Ca	- 2,87
Sodium	Na	- 2,71
Strontium	Sr	- 2,7
Magnésium	Mg	- 1,87
Aluminium	Al	- 1,67
Formaldéhyde	CHOH	- 1,07
Manganèse	Mn	- 1,1
Zinc	Zn	- 0,76
Chrome	Cr	- 0,70
Fer	Fe	- 0,43
Cadmium	Cd	- 0,402
Indium	In	- 0,337
Titane	Ti	- 0,33
Cobalt	Co	- 0,29
Nickel	Ni	- 0,25
Etain	Sn	- 0,146
Plomb	Pb	- 0,132
Hydrogène	H	± 0,000
Rhodium	Rh	+ 0,016
Bismuth	Bi	+ 0,24
Cuivre	Cu	+ 0,34
Tellure	Te	+ 0,56
Argent	Ag	+ 0,80
Mercure	Hg	+ 0,86
Peroxyde d'hydrogène	H ₂ O ₂	+ 1,00
Platine	Pt	+ 1,20
Or	Au	+ 1,47

Les piles actuelles de grande consommation dérivent presque toutes de celle inventée en 1868 par *Georges Leclanché*, ingénieur français mort en 1882. Elles sont à dépolarisant et leur f.é.m. se situe aux environs de 1,5 V. La **figure 4** montre une coupe presque fidèle de l'élément courant. Les dimensions sont approximatives, car il existait plusieurs modèles. Ce genre d'élément a équipé de nombreuses installations de signalisations et de téléphonie jusqu'aux années 1933-35 alors que les « piles sèches », fabriquées sur le même principe, au gabarit actuel bien connu, nous sont arrivées avec les américains en 1917.

Le dépolarisant est le bioxyde de manganèse (MnO₂) et l'électrolyte, du sel ammoniac ou chlorure d'ammonium (NH₄Cl) dissous dans l'eau. C'est le type de la *pile saline* classique qui diffère de sa sœur, dite *alcaline*, par la nature de l'électrolyte formulé à l'hydroxyde de potassium (KOH) autrement dit : à la potasse.

La dépolarisation ainsi provoquée par l'action du MnO₂ a posé un problème au cours de la première guerre mondiale. Ce produit, importé d'Allemagne et de Russie n'arrivait plus

jusqu'à nous et *Charles Féry*, physicien français (mort en 1935) démontra en 1916 que l'on pouvait très bien se servir de l'oxygène de l'air comme dépolarisant. Son brevet, exploité notamment par les établissements *Gaïlle-Gallot*, fit l'objet d'une description (dont nous reproduisons le dessin sur la **figure 5**) dans le n° 55 de la revue « La Science et la Vie » de mars 1921. La disposition du zinc dans le fond du vase élimine son usure en circuit ouvert et cette pile pouvait délivrer en service continu une énergie correspondant à

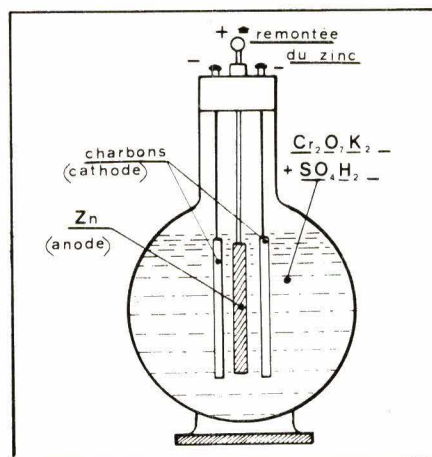


Fig. 3

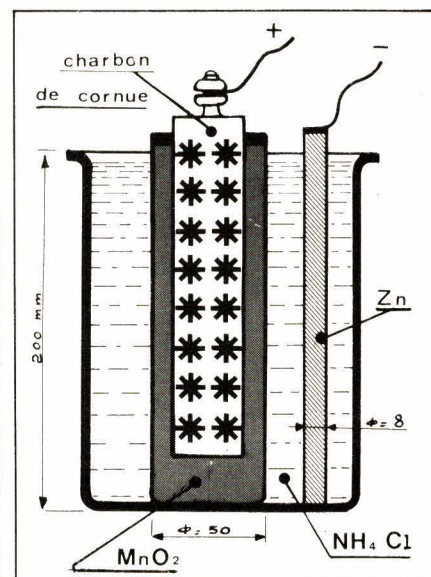


Fig. 4

125 Ah sous une tension de 0,9 V environ. On peut expliquer son intérêt par le fait que la disposition relative des électrodes limite la production d'hydrogène qui se localise à la partie inférieure du liquide. La partie supérieure, saturée d'oxygène, forme un court-circuit gazeux constituant le couple dépolarisant. Vers 1930, beaucoup de « sans-filistes », comme on désignait alors les auditeurs de radio, se sont équipés de batteries de 96 à 120 V constituées par des piles *Féry*. Une batterie de 96 V tenait dans un volume de 36 x 50 x 25 cm pour un débit de 18 Ah. Avec un haut-parleur électrodynamique de 20 cm bien étudié, c'était le secret de la haute fidélité de l'époque et la batterie durait 2 ans. Elle ne réclamait qu'un peu d'eau de temps en temps.

La pile à cathode d'argent de *H. R. Dubois*, également à dépolarisation par l'air, vit le jour en 1923. Elle était plus compliquée et plus coûteuse mais, *en service continu*, elle tenait plus de 700 heures à tension constante.

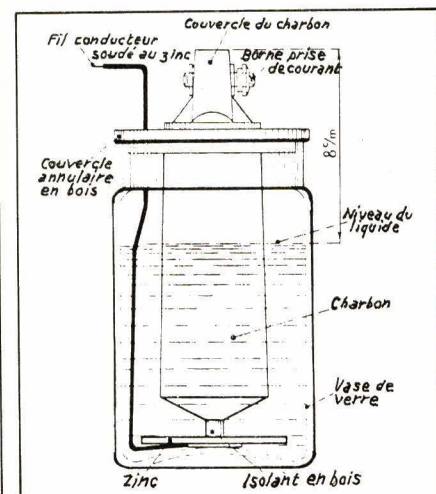


Fig. 5

Les piles modernes

D'une façon générale, les piles classiques sont constituées de charbon de cornue aggloméré en masse poreuse et de zinc amalgamé au mercure avec un électrolyte aqueux. Le remplacement de la solution saline par une solution alcaline a permis d'accroître la capacité, et l'adoption de nouveaux couples (CuO/Zn, Ag/Zn, HgO/Zn, Li/CuS) d'augmenter la tension et le rendement en réduisant l'encombrement.

Par ailleurs, on a étendu les possibilités des générateurs électrochimiques en immobilisant les constituants liquides afin d'autoriser la maniabilité et accroître la fiabilité.

Le fonctionnement à température variable a dû également retenir l'attention des chercheurs car le débit d'un générateur électrochimique varie considérablement à l'approche du point de congélation de l'électrolyte. A -30°C , un élément *Leclanché* ne débite presque plus. L'addition de certaines substances, tel le chlorure de lithium, autorise l'emploi à des températures très basses mais avec, toutefois, une réduction des performances.

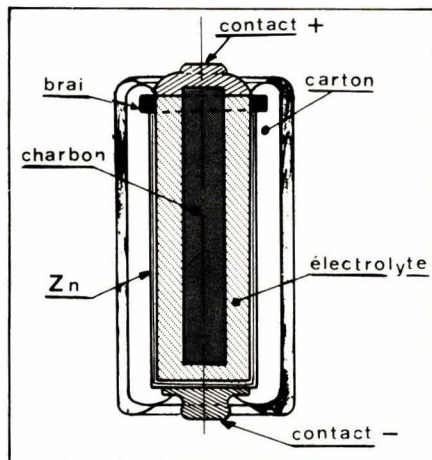


Fig. 6 a

Le principe de l'immobilisation réside dans le mélange du produit réactif avec des liants gélamineux tels que certaines farines. La **figure 6a** montre la coupe d'un élément de pile moderne, saline ou alcaline, mais on trouve aussi d'autres dispositions lorsqu'il s'agit de piles au lithium, au magnésium ou au zinc/oxygène. Dans cette dernière, la cathode est enfermée dans un cylindre contenant de l'oxygène et l'électrolyte est au centre avec l'anode en zinc. Avec une d.d.p. de 1,1 V cette pile peut fournir 380 Wh par kg.

Le dessin de la **figure 6b** montre la coupe d'une pile type horlogerie utilisant l'oxyde mercurique ou un

halogénure argentique comme dépolarisant. Elles se font aux diamètres de 7,9 ou de 11,6 mm pour les plus courantes (5/16"-29/64") mais il existe aussi les « extra-plates » aux diamètres de 15,5-19,5-23 mm (39/64"-49/64"-29/32"). La **figure 7** montre les deux piles nécessaires au fonctionnement d'une montre digitale prête à être mise en place.

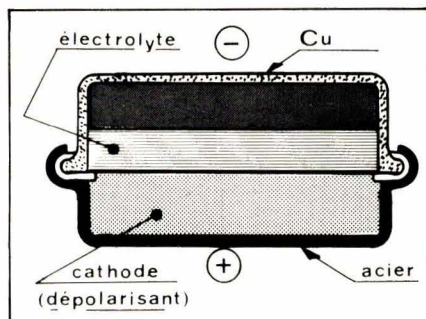


Fig. 6 b

Partant des recherches que nous avons évoquées plus haut, *Polaroid* a mis au point une batterie primaire, c'est-à-dire non rechargeable, de 6 V (référence P. 100) dont les caractéristiques lui confèrent une nette supériorité sur ses concurrentes. Ses dimensions : $75 \times 93 \times 3,6$ mm, en font une source très facile à loger dans de nombreux systèmes.

Il s'agit d'un empilage de quatre éléments Zn/MnO₂ particulièrement traités pour obtenir un débit important, bien supérieur à celui des batteries alcalines classiques. C'est pourtant un élément *Leclanché* sec, fiable et peu coûteux. La courbe de la **figure 8** compare la chute de tension, en service intermittent de la pile P. 100 avec celle de 4 éléments R6 alcalins.

Les piles au lithium

Le haut potentiel du lithium (> 3 V) le destine tout naturellement à la fabrication d'éléments à d.d.p. et capacités élevées. Au 3^e rang dans la classification périodique, il offre une capacité chimique théorique de 3 830 Ah/kg. Selon le couple utilisé, le lithium est anode ou cathode, et la f.é.m. varie selon les marques entre 2 et 3,9 V. De même l'électrolyte de ces piles peut-être préparé à partir d'un solvant organique ou inorganique.

La pile « Eternacell », avec anode au lithium, est basée sur le couple Li/SO₂. Elle a une f.é.m. de 2,8 V avec une capacité spécifique de 275 Wh/kg. A titre comparatif, un élément R20 (cylindrique gros modèle) au lithium équivaut à : 4 piles Hg/Zn, 5 piles alcalines, 7 piles au magnésium ou 30 piles classiques MnO₂/Zn.

L'élément Li/SO₂ tient entre -53°C et $+72^{\circ}\text{C}$ et à -40°C et peut délivrer 60 % de sa capacité initiale. Au stockage il est capable de se conserver intact durant plusieurs années.

En ce qui concerne le débit, une unité du type R20 peut fournir 1 A pendant 6 heures avec une tension supérieure à 2 V en fin d'opération. C'est plus de 3 fois la puissance d'une alcaline.

Sanyo propose, pour sa part, une formule au lithium avec anode solide au MnO₂ procurant une f.é.m. minimale de 3 V avec des performances légèrement supérieures du point de vue capacité.

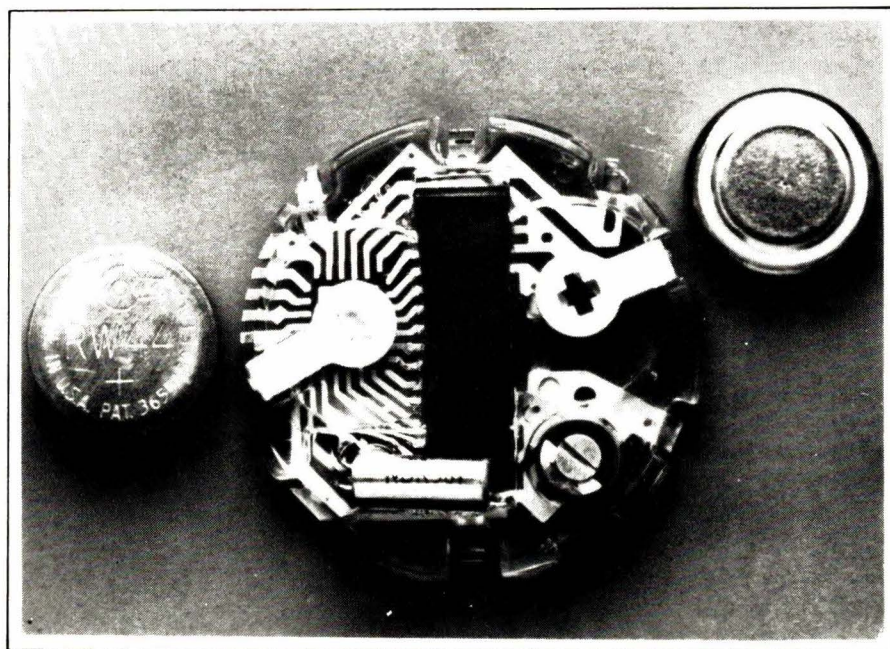


Fig. 7

Une fabrication de la société *Electrochem Industries* (New-York) porte sur des éléments hors séries ou normalisés offrant une f.é.m. de 3,9 V. Les capacités sont importantes et atteignent 11 Ah pour certains modèles. A titre d'exemple, le plus petit se présente sous la forme d'un disque de 25 mm de diamètre et de 7,5 mm d'épaisseur. Sur la **figure 9**, nous donnons la courbe de décharge sur une impédance de 3 900 Ω mais elle peut-être utilisée sur des charges beaucoup plus faibles (quelques centaines d'ohms). Cette pile (BC X 72) pèse 13 g et renferme une capacité de 1 Ah.

Autres générateurs statiques autonomes

En dehors des générateurs thermo-électriques que nous avons mentionnés dans l'exposé sur l'effet *Peltier*, il est indispensable de parler des cellules photo-électriques appelées aussi piles solaires et des photodiodes qui sont plutôt des éléments de relais que de véritables générateurs.

Rappelons seulement que l'effet photo-électrique a été découvert par *Becquerel* en 1839. La pile était alors composée de deux électrodes d'un même alliage métallique trempé dans un électrolyte. Lorsque l'une des électrodes reçoit un flux lumineux, alors que l'autre reste dans l'obscurité, une d.d.p. s'établit entre elles. Dans les photopiles modernes, les couples sont établis sans phase liquide et prennent la forme de plaques de semi-conducteurs recouverts de métaux précieux en couches minces. La cellule au sélénium, bien connue, comporte un support métallique recouvert de sélénium dopé sur lequel on a déposé une couche mince d'or. On donne à ce type de générateur le nom de cellule à couche d'arrêt.

Grâce aux progrès des semi-conducteurs, on peut confectionner des « piles solaires » au silicium dopé dont la f.é.m. atteint le volt, ce qui est considérable à côté des constatations de *Becquerel* lesquelles se situaient aux environs de 50 mV avec un débit extrêmement faible.

D'autres semi-conducteurs ont été, ou sont expérimentés, afin d'augmenter le rendement superficiel ; ce sont : le sulfure de cadmium/indium et l'arséniure de gallium (GaAs). Avec le GaAs, les prix devraient baisser dans de grandes proportions.

Une cellule solaire courante four-

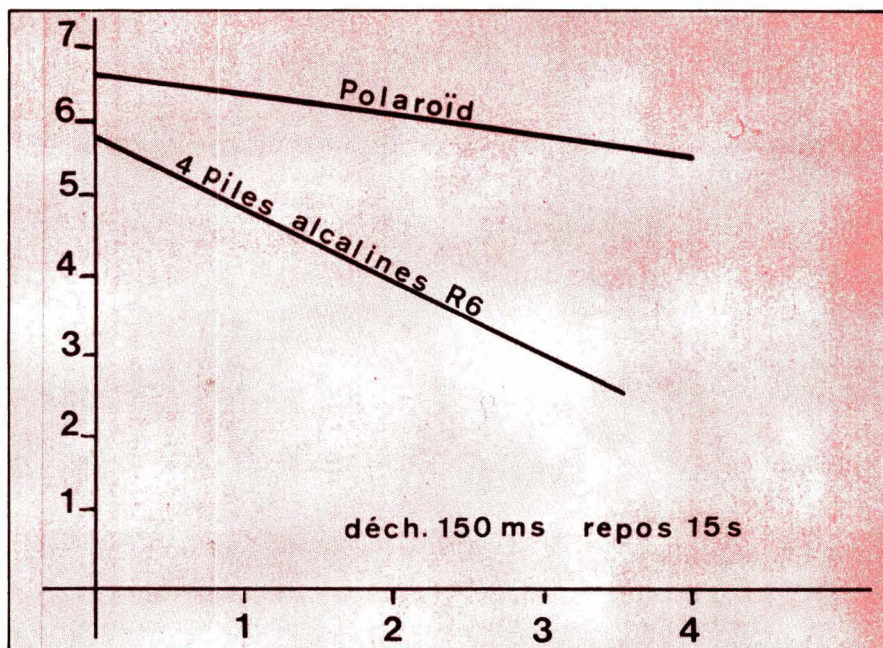


Fig. 8

nit un débit de 800 mA sous tension de 0,5 à 0,8 V. On peut l'acquérir pour un prix de 35 à 40 F. Une expérience récente de traversée de la Manche montre le sens de la recherche vers la production directe de « l'électricité solaire » aux fins d'applications industrielles. C'est en effet le 7 juillet dernier que l'avion « Solar Challenger » réussissait à couvrir la distance Cormeille-en-Vexin/ Mans-ton, Grande-Bretagne, en 5 h 23 mn avec un moteur alimenté par une batterie de 16 128 cellules photovoltaïques développant 2 700 W. Réussite toute à l'honneur du docteur américain *Paul Mac Cready*, patronné par *Du Pont*. Il semble toutefois illusoire, à notre avis, d'attendre dans l'immédiat, de cette source énergétique, la fourniture de puissances importantes à un prix raisonnable. Malgré tout, en ensoleillement privilégié (comme la Californie de *P. Mac Cready* !), les photopiles jumelées avec des accumulateurs sont susceptibles de fournir des énergies respectables. L'allure d'une batterie solaire est montrée sur la **figure 10**. Elle est fabriquée par *Applied Solar Energy* (ASEC/Euroméga France) et développe 23,4 W avec diverses

possibilités de couplages pour f.é.m. de 4, 6 ou 12 V. Cet ensemble est composé de 36 cellules circulaires de 76 mm sur 0,38 mm d'épaisseur. *RTC*, en collaboration avec la *C.G.E.* et *Elf Aquitaine*, (*Photowatt*), produit un module du même genre dont la première application remonte à 1960 à l'université d'Antofagasta (Chili).

L'installation de photopiles coûte fort cher mais elles sont pratiquement inusables, surtout avec les systèmes à « encapsulation biverre » que la *RTC* a mis au point avec le *L.E.P.* D'autre part, elles nécessitent de très grandes surfaces dans des sites particulièrement ensoleillés qui, en dehors des régions désertiques, représentent une valeur unitaire souvent considérable.

Le montage en parallèle sur des accumulateurs semble, actuellement du moins, la solution idéale permettant un service continu d'énergie. *Siemens* développe à cet effet un panneau de 33 W sous 16 V pourvu d'un régulateur interdisant le retour du courant sur la batterie lorsque l'insolation est absente.

On peut évaluer le coût des pho-

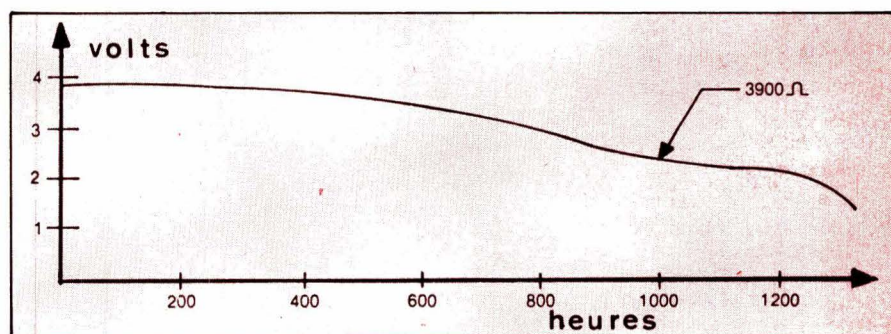


Fig. 9

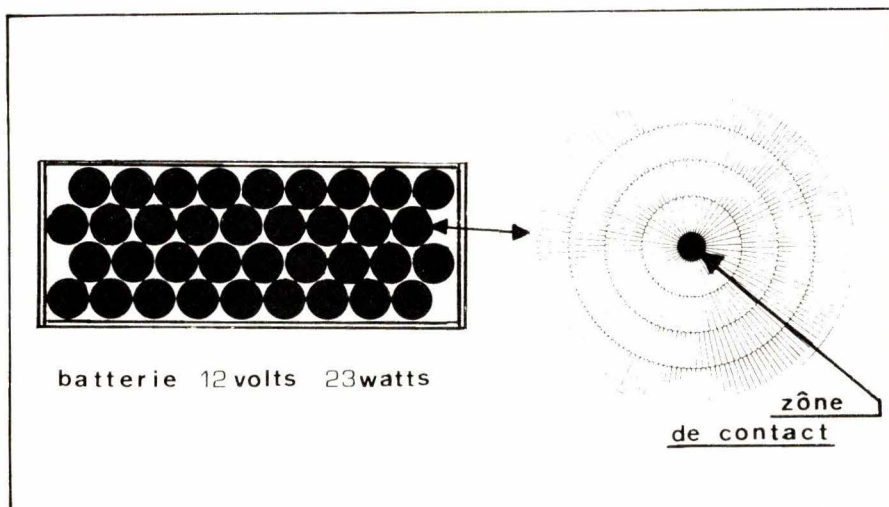


Fig. 10

topiles en se basant sur un prix de panneau actuellement disponible dans le commerce. Un panneau de 36 cellules de 12 V/10 W est proposé pour environ 2 000 F, ce qui, pour notre avion décrit ci-dessus, correspondrait à plus de 320 000 F de kW installé (32 millions de centimes !). Dans les engins spatiaux, le prix du kW dépasse les 600 000 F. Dans l'hypothèse des cellules GaAs, on estime que ce prix du kW se limiterait aux environs de 4 000 F.

Critères de coût

A propos de prix, voyons ce que représente le prix de l'énergie fournie

par une pile. Réhabilitons tout de suite la photopile qui apporte une *énergie gratuite* ; l'investissement qu'elle représente peut donc être amorti très rapidement puisqu'a priori, sa durée de vie est illimitée. En admettant un ensoleillement de 2 800 heures par an (côte d'Azur), et un prix d'installation, probable pour les années prochaines, fixé à 100 000 F le kW installé, une batterie solaire de 9 kW fournirait, sur 20 ans, le kW/h à 1,78 F. Toujours en admettant que la surface nécessaire à l'installation soit disponible !

La rentabilité d'une pile, autre que celle faisant appel au soleil, est fonction de son emploi et on peut dire

que lorsqu'elle sert d'élément de fiabilité (rétention de mémoires ou stimulateur cardiaque) son prix peut être compensé par le résultat qu'elle conditionne.

En application domestique sur des appareils portables professionnels ou grand public, il convient d'y regarder d'un peu plus près. Pour un élément ordinaire au MnO_2/Zn , le kWh revient à 526 F et il monte à 800 F pour l'élément alcalin. Avec les piles à l'argent, au mercure et surtout au lithium, ces coûts sont encore beaucoup plus importants. Pour les dernières citées, il apparaît toutefois que les progrès réalisés dans cette technologie leur permettront bientôt de rivaliser avec les couples alcalins. A noter que les piles au lithium fournissent des f.é.m. 2 fois supérieures à celles des piles classiques avec des capacités unitaires équivalentes.

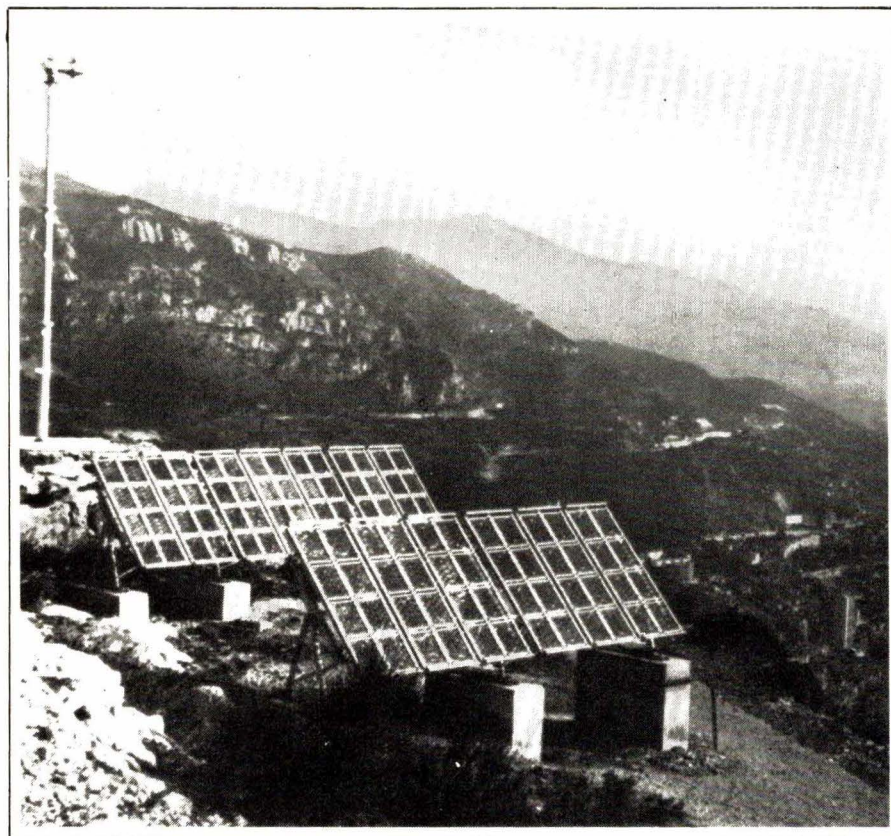
Avenir et perspectives

Le générateur primaire d'énergie électrique est pratique et permet de résoudre de nombreux problèmes lorsque l'opération de recharge ne peut être envisagée. En principe, sauf pour le cas de la pile au lithium, l'emploi de l'élément primaire ne peut entraîner d'agression à l'environnement. Les couples Li/SO_2 , bien qu'appelés à un grand avenir, sont sensibles à l'échauffement et donc aux court-circuits prolongés. A cet effet les éléments comportent tous des événements de sécurité interdisant les surpressions internes.

Du point de vue conservation au stockage, ce sont, par contre, les piles au lithium qui présentent les plus grandes durées. Les autres combinaisons, et surtout celles destinées au grand public, sont beaucoup moins stables et il n'est pas rare, dans un même type d'une même marque, d'observer des temps variants de 1 à 5. Evidemment, les conditions du stockage sont généralement à l'origine des dégradations de la capacité, ce qui augmente encore le prix du kWh !

En applications professionnelles, le problème est souvent résolu par l'emploi des « piles amorçables » comme celles au chlorure d'argent-zinc (ou magnésium) dans lesquelles on injecte de l'eau au moment de la mise en service. De cette façon la conservation est pratiquement illimitée.

Puisque les puissances des systèmes électroniques vont en diminuant ou plutôt, puisque les rendements s'améliorent, pourquoi, lorsqu'il



Station solaire 200 W permanents réalisée par le C.N.E.T. (cellules R.T.C.).

s'agit d'installations fixes, ne reviendrait-on pas à des types de piles stationnaires faisant appel à une meilleure utilisation des couples ? Tout n'est pas dit sur les piles classiques, et les progrès de la chimie, de la métallurgie ou de la biologie pourraient apporter d'heureuses solutions, venant au secours de la production énergétique. « L'électricité est partout, même dans la cellule vivante » disait le professeur H. R. Dubois et la bio-électrogenèse pourrait représenter une source considérable d'énergie.

Enfin, l'étude actuelle sur les piles à combustible pourrait peut-être, un jour, répondre à certains impératifs de la traction électrique.

Mais là, nous sortons du domaine des préoccupations de notre revue et plus généralement, de celles des électroniciens. **P. Lemeunier**

Quelques fournisseurs de piles

Diode France (Tadiran) : allée des Platanes, 94263 Fresnes Cedex. Tél. : 666.98.01.

Electronic and Technology (Eternacell) : 3 bis, rue Traversière, 92100 Boulogne. Tél. : 609.19.41.

Electrochem Industries : 9990 Wehrle Drive, Clarence, New York 14031 U.S.A.

Polaroid France : 1, rue Ambroise-Croizat, Z.I., B.P. 28, 95102 Argenteuil Cedex. Tél. : 982.09.62.

Piles Mazda (CIPEL) : 125, rue du Président Wilson, 92300 Levallois-Perret. Tél. : 739.32.68.

Saft-Leclanché : rue Georges Leclanché, 86009 Poitiers. Tél. : (49) 53.09.13.

Sanyo France : 37-39, rue J.B. Charcot, 92400 Courbevoie. Tél. : 788.31.75.

Varta Industrie : 42, rue Cavé, 92300 Levallois-Perret. Tél. : 270.36.00

Cellules solaires

Euromega : 20-22, place de Villiers, 93100 Montreuil. Tél. : 858.90.09.

R.T.C. : (Radiotechnique), 130, av. Ledru Rollin, 75540 Paris Cedex 11. Tél. : 355.44.99.

Siemens : 39-47, bd Ornano, 93200 St-Denis. Tél. : 820.61.20.

COFFRETS EN ABS



Produit
PACITEC

"EXCLUSIVITE"

VP

électronique

9, rue Gabriel-Péri - 91300 MASSY
Massy (6) 920.08.69
Grenoble (76) 93.50.64
Rennes (99) 51.88.88

SERVICE-LECTEURS N° 226



**1 Capteur
+ 1 Indicateur
numérique**

**= 1 Manomètre
électronique**

mise en route : raccorder au secteur

C'EST TOUT !

Série M 4000 - précision 1 %
Série MIP - précision 0,5 %
Série MVA - précision 0,25 %
Étendue de mesure : de 20 mbar à 1000 bar
Alimentation : 220 V ou ± 15 V

FGP Instrumentation

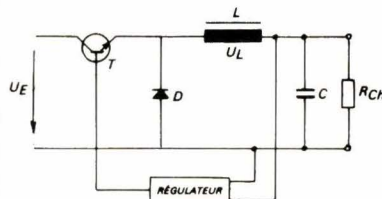
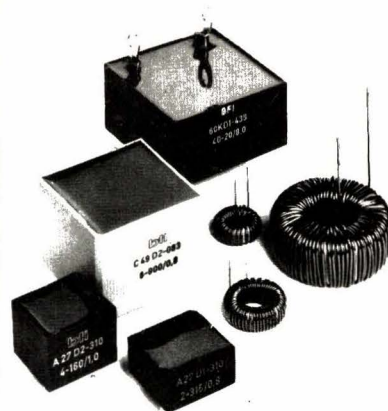
84, r. Henry Prou - 78340 Les Clayes-sous-Bois
Tél. 055-74-92 et 055-68-20 - Téléc 695539F

SERVICE-LECTEURS N° 227

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° 220

Sur 16, 32, 48 voies et même 96 avec les modules d'extensions, il y a vraiment bien peu de problèmes de matériel ou de logiciel qui puissent échapper à cette famille exemplaire d'analyseurs logiques.

Le **LAM 3250**, le cadet, est le plus équilibré avec ses 32 voies, ses quatre niveaux de déclenchement séquentiel, ses six programmes de travail en mémoire protégée. Grâce à un arsenal de sondes personnalisées et de logiciels de désassemblage, c'est le compagnon indispensable pour le développement des microprocesseurs 8 bits; de façon magistrale, il saute du logiciel au matériel en présentant sur 16 voies les chronogrammes les plus variés au choix parmi ses 32 voies.

Le **LAM 4850**, l'aîné, le plus fort, il sait tout, il fait tout. Ses 48 voies, qui peuvent se multiplier jusqu'à

96, lui ouvrent les champs d'applications les plus complexes. Son domaine de prédilection? Les nouveaux microprocesseurs 16 bits. Aucun n'échappera à sa sagacité!

Le **LAM 1650**, le benjamin, est plus modestement doté de 16 voies. Mais comme il sait déclencher sur 24 voies séquentiellement et en quatre niveaux, il est presque aussi malin que ses frères et il ne cesse d'étonner le reste de la famille. Moins de cerveau, mais autant de cervelle! En tous cas, avec les sondes spécialisées, il en fait autant en matière d'analyse de transmission série et de bus GPIB. Et bien sûr, comme ses aînés, il s'intègre parfaitement dans les systèmes de test les plus variés puisqu'il est complètement programmable sur la jonction CCITT V24 ou le bus GPIB.

Oui, vraiment, restez dans la famille DOLCH.



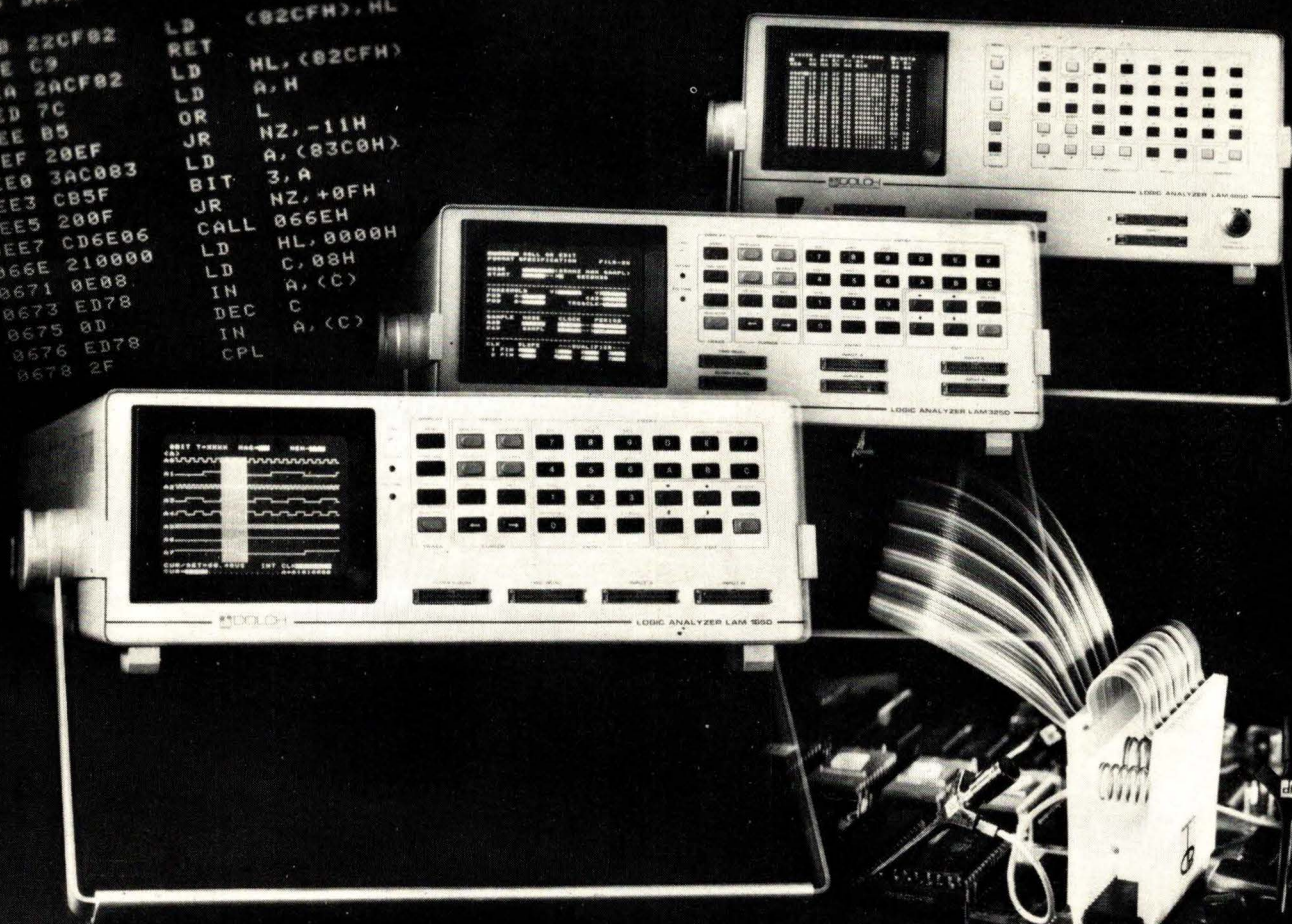
Z.A. des Godets
Rue des Petits Ruisseaux - BP 24
91370 VERRIERES-LE-BUISSON
tél. : (6) 930.28.80 - télex : 600 517 F

SERVICE-LECTEURS N° 206

analyseurs logiques DOLCH 50 MHz

```

32BIT 1=XXXX C=5+0092  REH-8800
C=0092
ADDR DATA
060B 22CF02
060E C9
06EA 2ACF02
06ED 7C
06EE B5
06EF 20EF
06E0 3AC003
06E3 CB5F
06E5 200F
06E7 CD6E06
066E 210000
0671 0E08
0673 ED78
0675 0D
0676 ED78
0678 2F
Mnemonic (280)
LD (02CFH), HL
RET
LD HL, (02CFH)
LD A, H
OR L
JR NZ, -11H
LD A, (03C0H)
BIT 3, A
JR NZ, +0FH
CALL 066EH
LD HL, 0000H
LD C, 08H
IN A, (C)
DEC C
IN A, (C)
CPL
    
```



GPIB

du matériel au logiciel, on reste en famille.

A l'échelle humaine, la plupart des grandeurs physiques semblent continues, ou à variations continues. Pour cette raison, ainsi que pour des motifs d'ordre purement technique, les méthodes de traitement du signal sont restées longtemps exclusivement analogiques.

Pourtant, les circuits de logique binaire prennent une place rapidement croissante, dans l'électronique contemporaine : ceci tient à leur facilité de construction et d'utilisation, ainsi qu'à la sécurité de fonctionnement des systèmes opérant sur des signaux quantifiés.

Les convertisseurs « analogique-numérique »

Dans le domaine de la mesure, comme dans celui du traitement de l'information, on aura donc fréquemment à convertir un signal analogique sous forme numérique (conversion A/N) : c'est le cas, par exemple, dans les voltmètres et multimètres numériques.

Les méthodes de conversion, et le choix des circuits, conditionnent les qualités de l'opération : rapidité, précision, insensibilité aux perturbations... Nous commencerons donc par une revue des diverses méthodes, et poursuivrons en comparant leurs mérites (ou leurs faiblesses) respectifs.

Ajoutons que le développement des circuits à très large intégration, en rendant applicables pratiquement des méthodes qui auraient auparavant semblé trop lourdes, en a rendu d'autres caduques : ces dernières ne feront alors que l'objet d'un exposé restreint, uniquement justifié par leur intérêt historique.

Conversion par rampe simple

Le synoptique de ce type de convertisseur est illustré en **figure 1**. Le principe consiste à construire un intervalle de temps proportionnel à la tension d'entrée V_e , puis à mesurer la durée de cet intervalle.

A cet effet, des impulsions délivrées par une horloge interne, parviennent à l'ensemble de comptage et d'affichage, à travers une porte à deux entrées de commande e_1 et e_2 , respectivement reliées aux sorties du comparateur « 1 » et du comparateur « 2 ». Les deux comparateurs

sont attaqués simultanément par une rampe de tension évoluant entre $-V$ et $+V$ (**fig. 2**). D'autre part, le premier reçoit la tension d'entrée V_e (toujours positive), tandis que le second reste relié à la masse.

De l'instant zéro, début de chaque cycle de conversion, jusqu'à l'instant T_1 où la rampe passe par le potentiel de la masse, la porte reste fermée. Elle s'ouvre en t_1 , et laisse alors passer les signaux d'horloge, qui font avancer le compteur. Lorsque, à l'instant t_2 , la rampe traverse le potentiel d'entrée V_e , le comparateur « 1 » referme la porte, déconnectant l'horloge du compteur. Le nombre « n » des impulsions d'hor-

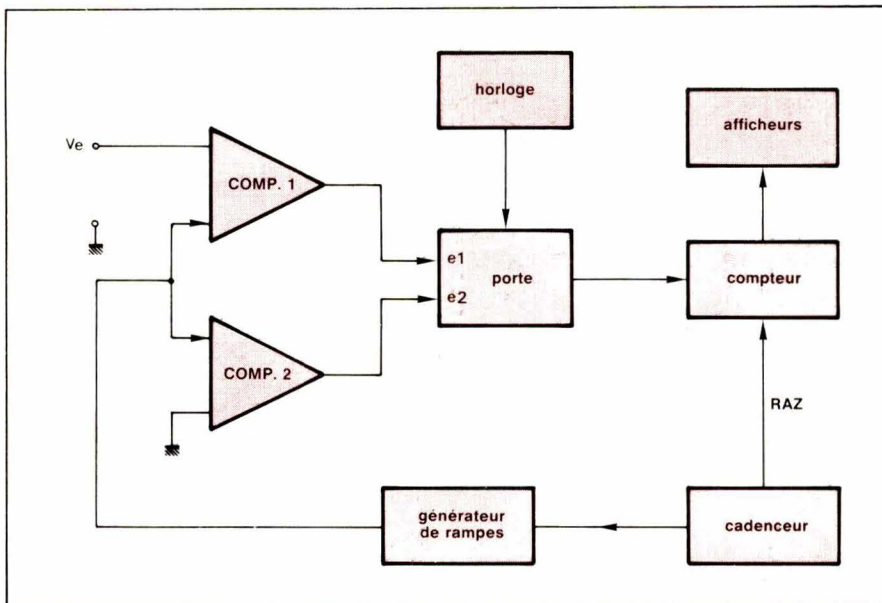


Fig. 1

loge indiqué par les afficheurs, est donc bien proportionnel à V_e .

Au bout du temps « T », le générateur de rampes, commandé par un cadenceur, ramène la tension $-V$ sur les comparateurs, et un nouveau cycle commence. Simultanément, le compteur est remis à zéro.

Naturellement, l'amplitude $2V$ de chaque rampe, sa durée « T », et la fréquence « F » de l'horloge, sont des constantes du convertisseur, dont le choix dicte la sensibilité à pleine échelle. Pour garantir précision et fidélité, il importe :

- que les impulsions d'horloge gardent une fréquence « F » très stable ;
- que la rampe ait une amplitude constante, et soit très linéaire ;
- que les comparateurs offrent une sensibilité élevée.

En fait, si la méthode de la rampe simple se caractérise par son économie, elle manque de précision, et elle est très sensible au bruit. On la réserve donc aux voltmètres numériques de bas de gamme.

Conversion par rampe en escalier

Il s'agit d'une variante de la méthode précédente, où la rampe à croissance continue est remplacée par un escalier. La **figure 3** montre, synoptiquement, une possibilité de mise en œuvre de cette méthode.

Le compteur, binaire, est formé d'une cascade de bistables, quatre dans notre exemple, et reçoit les impulsions d'horloge à travers une porte ET, commandée par la sortie « Q » du bistable B_0 . Au début de

chaque cycle de conversion, le cadenceur envoie une impulsion de remise à zéro du compteur. En même temps (avec un très léger retard « τ » pour que le comptage ne commence qu'après la remise à zéro), cette même impulsion fait basculer le bistable B_0 , qui ouvre la porte : les impulsions d'horloge sont comptabilisées.

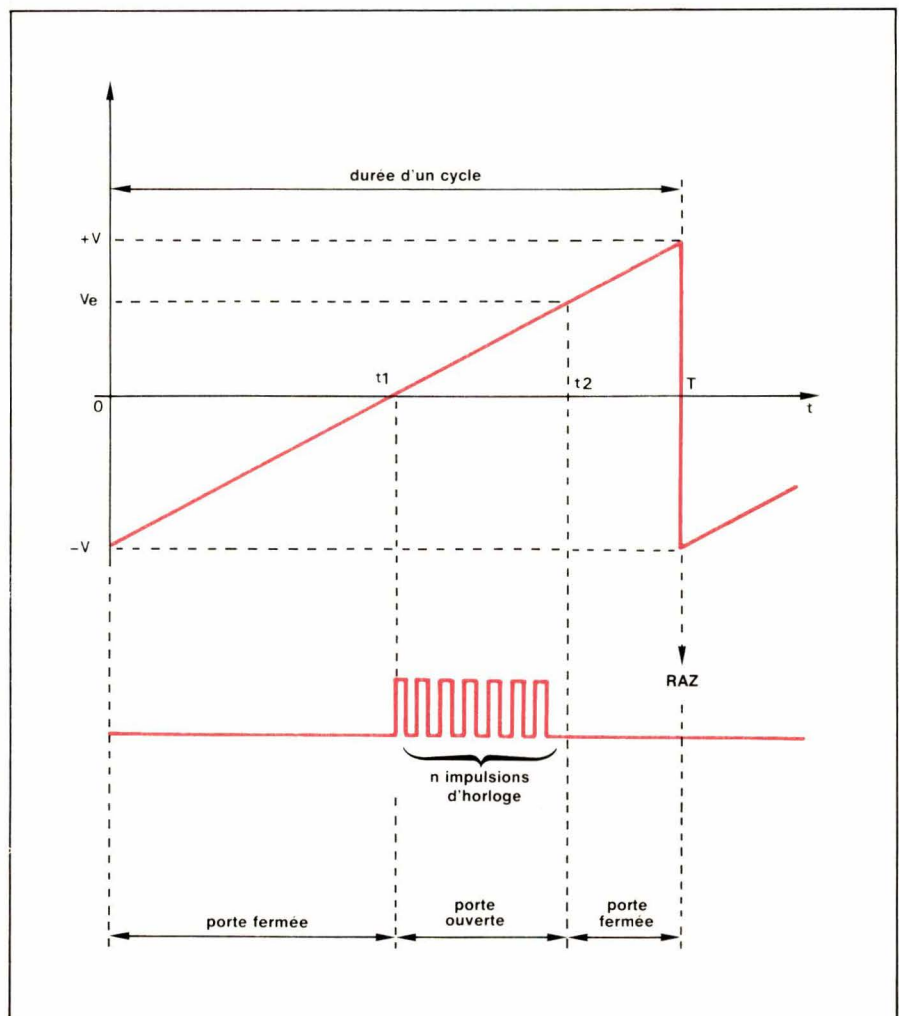


Fig. 2

La tension d'entrée V_e , essentiellement positive, parvient sur l'entrée e_1 du comparateur, dont l'entrée e_2 reçoit la tension de sortie d'un convertisseur numérique-analogique commandé par le compteur. Cette tension V_s croît donc en marches d'escalier, chaque marche commençant sur une impulsion d'horloge. Lorsque V_s dépasse V_e , l'échelon unité délivré par la sortie du comparateur, puis différencié, ramène le bistable B_0 dans son état d'origine : la porte se referme, et le comptage cesse, jusqu'au cycle suivant amorcé par le cadenceur.

L'avantage, par rapport à la rampe linéaire de la méthode précédente, tient à la croissance par bonds de la tension V_s , qui élimine les erreurs découlant de l'imprécision sur les seuils du comparateur.

Conversion tension-fréquence

Dans cette méthode, la tension d'entrée est convertie en une fréquence qui lui est proportionnelle. Le synoptique des circuits mis en œuvre apparaît à la **figure 4**.

La tension d'entrée V_e (positive) fournit, à travers la résistance R_1 , un courant qui charge le condensateur « C », avec l'intensité :

$$I_1 = \frac{V_e}{R_1}$$

En même temps, le commutateur actionné par la logique de commande relie, si V_c est inférieure à zéro, l'extrémité basse de R_2 au potentiel négatif de référence $-V_{REF}$, ce qui décharge le condensateur avec une intensité :

$$I_2 = \frac{V_{REF}}{R_2}$$

On choisit V_{REF} et R_2 de telle façon que, à l'intérieur de la gamme de mesure, I_2 soit toujours, en valeur absolue, supérieur à I_1 . Le potentiel V_c augmente donc, avec une pente :

$$\frac{dV_c}{dt} = \frac{1}{C} \left(\frac{V_{REF}}{R_2} - \frac{V_e}{R_1} \right)$$

Lorsque ce potentiel dépasse celui de la masse, le comparateur bascule, et la première impulsion d'hor-

loge qui suit change l'état du commutateur : l'extrémité basse de R_2 est maintenant connectée à $+V_{REF}$. Dans ces conditions, la tension V_c décroît avec une pente :

$$\frac{dV_c}{dt} = -\frac{1}{C} \left(\frac{V_{REF}}{R_2} + \frac{V_e}{R_1} \right)$$

Au total, la tension V_c en sortie de l'intégrateur, varie comme l'indique la **figure 5**. Grâce à la rétroaction découpée par le commutateur, un équilibrage de la charge de « C » est maintenu par équilibrage du courant d'entrée et des courants de référence. Si on fait le bilan de l'opération pendant « N » périodes d'horloge, R_2 sera connectée n fois à $+V_{REF}$, et $(N - n)$ fois à V_{REF} . Si on utilise un compteur-décompteur pour compter lorsque $+V_{REF}$ est connectée à R_2 , et décompter lorsque c'est $-V_{REF}$, son contenu, après « N » périodes d'horloge, sera :

$$n - (N - n) = 2n - N$$

qui est proportionnel à la tension V_e .

Un cadenceur se charge d'imposer « N » et d'assurer la remise à

zéro du compteur-décompteur après chaque cycle de conversion.

Dans cette méthode, les tensions parasites sont intégrées : elles n'interviennent donc que par leur valeur moyenne, qui est nulle ou très faible. En particulier, si, pour la durée de chaque cycle, on choisit un multiple exact de la période du secteur, on élimine totalement l'influence des parasites dues au réseau : nous y reviendrons.

Conversion par intégration à double rampe

Il s'agit d'une méthode actuellement très employée dans les voltmètres numériques, et dont le synoptique de la **figure 6** illustre le mécanisme.

Pendant un intervalle de temps T_1 (**fig. 7**), on bascule le commutateur S_1 sur la tension d'entrée V_e positive, qui est donc intégrée entre les instants t_0 et t_1 . A la fin de cette

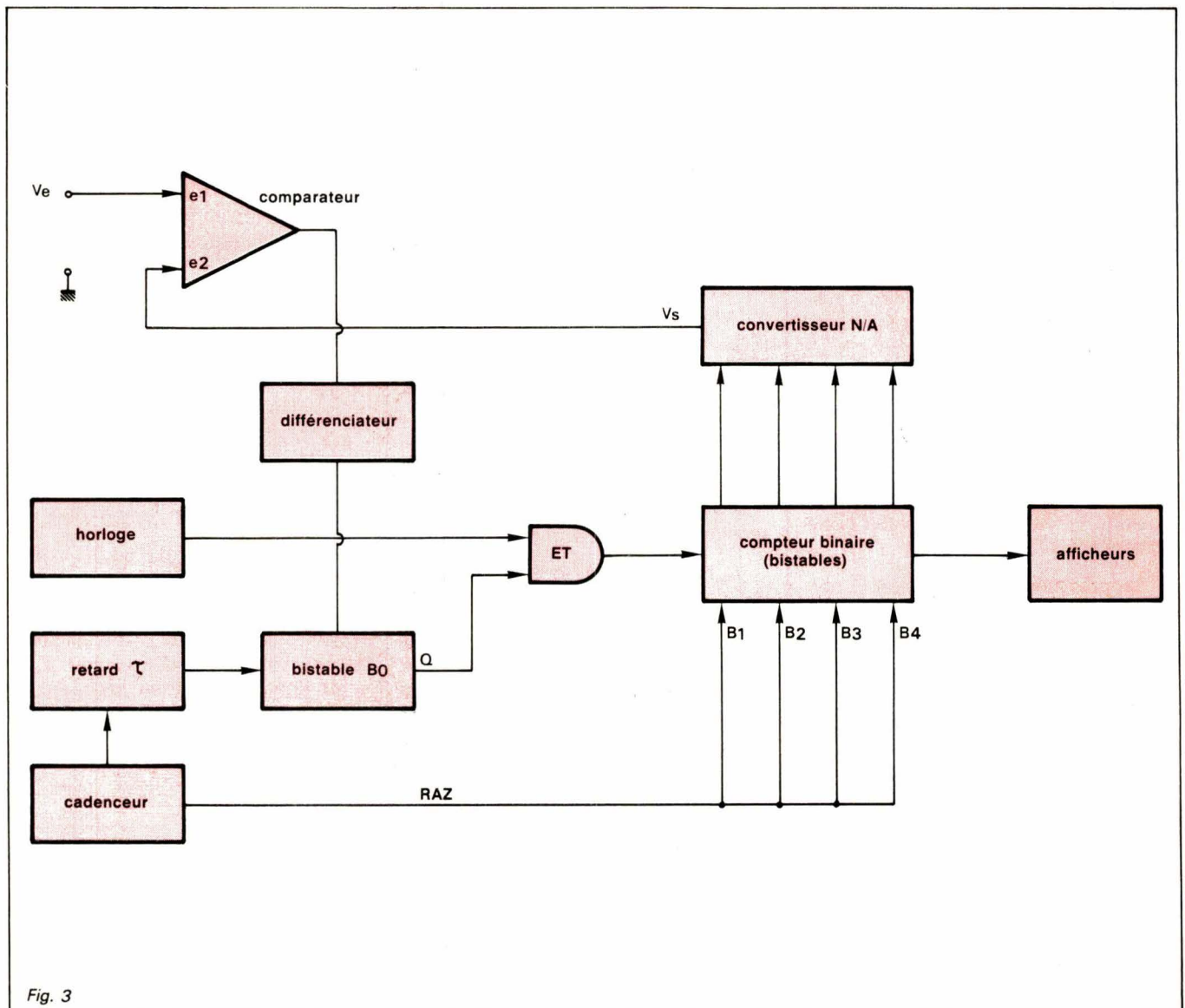
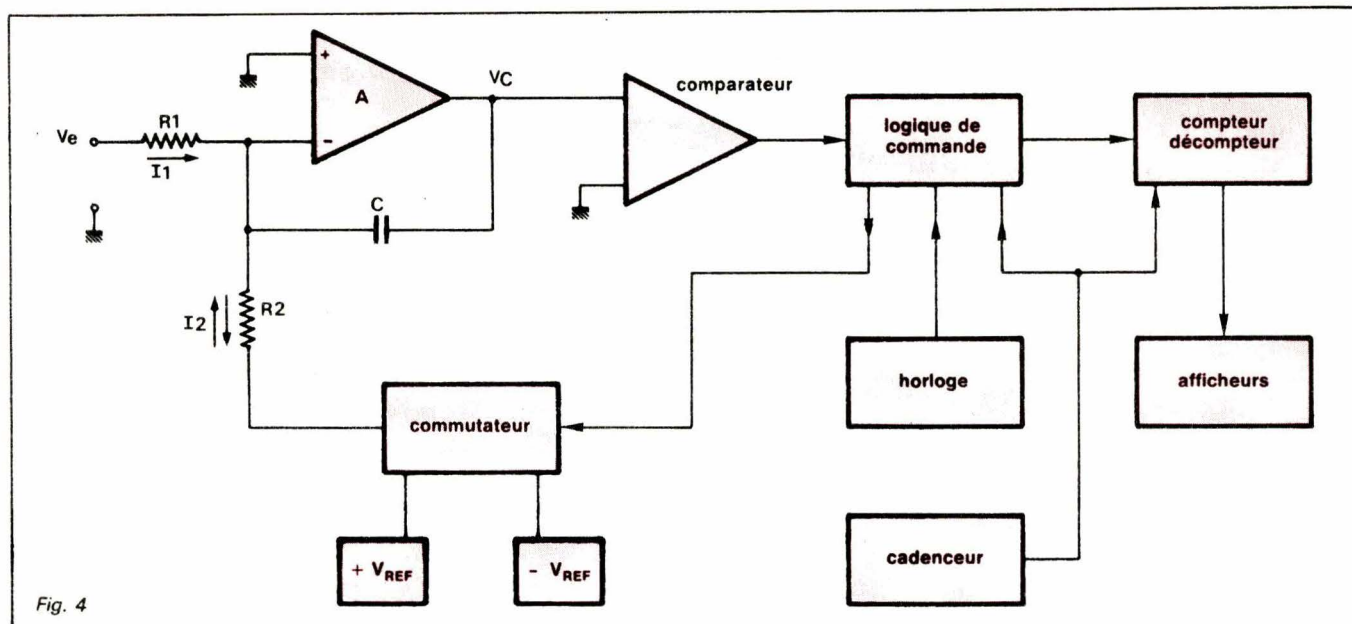


Fig. 3



période T_1 , on dispose, en sortie de l'intégrateur, d'une tension :

$$V_{C1} = \frac{V_e}{RC} \cdot T_1$$

La durée T_1 est déterminée à l'aide d'un détecteur de temps qui, à travers la porte 1 et le commutateur S_2 reçoit les impulsions d'horloge. A l'instant t_1 , la logique de contrôle commande le basculement des commutateurs S_1 et S_2 . Dans ces conditions :

- l'entrée de l'intégrateur se trouve connectée à la tension de référence V_{REF} , négative, et V_C commence à décroître. Cette tension atteindra zéro à l'instant t_2 , c'est-à-dire à l'issue d'un intervalle de temps T_2 proportionnel à V_{C1} , donc à V_e ;

- le compteur reçoit les impulsions d'horloge à travers la porte 2 et le commutateur S_2 .

A l'instant t_2 (fig. 7), les commutateurs S_1 et S_2 reviennent à leur position initiale, et un nouveau cycle commence.

La précision sur la détermination de V_e , est essentiellement déterminée par la précision sur la référence V_{REF} , et sur la durée de charge T_1 du condensateur d'intégration.

Conversion par intégration à rampes multiples

La méthode qui, comme la précédente, se décompose en deux phases de durées respectives T_1 et T_2 , utilise le circuit de principe de la figure 8.

A l'instant T_0 , début de la phase

T_1 , l'interrupteur S_1 est fermé, tandis que S_2 est ouvert. La phase T_1 , de durée invariable pour chaque cycle de conversion, comporte N périodes d'horloge.

Grâce au convertisseur tension-courant « A », la tension d'entrée V_e donne un courant dont l'intensité lui est proportionnelle :

$$I_e = k V_e$$

où k est une constante du montage. Le courant I_e charge le condensateur « C », aux bornes duquel la tension V_C croît linéairement.

V_C , et une tension de référence V_{REF} , attaquent les deux entrées d'un comparateur. Celui-ci bascule lorsque V_C dépasse V_{REF} , et valide la sortie de la logique de commande qui agit sur l'interrupteur S_2 . Ainsi, dès que ce dépassement intervient, l'impulsion d'horloge suivante ferme S_2 , et la source de courant constant prélève une intensité I_{REF} qui décharge le condensateur « C » : la tension V_C décroît (fig. 9).

A l'impulsion d'horloge suivante, deux cas peuvent se produire :

- ou bien V_C reste encore supérieure à V_{REF} : alors, l'interrupteur S_2 reste fermé, et I_{REF} continue à décharger le condensateur « C » ;

- ou bien V_C est devenue inférieure à V_{REF} : alors, l'interrupteur S_2 s'ouvre pour la période suivante, et « C » recommence à se charger par le courant I_e .

La phase T_1 dure jusqu'à la date t_1 qui marque le passage à l'autre phase T_2 . A l'instant t_1 , l'interrupteur S_1 s'ouvre (quelle que soit la tension V_C alors atteinte), et S_2 se ferme ; la phase T_2 dure jusqu'à l'instant t_2 où le condensateur est complètement déchargé ($V_C = 0$).

Au total, à la fin d'un cycle, on peut donc écrire que la charge apportée au condensateur par le courant d'entrée I_e , équilibre la charge prélevée par le courant de référence I_{REF} . Si n est le nombre des périodes d'horloge de la phase T_1 pendant lesquelles S_2 était fermé, cela donne :

$$I_e \cdot T_1 = I_{REF} \left(n \frac{T_1}{N} + T_2 \right)$$

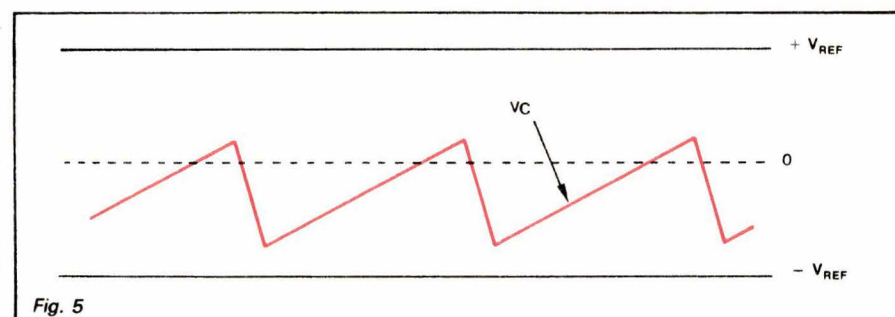
comme :

$$I_e = k V_e$$

on trouve finalement :

$$V_e = \frac{I_{REF}}{k \cdot T_1} \left(n \frac{T_1}{N} + T_2 \right)$$

Or, le terme entre parenthèses représente le temps total d'application du courant I_{REF} . Pour mesurer V_e , il suffit donc de compter, pendant ce temps, les impulsions d'horloge que



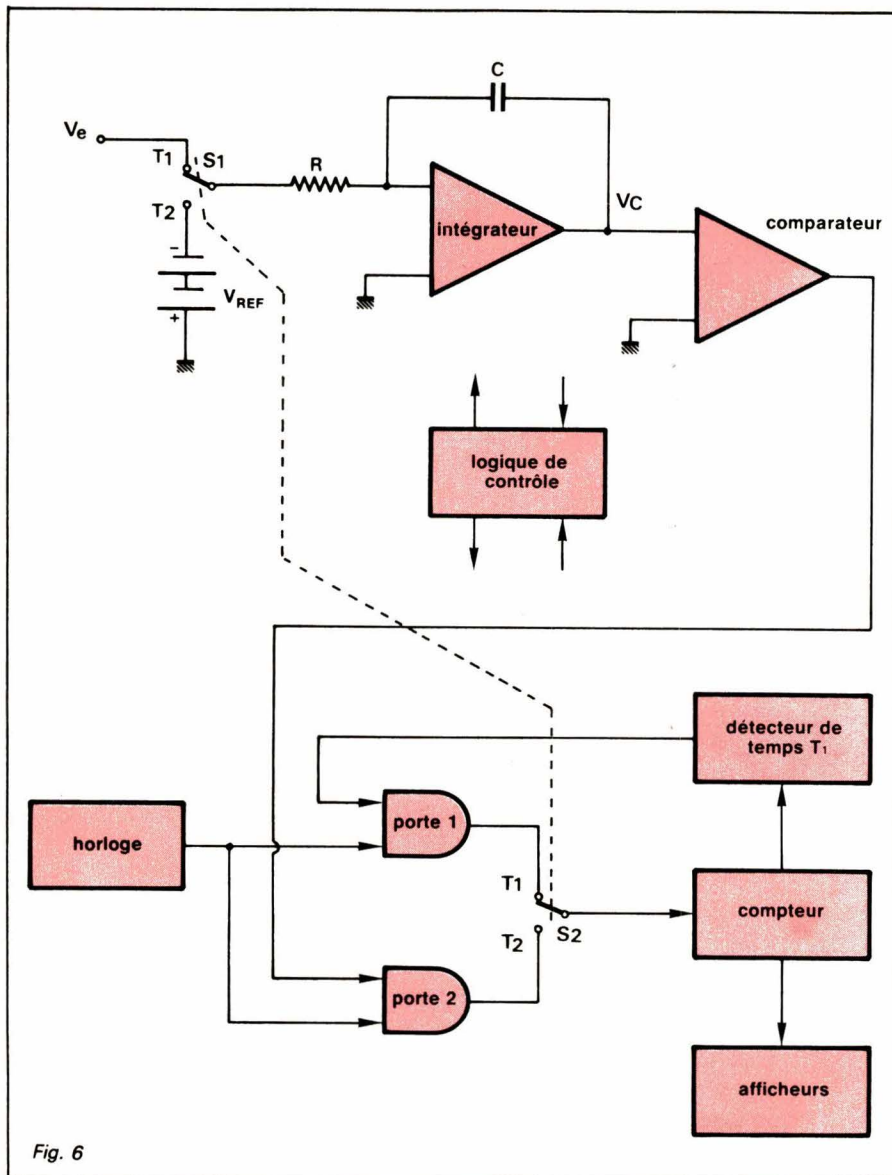


Fig. 6

plottée, l'avènement des microprocesseurs rend maintenant la deuxième plus intéressante.

Le schéma de la **figure 10** illustre l'organigramme d'un convertisseur à approximations successives. Pour simplifier le raisonnement, nous avons supposé que, sous forme binaire, le nombre « N » représentant la tension V_e appliquée sur l'entrée ne contiendrait que 4 digits :

$$N = [A, B, C, D]$$

où « A » est donc le MSB (Most Significant Bit, c'est-à-dire digit de plus grand poids), et « D » le LSB (Less Significant Bit, ou digit de plus faible poids).

Dans ces conditions, le plus grand nombre qu'on puisse écrire est [1 1 1 1], qui correspond au nombre décimal

$$2^3 + 2^2 + 2^1 + 2^0 = 15$$

Pour une tension V_e donnée, l'opération de conversion consiste à déterminer successivement tous les digits du nombre représentatif de V_e en binaire, en commençant par le MSB. La détermination du MSB repose sur la comparaison suivante :

- si $V_e \geq 8$, le MSB A = 1 ;
- si $V_e < 8$, le MSB A = 0.

Physiquement, on appliquera donc, sur les deux entrées d'un comparateur, d'une part la tension inconnue V_e , d'autre part une tension de 8 V ; l'état de sortie du comparateur permet de choisir « A ».

la logique de commande transmet au compteur.

Conversion par approximations successives

Les convertisseurs analogique-numérique reposant sur le principe des approximations successives, peuvent être réalisés soit en logique câblée, soit en logique programmée. Si la première solution a été autrefois ex-

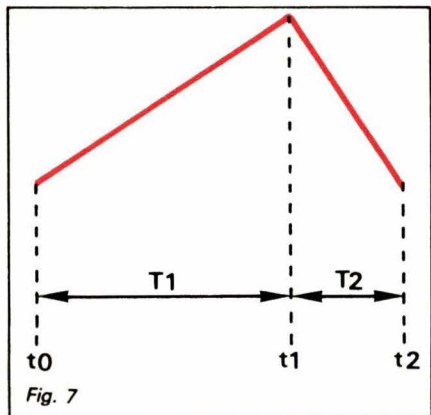


Fig. 7

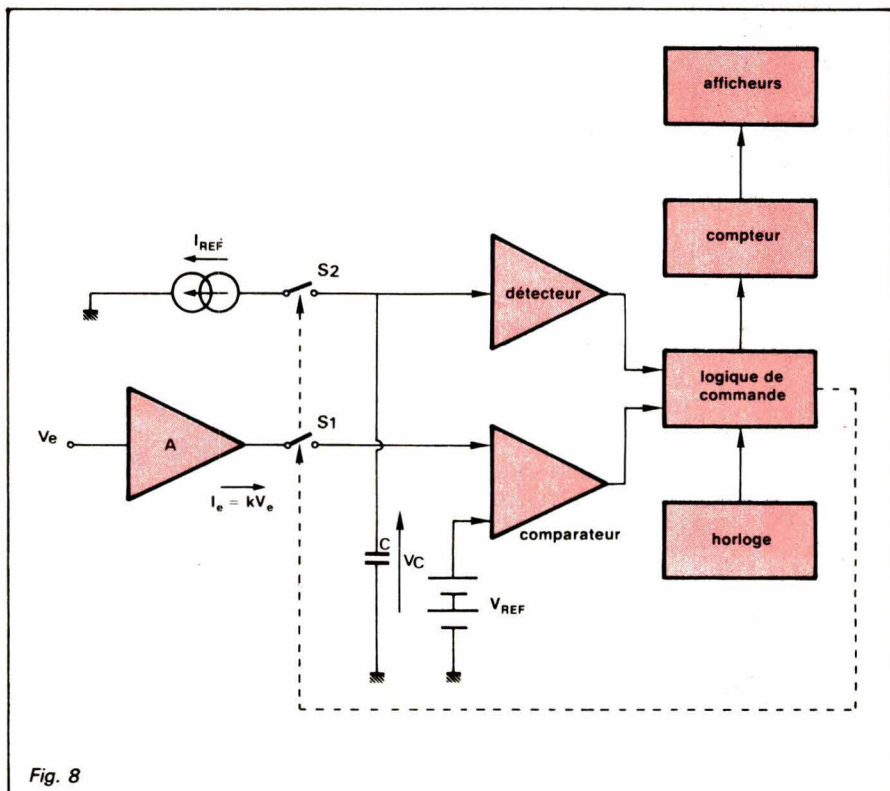


Fig. 8

La séquence suivante sera consacrée au choix du deuxième digit « B ». Pour cela, on retire de V_e le poids du MSB, noté [A]. Deux cas sont possibles :

- si $V_e - [A] \geq 4$ on a $B = 1$;
- si $V_e - [A] < 4$ on a $B = 0$.

On continue l'opération de la même façon. Ainsi :

- si $V_e - [A, B] \geq 2$ on a $C = 1$;
- si $V_e - [A, B] < 2$ on a $C = 0$.

La **figure 10**, déjà citée, précise le mode opératoire. Un comparateur reçoit d'une part la tension d'entrée V_e et, d'autre part, une tension de contre-réaction V_{CR} . Celle-ci s'obtient, à chaque étape de la séquence, donc pour la détermination successive des digits depuis le MSB jusqu'au LSB, en divisant une tension de référence par 2, puis 4, puis 8, etc. La tension de référence dont on part, est égale à la tension maximale mesurable à pleine échelle.

La détermination successive des différents digits est ordonnée par un circuit logique, lui-même commandé par un programmeur. La précision de la conversion est évidemment, en valeur absolue, celle du plus petit poids utilisé.

Les convertisseurs analogique-numérique du type décrit ci-dessus, se révèlent d'une réalisation assez complexe, en raison des circuits de logique et de programmation mis en œuvre. Par contre, ils travaillent très rapidement, et conviennent bien à l'acquisition de données, à cause de leur temps de conversion fixe (c'est-à-dire non lié à la valeur de la tension d'entrée V_e), et facilement programmable de l'extérieur.

Précision et résolution des convertisseurs A/N

Ainsi qu'annoncé dans l'introduction, tous les types de convertisseurs analogique-numérique ne sont pas universellement employés aujourd'hui. Nous ne traiterons donc du problème de la précision, de la résolution, et de la linéarité, que pour les trois méthodes les plus répandues : la conversion tension-fréquence, l'intégration à double rampe, et la méthode par approximations successives. Rappelons brièvement, pour commencer, la définition de ces divers paramètres.

La précision

On distingue la précision absolue et la précision relative. Toutes deux

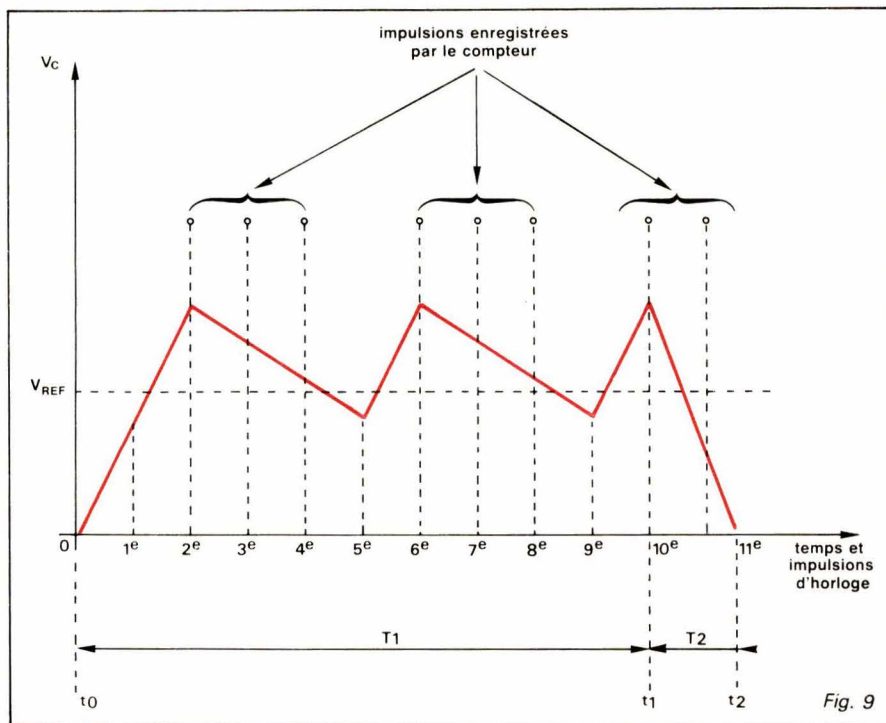


Fig. 9

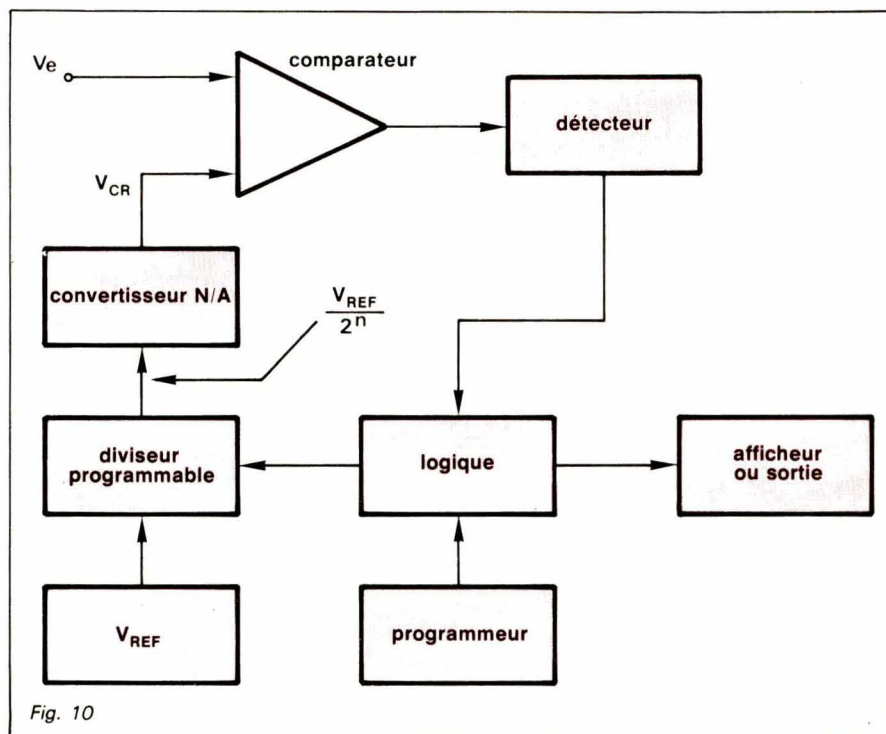


Fig. 10

peuvent s'exprimer en fonction du LSB, ou en % de la pleine échelle, ou encore en volts.

La résolution

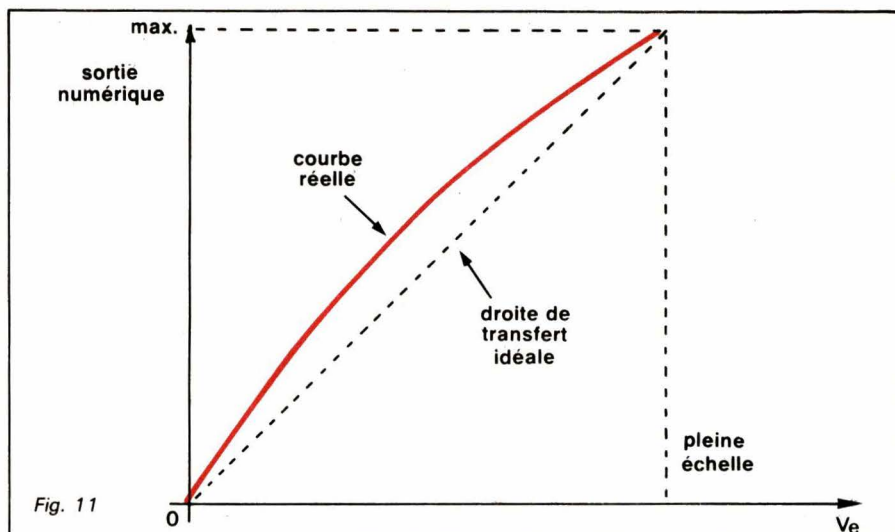
C'est l'écart minimum de tension d'entrée, qui entraîne un changement de code en sortie (donc sur le LSB). La résolution s'exprime en % de la pleine échelle.

La linéarité

Dans un convertisseur A/N, la courbe de transfert entre la tension d'entrée et le nombre délivré en sortie, devrait être une droite, aux sauts de quantification près. Dans la réa-

lité, on observe un écart de la courbe de transfert réelle, par rapport à cet idéal.

Dans les convertisseurs tension-fréquence (se rapporter à la **figure 4**), le nombre de déclenchements du comparateur, à chaque cycle de comptage, est théoriquement proportionnel à la tension d'entrée. Les erreurs de linéarité y présentent donc une grande importance. Elles sont dues à l'intégrateur, et la courbe de transfert présente en général une légère bosse, comme le montre la **figure 11**. On parvient cependant à des écarts de linéarité aussi faibles que 0,005 %.



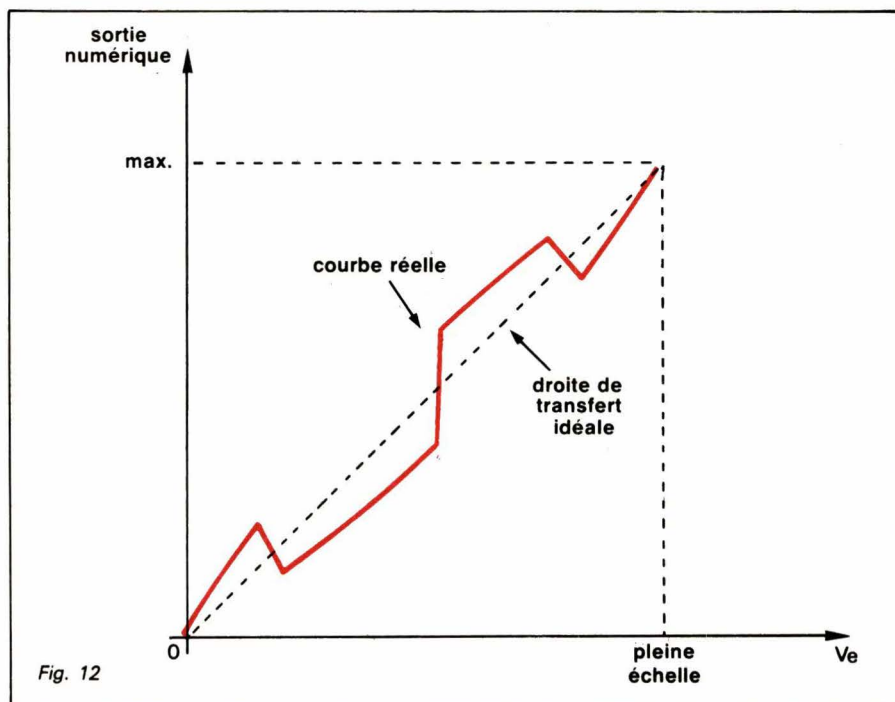
mesure par seconde, et évidemment un compteur à 4 décades, on obtient une résolution de 0,01 % de la pleine échelle.

Dans les convertisseurs à double rampe, des problèmes de non-linéarité sont également introduits par l'intégrateur. La courbe de la **figure 11** s'applique à ce cas, avec une non-linéarité un peu supérieure à celle des convertisseurs tension-fréquence, pour la même résolution. Cette dernière dépend du rapport entre le temps d'intégration et la période d'horloge, ainsi que de la capacité du compteur.

Examinons maintenant le cas de la méthode par approximations successives. Dans un convertisseur de ce type à « n bits », la tension d'entrée maximale (pleine échelle) est divisée en 2^n parties, ce qui définit la résolution. Par exemple, pour 8 bits, $2^n = 256$, et la résolution atteint 0,39 %. Avec 12 bits, $2^n = 4096$, ce qui donne une résolution de 0,024 %.

On doit tenir compte, dans la précision, de l'erreur de quantification. En effet, puisque la tension d'entrée est divisée en un nombre fini de pas discrets, il apparaît une erreur égale à la moitié du bit de plus faible poids, soit $\pm 1/2$ LSB sur le mot donné sous forme numérique.

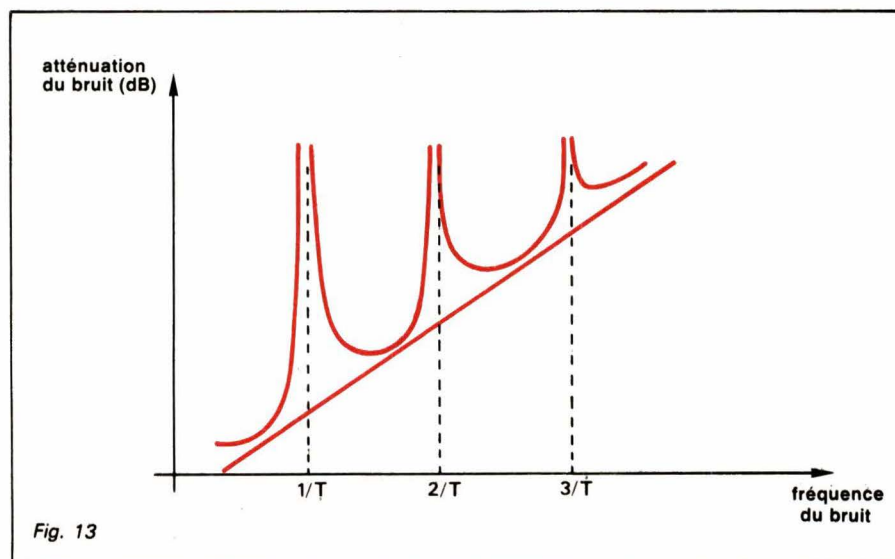
Quant à la précision absolue, elle est liée à l'écart de linéarité entre le rapport entrée/sortie réel, et le rapport théorique donné par le calcul. La courbe de transfert de la **figure 12** donne l'allure de ces écarts.



Immunité au bruit

A cette étude déjà longue, nous ne voudrions pas ajouter une discussion exhaustive concernant l'influence des tensions parasites sur les convertisseurs A/N. Nous nous contenterons de signaler le cas particulier du convertisseur tension-fréquence, qui peut offrir une immunité totale aux bruits apportés par le secteur.

En effet, si on introduit une tension parasite de période « T » égale au temps d'intégration du convertisseur, sa valeur moyenne sera nulle pendant chaque cycle de conversion. Il en va de même pour tous les signaux de périodes $T/2$, $T/3$, ... Par conséquent, si on relève la courbe représentative de l'atténuation du bruit en fonction de la fréquence, on obtient le résultat de la **figure 13**.



Pour ces mêmes convertisseurs, la résolution est déterminée par le rapport de la fréquence maximale correspondant à la pleine échelle, à

la fréquence du cadenceur, et par la capacité du compteur. Ainsi, avec une fréquence maximale de 10 kHz, un cadenceur donnant 1 cycle de

R. Rateau

du nouveau chez SELFCO

boutique Selfcoprocesseur

**OUTILS DE DÉVELOPPEMENT
PROFESSIONNELS POUR L'INDUSTRIE
ET L'ENSEIGNEMENT**

Kit Extension n°5

Rajouté à votre Kit D5 cet ensemble vous permettra de dialoguer avec un terminal Vidéo en RS 232 (carte de visualisation EFCIS par exemple). Il y a également les amplis de bus ce qui permet de rajouter d'autres cartes.

Le Kit comprend tous les circuits intégrés, prise, etc. ainsi qu'une notice très détaillée et une cassette de test avec listing.

L'ensemble 400 F TTC

Kit d'initiation au PIA D5

Pour tous ceux qui voudraient bien se servir du 2e PIA du Kit D5

le Kit se compose de 8 interrupteurs, 8 leds, 1 circuit imprimé, 1 connecteur, les C.I., etc. mais surtout des explications, 1 cassette de programme avec listing et notice.

Ce Kit comporte 1 interface sonore et est livré avec un câble spécial permettant d'utiliser le 2e PIA du Kit D5 pour d'autres applications

L'ensemble 440 F TTC

Carte fond de panier pour KIT D5 prévue pour 8 connecteurs.

Livrée nue, non percée, avec notice 180 F TTC

Le connecteur pour carte fond de panier (contacts dorés) 64 F TTC

Carte de visualisation EFCIS
16 lignes de 64 caractères.

Cette carte comprend tous les circuits, un processeur spécialisé: le SFF 96364, la mémoire d'écran et les interfaces d'entrée-sorties ce qui fait qu'elle est entièrement autonome et peut se raccorder à n'importe quel autre système.

* transmission RS 232 de 110 à 1200 bauds
* entrée clavier parallèle 7 bits plus strobe
* sortie vidéo et synchro

La carte montée et testée 1 200 F TTC

Mélangeur-modulateur UHF

Cette carte permet de raccorder la carte de visualisation à un simple téléviseur.

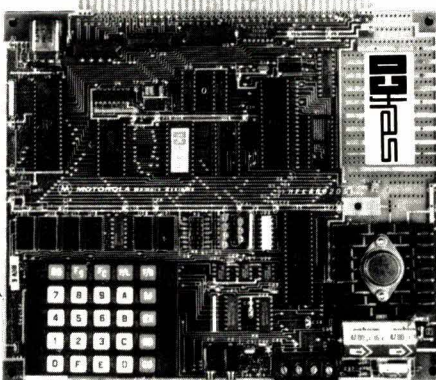
La carte montée et testée 375 F TTC

Clavier ASCII

Haute fiabilité avec toutes les fonctions de contrôle

Version professionnelle 980 F TTC

un kit microprocesseur pour 1700 francs ttc



Kit d'initiation au microprocesseur 6802 D5

- Microprocesseur 6802
- Interface K7, clavier et afficheurs HEXA
- 16 lignes d'entrée-sorties TTL disponibles
- Alimentation +5V sur la carte
- Equipé 1 K RAM

Ce kit est idéal pour l'initiation et l'étude d'automatismes.

Il est livré avec une documentation détaillée.

De plus, nous avons disponibles toutes les extensions pour transformer le KIT D5 en un véritable outil de travail professionnel.

Le KIT complet, monté, testé, garanti en état de marche 1 700 F TTC

SELFCOBUG 5

Moniteur de mise au point de programmes en HEXA sur visu et imprimante à partir du Kit D5.

Il se compose de 2 REPRON 2516 + 1 notice détaillée. SELFCOBUG 5 travaille EN DIALOGUE avec l'opérateur et est beaucoup plus performant et plus simple à la fois que la plupart des autres moniteurs.

SELFCOBUG 5 se met sur les 2 supports ROM du Kit D5.

De plus, il gère le PROGRAMMATEUR DE REPRON. SELFCOBUG 5 est bien entendu en français.

Prix 450 F TTC

BASIC III D5

Basic étendu très performant, calcul 9 chiffres plus 2 exposants, spécial pour Kit D5.

Il se compose de 8 REPRON 2708 et d'une notice détaillée en français.

Il nécessite la présence de SELFCOBUG 5

Prix 1 100 F TTC

Editeur-assembleur 6800 D5

Il s'agit d'un logiciel extrêmement performant permettant de réaliser aisément des programmes même très complexes. Il se compose de 8 REPRON 2708 avec notice détaillée en français.

Prix 1 100 F TTC

MICRO-ORDINATEURS POUR

L'INDUSTRIE ET L'ENSEIGNEMENT :

Toute la gamme COMMODORE mais, en plus, SELFCO assure lui-même la maintenance, SELFCO teste les appareils avant livraison (même les floppys fonctionnent!) SELFCO réalise tous les programmes, interfaces, etc. EN VÉRITABLE PROFESSIONNEL



SELFCOGRAPH-7

Outil de développement haut de gamme travaillant en langage clair (GRAFSET).

SELFCOGRAPH-7 écrit les programmes à votre place! Plus besoin de connaissances informatiques pour utiliser le microprocesseur en automatisme industriel.

SELF-COPROCESSEUR II

Outil de développement de base, faible coût et pouvant évoluer jusqu'à la machine SELFCOGRAPH-7

Documentation gratuite sur demande

SELFCO: la garantie du sérieux au service du professionnel et de l'amateur, depuis plus de 10 ans.

**commandez
aujourd'hui même!**

Bon de Commande

ou pour recevoir gratuitement une documentation

retournez ce bon à Selfco - 31, rue du Fossé-des-Treize - 67000 Strasbourg - Tél. (88) 22.08.88

☐ Veuillez m'envoyer une documentation concernant

Nom:

(Société):

Adresse:

.

.

Code postal: Tél:

Signature:

(commande seulement)

Veuillez m'envoyer aux nom et adresse ci-contre les produits suivants:

Quant	Désignation	Prix

frais de port et d'emballage + 20 F

montant de la commande

- ☐ chèque joint
☐ contre-remboursement (+ frais)

Tous les prix mentionnés sont TTC.

SELFCO

RC 69 B 323



Le « LSE » ou « langage symbolique d'enseignement », a été conçu et mis au point à partir de 1970 par le département d'informatique que dirige J. Hebenstreit à l'Ecole Supérieure d'Electricité. Contrairement aux autres langages existant de par le monde, c'est un produit dont les instructions et les commandes sont en français. Il a été conçu au départ pour des utilisateurs non informaticiens.

Le « LSE » : langage symbolique d'enseignement

C'est pour cela que le LSE est non seulement un langage simple et commode, mais aussi un ensemble de services de mise au point des programmes. Ce langage a été utilisé dès les premières actions de l'Education Nationale dans le cadre de l'informatique.

Dans une première partie nous allons passer en revue les principales instructions du LSE avec leurs caractéristiques et leurs limites. Ensuite, nous essayerons d'établir un tableau d'équivalence des instructions entre le LSE et le BASIC. Il s'agit d'un essai, car il y a en service plusieurs versions de LSE alors que l'on connaît de nombreux BASIC, chacun avec différents niveaux de performances.

Identificateur, taille d'un programme

● **Identificateur** : un identificateur en LSE commence nécessairement par une lettre et comporte au plus cinq caractères (lettres ou chiffres). W, PI, ALFA, C52 sont des identificateurs, ELECTRON et 2ZT12 ne le sont pas. L'affectation d'un identificateur se fait par une flèche :

ALFA ← 212

il en est de même pour les opérations :

A ← B + ALFA

alors que le signe « = » est conservé pour le test d'égalité par exemple :

Si A = B Alors...

● Taille d'un programme

La taille d'un programme est au plus de 255 lignes numérotées de 1 à 255. Plusieurs instructions sur la même ligne sont séparées par des points virgules « ; ».

Il est possible aussi de chaîner plusieurs programmes s'appelant les uns et les autres par l'instruction :

EXECUTER 'P2'

P2 est le nom du programme appelé. Celui-ci doit être rangé en fichier permanent. Les valeurs des paramètres à transporter d'un programme à l'autre sont rangées, elles, en fichier temporaire.

Les principales instructions du LSE

Les fonctions internes. Elles sont au nombre de dix.

Soit E, symbole de expression, qui peut-être un identificateur, un nombre, une opération ou lui-même une fonction. Nous avons :

RAC (E) : racine carrée de E ;
ABS (E) : valeur absolue de E ;
EXP (E) : exponentielle : e^E ($e = 2,71828$) ;
LGN (E) : logarithme népérien (base e) ;
SIN (E) : sinus de E (en radians) ;
COS (E) : cosinus de E (en radians) ;
ATG (E) : détermination de l'arctangente de E comprise entre $+\pi/2$ et $-\pi/2$;
ENT (E) : partie entière de E ;
ALE (E) : donne une valeur pseudo-aléatoire comprise entre 0 et 1 (bornes exclues) ;
TEM () : donne le temps en seconde écoulé depuis zéro heure.

Exemples :

20 K \leftarrow EXP (Y)
21 Z \leftarrow SIN (0,5)
22 W \leftarrow RAC (EXP (SIN A/B)))

Les dialogues avec l'extérieur

Les entrées, affectation d'une valeur à un identificateur, se font par l'instruction « LIRE ».

25 LIRE A

A est un identificateur numérique ou un tableau ou une chaîne de caractères.

Les sorties seront affichées :

30 AFFICHER B

L'instruction affiche la valeur de B, alors que :

30 AFFICHER 'B ='

Affiche réellement la lettre B avec le signe égal. Quant à la combinaison des deux, elle donnera :

30 AFFICHER 'B =' , B

avec affichage de la lettre B et de sa valeur.

Notons que le LSE est très riche en spécification de sortie :

- F e.d : forme décimale (F3.2 soit 3 entiers et 2 décimales) ;
- E e.d : forme exposant soit une mantisse « m » comprise entre 1 et 10, et une puissance de 10 avec 2 chiffres significatifs ; ex : 5.28E04 pour 52 800 en format E1.2 ;
- U : format U de universel. Le nombre est affiché tel quel sans troncature. Ce format est très utilisé pour l'affichage des chaînes de caractères.

Spécifications de mise en page :

/ : passage en début de ligne suivante ;
X : espace blanc sur la ligne courante ;
C : retour en début de même ligne ;
L : saut de ligne sans retour au début.

Toutes ces spécifications sont à facteur de répétition fixe (jusqu'à 99) ou variable (avec une étoile *).

Ex : AFFICHER [* /] K

fera sauter le nombre de lignes correspondant à la valeur de K.

Ex : AFFICHER [3F10.3, /] X, SIN (X), SIN (X)/COS (X)

La ligne ci-dessus dans une boucle ferait imprimer directement une table trigonométrique en sinus, tangente et angle en radians.

La boucle « FAIRE »

La notion de boucle est tellement importante en informatique, que l'on a éprouvé le besoin de créer une instruction qui en condense les différentes opérations : initialisation de la variable, test de fin de boucle, incrémentation. En LSE, c'est l'instruction dite « FAIRE » analogue au « FOR » du BASIC.

La boucle FAIRE possède 2 libellés très intéressants :

n1 FAIRE n2 POUR X \leftarrow X1 PAS P JUSQUA X2

corps de la boucle

n2

et la seconde forme qui diffère par le test de fin.

n1 FAIRE n2 POUR X \leftarrow X1 PAS P TANT QUE
(condition booléenne)

corps de la boucle

n2

Le déroulement de la séquence est le suivant :

- la condition initiale X1 est affectée à la variable X ;
- les lignes n1 + 1 à n2 sont exécutées ;
- incrémentation de X du pas P ;
- nouvelle exécution de n1 + 1 à n2, ... et ce, jusqu'à ce que X = X2.

Ce fonctionnement est conforme à l'algorithme de la figure 1. La deuxième version est identique, au test près.

Remarques

- n1 et n2 sont des numéros de ligne. La ligne n2 peut ne pas exister physiquement dans le listing ;
- si le pas P = 1, les termes « pas P » peuvent être omis dans l'expression du FAIRE ;

— plusieurs boucles peuvent s'imbriquer à condition que ce soit sans recoupement de frontière (fig. 2). Les structures autorisées sont :

- boucles intérieures 2, 3, 4, 1 ;
- saut dans la boucle 7 ;
- saut en fin de boucle 6 ;
- sorties extraordinaires amont 5 et aval 8 ; par contre l'entrée dans le corps de la boucle est interdit 8 (problème de l'initialisation des variables).

Les tableaux

Les tableaux sont à une ou deux dimensions. Ils doivent être déclarés avant utilisation suivant la forme :

30 TABLEAU T[25], TAB2[50,4]

Ainsi le tableau T comporte 25 lignes sur une colonne alors que TAB2 a 50 lignes sur 4 colonnes. Pour initialiser toutes les cases d'un tableau à zéro ou à un, on fera :

32 ZER T ; UN TAB2

Les opérations sur tableau s'effectuent très commodément avec une double boucle FAIRE :

20 FAIRE 30 POUR I ← 1 JUSQUA M

21 FAIRE 30 POUR J ← 1 JUSQUA N

Opération sur tableau suivant la forme T [I, J]. 1^{re} ligne et J^{re} colonne du tableau T.

30 *

Enfin un tableau inutilisé pourra être LIBERER.

Les chaînes

Les instructions sur suite ou CHAINE de caractères sont très riches en LSE. Une chaîne doit s'écrire entre cotes « ' » :

C ← 'AB × 12'

Les 11 fonctions-chaîne ont pour résultat soit des valeurs numériques soit des chaînes. Presque chacune d'entre elles possède plusieurs libellés ce qui correspond encore à des variantes supplémentaires.

Résultat numérique

LGR : longueur de la chaîne ;

CNB : conversion nombre ;

EQN : équivalent numérique ;

POS : position d'une chaîne dans une autre ;

SKP : saut-recherche de position d'une lettre dans une chaîne ;

PTR : pointeur, position d'un caractère d'arrêt.

Résultat chaîne

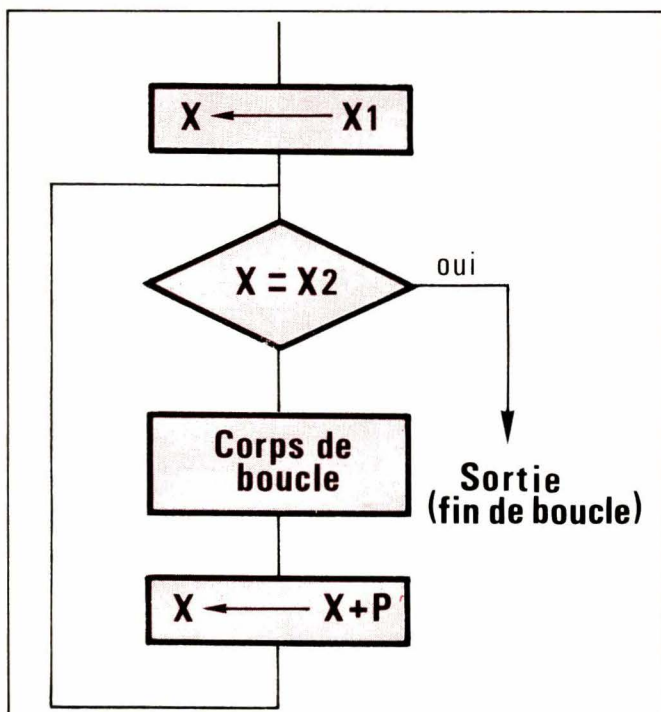
SCH : sous chaîne ;

GRL : groupe de lettres ;

CCA : conversion caractère ;

EQC : équivalent caractère ;

DAT : date et heure.



Dans certaines versions de LSE, une chaîne est limitée à 255 caractères. Dans d'autres, elle est dite illimitée, c'est-à-dire qu'elle ne dépendra que de la taille physique de la mémoire. Dans tous les cas, une chaîne sera déclarée avant utilisation mais sans aucune précision quant à sa dimension.

Ex : 35 CHAINE C, RS28

Conformément aux règles LSE concernant les identificateurs.

L'opérateur de concaténation noté « ! » rassemble deux chaînes en une seule :

20 C1 ← 'ELEC'

21 C2 ← 'TRON'

22 C ← C1 ! C2

après exécution C contient ELECTRON.

Instructions conditionnelles ou pas

– Tout d'abord les sauts classiques :

25 ALLER EN 50

25 SI A < B ALORS ALLER EN 50

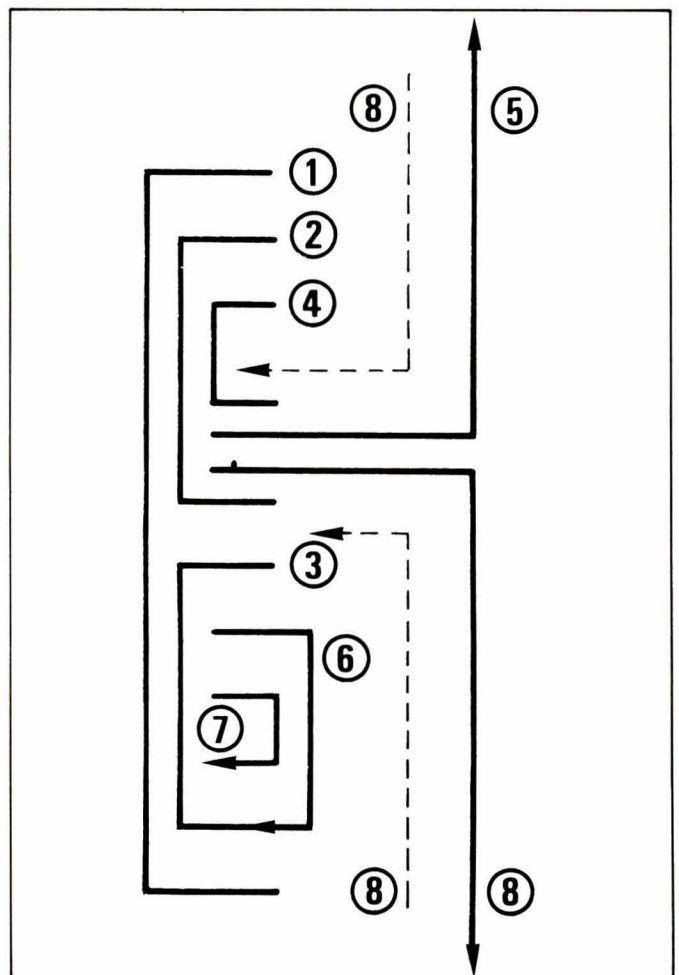
Arrivé en ligne 25, la première forme oblige à sauter en ligne 50. La seconde, par contre, ne s'exécutera que si la condition A < B est vraie.

– Plusieurs instructions soumises à condition peuvent être remises sous la forme :

20 SI A = B ALORS DEBUT C ← 42 ; X ← Y ;

ALLER EN 30 FIN

Toutes les instructions encadrées par DEBUT et FIN seront exécutées si la condition est vérifiée.



– Formes imbriquées :

Ces formes correspondent à une structure de la forme :

40 SI $X > 0$ ALORS SI $X = 0$

ALORS $Y \leftarrow 0$ SINON $Y \leftarrow 1$ SINON $Y \leftarrow -1$

l'organisation se fait par la partie la plus intérieure. C'est avec la suivante une forme très amusante à essayer.

– Affectation conditionnelle.

Cette affectation a le libellé :

50 $X \leftarrow$ SI $A = B$ ALORS 136 SINON $W + 12$

c'est-à-dire que si $A = B$, X reçoit 136 alors que si la condition n'est pas vérifiée, X reçoit $W + 12$.

Procédures

Si, dans un programme, la même séquence doit être exécutée plusieurs fois avec des valeurs différentes ou non, on la place dans un sous-programme. En LSE un tel sous-programme s'appelle une PROCEDURE. La procédure ne sera écrite qu'une seule fois, d'où gain de temps et de place. Chaque fois que le programme principal ou appelant en aura besoin, il appellera la procédure. Une procédure peut elle-même en appeler une autre, ou s'appeler elle-même ; dans ce dernier cas, elle est dite réursive.

Il existe deux types de procédures :

– la procédure sans programme qui effectue un certain traitement (affichage, calculs...) ;

– la procédure fonction dont le résultat est une valeur numérique ou une chaîne. Elle permet à l'utilisateur de

créer ses propres fonctions indépendamment de celles qui sont déjà disponibles dans le langage.

Ce chapitre sur les procédures mériterait un article à lui seul, tant le sujet est vaste et riche. Donnons seulement un « petit joyau » : calcul de la factorielle d'un nombre N par une procédure réursive.

1 LIRE N ; AFFICHER & $F(N)$; TERMINER

10 PROCEDURE & $F(N)$ LOCAL N

11 RESULTAT SI $N = 1$ ALORS 1 SINON $N * & F(N - 1)$

La procédure va se « dévisser » en s'appelant elle-même pour N , $N - 1$, $N - 2$... jusqu'à 1 ; puis, connaissant la valeur finale qui vaut aussi 1, elle va se reconstituer jusqu'à la valeur de N .

Essai d'équivalence LSE-BASIC

Cette seconde partie traite des équivalences existants entre les langages LSE et BASIC.

Il existe plusieurs niveaux d'équivalence :

– l'identité absolue ou le même libellé conduit au même effet : écriture et opération sur un nombre par exemple ;

– l'équivalence approchée souvent différente par la formulation : boucles, branchements... ;

– les différences importantes : affichages ;

– la non-équivalence qui, par définition même, n'est pas traitée dans cette partie.

Parmi les plus remarquables, signalons néanmoins la richesse des instructions sur chaîne de caractères du LSE et celles des opérations sur matrice du BASIC. Chacune des deux familles ayant assez peu de correspondance dans l'autre langage.

FONCTION	LSE	BASIC	REMARQUES
Divers			
Longueur maximale du programme	255 lignes	9 999 lignes	
Commentaire	n * TITRE	n REM'' TITRE	ligne non prise en compte par la machine
Effacement caractère	SHIFT/L	SHIFT/L	Impression de \
Entrée de ligne ou de valeur numérique	CTRL/S	RET	
Affectation	Ex : $A \leftarrow 5$	Ex. : LET $A = 5$	LET est parfois implicite
Ecriture de nombre	$3 \cdot 14$	$3 \cdot 14$	le point remplace la virgule
Puissance de 10	$1E - 3$	$1E - 3$	égal à $1 \cdot 10^{-3}$
Identificateur : variable simple	1 lettre + 4 caractères alphanumériques Ex. : A, ELEC, R 122	1 lettre ou 1 lettre + 1 chiffre Ex. : A, Z, R2, V9	
Arrêt sur instruction	PAUSE	HALT	CO/GO relance le programme
Taille limite des nombres traités	de 10^{-31} à 10^{31}	de 10^{-38} à 10^{+38}	il s'agit d'ordres de grandeur fonctions de la version utilisée
Séparation de deux instructions sur la même ligne	;	:	
Fin de programme	TERMINER	END	



FONCTION	LSE	BASIC	REMARQUES
Hiérarchie des opérateurs			
● Parenthèse	()	()	en commençant par la plus intérieure
● Appel de fonction	Ex. : SIN (E)	Ex. : SIN (E)	
● Exponentiation	↑	↑	Ex. : $10 \uparrow (1/3) = \sqrt[3]{10}$
● Multiplication et division	* et /	* et /	
● Addition et soustraction	+ et -	+ et -	
● Multiplicateur de chaîne	Ex. : 6`LSE`	Ex. : `BASIC` * 6	
● Concaténation de chaîne !	Ex. : A!B	A\$B\$	les 2 chaînes n'en forment plus qu'une
● Egal =	=	=	} même priorité c'est l'ordre de rencontre sur une ligne qui la détermine
● Différent ≠	#	#	
● Supérieur >	>	>	
● Supérieur ou égal ≥	>=	>=	
● Inférieur <	<	<	
● Inférieur ou égal ≤	<=	<=	
● Non	-	NOT	négation logique
● ET	ET	AND	et logique
● OU	OU	OR	ou logique
Fonctions élémentaires			
Sinus	SIN (E)	SIN (E)	E en radians
Cosinus	COS (E)	COS (E)	E en radians
Tangente	-	TAN (E)	E en radians
Arc tangente	ATG (E)	ATN (E)	entre $-\pi/2$ et $+\pi/2$
Exponentielle	EXP (E)	EXP (E)	c'est la valeur de e^E
Logarithme népérien	LGN (E)	LOG (E)	
Valeur aléatoire	ALE (E)	RND (E)	nombre aléatoire compris entre - E et + E
Valeur absolue	ABS (E)	ABS (E)	
Valeur entière	ENT (E)	INT (E)	
Plus proche valeur entière	-	ROUND (E)	en LSE : ENT (E + 0,5)
Racine carrée	RAC (E)	SQR (E)	
Signe	-	SGN (E)	{ $= 1$ si $E > 0$ $= -1$ si $E < 0$ $= 0$ si $E = 0$
Temps	TEM ()	TIM (0) → heure et sec. TIM (1) → jour courant de l'année	Temps en seconde écoulé depuis 0 heure. C'est l'heure exprimée en secondes.
Branchements			
Inconditionnel	Ex. : n ₁ ALLER EN n ₂	Ex. : n ₁ GO TO n ₂	



FONCTION	LSE	BASIC
Instruction conditionnelle	SI « condition » ALORS « instruction » Ex. : 20 SI A>B ALORS AFFICHER `OUI` 20 SI A>B ALORS ALLER EN 30	IF « condition instruction » Ex. : IF A>B LET X = 10 IF A #B GO TO 100
Boucle « FAIRE »	n ₁ FAIRE n ₂ POUR X←X1 PAS P JUSQUA X2 Corps de boucle : calculs, affichages n ₂	FOR X = X1 TO X2 STEP P Corps de boucle NEXT X

FONCTION	LSE	BASIC	REMARQUES
E/S Entrée sur constante, tableau chaîne (source externe)	LIRE A, T, C	INPUT A, T, C\$	
Affectation (source interne)	—	READ	toujours associé à DATA
Impression de texte	AFFICHER `REP:`	PRINT « REP: »	
Impression de résultat	AFFICHER X	PRINT X	c'est la valeur de X qui est affichée
Mise en page Saut de ligne	AFFICHER [']	PRINT	
Affichage tableau T	AFFICHER T	MAT PRINT T	T : nom du tableau
Affichage chaîne	AFFICHER C	PRINT C\$	C : nom de la chaîne
Tableau	Doit être déclaré avant utilisation en précisant la taille Ex. : TABLEAU T [10,10]	S'il n'est pas déclaré, il a implicitement pour taille (10,10), sinon il faut utiliser l'instruction DIM Ex. : DIM T (20,20)	Forme générale LSE : T [i,j] BASIC : T (i,j) i lignes et j colonnes
Tableau nul	ZER T	MAT T = ZER	Nota : le BASIC possède de nombreuses instructions sur tableaux et matrices qui n'ont pas leur équivalent en LSE.
Chaîne Déclaration et taille de chaîne	Symbole : comme une variable simple. Elle doit être déclarée avant utilisation. Sa taille maximale est de 255 caractères ou théoriquement illimitée suivant les versions de LSE. Ex. : CHAINE A, B6, REP	Symbole : une lettre suivie du caractère \$. Si elle n'est pas déclarée, sa taille est implicitement de 85 caractères, sinon il faut employer l'instruction DIM Ex. : DIM A\$(100), B\$(110)	Les chaînes sont décrites entre côtes en LSE et entre guillemets en BASIC. Ex. : LSE A← `LB5` BASIC A\$=«LB5»
Concaténation : !	Ex. : A←B!C	Ex. : A\$=B\$!C\$	Réunion de plusieurs chaînes ou signe « + » (BASIC)
• Fonctions à résultat numérique Longueur	LGR (C)	LEN (C)	donne le nombre de caractères de la chaîne



FONCTION	LSE	BASIC	REMARQUES
conversion numérique	CNB	VAL	
Equivalent numérique	EQN	ASC	
Fonctions à résultat chaîne			
Sous chaîne	A←SCH (C,N,M)	A\$ = C\$ (N,M)	Extrait une chaîne à partir du N° caractère et de longueur M
Conversion caractère	CCA	CVT	inverse de conversion numérique
Equivalent caractère	EQC (65) = A	CHAR (65) = A	
Date	DAT ()	—	Voir TIM
Sous-programme	Procédure	Fonction FN.	les procédures sont beaucoup plus performantes
Renumérotation des lignes	ES	REN.	
Commandes générales			
Début d'activité	BO (njour)	HELLO (Code)	connecte et déconnecte
Fin d'activité	AU (revoir)	BYE	l'utilisateur au système
Impression du programme	LI	LIST	
Exécution du programme	EX	RUN	
Effacement de ligne	EF n ₁ , n ₂	DEL n ₁ , n ₂	efface seulement les lignes n ₁ , n ₂
	EF n ₁ A n ₂	DEL n ₁ TO n ₂	efface toutes les lignes entre n ₁ et n ₂ , bornes incluses
Stockage sur ruban	PE	PUN	
Commandes sur fichier			
Affichage contenu fichier	UT *	CAT	
Appel de programme	AP NPROG	GET NPROG	
Rangement d'un programme	RA NPROG	SAVE NPROG	
Suppression d'un programme	SU NPROG	KILL NPROG	
Modification d'un programme	MO NPROG	KILL NPROG SAVE PROG	Supprime dans le fichier le programme ayant pour nom NPROG et range à sa place et sous le même nom celui de l'utilisateur.
Sauvegarde de tableau lors du passage d'un programme à un autre	GARER T,1, 'F'	COMMON	
Appel d'un autre programme	EXECUTER 'P2'	LINK P2	

Conclusion

Dans le cadre de l'Education Nationale, le LSE est actuellement utilisé dans tous les établissements équipés de mini-ordinateurs T1600 (SEEMS) ou MITRA 15 (ACII) depuis bientôt une dizaine d'années. Cela représente tant

au niveau des professeurs que des étudiants, un investissement intellectuel non négligeable.

Dans l'industrie, la version étendue dite « LST » est à accès extérieur et permet donc de gérer en temps réel tous les processus de l'informatique industrielle.

A. Billès

La Nouvelle Génération des Machines semi-automatiques pour miniwrap SW-101

OK Machine and Tool vient de sortir au printemps 1981 une nouvelle machine de câblage à commande numérique réunissant les derniers perfectionnements techniques à un prix révolutionnaire sous le sigle SW-101. Cet ensemble de construction modulaire comporte :

Une **Table de câblage** (ST 101/2020) offrant une surface utile de 510 x 510 mm. La vitesse maxi de translation du « V de positionnement » (support du pistolet à wrapper) est de 250 mm/sec. Les moteurs des mouvements X et Y sont des pas à pas de haute résolution (incréments de déplacement 0,063 mm). L'interrupteur des avances est monté à proximité immédiate du « V ».

Une **console de commande et affichage** (SC-101) très complète qui indique entre autres :

- Le numéro de la connexion en cours
- La valeur X, la valeur Y
- L'état T1 ou T2
- Le numéro du casier à fil (dans l'état T1)
- Le numéro de la broche à wrapper.

Un **bac à fil** (SB-101/40) de 40 cases à profondeurs réglables.

Une **commande électronique** avec lecteur de ruban perforé

Le lecteur photo électrique à 300 caractères/sec. est équipé d'un microprocesseur à mémoire tampon.

Le nouvel ensemble SW-101 offre des possibilités logicielles que l'on ne trouve encore sur aucun produit concurrent :

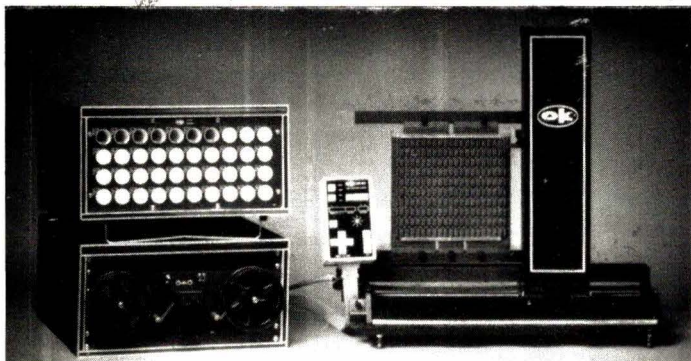
- Lecture des bandes en code EIA ou ASCII (au choix)
- Lecture des bandes établies en « valeurs relatives » aussi bien que des bandes établies en « valeurs absolues ».
- Le microprocesseur peut également être très facilement reprogrammé pour lire les rubans établis pour les machines des marques concurrentes.

Avec l'ensemble SW-101 se trouvent ainsi complètement éliminés les problèmes de compatibilité entre équipements d'origines différentes.

La conception modulaire assure une très grande facilité de mise en œuvre, un transport sans problème et une maintenance hors pair (en cas de panne excédant 3 heures de réparation nous laissons sur site un module de dépannage).



Fabriquée aux USA
par O.K. Machine & Tool Corp.
à Bronx N.Y. 10475



Pour la réalisation des rubans perforés de commande de nos machines, nous offrons les options suivantes :

- 1) Fourniture d'un programme de base réf. GENTP pour ordinateurs évolués permettant au client de réaliser ses bandes sur son système.
- 2) Réalisation par nos soins des rubans sur grosse unité à partir des éléments fournis par le client (géométrie de l'aire de câblage et liste FROM-TO).
- 3) Réalisation des rubans sur système PEN-ENTRY à partir des schémas théoriques fournis par le client.

3a réalisation par nos soins sur système propre.

3b réalisation par le client après acquisition d'un système.

La solution PEN-ENTRY élimine le passage sur grosse unité de calcul et accélère la réalisation des rubans dans les proportions de 4 à 1.

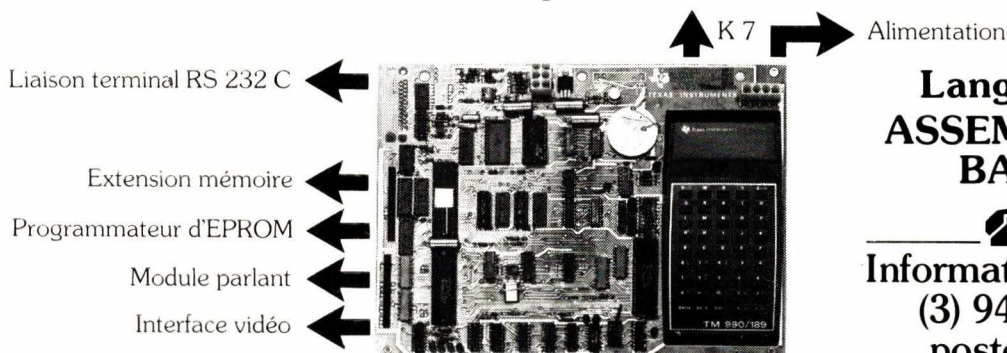
Importateur
Exclusif

SOAMET s.a. 10, Bd. F.-Hostachy - 78290 CROISSY-s/SEINE - 976.24.37

SERVICE-LECTEURS N° 214

VISA POUR UN MICRO.

Carte Université : du microprocesseur au micro-ordinateur.



Langages :
ASSEMBLEUR
BASIC



Information micro.
(3) 946.97.12
poste 4323

L'électronique qui fait progresser.

TEXAS INSTRUMENTS
FRANCE



VÉLIZY: B.P. 67.810, Avenue Morane Saulnier, 78141 Velizy-Villacoublay Cedex. Tél. : (3) 946.97.12 - NICE: B.P. 5, 06270 Villeneuve-Loubet. Tél. : (93) 20.01.01 - LYON: 31, Quai Rambaud, 69002 Lyon. Tél. : (7) 837.35.85 - TOULOUSE: 100, Allée de Barcelone, 31000 Toulouse. Tél. : (61) 23.59.32 - RENNES: 23.25, Rue du Puits Mauget, 35100 Rennes. Tél. : (99) 79.54.81 - STRASBOURG: Le Sebastopol, 3, Quai Kleber, 67055 Strasbourg Cedex. Tél. : (88) 22.12.66. **La Boutique TEXAS**, Centre Commercial des Halles, niveau haut, allée centrale, 67000 Strasbourg. Tél. : (88) 22.31.50 - MARSEILLE: Noilly Paradis, 146, Rue Paradis, 13006 Marseille. Tél. : (91) 37.25.30



Un petit pas pour le responsable des recherches, un pas de géant pour l'analyse des données.

Il peut mesurer les contraintes d'un pied humain, ou bien contrôler la qualité des composants électroniques. Ou encore, tester des gaz d'échappement. Quelle que soit l'expérience à réaliser, MINC, l'ordinateur-instrument modulaire de Digital, peut considérablement accroître vos possibilités de compilation, d'analyse de données et d'exécution de calculs complexes. Il sait contrôler des instruments et des processus. Visualiser graphiquement vos résultats. Et ceci même en couleurs.

Le MINC ne vous coûtera même pas le prix d'une belle voiture. MINC est à la fois petit, interactif et puissant. C'est l'aboutissement de vingt années d'études et de recherches que Digital a consacrées à ses ordinateurs de laboratoire. Pour vous offrir tout ce dont vous avez besoin. Sans suppléments imprévus. Sans les écueils d'un système moins bien pensé.

MINC. Un investissement productif.

MINC sert de référence à l'informatique de laboratoire, avec son bus IEEE et sa gamme complète de modules d'entrées/sorties pour la connexion de vos instruments. Il possède tout le logiciel nécessaire et vous permet d'accéder gratuitement à une bibliothèque de plus de 100 programmes d'application.

MINC. Un système souple.

MINC est un système modulaire. Il peut suivre la croissance de tous vos projets grâce à ses trois modèles de différentes capacités. Il est aussi compatible avec la grande famille des ordinateurs PDP-11. De plus, une option graphique en couleurs lui permet, à partir d'un moniteur T.V. industriel de n'importe quelle taille, de visualiser et de présenter des résultats avec le maximum de clarté.

MINC. Un ordinateur prêt à l'emploi.

Vous pourrez commencer à vraiment utiliser votre MINC le jour même de sa livraison : son installation est particulièrement simple. Bien sûr, vous disposerez de manuels d'emploi détaillés, très pratiques à utiliser.

Pour voir un MINC à l'œuvre, il vous suffit de nous renvoyer le coupon ci-dessous ou d'appeler un spécialiste MINC, au **687.23.33** (Paris) ou **(7)889.33.83** (Lyon). Croyez-nous, c'est un pas que vous serez heureux d'avoir franchi.

Digital Equipment France

Département Marketing Communications
Evry-les-Epinettes - 2, rue Gaston-Crémieux - BP 136
91004 Evry Cedex. Tél. 077.82.92.

Nom _____	
Société _____	Fonction _____
Adresse _____	
Tél. _____	
Souhaite :	
<input type="checkbox"/> que vous preniez contact avec lui.	
<input type="checkbox"/> connaître les dates de vos journées "Portes Ouvertes" de présentation MINC.	
<input type="checkbox"/> recevoir une documentation sur les nouveaux produits MINC.	
EA	

digital

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

NOUS VOULONS



Il n'y a encore jamais eu de magazine comme TELESOFT auparavant parce qu'il n'y avait encore jamais eu d'outils de communication personnels.

Informatique, vidéo, télématique voilà maintenant vos nouveaux outils.

Pour la première fois, grâce aux fantastiques progrès technologiques et à l'abaissement vertigineux des coûts des

circuits électroniques nous assisterons à une véritable démocratisation, une, diversification et une individualisation de la communication.

Nous pouvons utiliser, dès maintenant tout ce que le progrès technologique met à notre disposition, nous n'en utilisons qu'une bien faible partie. Ce sont ces nouveaux outils de la

communication, que nous vous invitons à découvrir dans ce magazine composé, de très nombreuses rubriques destinées, à vous les présenter avec la plus grande clarté et la meilleure documentation.

... Parce que la communication joue un rôle essentiel dans la conservation de l'individu.

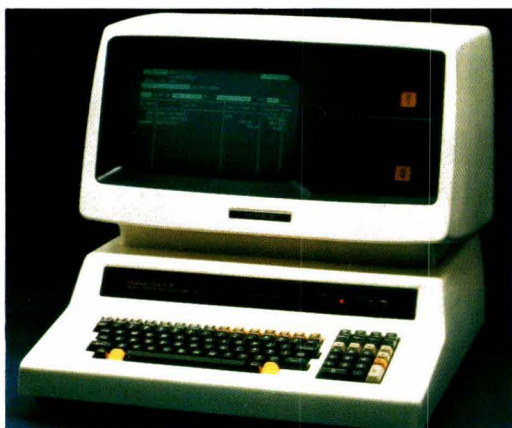
La communication : une nouvelle liberté pour les hommes.

COMMUNIQUER AVEC VOUS...

La révolution informatique

TELESOFT : Pour comprendre et utiliser l'informatique

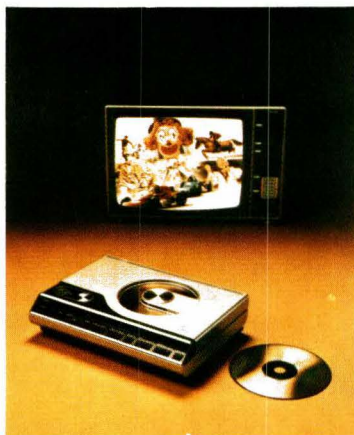
L'apparition de micro-ordinateurs, de maniement aisé, place désormais l'informatique à la portée du plus large public ; ainsi l'ordinateur constitue un bel exemple de média humain de communication.



Moins cher que la télévision...

Actuellement, nous en sommes presque au stade où l'ordinateur deviendra l'un des objets technologiques les moins chers du monde : moins cher que la télévision (c'est déjà le cas), moins cher que les machines à écrire ou les postes à transistors.

Pour ces raisons l'ordinateur deviendra aussi l'objet le plus courant qui soit... ainsi que le plus utile.



Les médias ont évolués, ils nous offrent maintenant, grâce à l'informatique, la vidéo, la télématique, l'audio-visuel, la C.B., la photo, le cinéma... tous les moyens de la technologie moderne.

La vocation de TELESOFT est de vous aider à connaître, comprendre, utiliser

et maîtriser tous ces moyens. Le but de TELESOFT est de vous donner la possibilité d'accroître de façon considérable votre capacité à créer...

Avec TELESOFT vous assisterez véritablement à la naissance des nouveaux médias conviviaux.

Bientôt le télétravail ou le travail à domicile

TELESOFT : Vers la télématique

Le déclin de la mémoire individuelle, que tant de signes manifestent, c'est aussi celui de la personnalité.

Il est frappant de constater qu'au moment où s'enrichissent les mémoires collectives et la connaissance par la société de l'identité extérieure de ses membres, le moi profond risque de s'appauvrir...

Nous sommes à l'aube du télétravail ou du travail à domicile...



Vidéodisque et magnéto- scope : l'enjeu vidéo

TELESOFT : connaître et maîtriser la vidéo

Dès 1982, le vidéodisque sera parmi nous...

Le vidéodisque constitue sans doute à la fois une éclatante réussite technique, un marché industriel considérable et un nouveau média capable d'enrichir et de modifier les moyens d'expression au sein des nations.

Le vidéodisque n'est certainement pas concurrent du magnéto-cope (avant de nombreuses années). Nous vous parlerons donc aussi de la fonction première du magnéto-cope : l'enregistrement domestique.

TELESOFT
43, rue de Dunkerque
75010 Paris - Tél. : 285.04.46

Bulletin d'abonnement à TELESOFT 1 an - 6 numéros

- ☐ Je m'abonne pour la 1^{re} fois à partir du prochain numéro à paraître.
☐ Je renouvelle mon abonnement.

Je joins à ce bulletin la somme de : ☐ France* : 72 F
☐ Étranger* : 93 F

Par : ☐ chèque postal ☐ chèque bancaire ☐ mandat-lettre
à l'ordre de TELESOFT.

☐ mettre une croix dans la case correspondante.

* France : T.V.A. récupérable 4 % - frais de port inclus

* Étranger : Exonéré de T.V.A. - frais de port inclus.

(A retourner à : TELESOFT - Service Abonnements - 2 à 12, rue de Bellevue
75940 Paris Cedex 19 - France).

Nom, Prénom

Complément d'adresse (Résidence, Chez M., Bâtiment, Escalier, etc.)

N° et Rue ou Lieu-Dit

Code Postal Ville

Pays

Ecrire en CAPITALES, n'inscrire qu'une lettre par case. Laisser une case entre deux mots. Merci.

**Nouvelle
brochure Facom 81.
Voici 3 extraits,
demandez
le texte intégral.**

M _____
Société _____
Adresse _____
_____ Tél. : _____
souhaite recevoir l'édition 81 de la brochure
outillage Facom pour l'électronique et la micro-
mécanique.

B.P. 73 - 91423 Morangis Cedex. Tél. 909.34.23.

Fiche technique

Circuits intégrés pour l'automobile

ITT-Semiconducteurs SAY 115

Les SAY 115 X et Y de ITT-Semiconducteurs permettent de réaliser des compte-tours et compteurs de vitesse électroniques.

Le SAY 115 comporte un monostable avec un trigger de Schmitt à l'entrée et un étage de sortie à souce de courant ; l'indication est fournie par un appareil à bobine mobile.

Un diviseur de fréquence commande un moteur à deux enroulements pour l'indication des vitesses (le diviseur de fréquence est à 5 étages dans le SAY 115 X, et à 6 étages dans le SAY 115 Y). Une sortie analogique, contrôlée par le monostable, peut être utilisée pour obtenir un signal additionnel, en cas de dépassement de vitesse, ou lorsque cette vitesse tombe au-dessous du niveau désiré.

Le signal d'entrée du SAY 115 est prélevé sur la boîte de vitesses via un relais reed, ou un capteur inductif ; le front du signal déclenche le monostable ; la forme des impulsions d'entrée est sans conséquence. La durée de l'impulsion produite par le monostable dépend du réseau $R_{2/11}$, $C_{11/12}$. Elle peut varier dans de larges limites et être adaptée à diverses fréquences d'entrée.

Le courant disponible à la broche 6 — qui est en relation linéaire avec la fréquence d'entrée — est ajustable au moyen du trimmer $R_{7/8}$. On peut se servir indifféremment de $R_{7/8}$ ou de $R_{2/11}$ pour calibrer le tachymètre. Bien que l'instrument de mesure soit alimenté par une source de courant, les variations de la résistance de sa bobine mobile, dépendant de la température, n'affectent pas les indications. L'influence de la température sur celles-ci est seulement déterminée par $R_{2/11}$, $R_{7/8}$ et $C_{11/12}$.

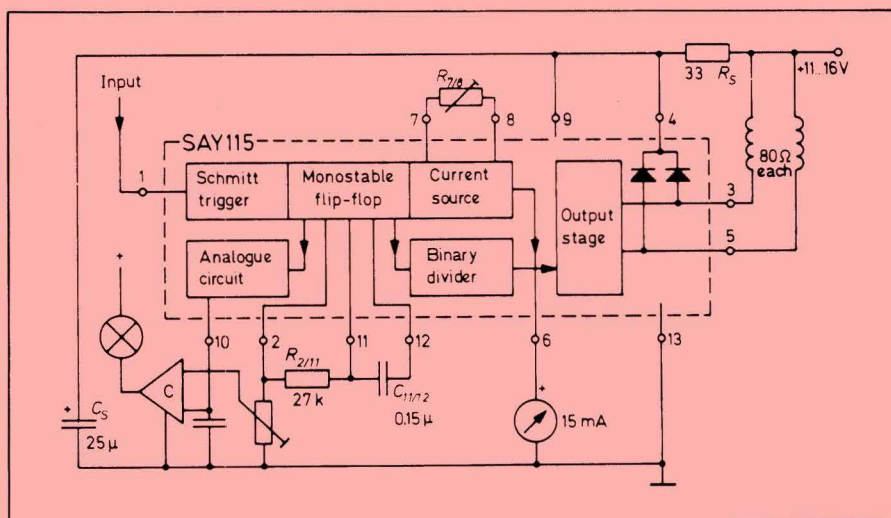
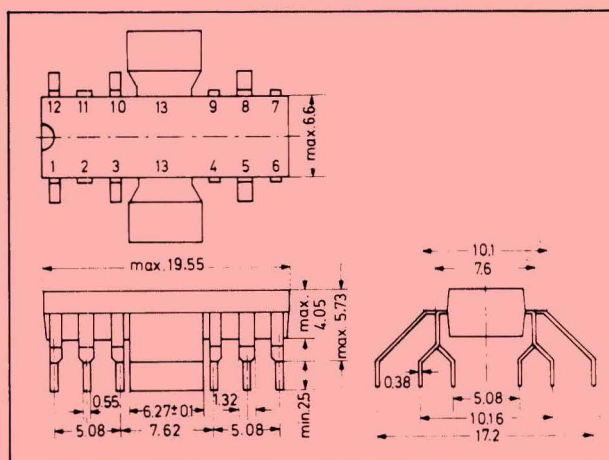
L'une des bornes de la bobine mobile est reliée à la masse, ce qui simplifie l'implantation.

Si l'on adjoint un condensateur de filtrage à la sortie analogique, on obtient une tension continue qui est une fonction linéaire de la vitesse.

En utilisant un comparateur (C sur le schéma) il est possible d'actionner une alarme lorsque la vitesse dépasse une certaine valeur ou tombe au-dessous d'un certain seuil. La tension de référence nécessaire au comparateur provient de la tension stabilisée de 6,5 V disponible à la broche 2 via un diviseur de tension (trimmer).

Le seuil de déclenchement de l'alarme dépend de la réponse en température du comparateur, du diviseur et du réseau $R_{2/11}$, $C_{11/12}$.

Il faut, en utilisation normale, protéger le circuit intégré des transitoires du circuit d'alimentation au moyen d'un filtre approprié. En outre, les ailettes de refroidissement du SAY 115 seront soudées à une masse électrique et thermique.



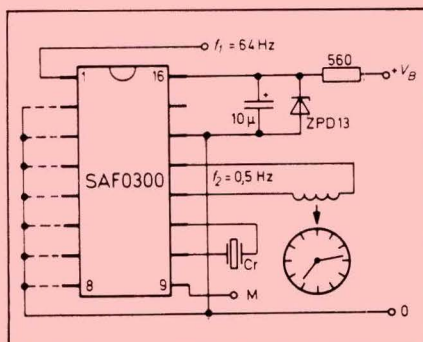
Circuits intégrés pour l'automobile

ITT-Semiconducteurs SAF 0300

Le SAF 0300 de ITT-Semiconducteurs est un circuit intégré CMOS conçu pour des applications de type « pendulette de voiture ». Il peut être alimenté sous 6 à 16,5 V et offre une sortie additionnelle 64 Hz qui peut servir de base de temps, par exemple pour des applications d'enregistrement tachymétrique.

Le SAF 0300 intègre un oscillateur, un diviseur fixe de fréquence 4 : 1 et un diviseur ajustable à 127 points — qui couvre la gamme $2^{14} : 1$ à $(2^{14} + 2^2) : 1$ —, un étage de commande de moteur et la sortie 64 Hz. Mis à part le quartz, l'oscillateur ne requiert aucun composant externe.

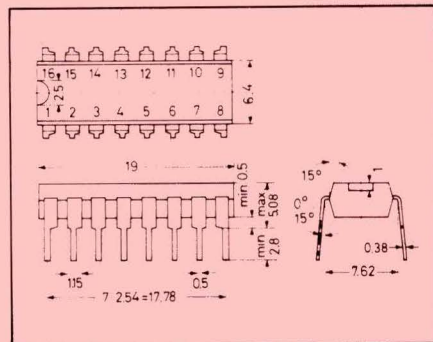
On peut ajuster la fréquence de sortie, au moyen de 7 points de réglage, avec une précision de 10^{-6} . A une fréquence d'oscillation de



4,194 812 MHz, la sortie du SAF 0300 (broches 12/13) délivre un signal carré de 0,5 s de durée et de fréquence 0,5 Hz, et ce, lorsque le diviseur de fréquence ajustable est en position centrale.

A la broche 1, on dispose du signal carré 64 Hz avec un facteur de 0,5.

La fréquence de sortie maximale est atteinte lorsque tous les points de réglages sont soit « en l'air », soit connectés à la broche 16. Si un ou plusieurs de ces points sont connectés à la masse (broche 14) la fréquence de sortie décroît.



La broche 8 donne le plus petit rapport de variation de la fréquence avec 1,9 ppm. La broche 7 donne un rapport plus élevé avec 3,8 ppm, et ainsi de suite jusqu'à la broche 2 qui permet un ajustement sur 122 ppm.

Si toutes les broches de réglages sont mises à la masse, la fréquence de sortie est réduite de 242 ppm.

Le test du diviseur par 4 s'effectue à la broche 9 (M sur la figure).

Caractéristiques générales

	Symbole	Min.	Typ.	Max.	Unité	Conditions
Consommation en courant (sorties en circuit ouvert)	I_{16}	—	—	3	mA	$V_{16} = 12 \text{ V}$
Fréquence au point de test (broche 9)	f_M	—	1,048703	—	MHz	$V_{16} = 6 \text{ V}$
Fréquences de sortie (diviseur en position centrale)	f_{01}	—	64	—	Hz	—
Durée de l'impulsion	t_{02}	—	0,5	—	s	—
Rapport de cycle du signal 64 Hz	t/T	—	0,5	—	—	—
Fréquence de sortie	$\Delta f_o/f_o$	—	± 121	—	ppm	—
Précision de réglage de la fréquence	df_o/f_o	—	$\pm 0,95$	—	ppm	—
Résistance de sortie broche 1	r_{o1}	—	—	5	k Ω	$V_{16} = 6 \text{ V}$
Résistance de sortie br. 12/13	r_{o2}	—	—	500	Ω	$V_{16} = 6 \text{ V}$

ITT-Semiconducteurs SAK 215

Le SAK 215, fabriqué par ITT-Semiconducteurs est un circuit de mise en forme d'impulsions, destiné aux compte-tours d'automobiles mais aussi à d'autres applications, telles que les convertisseurs fréquence-courant.

Alimenté sous 12 V, la SAK 215 peut s'adapter, par un choix convenable des composants externes, aux moteurs de deux à huit cylindres.

Le montage d'application

concerne un compte-tours 6 000 tours/mn.

Choix des composants externes

Soit R_M la résistance de l'instrument de mesure.

Il faut satisfaire à la relation :
 $V_{5/6} = V_7 - V_6 - (I_{sp} \cdot R_M) > 1 \text{ V}$

Le courant de crête à travers la bobine mobile est donné, par :

$$I_{sp} = I_M / 0,7,$$

avec I_M = courant continu pour une déviation pleine échelle.

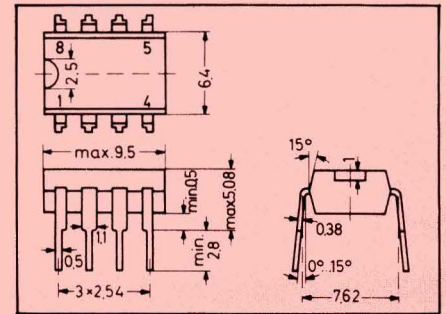
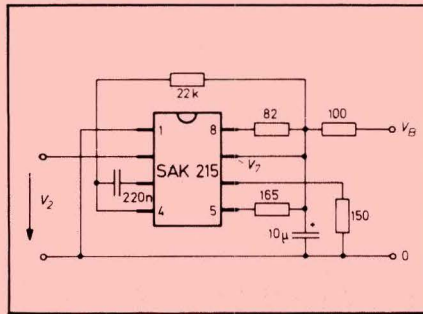
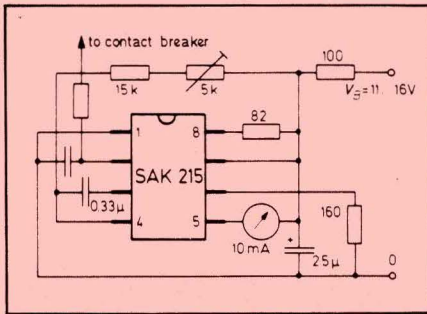
On pourra prendre $R_{6/1} = V_6 / I_{sp}$.

Entre les broches 7 et 1, le circuit se comporte tel une diode Zener ; il faut choisir la résistance série R_V pour qu'un courant suffisant alimente le circuit intégré et la bobine mobile, même aux tensions d'alimentation les plus basses. On prendra :

$$R_V \leq (V_{Bmin} - 8,2 \text{ V}) / (12 \text{ mA} + I_{sp}).$$

Enfin, de façon à assurer une fonction de stabilisation correcte, la chute de tension au travers de $R_{7/8}$ doit être limitée à 7 V, à la tension de batterie maximale. Il faut alors :

$$R_{7/8} < (7 \text{ V} \cdot R_V) / (V_{Bmax} - 7,4 \text{ V}).$$



Caractéristiques principales

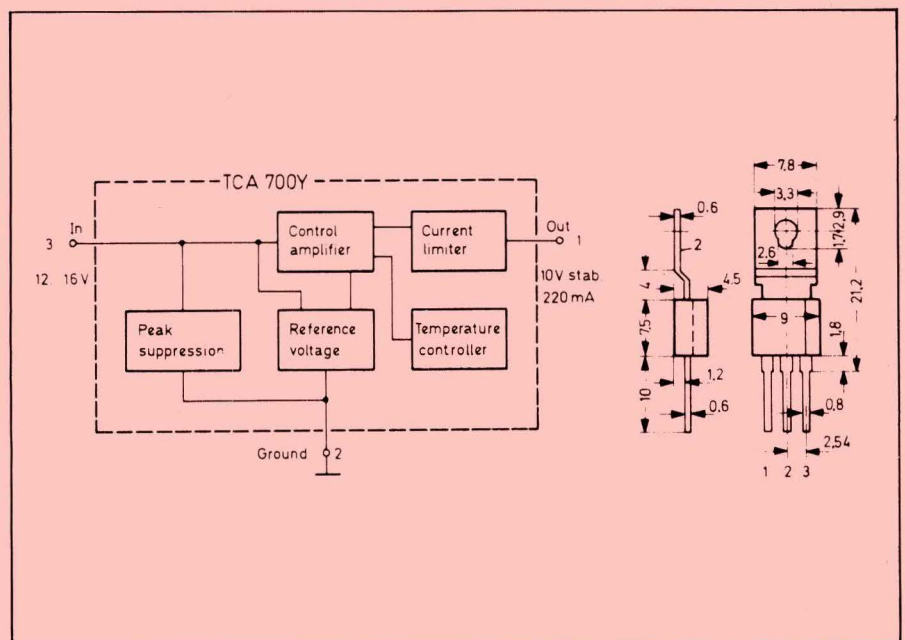
	Symbole	Min.	Typ.	Max.	Unité
Tension d'alimentation (stabilisée)	V_7	7,4	—	8,2	V
Consommation de courant	I_7	—	—	12	mA
Plage de tensions d'entrée	V_2	- 20	—	+ 0,5	V
Plage de déclenchement	V_2	1,5	—	20	V
Rampe de déclenchement	dV_2/dt	—	positive going	—	—
Impédance d'entrée	$r_{2/1}$	—	7	—	kΩ
Amplitude de l'impulsion (br. 6)	V_6	2	—	2,5	V
Durée de l'impulsion de sortie	t_5	—	$0,64 \cdot R_{7/4} \cdot C_{3/4}$	—	—
Courant de sortie	I_5	—	$-I_6$	—	—

ITT-Semiconducteurs TCA 700 Y

Fabriqué par ITT-Semiconducteurs, le TCA 700 Y est un régulateur de tension à trois sorties, réalisé en technologie bipolaire, spécialement conçu pour alimenter en 12 V stabilisés les instruments de bord des automobiles.

Ce circuit intégré se caractérise par une tension de sortie précisément définie, et un faible coefficient de température ; il dispose d'un limiteur de courant qui prévient toute destruction du composant en cas de surtension ou de court-circuit.

En fonctionnement normal, un petit dissipateur thermique doit être utilisé.



Caractéristiques principales

R_{th} radiateur/ambiante = 20 K/W, T_A = 25 °C)

	Symbole	Min.	Typ.	Max.	Unité
Tension stabilisée	V_1	9,775	10	10,225	V
à V_3 = 12 à 16 V, $R_{1/2}$ = 45,5 à 330 Ω	V_1	9,65	—	—	V
à V_3 = 11,5 V, $R_{1/2}$ = 45,5 Ω	V_1	8,95	—	—	V
à V_3 = 10,8 V, $R_{1/2}$ = 45,5 Ω	$\frac{\Delta V_1}{\Delta T_c}$	—	- 0,5	—	$\frac{mV}{K}$
Coefficient de température de la tens. stab.	$-I_1$	220	—	—	mA
Début de la limitation de courant	I_3	—	8	—	mA
Consomm. de courant à I_1 = 0	R_{thC}	—	—	10	K/W
Résist. thermique jonction/radiateur					

Circuits intégrés pour l'automobile

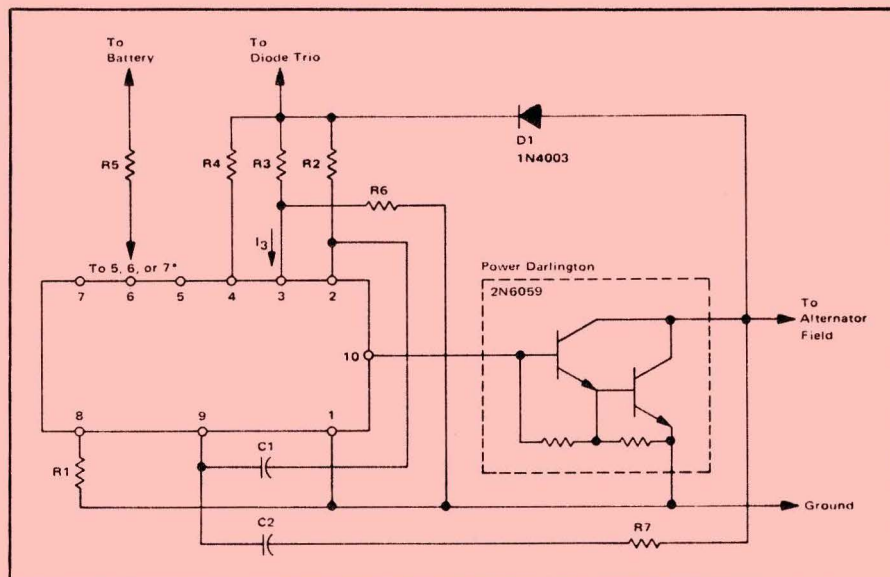
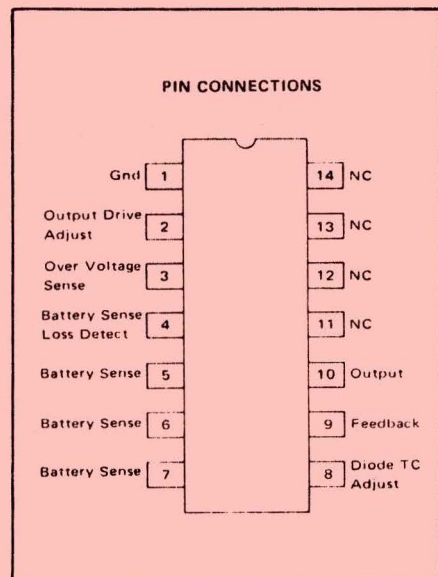
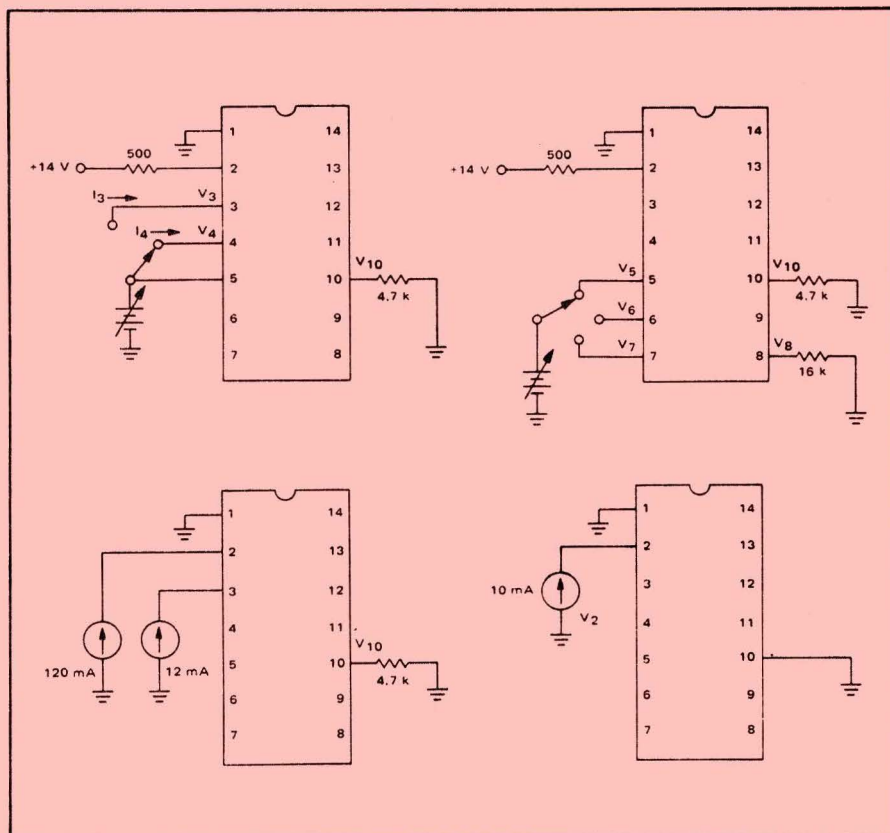
Motorola MC 3325

Fabriqué par Motorola, le MC 3325 est un régulateur de tension, destiné à être incorporé, en liaison avec un étage Darlington NPN, dans un système de charge d'alternateur à « champ flottant ».

Il est protégé contre les surtensions, les dangers dus à une connexion défectueuse à la batterie, et son coefficient de température peut être sélectionné par l'utilisateur. Présenté en boîtier « dual-in-line » 14 broches, le MC 3325 est également disponible sous forme de puce afin d'être monté en configuration hybride.

Circuit d'application

Dans le montage présenté ici, c'est R1 qui détermine le coefficient de température en réglant le courant dans les diodes. Ce coefficient d -



Caractéristiques  lectriques

	Symbole	Min.	Typ.	Max.	Unité
Tension de seuil broche 8	V ₈	7,9	—	8,8	V
Tension de seuil broche 5	V ₅	11,8	—	13,3	V
Tension de seuil broche 6	V ₆	11,1	—	12,6	V
Tension de seuil broche 7	V ₇	10,5	—	11,8	V
Courant de seuil broche 4 (détection de défaut)	I ₄	—	—	400	�A
Tension de seuil broche 4 (détection de défaut)	V ₄	1,3	—	1,7	V
Courant de seuil broche 3 (surtension)	I ₃	—	—	400	�A
Tension de seuil broche 3 (surtension)	V ₃	6,7	—	9,0	V
Chute de tension br. 2 vers br. 10	V ₂	1,9	—	2,4	V
Tension broche 10 (sortie état bas)	V ₁₀	—	—	0,7	V

croît lorsque la valeur de R1 s'abaisse. R1 doit être choisie de façon à ce que le courant dans les diodes demeure entre 0,5 et 1 mA. La résistance R5 détermine la tension V_{reg} telle que :

$$V_{reg} = [1 + (R5/R1)] 8,4 + [n + (R5/5 \text{ k}\Omega)] 0,7,$$

avec n = nombre de diodes ($4 \leq n \leq 6$).

La résistance R4 agit en limitation de courant en cas de circuit ouvert.

La résistance R3 agit également en limitation de courant en cas de surtension aux bornes des diodes. La tension à la broche 3 s'établit alors à 7,5 V environ. R3 doit être choisie de façon à ce que le courant I_3 à la surtension maximale soit entre 2 et 6 mA.

La résistance R2 détermine le

courant de commande de sortie. Ce courant vaut : $I_{com} = (V_{min} - 2,8 \text{ V}) / (R2 + 50 \Omega)$.

La résistance R6 est utilisée, en conjonction avec R3, pour régler la surtension maximale. Celle-ci vaut :

$$\approx [(R3 + R6)/R6] 7,5.$$

On prendra enfin environ 3 k Ω pour R7, et 10 nF pour C1 et C2 (éléments de compensation).

Motorola MC 3333

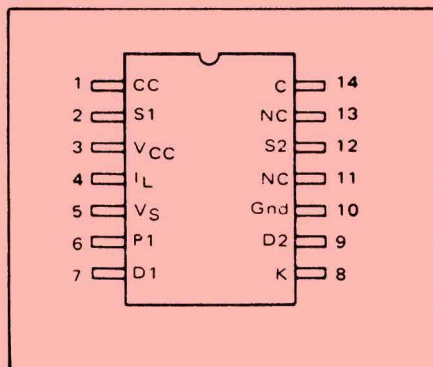
Fabriqué par Motorola, le MC 3333 est un circuit conçu pour l'allumage électronique (« vari-dwell ») destiné à fournir, en partant des informations du capteur, des impulsions de courant régulées à une bobine haute énergie.

Il se caractérise par une large plage de tension de fonctionnement (4 à 24 V), une possibilité d'ajustage externe du temps de fermeture et de l'énergie d'étincelle.

Il procure des impulsions de courant de sortie très stables, et incorpore un circuit de compensation de seuil pour le fonctionnement sous basse tension d'alimentation.

Circuit d'application

Dans le circuit-type présenté ici,



c'est le rapport R_A/R_B qui détermine le courant régulé dans la bobine d'allumage. Ce courant vaut :

$$I_{bobine} \approx [3,6 (R_A + R_B) / R_B]$$

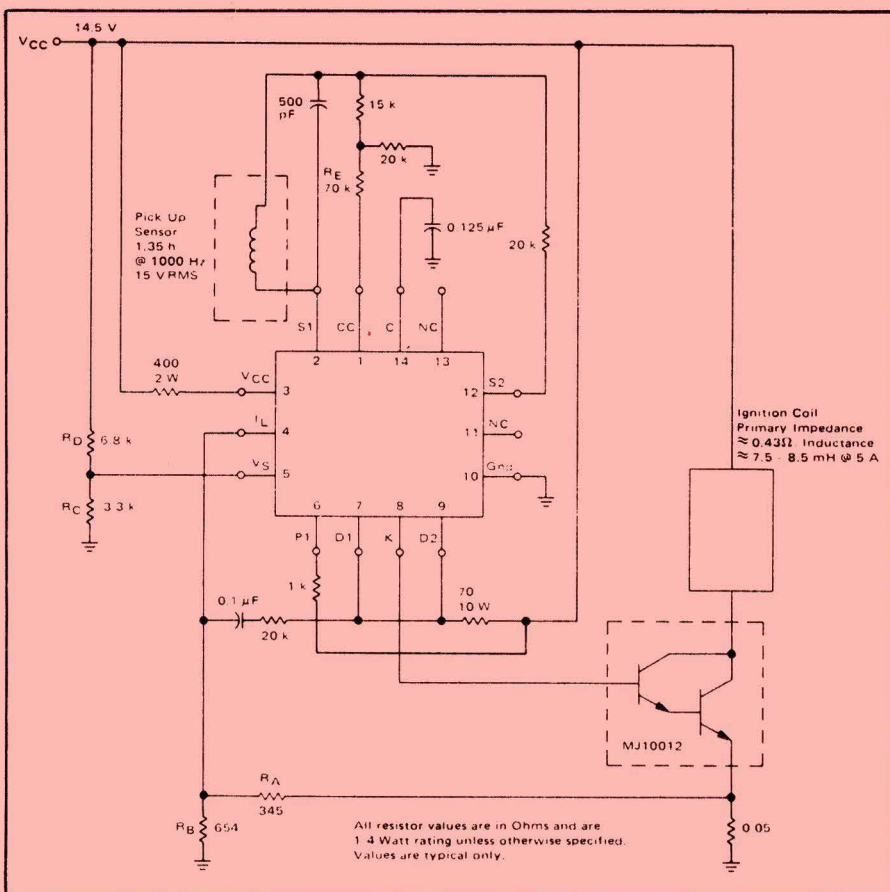
avec $R_A + R_B \approx 1 \text{ k}\Omega$.

Le rapport R_D/R_C fixe le point de déclenchement de la protection contre les surtensions, par rapport à B+ :

$$B+_{surtension} \approx 8 [(R_C + R_D) / R_C]$$

avec $R_C + R_D \approx 10 \text{ k}\Omega$.

R_E commande le temps de fermeture. La valeur donnée ici : 70 k Ω , correspond à 10 % pour 1 000



Caractéristiques électriques

Caractéristique	Symbole	Broche sous test	Min.	Typ.	Max.	Unité
Courant de drain	I_D	3	8,0	15	25	mA
Pré-driver On	V_{p1}	6	—	0,90	2,0	V
D1, D2 sortie On	$V_{D1, D2}$	7 et 9	—	110	500	mV
Contact Kelvin	V_K	8	—	40	200	mV
Circuit de charge CC	V_1	—	700	800	900	mV
Follower S1	V_{S1}	2	1,4	1,6	1,8	V
Clamp	V_C	14	—	8,4	8,8	V
Déclenchement S2	V_{S2}	12	1,6	1,9	2,1	V
Protection surtensions	V_S	5	8,0	9,1	10	V
Limite en courant	V_{IL}	4	150	180	220	mV

tours/mn (pour un cycle du distributeur dans un moteur 8 cylindres).

Des valeurs plus faibles que

70 k Ω allongent ce temps limite, des valeurs plus élevées le raccourcissent.

Le générateur de fonctions vobulé **WAVETEK** modèle 189 est d'un prix très modeste. Il possède toutefois une mémoire numérique de limites de balayage ainsi qu'un marqueur, tout comme les appareils de prix élevé.

Tournez le cadran à la fréquence limite inférieure désirée (jusqu'à 4 mHz) et poussez le bouton "START". Puis tournez le cadran à la fréquence limite supérieure (jusqu'à 4 MHz) et poussez le bouton "STOP". Les deux fréquences sont maintenant stockées en mémoire et le cadran est donc disponible pour afficher la fréquence du marqueur.

D'autres commandes permettent de varier la vitesse de balayage de 100 microsecondes à 120 secondes, de maintenir ou initialiser le balayage et régler le niveau de sortie jusqu'à 20V. En tant que générateur de fonctions le modèle 189 fournit des formes d'ondes sinusoïdales, carrées et triangulaires précises de 4 mHz à 4 MHz dans les modes entretenus et déclenchés en cycles uniques ou multiples.

Ainsi, si vous recherchez un générateur de fonctions vobulé de prix raisonnable, mais très performant en balayage, rappelez-vous du **WATEVEK** modèle 189.



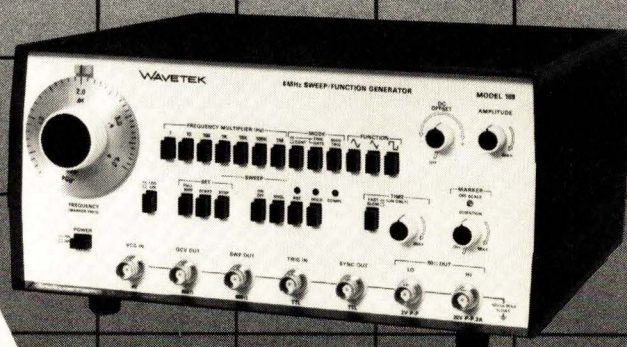
Z.A. des Godets

Rue des Petits-Ruisseaux - B.P. 24
91370 VERRIÈRES-LE-BUISSON

Tél. : (6) 930.28.80

Télex : 600 517 F

SERVICE-LECTEURS N° 207



Vobulateur lin/log 4 MHz
WAVETEK® 189
étonnant. accessible.

Durant les dernières années, la technologie des transistors V-MOS a vu apparaître un certain nombre de « nouveaux » composants, dans les programmes de fabrication des fournisseurs de semi-conducteurs. En effet, la position sur le marché d'un fabricant donné se trouve considérablement renforcée dans le cas où « sa » géométrie particulière s'élève au rang de standard industriel.

Nouveaux développements des transistors MOS de puissance

Cette sorte de course à la suprématie a motivé la prolifération de nouvelles appellations : après le V-MOS, lancé par *Siliconix*, nous avons vu les « Hexfet » d' *International Rectifier*, les « Sip-MOS » de *Siemens*, les « Z-MOS » d' *Intersil* ou les « T-MOS » de *Motorola*. Tous cependant se réfèrent à une structure dans laquelle le flux de courant s'établit verticalement (V-MOS). Si l'intérêt du V-MOS est généralement reconnu lorsqu'on parle des petits signaux, le domaine de la puissance donne lieu, en revanche, à bien des controverses dans lesquelles s'affrontent partisans du MOS et du bipolaire — cette dernière filière ayant certainement encore de beaux jours devant elle —. L'objet de l'article ci-après n'est pas d'arbitrer entre les deux « camps », mais de faire le point sur les structures V-MOS, leurs caractères et leurs paramètres, puis d'examiner succinctement la technologie « mixte », et porteuse de promesses, qu'est le « Superfet » annoncé par Supertex.

Les différentes structures MOS de puissance

Dans les premiers transistors V-MOS, disponibles commercialement, on réalisait une gravure en « V », après introduction des différents matériaux dopants dans le wafer, exposant les régions N⁺ (source) et P comme le montre la **figure 1-a** (structure « V-groove »).

Les opérations ultérieures d'oxydation et de métallisation donnaient au transistor la structure finale de la **figure 1-b**.

Afin d'élever les performances que permettaient de tels transistors, on pensa alors à substituer, comme conducteur de grille, l'aluminium au silicium polycristallin (**fig. 2**). Cela permit d'augmenter la densité de

transistors unitaires par wafer, et de réaliser des composants présentant une résistance « on » inférieure par unité de surface.

L'expérience industrielle a cependant montré que, en cas de champs électriques importants, la solution de la porte silicium procure au transistor une fiabilité plus élevée en général que ne le permet la porte aluminium.

Un second perfectionnement consista à « raboter » le V initial, de façon à élargir la surface de passage du flux de courant et à diminuer par là même la résistance à l'état passant (**fig. 3**).

La structure en V ou en U, demeure cependant un process complexe et délicat, donc coûteux. Aussi imagina-t-on la structure dite V-DMOS qui, elle, est de type planar.

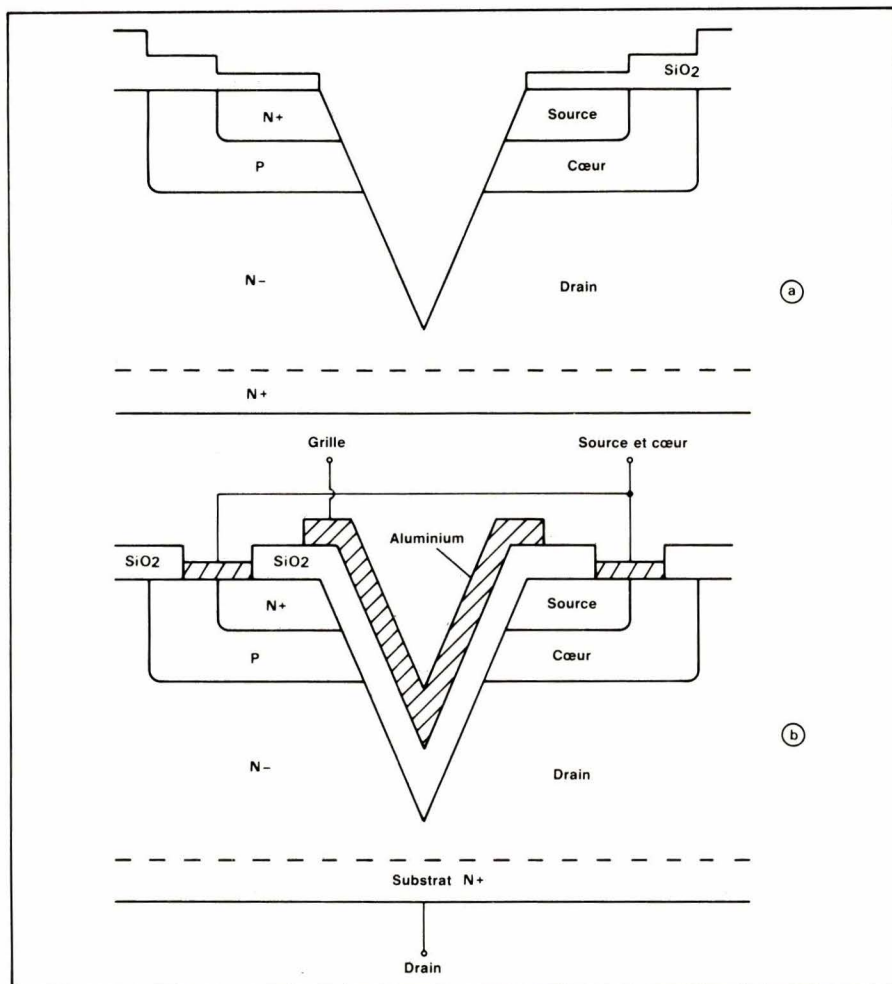


Fig. 1

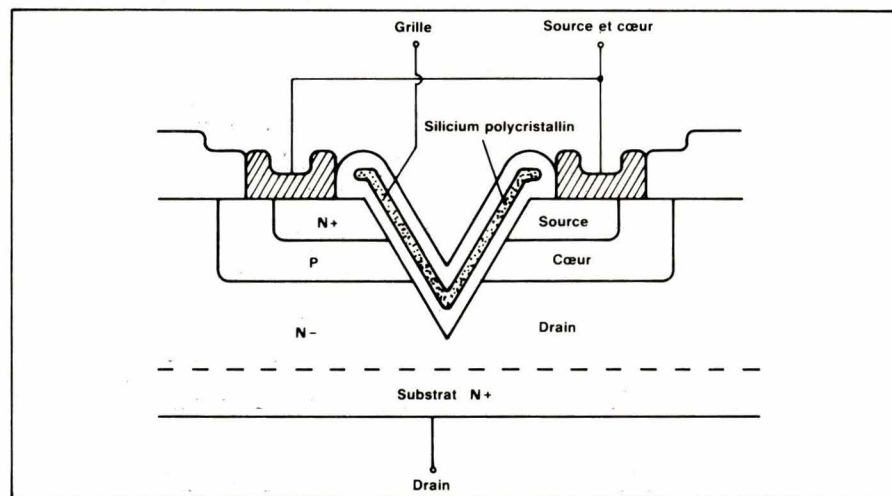


Fig. 2

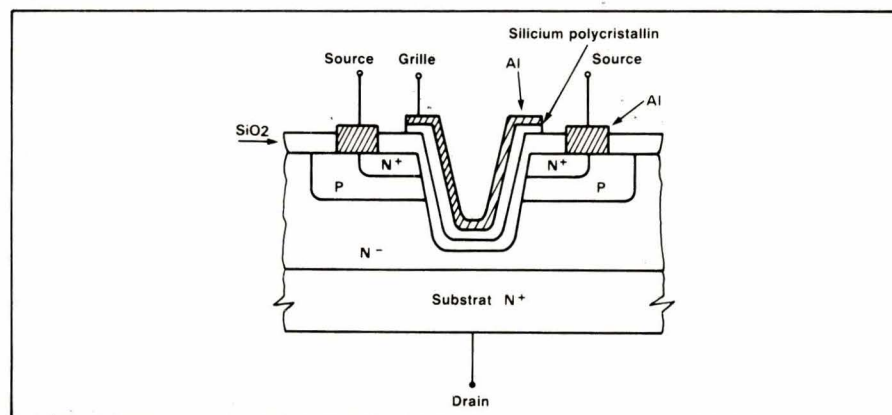


Fig. 3

Le flux des porteurs s'exerce ici latéralement, de la source vers la région de drain sous la grille, puis verticalement vers le contact de drain (fig. 4).

Comme les V-MOS, les transistors V-DMOS peuvent être réalisés en accès interdigité (cas de la figure 4) ou à deux niveaux (fig. 5). La même figure 4 se réfère à la technologie grille silicium qui a supplanté très vite la grille aluminium des premiers V-DMOS.

La comparaison V-MOS/V-DMOS dégagerait un certain avantage en faveur du V-MOS, dû au plus court chemin qu'empruntent les porteurs pour transiter de la source vers le drain.

En fait, des différences dans la mobilité des porteurs le long des divers plans cristallins ainsi que l'influence de la haute résistivité de la région de drain dans la résistance totale du transistor réduit à néant l'avantage que des structures V ou U peuvent avoir sur le D-MOS.

La géométrie du composant et les caractéristiques de la couche épitaxiale sont les facteurs déterminants de la résistance « on ». Plusieurs géométries sont aujourd'hui utilisées dans les transistors V-MOS. Les plus habituelles mettent en œuvre une surface de source hexagonale, ou carrée, ou bien des bandes parallèles ou interdigitées pour les régions de source et de grille.

Les configurations hexagonale et carrée ont le désavantage d'une capacité d'entrée assez élevée — typiquement d'un facteur 2 par rapport aux autres géométries —.

Les premiers MOS de puissance mis sur le marché supportaient entre 40 et 100 V. On trouve maintenant des transistors spécifiés à 500 V. Les 1 000 V sont atteints en laboratoire, cette performance deviendra « commerciale » en 1982.

Cet accroissement des caractéristiques en tension a pu se réaliser en transposant aux MOS les techniques employées pour les diodes HT et les transistors bipolaires. Des anneaux de limitation de champ (fig. 6) sont le plus souvent utilisés par les fabricants, afin d'obtenir des tensions de claquage élevées. Ce procédé, en éloignant latéralement la région de déplétion de la jonction primaire, réduit le champ électrique local et élève la tension de claquage de la jonction.

L'élévation de la tension de claquage d'un MOSFET de puissance

s'accompagne d'un accroissement correspondant de la résistance $R_{DS} (ON)$: une tension de claquage plus élevée requiert en effet une couche épitaxiale plus épaisse, donc de résistivité plus importante. La résistance « on » croît, en fonction de la tension de claquage, selon une puissance de 2,6 environ. Ce qui signifie qu'un doublement de cette tension s'accompagne d'une résistance « on » multipliée par un facteur de 6 environ. C'est pourquoi les transistors V-MOS ne s'imposent pas d'emblée pour des applications dépassant 500-600 V.

Caractéristiques électriques des V-MOS

Caractéristiques d'entrée

L'avantage du V-MOS est ici sa grande impédance d'entrée. En se reportant à la **figure 4**, on voit en effet la grille surmontée d'une couche de bioxyde de silicium - SiO_2 -. La conduction au travers de cette couche isolante représente le seul chemin possible pour que s'établisse un flux de courant de la grille vers toute autre borne.

Lorsque le point de fonctionnement du transistor demeure fixe, ce courant de fuite est le seul qui doit être fourni à la grille. Cependant, lorsque le point de fonctionnement vient à varier, une charge est appliquée ou soustraite à la grille. Il faut donc qu'un courant soit fourni à la connexion de grille. Les caractéristiques de capacitances du V-MOS, étant non-linéaires, ne permettent pas de déterminer précisément le courant de commande nécessaire pour débloquent le V-MOS dans un intervalle de temps donné. Cette incertitude peut-être levée en faisant appel à des abaques, particulières à chaque type de composant, dont un

exemple est donné à la **figure 7** (type VN12 de *Supertex*). Dans cet exemple, la charge nécessaire pour modifier la tension de grille est inscrite comme une fonction de la tension drain-source. Cette information, jointe aux caractéristiques d'impédance du circuit de commande, permet de déterminer le moment optimal pour débloquent le transistor. On voit également, selon la **figure 7**, toute l'importance de la capacité d'entrée en commutation. En effet, un transistor présentant, pour la même résistance « on », une capacité d'entrée supérieure, demandera un courant de commande plus élevé pour une même fonction de commutation.

En tous les cas, la géométrie source-grille interdigitée procure une résistance à l'état passant tout aussi faible que la géométrie « overlaid », tout en se contentant d'un courant de commande inférieur d'un facteur 2.

Cependant, la haute impédance d'entrée qui caractérise le MOSFET oblige l'utilisateur à bien penser et bien comprendre la circuiterie de commande. Celle-ci doit être apte à charger et décharger la capacité de grille de manière optimale. De plus, le diélectrique recouvrant la région de grille peut être endommagé si la tension grille-source excède celle que recommande le fabricant ; en

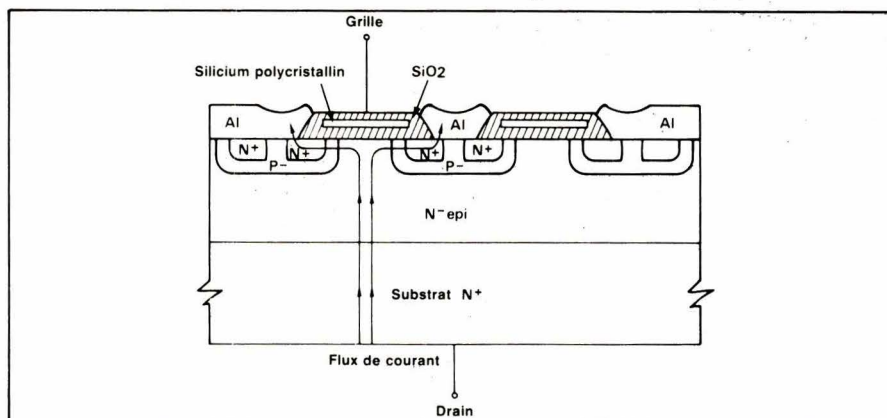


Fig. 4

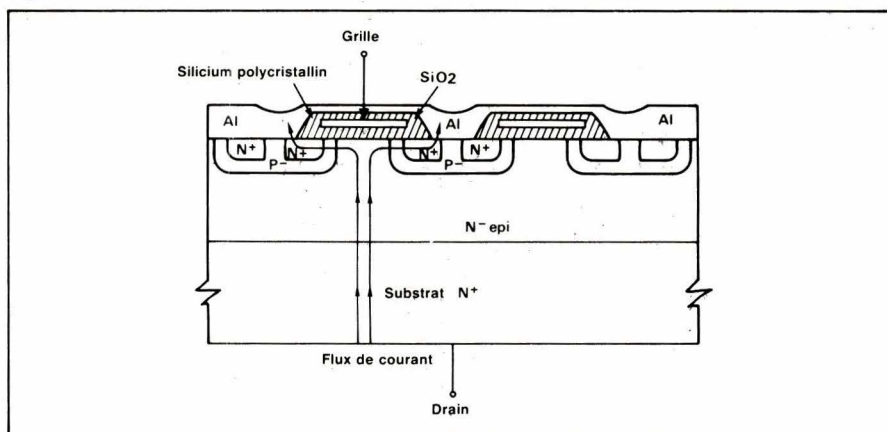


Fig. 5

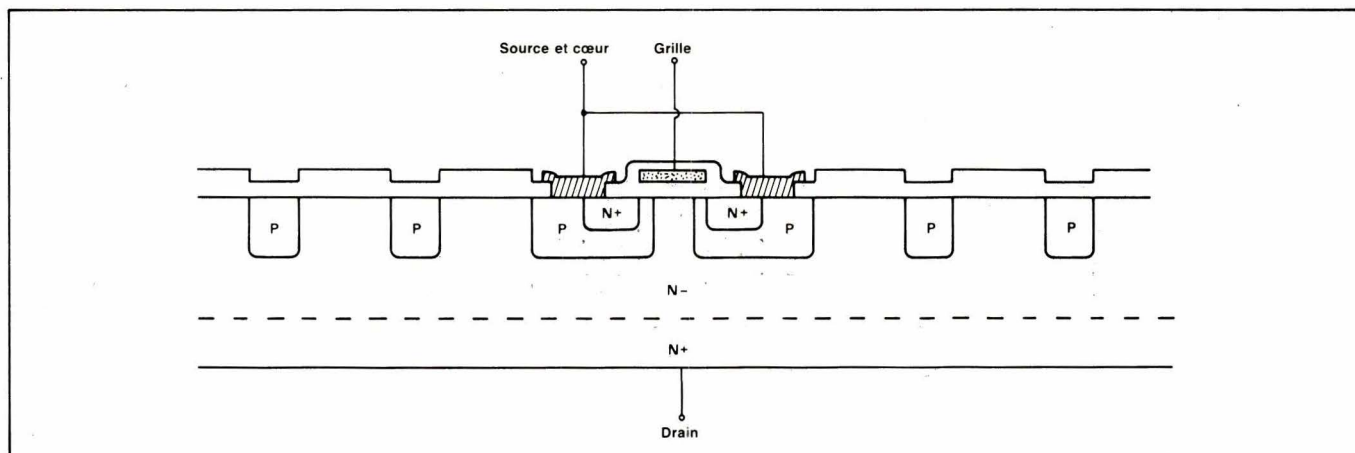


Fig. 6

cas de transitoires importants en entrée, un composant limiteur de tension s'impose.

Les premiers V-MOS de puissance comportaient pour ce faire une diode Zener intégrée. Celle-ci, cependant, causait plus de désagréments qu'elle n'apportait d'améliorations. Dans la géométrie actuellement employée, la diode Zener est la jonction émetteur-base d'un transistor n-p-n « parasite » (fig. 8-a et b). Le transistor additionnel entre en fonctionnement lorsque la grille devient de quelques dixièmes de volts plus positive que la source. Dans ces conditions, la tension de maintien du transistor décroît du BV_{DSS} du MOSFET vers le BV_{CEO} du transistor « parasite » (fig. 9). Typiquement, la valeur du

BV_{CEO} est de moitié inférieure à la valeur BV_{DSS} du MOSFET. On voit quel est le handicap de la tension de maintien qui résulte de la présence d'une diode Zener de protection.

D'autres différences significatives entre les MOSFET et les bipolaires apparaissent lorsque le niveau des spécifications s'accroît. Dans un transistor bipolaire, la tension émetteur-base est surtout déterminée par les caractéristiques intrinsèques du silicium utilisé pour la fabrication. Une tension de 0,6 V environ est suffisante pour polariser la base dans la zone active. Cette valeur de 0,6 V n'est pas une fonction très critique du process de fabrication, la dispersion des caractéristiques n'est pas très étendue.

Dans le cas d'un MOSFET, le paramètre équivalent est la tension de seuil. Celle-ci est étroitement dépendante des conditions de fabrication, et la dispersion des caractéristiques est plus étendue. Dans une structure V-MOS, un niveau de dopage plus élevé dans le cœur du transistor est indispensable pour maintenir des tensions drain-source suffisantes.

Une tension de seuil de moins de 2 V convient pour un transistor spécifié à 100 V ; pour un modèle 500 V, une tension de seuil de 3 V est nécessaire.

Caractéristiques en surtension

Pour tout transistor V-MOS, existe le risque que la tension aux bornes drain-source excède la valeur maximale tolérée. Dans ces conditions, l'idéal serait que le transistor ne subisse aucun dommage tant que la puissance maximale que peut dissiper le boîtier n'est pas dépassée.

Quant à la tenue en tension, le V-MOS accuse quelque supériorité sur le bipolaire dans deux domaines.

- Tout d'abord, la tension de service maximale d'un transistor bipolaire, dans sa zone active, équivaut à la valeur du BV_{CEO} ; tension bien inférieure à la tension de claquage maximale collecteur-base. Cette disparité n'existe pas dans le cas du V-MOS étant donné que les régions cœur et source sont en liaison directe. En pratique, on peut donc faire travailler un V-MOS plus près de sa tension de claquage qu'on ne peut le faire avec un bipolaire.

- Le second avantage du V-MOS réside dans la présence (fig. 10) de la diode cœur-drain. Celle-ci peut supporter des impulsions de courant de valeur élevée, une fois que la jonction est entrée en régime d'avalanche.

Ce comportement est radicalement différent de celui du transistor bipolaire, pour lequel les problèmes de second claquage sont toujours présents.

Caractéristiques en tension inverse

La diode « technologique » de la figure 10 est capable de supporter des courants inverses au moins égaux aux spécifications en courant du MOSFET. Cette diode protège également le transistor des transitoires, sans qu'il soit nécessaire de lui adjoindre d'autres composants extérieurs.



Fig. 7

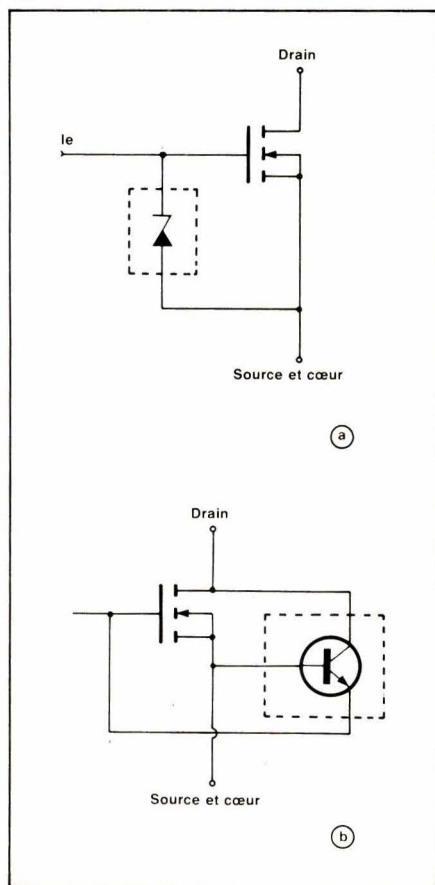


Fig. 8

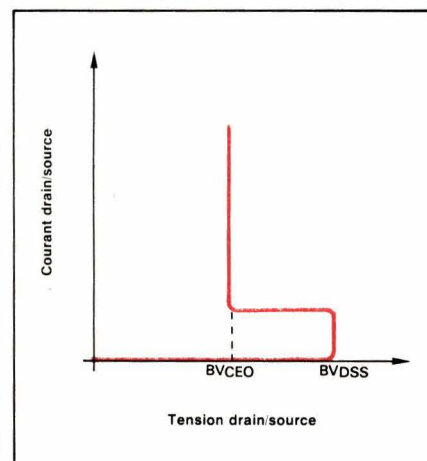


Fig. 9

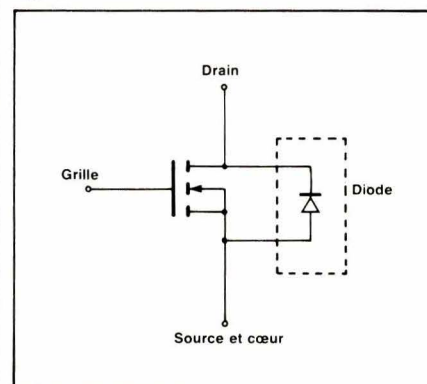


Fig. 10

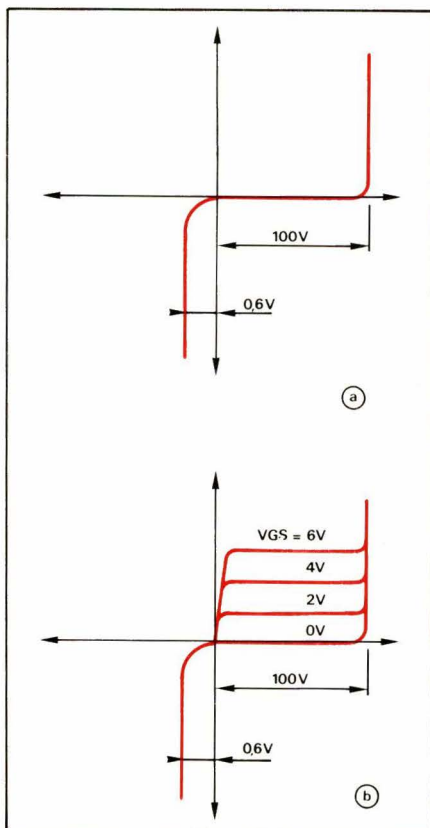


Fig. 11

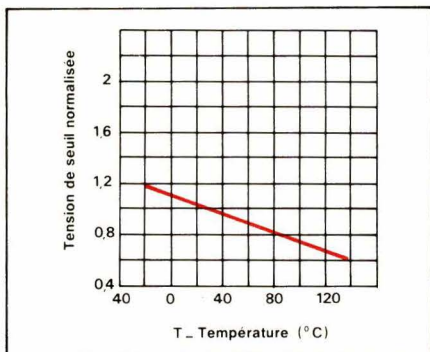


Fig. 12

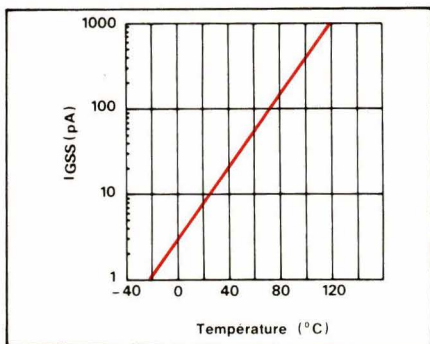


Fig. 13

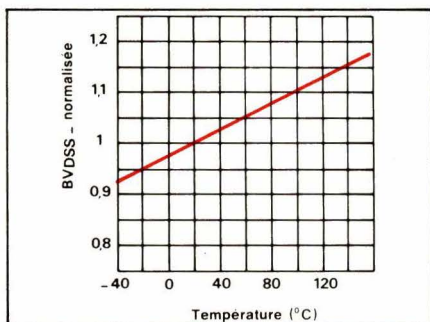


Fig. 14

Caractéristiques en température

Les courbes présentées à la **figure 11** donnent l'allure du comportement courant/tension d'un MOSFET.

Dans le cas de cette figure, le transistor V-MOS peut être considéré comme une diode polarisée en inverse, avec un courant de fuite de surface modulé par la grille : l'apparition d'une tension sur cette dernière permet aux porteurs de se déplacer de la source vers le drain via un « canal » induit dans la surface.

Passons maintenant en revue quelques paramètres propres aux MOS de puissance.

- La tension de seuil de grille ($V_{GS(TH)}$). Elle se définit comme la tension grille-source nécessaire pour produire un courant de drain donné. Elle se mesure habituellement avec le drain réuni à la grille.

La tension de seuil en fonction de la température est donnée à la **figure 12** avec pour exemple un modèle VN12 de *Supertex*. La décroissance que l'on constate est surtout due à des porteurs générés thermiquement, ou au courant de fuite qui s'ajoute au flux de courant en surface, ce qui abaisse le niveau de tension qu'il convient d'appliquer pour obtenir un courant donné.

- Le courant de fuite de grille (I_{GSS}). Il se mesure avec drain et source à la masse, la grille étant polarisée par la tension spécifiée. Ce courant de fuite provient d'un flux de courant à travers le substrat isolant de bioxyde de silicium qui entoure la grille. Les valeurs typiques sont de l'ordre de quelques picoampères ou moins, dans une plage de température de -55 à $+200$ °C. Lorsqu'on est en présence d'une diode « technologique » entre grille et source, le courant de fuite — qui est celui d'une diode polarisée en inverse — double environ tous les 10 °C (**fig. 13**).

- Le courant de fuite à l'état de repos (I_{DSS}). On le détermine en ap-

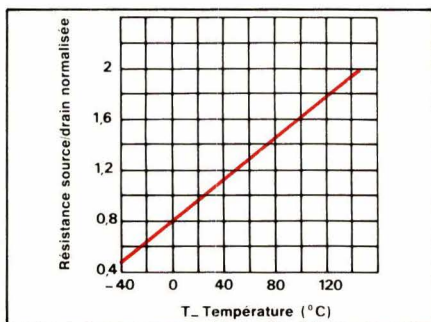


Fig. 15

pliquant une tension entre drain et source (la grille étant réunie à la source) et en mesurant le courant résultant. Sa valeur équivaut à ce que présente une diode polarisée en inverse, il se dégrade de même vers les extrêmes en tension et en température.

- La tension de claquage drain-source avec la grille réunie à la source (BV_{DSS}). Elle se détermine en forçant un courant déterminé entre drain et source et en mesurant la tension résultante. Celle-ci augmente avec la température, comme le montre l'exemple de la **figure 14**. Ce paramètre est sujet à se dégrader dans des applications haute tension, là où des courants élevés peuvent se créer si les spécifications en tension du transistor sont dépassées durant une période de temps assez longue.

- La résistance à l'état passant ($R_{DS(ON)}$). Elle se mesure comme étant la tension drain-source divisée par le courant de drain, à des valeurs déterminées de courant de drain et de tension grille-source.

La résistance « on » d'un MOS de puissance dépend surtout de la résistance de la région de drain. Il s'agit donc, pour la minimiser, d'optimiser la géométrie de la puce. Cette résistance peut augmenter considérablement, à la température de fonctionnement du transistor, par rapport à l'ambiante, parce que l'échauffement réduit la mobilité des porteurs, ce qui abaisse le courant pour une tension donnée. En revanche, le problème du second claquage disparaît.

Les constructeurs recommandent une valeur maximale de courant pour éviter de dépasser la dissipation maximale correspondant à un boîtier donné. La **figure 15** donne l'allure de la résistance « on » en fonction de la température pour un transistor type VN12.

- La vitesse de commutation. Le MOSFET est un dispositif à porteurs majoritaires et ne présente pas le long délai de « turn-off » des transistors bipolaires. De même, le temps de commutation du MOSFET n'est pas lié étroitement à la température, car il n'y a pas stockage de porteurs minoritaires.

Transconductance en petits signaux

Ce paramètre, noté g_{fs} ou g_m , est le rapport $\Delta I_D / \Delta V_{GS}$ mesuré pour une variation de 10 % du courant de drain, pour une valeur spécifiée de polarisation du drain au repos. La

transconductance dépend de la structure du composant selon :

$$g_m = (\mu_{\text{eff}} Z \epsilon_{\text{ox}}) / (L t_{\text{ox}}) (V_{\text{GS}} - V_{\text{GS(TH)}})$$

avec :

$$\frac{Z}{L} = \frac{\text{Périmètre de source}}{\text{Longueur du canal}}$$

μ_{eff} = mobilité effective des porteurs,

ϵ_{ox} = constante diélectrique de grille,

t_{ox} = épaisseur d'oxyde de grille (fig. 16).

La transconductance est proportionnelle au périmètre de source, donc à la surface de la puce. Pour une surface de puce donnée, augmenter le périmètre de source revient à augmenter g_m . On pourrait aussi, pour obtenir le même résultat, réduire l'épaisseur d'oxyde de grille, mais cela limiterait la plage de tensions admissible sur la grille à cause de la constante diélectrique du bioxyde de silicium (60 V par 1 000 Å de SiO_2). L'épaisseur typique d'oxyde de grille se situe vers 1 000 Å. Dans les structures MOS de puissance, la transconductance varie, en fonction de V_{GS} , selon la figure 17 (cas d'un VN 03 Supertex).

MOS ou bipolaire ? MOS et bipolaire !

La plupart des concepteurs s'accordent à dire que les MOS offrent bien des avantages pour les applications en petits signaux. Au niveau des fortes puissances, les avis restent partagés entre tenants du bipolaire et partisans du MOS. Il est vrai que, pour les applications ne demandant pas plus de 5 A ou 100 V, les MOSFET font figure de produit « adulte » ; d'autre part, le coût de ces composants doit décroître de 15 à 30 % l'an jusque vers 1985.

Deux voies de recherche s'ouvrent aux fabricants : la première consiste à rechercher l'amélioration constante des caractéristiques des V-MOS en tension et courant, afin de les placer en concurrence des relais, des circuits de commande de moteurs par exemple.

La seconde vise à intégrer des MOSFET dans des circuits monolithiques complexes (fig. 18), avec sorties multiples en courant et tension. Des réseaux 200 à 400 V, canal N et canal P existent déjà (Supertex). Ces réseaux disposent de huit sorties avec une source commune et ont été conçus pour attaquer des afficheurs électroluminescents. Le

fonctionnement en haute tension est possible en faisant appel à une structure D-MOS latérale ; cette technologie permet également d'intégrer sur la puce des circuits, analogiques et numériques, de conditionnement de signal. On sait maintenant réaliser des circuits monolithiques qui décodent les signaux série et assurent l'interface avec un certain nombre de voies électriques ou électromécaniques.

Le « Superfet » :
une structure mixte
MOS/bipolaire

Une première comparaison entre transistors MOS et bipolaires tend à conclure que, pour des fonctions de commutation, le bipolaire est plus efficace en dessous de 15 kHz, tandis que le MOS est avantageux au-dessus de cette fréquence.

Le tableau 1 compare quelques pa-

ramètres fondamentaux des deux types de composants : on voit que le transistor de puissance « idéal » devrait combiner les caractéristiques d'entrée et de commutation du V-MOS avec les paramètres de fort courant et de faible chute de tension d'un bipolaire.

Le concept d'une structure « cascadée » de transistor n'est pas nouveau ; le « Darlington » bien connu possède un gain en courant qui est le produit des gains des deux transistors unitaires, et se caractérise par une chute de tension qui est la somme de la tension de saturation du transistor d'entrée et de la chute de tension dans la diode base-émetteur du transistor de sortie.

Aussi bien (fig. 19) peut-on combiner un transistor V-MOS et un transistor bipolaire. Cette structure, baptisée par Supertex « Superfet 1 », réunit une haute impédance

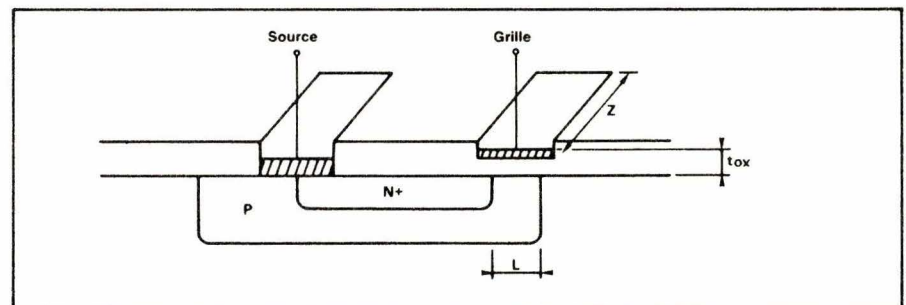


Fig. 16

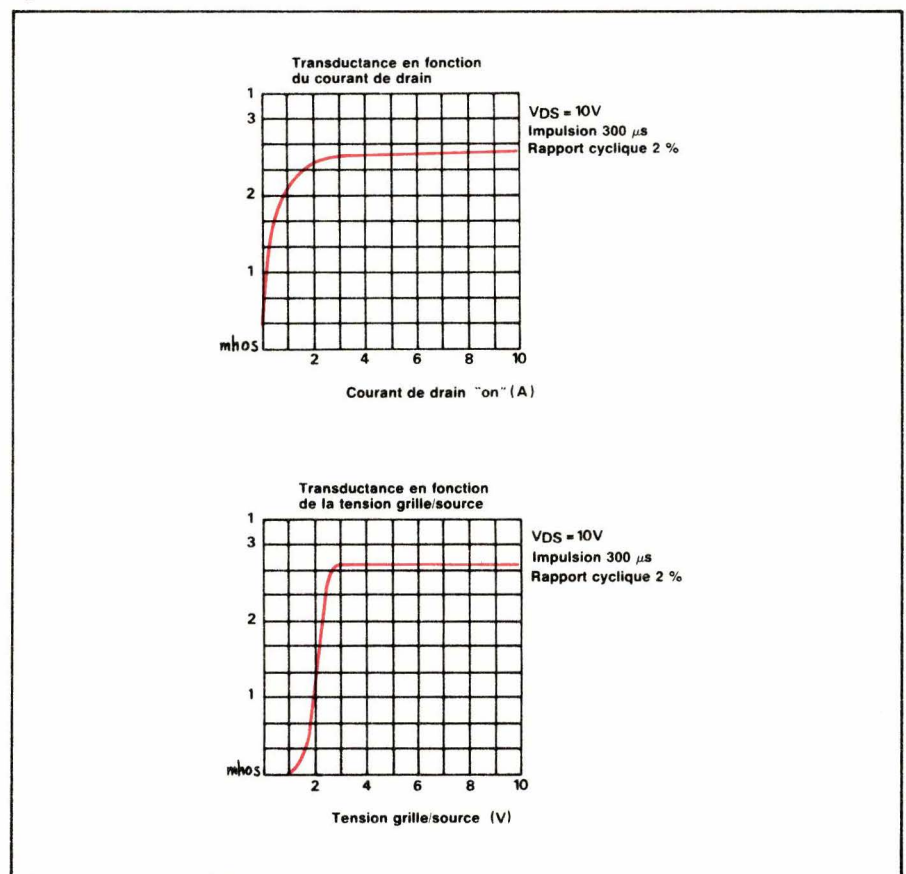


Fig. 17

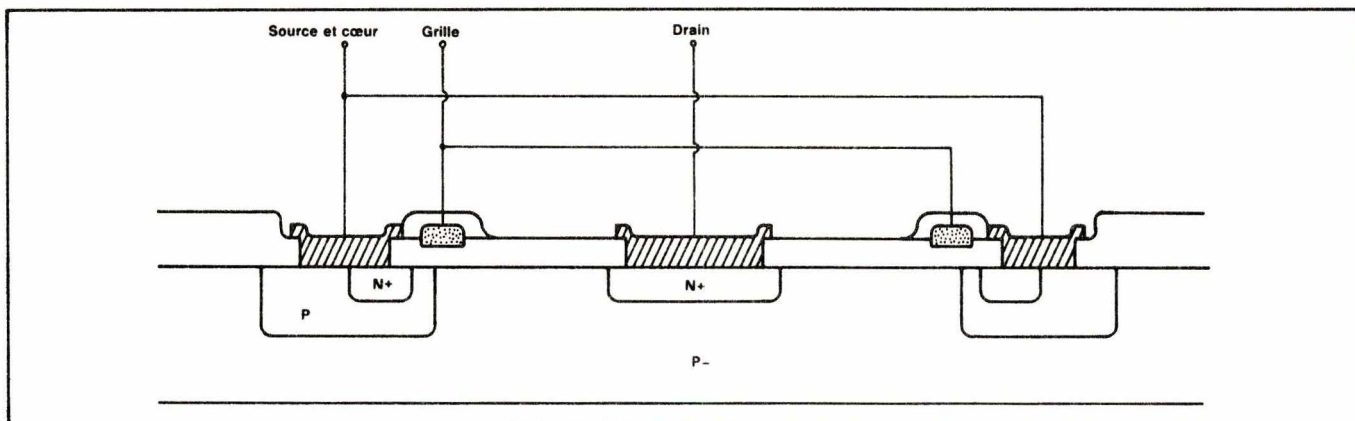


Fig. 18

TABLEAU 1		
	Transistor bipolaire	Transistor MOS
Impédance d'entrée	$10^3 - 10^5 \Omega$	$10^4 - 10^{11} \Omega$
Gain en courant	5-20	$10^5 - 10^8$
Chute de tension relative à courant élevé	faible	élevée
Tenue en courant	élevée	faible
Vitesse de commutation « On »	700 ns	200 ns
« Off »	2 μ s	400 ns
Pertes en commutation	élevées	faibles

d'entrée (due au MOS) avec les caractéristiques de fort courant et de faible résistance « on » du bipolaire. L'addition d'une résistance de faible valeur entre base et émetteur du transistor bipolaire évite les déclenchements intempestifs dus aux transitoires.

Conception et fabrication d'un transistor mixte MOS/bipolaire

Le premier souci du constructeur doit être de minimiser la chute de tension dans le transistor ; il faut, pour ce faire, « doser » judicieusement la taille des deux transistors élémentaires. En effet, un MOSFET trop « petit » ne fournira pas un courant de commande de base suffisant au transistor bipolaire ; en revanche, un MOSFET trop « important » dégradera la tenue en courant de la structure mixte. La répartition entre la partie MOS et la partie bipolaire doit être effectuée en considérant le flux de courant et la chute de tension correspondante lorsque le composant est en action. La **figure 20** donne le sens des courants circulant dans la structure « Superfet » et propose un schéma équivalent. On s'aperçoit que la chute de tension

totale reste faible lorsque quatre conditions sont satisfaites :

- gain en courant élevé du transistor bipolaire ;
- faible résistance du « driver » V-MOS ;
- faible rapport entre résistance du V-MOS et résistance base-émetteur ;
- petit V_{BE} du transistor.

La modélisation du « Superfet » en fonction de ces contingences a conduit aux choix suivants :

- le FET V-MOS possède 1Ω de résistance « on » à 2 A de courant de drain. Il occupe approximativement 40 % de la puce de 245×255 mil ;
- le transistor bipolaire, ainsi que la résistance base-émetteur et la métallisation d'interconnexion occupent le restant de la puce. Afin de minimiser les capacités, le transistor V-MOS est réalisé en structure source-grille interdiguée.

Le transistor bipolaire se présente en fait comme un réseau de petits émetteurs, connectés en parallèle à deux points de sortie. On assemble en parallèle 42 résistances séparées

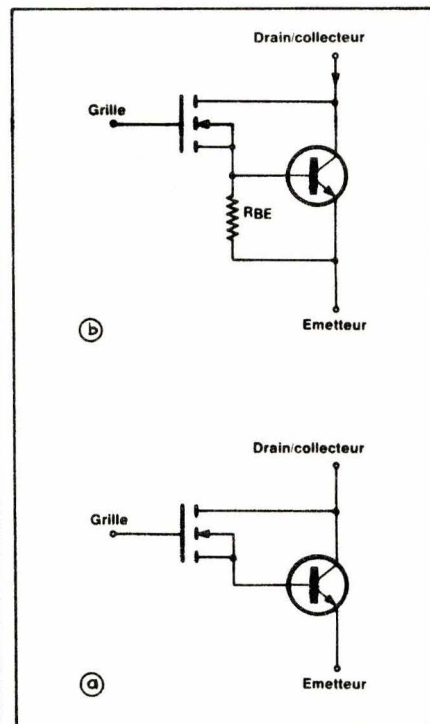


Fig. 19

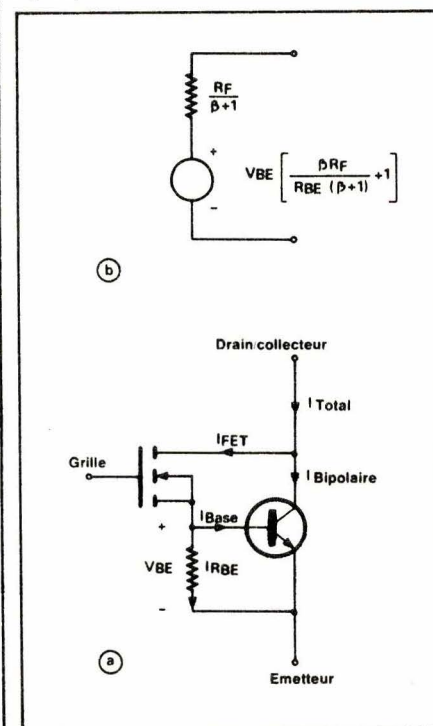


Fig. 20

pour obtenir $10\ \Omega$ entre base et émetteur.

La **figure 21** donne le schéma équivalent de l'ensemble. Le process utilisé pour fabriquer le V-MOS peut être conservé – avec modifications mineures – pour produire le bipolaire.

La **figure 22** montre, en coupe, une structure de ce type, avec la diffusion P formant à la fois le cœur du V-MOS et la base du transistor bipolaire.

La tenue en tension de l'ensemble est assurée en ménageant des anneaux de limitation de champ, au périmètre de la région P. Ceux-ci confinent le champ électrique, dans un domaine situé entre la région base/ cœur et la région drain/ collecteur, en dessous du niveau critique. Cela permet de fabriquer des composants « montant » jusqu'à 600 V.

Caractéristiques
statiques du
« Superfet »

Les paramètres essentiels sont ici : BV_{DSS} , $V_{GE(th)}$, $V_{CE(sat)}$, $R_{ON(Fet)}$, ainsi que le gain h_{FE} du transistor bipolaire de sortie.

Comme le « Superfet » est une structure combinée, la tension de claquage, BV_{DSS} , peut se comparer

au BV_{CER} du transistor bipolaire. Le traceur de courbe ne montre en fait aucune différence, aussi exprime-t-on la tension de claquage du « Superfet » par BV_{DSS} .

Ce dernier demande, pour être déclenché, la présence d'une tension entre grille et émetteur, à l'instar de la tension grille/source dans le cas d'un transistor à effet de champ classique. Le paramètre $V_{GE(th)}$ devient ainsi la « tension de seuil » du dispositif.

Le **tableau 2** résume les performances statiques du « Superfet 1 ». Il est intéressant ici de comparer avec ce qu'offre un V-MOS de puissance de mêmes dimensions de puce, ainsi qu'avec un Darlington bipolaire de mêmes spécifications en courant et tension.

La tension de saturation du « Su-

TABLEAU 2	
BV_{DSS} à 10 mA.....	485 V
$V_{GB(th)}$ à 100 mA	3,05 V
$V_{GE(th)}$ à 100 mA.....	3,35 V
$V_{CE(SAT)}$ à 10 A	2,00 V
15 A	2,75 V
20 A	4,10 V
25 A	5,70 V

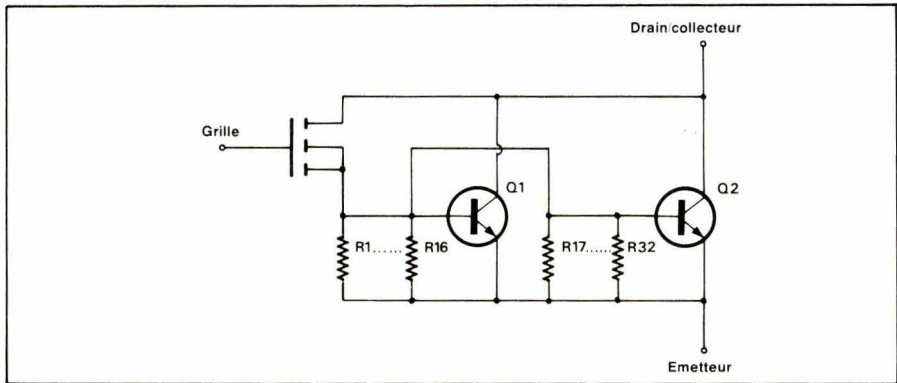


Fig. 21

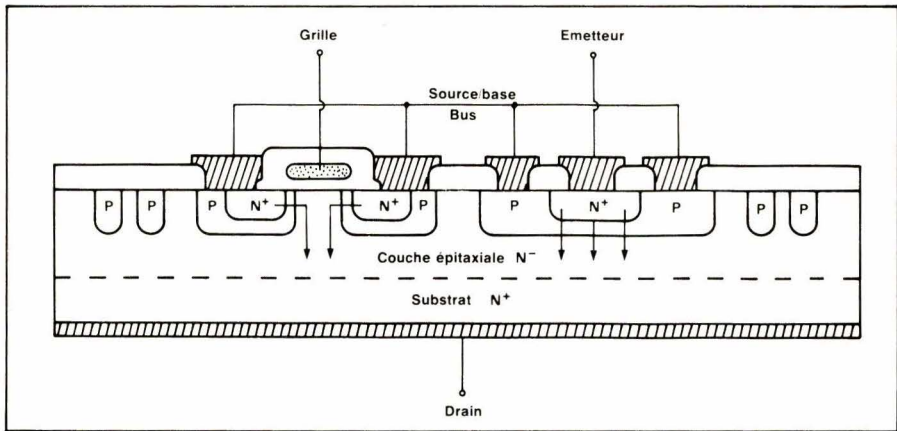


Fig. 22

perfet » est inférieure au V_{ON} du FET classique ; par exemple, un FET donné pour 450 V/0,4 Ω présentera un V_{ON} maximum de 4 V à $I_D = 10$ A, double de ce que permet le « Superfet ».

Ces paramètres statiques se révèlent également égaux (sinon meilleurs) à ceux d'un Darlington bipolaire. Supposons ce dernier donné pour $V_{CEO} = 450$ V et $I_C = 2$ A, en commutation rapide.

$V_{CE(SAT)} = 2,0$ V pour $I_C = 10$ A ; $I_B = 0,5$ A ;

$V_{CE(SAT)} = 3,5$ V pour $I_C = 20$ A ; $I_B = 2,0$ A ;

$V_{BE(SAT)} = 2,5$ V pour $I_C = 10$ A, $I_B = 0,5$ A.

Ce Darlington demande plusieurs watts pour être correctement commandé, alors que le « Superfet » ne demande presque pas de puissance de commande.

Caractéristiques
dynamiques

Les caractéristiques dynamiques du « Superfet » marquent un net progrès par rapport aux performances d'un V-MOS, à taille de puce égale, et se montrent également supérieures à ce que permet le bipolaire. Le **tableau 3** donne quelques résultats de tests de commutation relatifs au « Superfet » (résistance série de 50 Ω dans le circuit de grille). On ne remarque que peu de différence par rapport aux performances obtenues avec un FET 450 V/0,4 Ω , performances rappelées dans le **tableau 4**.

En revanche, la comparaison avec un transistor Darlington de spécifications équivalentes fait apparaître de notables différences (**tableau 5**).

Applications

L'une des applications du « Superfet » qui se dégage de ce qui précède concerne les alimentations à découpage. En effet, la tendance dans ce domaine est de travailler à des fréquences toujours plus élevées : 100 kHz, 200 kHz, ou plus encore. Ces fréquences sont aisément atteintes avec des V-MOS utilisés en commutation ; lesquels, lorsqu'ils sont saturés, se comportent comme des résistances. Ils se limitent cependant à des courants plus faibles que les transistors bipolaires. Ces derniers peuvent en effet commuter des courants plus élevés que ne le font les V-MOS ; ceux-ci, par contre, sont plus rapides. De plus,

TABLEAU 3			
	$I_c = 5 \text{ A}$ $V_{cc} = 100 \text{ V}$	$I_c = 10 \text{ A}$ $V_{cc} = 205 \text{ V}$	$I_c = 15 \text{ A}$ $V_{cc} = 310 \text{ V}$
$t_d \text{ (ns)}$	40	60	65
$t_r \text{ (ns)}$	75	190	200
$t_{st} \text{ (ns)}$	240	440	500
$t_f \text{ (ns)}$	65	160	230

TABLEAU 4		
	Typ	Max
$t_d \text{ (ns)}$	40	60
$t_r \text{ (ns)}$	60	100
$t_{d \text{ (off)}} \text{ (ns)}$	200	300
$t_f \text{ (ns)}$	90	140

TABLEAU 5		
	Typ	Max
$t_d \text{ (}\mu\text{s)}$	0,12	0,25
$t_r \text{ (}\mu\text{s)}$	0,5	1,5
$t_{st} \text{ (}\mu\text{s)}$	0,8	2,0
$t_f \text{ (}\mu\text{s)}$	0,2	0,6

les transistors bipolaires doivent être commandés en courant.

Aussi doit-on, en applications fort courant, faire appel à une structure Darlington ce qui réduit encore la vitesse de commutation.

Les « points forts » du Superfet 1 » sont donc : la rapidité de commutation, la faible chute de tension à courant élevé, la haute impédance d'entrée. Combinaison de caractéristiques qui le destinent en priorité pour la commutation en haute fréquence.

Conclusions

La discussion entre tenants du bipolaire et partisans du MOS n'est pas de sitôt terminée : chacun détient d'excellents arguments relatifs au type d'application qu'il envisage. Il reste que les MOS de puissance sont une technologie neuve, dont les progrès sont rapides (des modèles supportant 1 000 V existent en laboratoire).

La structure combinée MOS/bipolaire, qui doit commencer sa carrière commerciale vers la fin de

1981, pourrait se poser en « challenger » de poids et départager les concurrents. ■

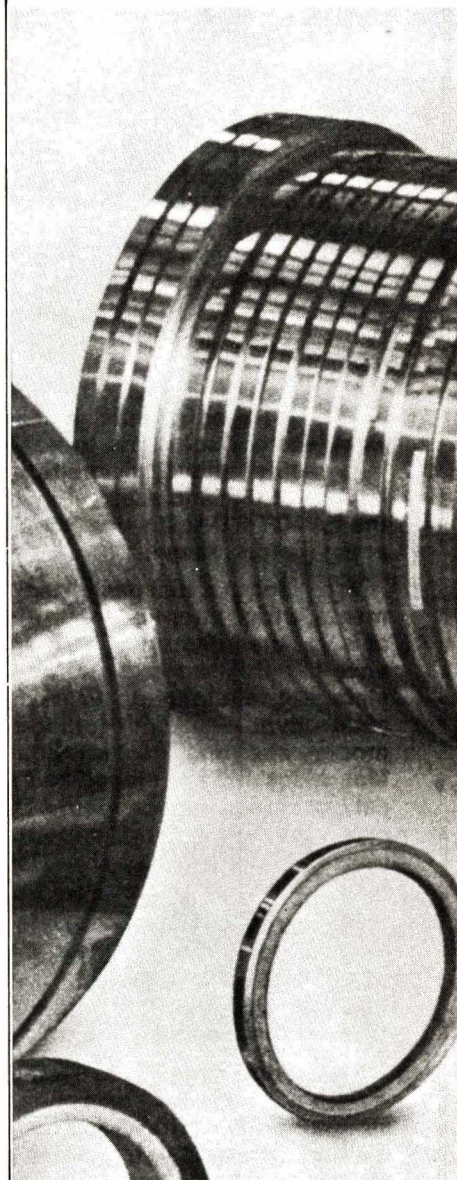
Bibliographie

- [1] V-MOS power transistor in automotive systems — an update, par R. Blanchard, *Supertex Inc.*
- [2] Power MOS transistors : structure and performance, par R. Blanchard et S. Haynie, *Supertex Inc.*
- [3] A new high power MOS transistor for very high current, high voltage switching applications, par R. Blanchard, *Supertex Inc.*
- [4] Bipolar vs MOSFET, seeing where the power lies, par P.L. Power, *Electronics*, déc. 1980, p.106-110.
- [5] A new V-MOS/bipolar Darlington transistor for power applications, *Proceedings of IEDM*, déc. 1980, paper 4.4.
- [6] Documentations *Supertex*, transmises par *ISC-France*.



VOUS PROPOSE, POUR VOS
PROBLEMES DE PLACE ET
DE RENDEMENT DANS
LES SYSTEMES D'ALIMENTATION

LE « METGLAS »®



KIT DE TEST DISPONIBLE
SUR DEMANDE

Représentant exclusif
BFI ELECTRONIQUE
9, rue Yvart, 75015 PARIS
Tél. : 533.01.37

Générique PROMS



MATRA-HARRIS SEMICONDUCTEURS

Série HM - 76XX

16 K

HM 7616/76160/161

2048 x 8
temps d'accès
max : 60 ns

8 K

HM - 7608/7680/81

1024 x 8

HM - 7684/85

2048 x 4
temps d'accès
max : 70 ns

4 K

HM - 7640/41

512 x 8
temps d'accès max : 70 ns
HM - 7647 R/48/49
temps d'accès max : 60 ns

HM - 7642/43/44

1024 x 4
temps d'accès max : 60 ns

2 K

HM - 7620/21

512 x 4
temps d'accès
max : 70 ns

1 K

HM - 7610/11

256 x 4
temps d'accès
max : 60 ns

0,25 K

HM - 7602/03

32 x 8
temps d'accès
max : 50 ns

versions rapides **A**
versions sorties mémorisées **R**
versions faible consommation **P**
versions combinées **R/P**

**Stock important dans tous les modèles
Programmeur de mémoire à disposition**

48, rue de l'Aubépine Zone industrielle
92160 Antony
Tél. : (1) 666.21.12 - Télex : 250 067 F

almex

Correspondants régionaux d'ALMEX :
LED : 18, rue Henri Ponsier 69008 Lyon
Tél. : (7) 876.09.90
SONEL OUEST : 8, rue Jean Nicolas
22000 St Brieuc Tél. : (96) 94.62.51

SERVICE-LECTEURS N° 202

On rencontre, dans beaucoup de dispositifs électroniques, des circuits à résistances-capacités du type intégrateurs ou différentiateurs.

La connaissance de la réponse de ces circuits, c'est-à-dire des caractéristiques du signal de sortie pour différents types de signaux d'entrée, tels que, par exemple, signaux sinusoïdaux, à front de montée nul, linéaire ou à front de montée exponentiel, est très importante pour l'étude d'un schéma.

Les transformées de Laplace simplifient l'étude des circuits « R-C »

Tout système physique peut être mis sous forme d'équations, qui seront dans le cas qui nous occupe, du type différentiel puisqu'il existe des éléments de stockage d'énergie. La résolution de ces équations donnera des solutions équivalentes à la réponse du circuit.

Il existe deux méthodes de résolution de ces équations différentielles : la méthode classique, généralement bien connue, mais fastidieuse, et la méthode des transformées de Laplace.

Notre but n'est pas ici de faire un cours de mathématiques, aussi nous bornerons-nous à donner quelques exemples de résolution de ces équations au moyen de deux méthodes, et ce dans le cadre de l'étude de la réponse. Des exemples chiffrés seront donnés pour tracer de manière précise la réponse du circuit.

Les transformées de Laplace

Quand un système physique est mis sous forme d'équation différentielle, on convertit cette dernière en une équation algébrique à l'aide des transformées de Laplace.

Une équation différentielle est formée à partir des paramètres du système et de ses variables. Pour obtenir l'équation transformée, il faut changer la variable indépendante « t » en une variable complexe « s ». Ainsi, si

« $f(t)$ » est une fonction d'une variable « t », sa transformée de **Laplace** est définie par la relation :

$$F(s) = \int_0^{\infty} f(t) e^{-st} dt$$

$$F(s) = L[f(t)]$$

Après intégration, la variable « t » aura disparu et sera remplacée par la variable complexe « s », qui est un terme algébrique sans aucune signification physique.

En résumé, la méthode employée pour la résolution des équations différentielles est la suivante :

– Transformer l'équation différentielle à l'aide des laplaciens et introduire les conditions initiales. Pour cela, chaque terme de l'équation est remplacé par sa transformée de **Laplace**.

A ce stade, on se servira du tableau des transformées (**tableau 1**).

– Résoudre l'équation transformée pour trouver la transformée de **Laplace** de la variable inconnue.

– Effectuer la transformation inverse, c'est-à-dire remplacer la transformée de **Laplace** de l'inconnue en une fonction du temps « t ».

Cette transformation inverse s'écrit :

$$f(t) = L^{-1}[F(s)]$$

Nous allons maintenant appliquer cette théorie aux circuits R.C. en donnant quelques exemples résolus par la méthode classique et d'autres résolus par la méthode des transformations de **Laplace**.

Circuit passe-haut

Dans la suite de cet article, les lettres minuscules représentent des fonctions du temps (par exemple v_i et v_o), tandis que les lettres majuscules représentent les transformées de ces fonctions, c'est-à-dire dépendent de la variable « s » (par exemples V_i et V_o).

Un circuit passe-haut est représenté à la **figure 1**, où v_i et v_o sont les signaux d'entrée et de sortie.

Signal à temps de montée nul

On applique à l'entrée du circuit un signal à front raide. D'un point de vue physique, avant l'instant initial $t = 0$, le condensateur n'étant pas chargé, la tension de sortie est nulle. A l'instant $t = 0$, la capacité ne se chargeant pas instantanément, la sortie prend une valeur égale à l'entrée, soit « E ». Le condensateur va maintenant se charger à travers la résistance et la tension de sortie va décroître exponentiellement et tendre vers zéro.

On peut écrire l'équation du circuit, qui est une équation différentielle :

$$Ri + \frac{1}{C} \int i dt = E$$

On peut aussi écrire :

$$R \cdot \frac{di}{dt} + \frac{1}{C} i = 0$$

$$\frac{di}{i} = -\frac{1}{RC} dt$$

$$\text{Log } i = -\frac{1}{RC} t + \text{Log } k$$

$$\text{d'où : } i = k e^{-t/RC}$$

TABLEAU 1
Tableau des principales transformées de Laplace

$f(t)$	$F(s)$
$\delta(t)$	1
$\mu(t)$	$1/s$
t	$1/s^2$
t^n	$n! / s^{n+1}$
e^{-at}	$\frac{1}{s+a}$
$\sin \omega t$	$\frac{\omega}{s^2 + \omega^2}$
$\cos \omega t$	$\frac{s}{s^2 + \omega^2}$
$e^{-at} \sin \omega t$	$\frac{\omega}{(s+a)^2 + \omega^2}$
$e^{-at} \cos \omega t$	$\frac{s+a}{(s+a)^2 + \omega^2}$
$\frac{1}{\omega} \cdot e^{-at} \sin \omega t$	$\frac{1}{(s+a)^2 + \omega^2}$
$\sin(\omega t + \varphi)$	$\frac{s \sin \varphi + \omega \cos \varphi}{s^2 + \omega^2}$
$\frac{1}{a}(1 - e^{-at})$	$\frac{1}{s(s+a)}$
$\frac{1}{\omega}(1 - \cos \omega t)$	$\frac{1}{s(s^2 + \omega^2)}$
$\frac{1}{a^2}(at - 1 + e^{-at})$	$\frac{1}{s^2(s+a)}$
$\frac{df}{dt}$	$sF(s) - f(0)$
$f(\tau) d\tau$	$\frac{F(s)}{s} + \frac{f(0)}{s}$
$f\left(\frac{t}{a}\right)$	$aF(as)$
$f(t-T)$	$e^{-sT}F(s)$
$e^{-at}f(t)$	$F(s+a)$
$f_1(t) - f_2(t)$	$\frac{1}{\pi j} \int F_1(\omega) F_2(s - \omega)$
$\frac{1}{b-a}(e^{-at} - e^{-bt})$	$\frac{1}{(s+a)(s+b)}$
$\frac{1}{a-b}(a e^{-at} - b e^{-bt})$	$\frac{s}{(s+a)(s+b)}$

qui est l'évolution du courant de charge de la capacité.

Faisons maintenant intervenir les conditions initiales ; on peut écrire qu'à l'instant $t = 0$, on a d'une part $i = k$ et d'autre part :

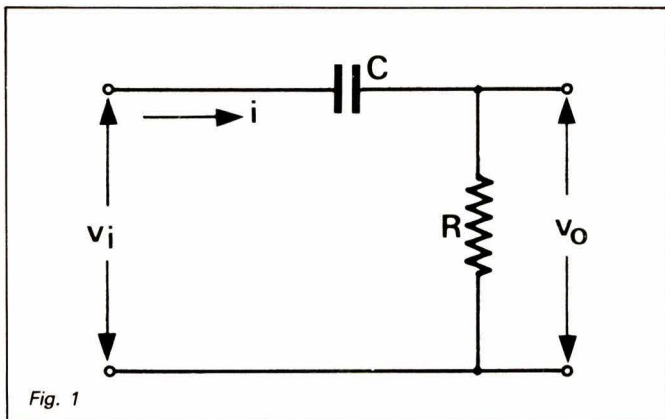
$$i = \frac{E}{R}$$

Par remplacement de la valeur de « k » on trouve :

$$i = \frac{E}{R} e^{-t/RC}$$

La tension de sortie va donc évoluer suivant la loi :

$$v_o = E e^{-t/RC}$$



Etudions maintenant ce problème par la méthode des transformées de **Laplace**. L'équation différentielle du circuit de la **figure 1** peut également s'écrire :

$$V_i = v_o + \frac{1}{RC} \int v_o dt$$

La transformée de **Laplace** de cette équation s'écrit (**tableau 1**) :

$$V_i = V_o + \frac{1}{RC} \left(\frac{V_o}{s} \right)$$

N'oublions pas que les tensions V_i et V_o représentent les transformées des fonctions v_i et v_o .

Notons que, si la capacité était chargée à l'instant initial, il faudrait tenir compte dans l'équation transformée de la valeur de l'intégrale $\int v_o dt$ à cet instant initial. On peut écrire :

$$V_i = V_o \left(1 + \frac{1}{RCs} \right) = V_o \left(\frac{RCs + 1}{RCs} \right)$$

La fonction de transfert du circuit s'écrit :

$$A(s) = \frac{V_o}{V_i} = \frac{RCs}{1 + RCs}$$

Dans le cas d'un signal à front raide à l'entrée du circuit, les conditions initiales font que l'entrée et la sortie sont nulles avant l'instant $t = 0$, et que la sortie prend une valeur égale à celle du signal d'entrée « E » à l'instant $t = 0$. On peut écrire :

$$V_o = \frac{RCs}{1 + RCs} \cdot \frac{E}{s}$$

où le terme E/s est le laplacien de la fonction d'entrée. On peut également écrire :

$$V_o = \frac{E}{\frac{1}{RC} + s}$$

Il faut maintenant trouver la transformée inverse de cette dernière équation, ce qui permettra de trouver la forme de v_o en fonction du temps.

On trouve directement :

$$v_o = E e^{-t/RC}$$

fonction équivalente à celle trouvée par la méthode classique.

En conclusion, le signal de sortie décroît exponentiellement avec une constante de temps égale à $R.C$. Après un temps égal à la constante de temps, la valeur de la sortie vaut 36,8 % de la tension d'entrée. On considère que la sortie est nulle après 5 constantes de temps.

Les **tableaux 2 et 3** permettent de tracer la **figure 2** qui représente la réponse du circuit passe-haut à un signal à front raide de valeur $E = 10$ V pour des constantes de temps valant respectivement 5 et 20 μs .

Tableau 2. – $RC = 5 \mu s$	
$t (\mu s)$	v_o
2	6,7
5	3,7
10	1,4
15	0,5
20	0,2

Tableau 3. – $RC = 20 \mu s$	
$t (\mu s)$	v_o
10	6,06
20	3,67
30	2,23
40	1,35
60	0,50
80	0,18

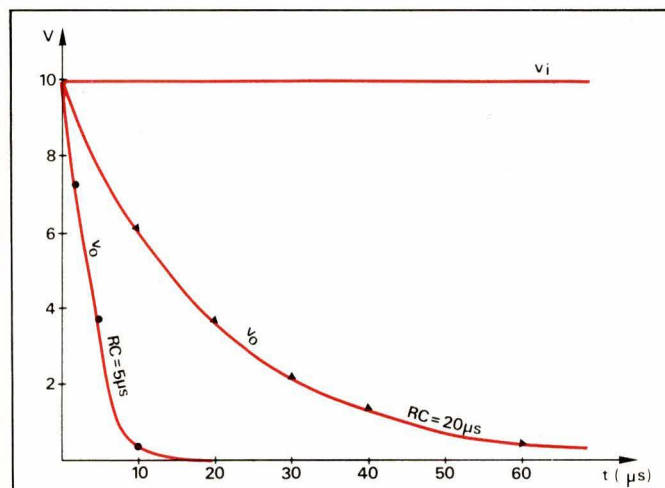


Fig. 2

Signal à front de montée linéaire

La forme des signaux d'entrée et de sortie est représentée à la **figure 3**. A partir du temps $t = 0$, le signal d'entrée croît suivant la relation :

$$v_i = a \cdot t$$

jusqu'à atteindre une amplitude E à l'instant t_1 .

Entre t_0 et t_1 , le condensateur va se charger à travers la résistance, et la tension aux bornes de cette dernière va atteindre une valeur E_1 . La sortie va ensuite diminuer exponentiellement.

L'opération différentielle du circuit s'écrit :

$$R_i = \frac{1}{C} \int i dt = a \cdot t$$

Réolvons cette expression par la méthode classique.

Par dérivation des deux membres, on obtient :

$$\frac{di}{dt} + \frac{1}{RC} i = \frac{a}{R}$$

Posons $i = x \cdot y$, par dérivation il vient :

$$\frac{di}{dt} = x \frac{dy}{dt} + y \frac{dx}{dt}$$

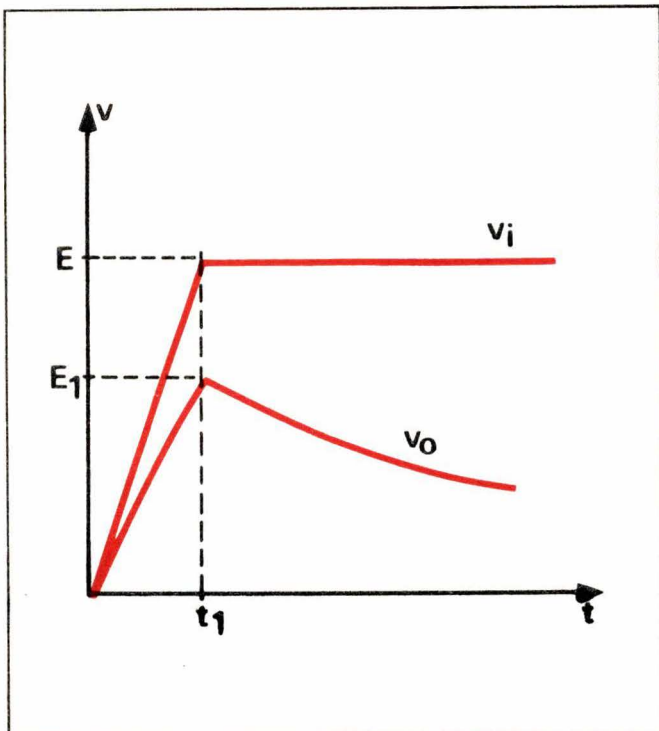


Fig. 3

Par remplacement de la valeur de « i » et de sa dérivée, on trouve :

$$x \frac{dy}{dt} + y \frac{dx}{dt} + \frac{1}{RC} xy = \frac{a}{R}$$

Par mise en évidence de « y », il vient :

$$x \frac{dy}{dt} + y \left[\frac{dx}{dt} + \frac{x}{RC} \right] = \frac{a}{R}$$

Notons que les termes « x » et « y » sont les fonctions du temps que l'on doit déterminer.

Recherchons d'abord la fonction « x » ; pour cela, donnons-lui une forme qui annule le deuxième terme du premier membre de l'équation ci-dessus :

$$\frac{dx}{dt} + \frac{x}{RC} = 0$$

d'où :

$$\frac{dx}{x} = -\frac{1}{RC} dt$$

Par intégration, il vient :

$$x = A e^{-t/RC}$$

En adoptant cette forme d'équation pour « x », on peut écrire par remplacement et en considérant qu'un membre est nul :

$$A e^{-t/RC} \cdot \frac{dy}{dt} = \frac{a}{R}$$

En intégrant cette équation, on trouve la forme de la fonction « y » :

$$y = \frac{a}{RA} (RC e^{t/RC} + B)$$

La fonction « i » est donc de la forme :

$$i = A e^{-t/RC} \cdot \frac{a}{RA} (RC e^{t/RC} + B)$$

$$i = a c + \frac{a B}{R} e^{-t/RC}$$

On peut trouver la constante « B » en considérant que le courant est nul à l'instant initial :

$$a c + \frac{a B}{R} = 0$$

d'où $B = -CR$

Il vient que :

$$i = ac (1 - e^{-t/RC})$$

La loi d'évolution de la tension de sortie aux bornes de la résistance de l'instant t_0 à t_1 est donc de la forme :

$$v_o = R a C (1 - e^{-t/RC}) \quad [1]$$

et atteint un maximum E_1 à l'instant t_1 .

Après l'instant t_1 , la tension de sortie décroît exponentiellement suivant une relation identique à celle trouvée dans le cas d'un signal à temps de montée nul :

$$v_o = E_1 e^{\frac{-t-t_1}{RC}} \quad [2]$$

La sortie est donc composée d'un premier transitoire à montée exponentielle évoluant suivant la relation « [1] », de l'instant t_0 à t_1 jusqu'à une valeur E_1 , suivie d'un second transitoire exponentiel, décroissant à partir de t_1 suivant la relation « [2] ».

La résolution par la méthode des transformées de Laplace aurait donné :

$$V_o = \frac{RC_s}{1 + RC_s} \cdot \frac{a}{s^2}$$

où le terme a/s^2 est la transformée de la fonction d'entrée. Le résultat aurait naturellement été identique.

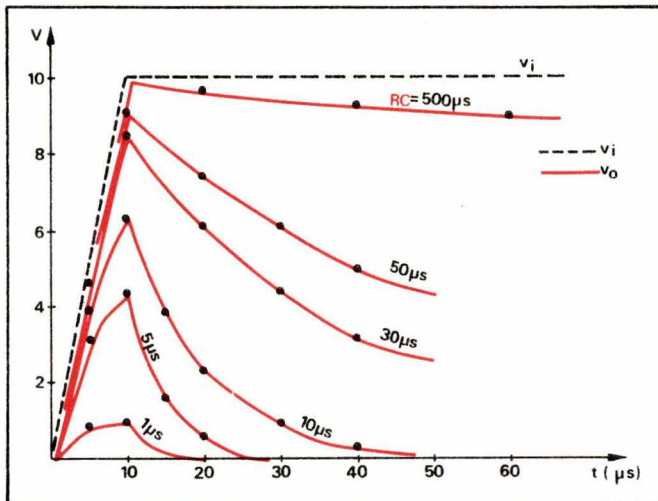


Fig. 4

La figure 4 représente la réponse du circuit à un signal d'entrée à montée linéaire ; les courbes sont valables pour une tension d'entrée dont $E = 10$ V, et $t_1 = 10 \mu s$, et, pour des constantes de temps allant de 1 à $500 \mu s$. Les résultats sont donnés au tableau 4, où il faut tenir compte de :

$$v_i = a \cdot t = \frac{E}{t_1} \cdot t$$

d'où :

$$a = \frac{10}{10 \cdot 10^{-6}} = 10^6$$

On voit très bien sur le graphique que la sortie se compose de deux transitoires et qu'un maximum est

atteint à l'instant t_1 . De plus, la déformation du signal de sortie est faible pour de grandes constantes de temps.

TABLEAU 4					
RC (μ s)	t (μ s)	v_o (volts)	RC (μ s)	t (μ s)	v_o (volts)
1	2	0,86	30	2	1,93
	5	0,99		5	4,60
	10 = t_1	0,99 = E_1		10	8,50
	20	0		20	6,09
	30	0		30	4,36
	40	0		40	3,13
5	2	1,65	50	2	1,96
	5	3,16		5	4,76
	10	4,32		10	9,06
	15	1,59			
	20	0,58		20	7,42
10	30	0,08	500	30	6,07
	40	0,01		40	4,97
	2	1,81		2	1,99
	5	3,93		5	4,97
	10	6,32		10	9,90
	15	3,83		20	9,70
	20	2,33		40	9,32
	30	0,86		60	8,96
	40	0,32		100	8,27

Signal à front de montée exponentielle

La **figure 5** représente l'allure des signaux d'entrée et de sortie. Nous avons ici une entrée qui croît exponentiellement jusqu'à atteindre une valeur E après un temps plus ou moins long.

Réolvons le problème de la recherche de la fonction de sortie par la méthode des transformées de Laplace.

L'entrée évolue suivant la loi :

$$v_i = E (1 - e^{-t/\theta}) \quad [1]$$

où le terme « θ » (thêta) est la constante de temps de ce signal.

La transformée du signal d'entrée s'écrit :

$$V_i = E \left[\frac{1}{s} - \frac{1}{s + \frac{1}{\theta}} \right] = E \left[\frac{1}{s} - \frac{\theta}{1 + s\theta} \right]$$

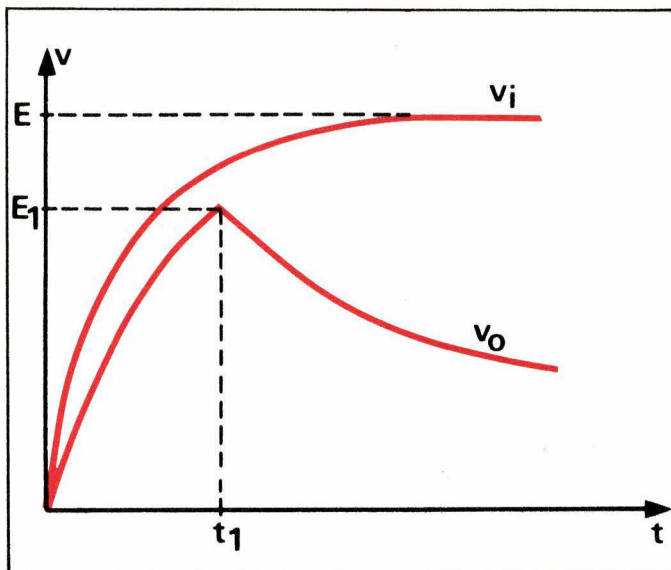


Fig. 5

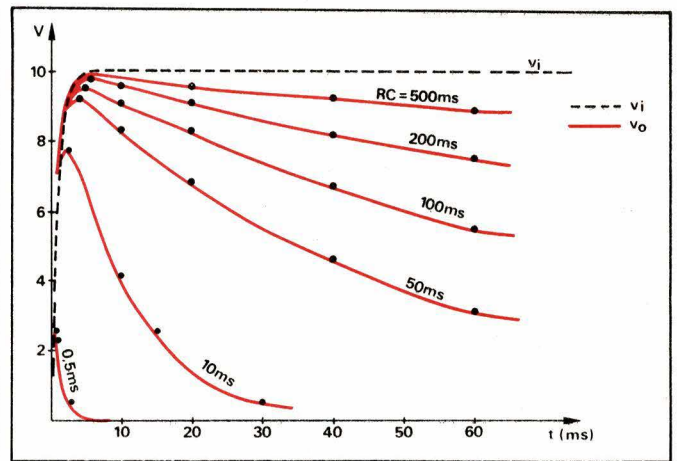


Fig. 6 a

Pour un circuit passe-haut, nous avons vu que :

$$V_o = \frac{RC_s}{1 + RC_s} V_i$$

En remplaçant, on trouve :

$$V_o = E \left[\frac{RC_s}{1 + RC_s} \cdot \frac{1}{s} - \frac{RC_s}{1 + RC_s} \cdot \frac{\theta}{1 + s\theta} \right]$$

$$V_o = E \left[\frac{1}{\frac{1}{RC} + s} - \frac{s}{(\frac{1}{RC} + s)(\frac{1}{\theta} + s)} \right]$$

En posant :

$$\frac{s}{\frac{1}{RC} + s} = \frac{\theta}{RC - \theta}$$

$$\text{pour } s = -\frac{1}{RC}$$

et

$$\frac{s}{\frac{1}{RC} + s} = \frac{RC}{\theta - RC}$$

$$\text{pour } s = -\frac{1}{\theta}$$

il vient que :

$$V_o = E \left[\frac{1}{\frac{1}{RC} + s} + \frac{\theta}{(RC - \theta)(\frac{1}{RC} + s)} - \frac{RC}{(RC - \theta)\frac{1}{\theta} + s} \right]$$

Recherchons maintenant le Laplacien inverse de cette équation, ce qui nous permettra de trouver la loi d'évolution de la tension de sortie en fonction du temps.

Pour le premier terme, la transformée inverse donne :

$$e^{-t/RC}$$

Pour le second terme, on aura :

$$\frac{\theta}{RC - \theta} e^{-t/RC}$$

et pour le troisième terme, on aura :

$$\frac{RC}{RC - \theta} e^{-t/\theta}$$

La sortie va donc évoluer suivant la loi :

$$v_o = E \left[e^{-t/RC} + \frac{\theta}{RC - \theta} e^{-t/RC} + \frac{RC}{RC - \theta} e^{-t/\theta} \right]$$

$$v_o = \frac{ERC}{RC - \theta} [e^{-t/RC} - e^{-t/\theta}] \quad [2]$$

On constate que plus « RC » est grand par rapport à « θ », plus l'amplitude du signal de sortie est grande et plus sa durée est longue.

La **figure 6 a** représente la réponse du circuit pour différentes valeurs de la constante de temps du circuit, à savoir 0,5 - 10 - 50 - 100 - 200 et 500 ms. La **figure 6 b** rappelle le circuit de base.

Le signal d'entrée a une constante $\theta = 1$ ms et une valeur $E = 10$ V. Les résultats sont regroupés au **tableau 5** en ce qui concerne le signal d'entrée qui évolue suivant la relation [1] et dans le **tableau 6** en ce qui concerne le signal de sortie qui évolue suivant la relation [2].

Notons que le maximum de la tension de sortie est atteint après un temps t_1 donné par l'équation :

$$t_1 = \frac{RC}{1 - \frac{RC}{\theta}} \ln \frac{\theta}{RC}$$

TABLEAU 5	
t (ms)	v _i (volts)
1	6,32
2	8,65
3	9,50
4	9,82
5	9,93

Signal sinusoïdal

On applique à l'entrée du circuit un signal sinusoïdal

$$v_i = E \cos \omega t$$

Nous pouvons résoudre le problème grâce aux notations symboliques ou imaginaires.

L'impédance d'entrée du quadripôle est donnée par :

$$\bar{Z}_i = R - j \frac{1}{C \omega}$$

où le terme « \bar{Z}_i » (Z barré) est l'impédance symbolique ou imaginaire.

Dans cette relation, le terme $-j/C \omega$ est l'impédance symbolique de la capacité. En appliquant les règles relatives aux calculs imaginaires, il vient que l'impédance d'entrée en module vaut :

$$Z_i = \sqrt{R^2 + \frac{1}{(C \omega)^2}}$$

Le déphasage vaut :

$$\varphi_i = -\arctan \frac{1}{RC \omega}$$

L'impédance symbolique de sortie est donnée par la mise en parallèle de la résistance et du condensateur :

$$\bar{Z}_o = \frac{-j \frac{R}{C \omega}}{R - \frac{j}{C \omega}} = \frac{-j R}{RC \omega - j}$$

En multipliant numérateur et dénominateur par le conjugué du dénominateur, il vient :

$$Z_o = \frac{R (1 - j RC \omega)}{(RC \omega)^2 + 1}$$

TABLEAU 6				
RC (ms)	t ₁ (ms)	E _i (V)	t (ms)	v _o (V)
0,5	0,69	2,5	0,2	1,5
			0,4	2,2
			0,69	2,5
			1	2,33
			3	0,48
			5	0,07
10	2,55	7,69	1	5,95
			2	7,61
			2,55	7,69
			4	7,24
			10	4,09
			15	2,48
			20	1,50
			30	0,55
50	3,99	9,23	1	6,25
			2	8,42
			3	9,08
			3,99	9,23
			5	9,15
			10	8,35
			20	6,84
			40	4,58
			60	3,07
			80	2,06
100	4,65	9,54	1	6,29
			2	8,53
			4,65	9,54
			10	9,13
			20	8,27
			40	6,77
			60	5,54
			80	4,45
200	5,32	9,74	2	8,59
			4	9,66
			5,32	9,74
			10	9,56
			20	9,09
			40	8,23
			60	7,45
			80	6,74
500	6,23	9,88	2	8,62
			4	9,76
			6,23	9,88
			10	9,82
			20	9,63
			40	9,25
			60	8,89
			80	8,54

d'où l'impédance de sortie en module vaut :

$$Z_o = \sqrt{\frac{R}{(RC \omega)^2 + 1}}$$

et le déphasage vaut $\varphi_o = -\arctan RC \omega$.

Le coefficient de transfert du circuit est donné par :

$$\bar{\beta} = \frac{\bar{v}_o}{\bar{v}_i} = \frac{RC \omega}{RC \omega - j}$$

et en module par :

$$\beta = \frac{RC \omega}{\sqrt{(RC \omega)^2 + 1}}$$

son déphasage vaut :

$$\varphi = \arctan \frac{1}{RC \omega}$$

qui est le déphasage de la tension de sortie par rapport à la tension d'entrée.

On a donc : $v_o = \beta v_i$

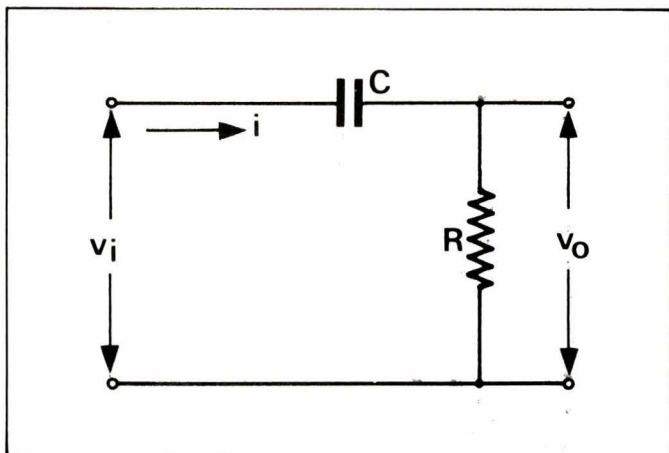


Fig. 6 b

Plusieurs conclusions peuvent être tirées de ces relations, à savoir que le coefficient de transfert et la tension de sortie augmentent avec la fréquence du signal d'entrée. Ce coefficient est nul pour une fréquence égale à zéro et prend la valeur 1 pour une fréquence infinie.

On définit une fréquence inférieure de coupure pour laquelle le coefficient de transfert vaut $1/\sqrt{2}$:

$$\frac{RC \omega_c}{\sqrt{(RC \omega_c)^2 + 1}} = \frac{1}{\sqrt{2}}$$

Dans cette relation, le terme ω_c est la pulsation de coupure.

On trouve facilement que $RC \omega_c = 1$, d'où la fréquence inférieure de coupure vaut :

$$f_c = \frac{1}{2 \pi RC}$$

Notons qu'à cette fréquence, le déphasage vaut 45° .

Les figures 7 et 8 représentent en coordonnées semi-logarithmiques, le coefficient de transfert et le déphasage de la sortie par rapport à l'entrée en fonction de la fréquence f/f_c .

Les résultats sont regroupés au tableau 7 ; ils sont relatifs à un circuit passe-haut dont la fréquence de coupure vaut 1 kHz. On peut utiliser les formules suivantes

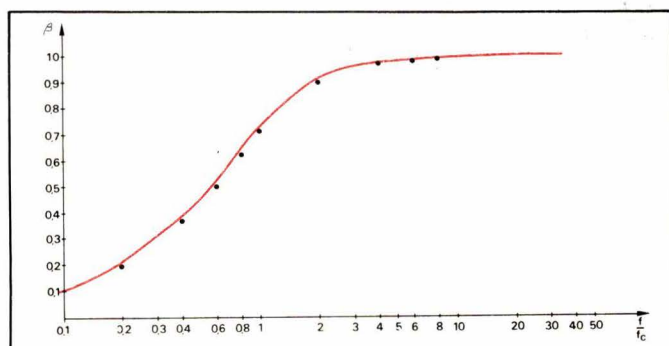


Fig. 7

résultant d'une transformation des relations trouvées précédemment :

$$\beta = \frac{f}{f_c \sqrt{\left(\frac{f}{f_c}\right)^2 + 1}}$$

$$\text{et } \varphi = \arctan \frac{f_c}{f}$$

En utilisant les transformées de Laplace, on obtiendrait les mêmes résultats en partant de la transformée du signal d'entrée :

$$V_i = \frac{A s}{s^2 + \omega^2}$$

TABLEAU 7			
f (Hz)	f/f _c	β	φ(°)
10	0,01	0,009	89,4
20	0,02	0,020	88,8
40	0,04	0,040	87,7
60	0,06	0,060	86,6
80	0,08	0,080	85,4
100	0,1	0,099	84,3
200	0,2	0,196	78,7
400	0,4	0,371	68,2
600	0,6	0,514	59
800	0,8	0,625	51,3
1 000	1	0,707	45
2 000	2	0,894	26,6
4 000	4	0,970	14
6 000	6	0,986	9,5
8 000	8	0,992	7,1
10 000	10	0,995	5,7
20 000	20	0,999	2,9
40 000	40	0,999	1,4
60 000	60	1	1
80 000	80	1	0,7

Circuit passe-bas

Un circuit passe-bas ou intégrateur est représenté à la figure 9. L'équation différentielle de ce circuit est de la forme :

$$v_i = v_o + RC \frac{dv_o}{dt}$$

Nous allons résoudre les problèmes relatifs à la recherche du signal de sortie par la méthode des laplaciens.

Signal à temps de montée nul

A l'instant initial, la capacité n'étant pas chargée, la tension de sortie est nulle. Il s'établit ensuite un courant

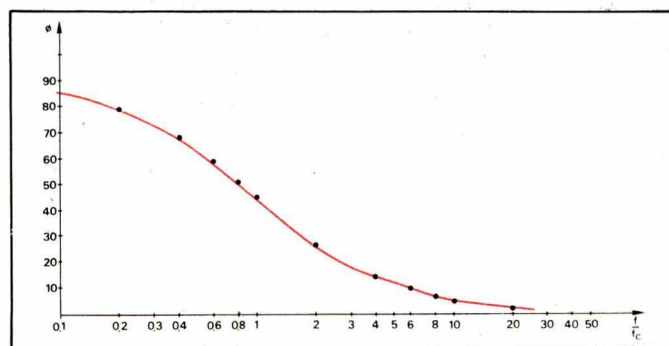


Fig. 8

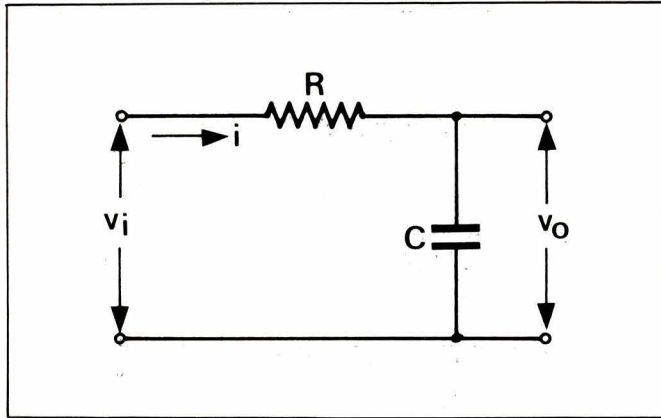


Fig. 9

qui va charger le condensateur dont la tension à ses bornes va croître exponentiellement jusqu'à atteindre pratiquement une valeur E à l'amplitude du signal d'entrée.

L'équation différentielle transformée s'écrit :

$$V_i = V_o + RC V_o s$$

N'oublions pas que, dans cette relation, les termes majuscules « V » sont les transformées des fonctions du temps « v ». Notons que cette relation est valable pour une capacité initialement déchargée.

On peut écrire :

$$V_o = \frac{V_i}{1 + RC s}$$

où RC est la constante de temps du circuit.

La fonction de transfert s'écrit :

$$A(s) = \frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{1 + RC s}$$

d'où :

$$V_o = A(s) V_i = \frac{1}{1 + RC s} \cdot \frac{E}{s}$$

où le terme E/s est la transformée du signal d'entrée. En divisant par RC , il vient :

$$V_o = \frac{\frac{1}{RC}}{\frac{1}{RC} + s} \cdot \frac{E}{s}$$

on peut écrire :

$$V_o = \frac{A}{\frac{1}{RC} + s} + \frac{B}{s}$$

$$\text{Avec } A = \frac{E}{RC} = -E \quad \text{pour } s = -\frac{1}{RC}$$

$$\text{et } B = \frac{E}{RC} = E \quad \text{pour } s = 0$$

il vient que :

$$V_o = \frac{-E}{\frac{1}{RC} + s} + \frac{E}{s}$$

$$V_o = E \left[\frac{1}{s} - \frac{1}{\frac{1}{RC} + s} \right]$$

En passant à la transformée inverse de cette expression, on trouve :

$$v_o = E (1 - e^{-t/RC})$$

qui représente l'évolution du signal de sortie en fonction du temps.

La **figure 10** représente la réponse du circuit pour un signal d'entrée dont $E = 10$ V.

Les **tableaux 8 et 9**, relatifs à cette figure, sont valables pour des constantes de temps de 50 et 100 μ s.

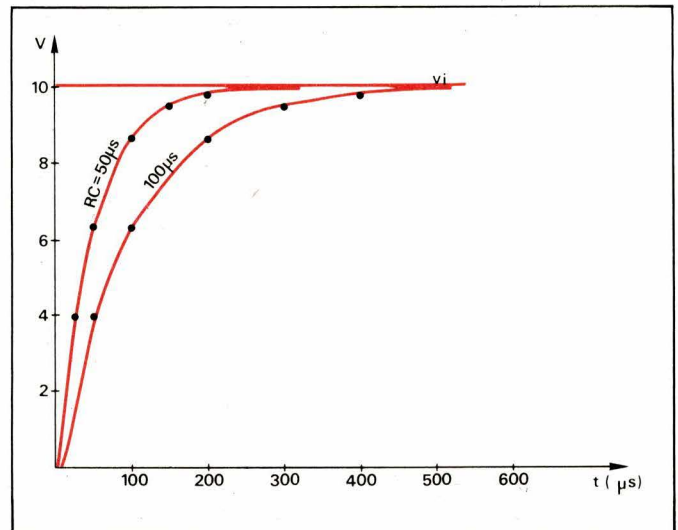


Fig. 10

La sortie augmente donc exponentiellement jusqu'à atteindre une valeur E après environ cinq fois la constante de temps du circuit.

Après une constante de temps, la sortie vaut 63,2 % de l'entrée.

TABLEAU 8	
$t (\mu s)$	$v_o (V)$
25	3,93
50	6,32
100	8,65
150	9,50
200	9,82
300	9,97

TABLEAU 9	
$t (\mu s)$	$v_o (V)$
50	3,93
100	6,32
200	8,65
300	9,50
400	9,82
500	9,93

Signal à front de montée linéaire

L'évolution des signaux d'entrée et de sortie est représentée à la **figure 11**.

Le signal d'entrée suit une loi de la forme :

$$v_i = a t = \frac{E}{t_1} t$$

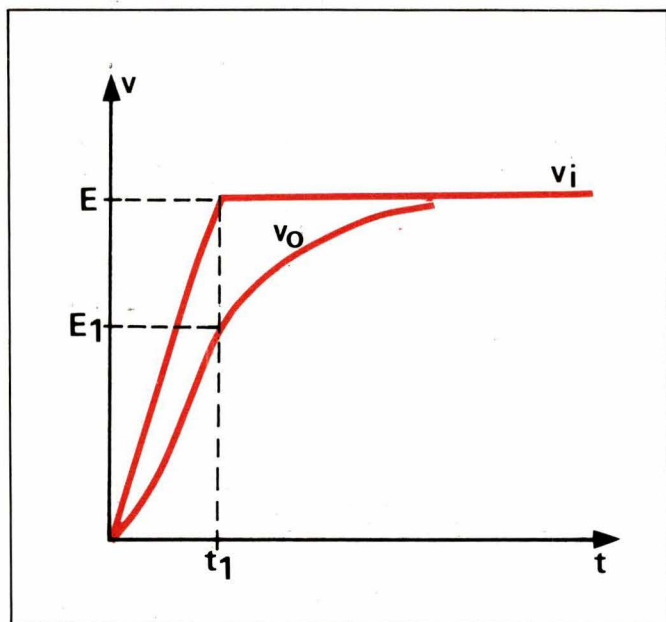


Fig. 11

On peut écrire :

$$V_o = \frac{1}{1 + RC s} \cdot \frac{a}{s^2}$$

où le terme $\frac{a}{s^2}$

est la transformée de **Laplace** du signal d'entrée.

En divisant par RC , on obtient :

$$V_o = \frac{\frac{1}{RC}}{\frac{1}{RC} + s} \cdot \frac{a}{s^2}$$

On peut écrire :

$$V_o = \frac{A}{\frac{1}{RC} + s} + \frac{B}{s^2} + \frac{C}{s}$$

où les termes A , B et C s'identifient respectivement à :

$$A = \frac{\frac{a}{RC}}{s^2} = a RC \quad \text{pour } s = -\frac{1}{RC}$$

$$B = \frac{\frac{a}{RC}}{\frac{1}{RC} + s} = a \quad \text{pour } s = 0$$

$$C = -\frac{\frac{a}{RC}}{\left(\frac{1}{RC} + s\right)^2} = -a RC \quad \text{pour } s = 0$$

Le développement donne :

$$V_o = \frac{a RC}{\frac{1}{RC} + s} + \frac{a}{s^2} - \frac{a RC}{s}$$

La transformée inverse donne :

$$v_o = a RC e^{-t/RC} + a t - a RC$$

$$v_o = a (t - RC) + a RC e^{-t/RC}$$

$$v_o = \frac{E}{t_1} (t - RC) + \frac{E}{t_1} RC e^{-t/RC}$$

Cette fonction est la loi d'évolution de la tension de sortie jusqu'à l'instant t_1 . A partir de ce moment, la sortie évolue suivant la loi trouvée précédemment pour le transfert d'un signal à front raide :

$$v_o = E_1 + (E - E_1) \left(1 - e^{-\frac{t-t_1}{RC}}\right)$$

En conclusion, on peut dire que si la constante de temps du circuit est faible, la sortie est à peu près identique à l'entrée. Si le temps « t_1 » est grand par rapport à « RC », la sortie est parallèle à l'entrée jusqu'à l'instant « t_1 », et possède un certain retard. Pour des constantes de temps élevées, la sortie est largement déformée par rapport à l'entrée.

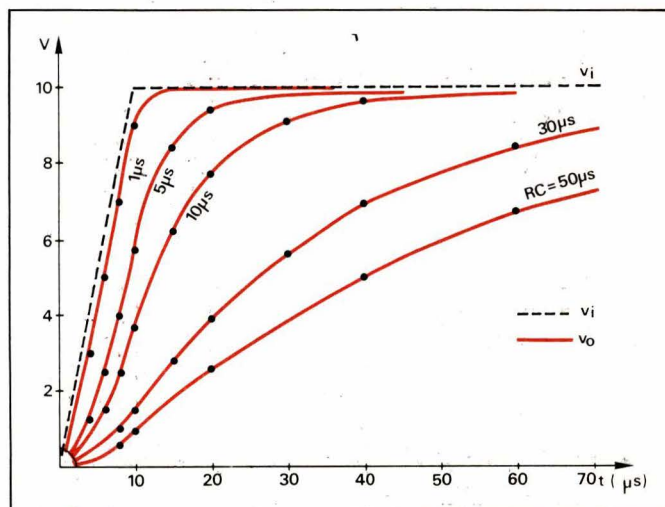


Fig. 12

La **figure 12** représente la réponse du circuit pour une entrée à montée linéaire dont $E = 10$ V et $t_1 = 10 \mu s$; le coefficient « a » vaut à ce moment 10^6 . Les résultats sont regroupés au **tableau 10** pour des constantes de temps de 1, 5, 10, 30 et 50 μs .

Signal à front de montée exponentiel

La méthode est identique à celle vue précédemment, à savoir que l'on travaille avec la fonction de transfert $A(s)$.

La **figure 13** représente l'évolution du signal d'entrée et de sortie. L'entrée évolue suivant la loi :

$$v_e = E (1 - e^{-t/\theta})$$

où θ est la constante de temps du signal.

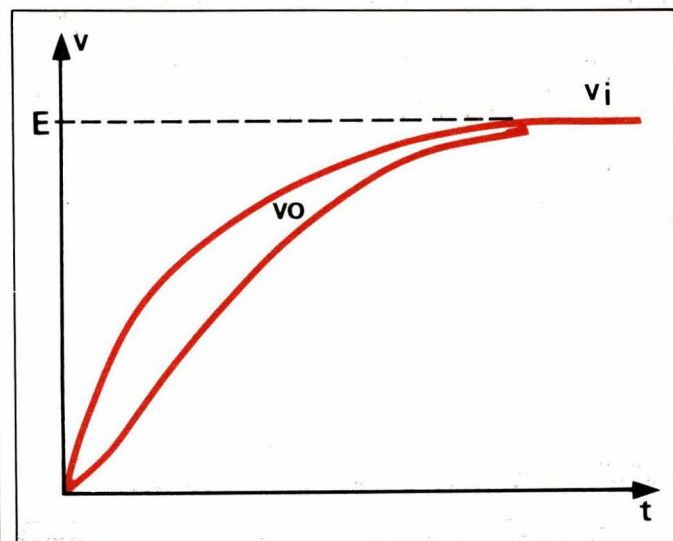


Fig. 13

TABLEAU 10		
RC (μs)	t (μs)	v _o (volts)
1	2	1,14
	4	3,02
	6	5
	8	7
	10	9 = E ₁
	15	9,99
	20	9,99
	40	10
5	2	0,35
	4	1,25
	6	2,51
	8	4,01
	10	5,68 = E ₁
	15	8,41
	20	9,42
	40	9,99
10	2	0,19
	4	0,70
	6	1,49
	8	2,49
	10	3,68 = E ₁
	15	6,17
	20	7,67
	30	9,14
	40	9,68
	50	9,88
30	2	0,07
	4	0,26
	6	0,56
	8	0,98
	10	1,50 = E ₁
	15	2,8
	20	3,91
	30	5,63
	40	6,87
	60	8,38
	80	9,17
	100	9,58
50	2	0,04
	5	0,24
	8	0,61
	10	0,94 = E ₁
	20	2,58
	40	5,03
	60	6,67
	80	7,77
	100	8,50

On peut écrire : $V_o = A(s) \cdot V_i$

$$V_o = \frac{1}{1 + RCs} \cdot E \left[\frac{1}{s} - \frac{1}{\frac{1}{\theta} + s} \right]$$

$$V_o = E \left[\frac{\frac{1}{RC}}{\left(\frac{1}{RC} + s\right)s} - \frac{\frac{1}{RC}}{\left(\frac{1}{RC} + s\right)\left(\frac{1}{\theta} + s\right)} \right]$$

On a :

$$V_o = E \left[\frac{A}{\frac{1}{RC} + s} + \frac{B}{s} - \frac{C}{\frac{1}{RC} + s} - \frac{D}{\frac{1}{\theta} + s} \right]$$

En posant :

$$A = \frac{1}{RC} = -1 \quad \text{pour } s = -\frac{1}{RC}$$

$$B = \frac{1}{\frac{1}{RC} + s} = 1 \quad \text{pour } s = 0$$

$$C = \frac{1}{RC} = \frac{\theta}{RC - \theta} \quad \text{pour } s = -\frac{1}{RC}$$

$$D = \frac{1}{\frac{1}{RC} + s} = \frac{\theta}{\theta - RC} \quad \text{pour } s = -\frac{1}{\theta}$$

On arrive aussi à l'expression suivante :

$$V_o = E \left[-\frac{1}{\frac{1}{RC} + s} + \frac{1}{s} - \frac{\theta}{RC - \theta} \frac{1}{\frac{1}{RC} + s} - \frac{\theta}{\theta - RC} \frac{1}{\frac{1}{\theta} + s} \right]$$

La transformée inverse donne :

$$v_o = E \left[-e^{-t/RC} + 1 - \frac{\theta}{RC - \theta} e^{-t/RC} + \frac{\theta}{RC - \theta} e^{-t/\theta} \right]$$

Par développement de cette dernière expression, on trouve la loi d'évolution du signal de sortie en fonction du temps :

$$v_o = E \left[1 + \frac{\theta}{RC - \theta} e^{-t/\theta} - \frac{RC}{RC - \theta} e^{-t/RC} \right]$$

On constate que si la constante du circuit est nulle ou faible, la transmission se fait sans déformation. Dans tous les autres cas, la sortie est plus ou moins déformée.

La **figure 14** représente la réponse du circuit pour un signal d'entrée dont les caractéristiques sont $E = 10$ V et $\theta = 1$ ms. Les courbes sont tracées pour des constantes de temps de 0,1 – 0,3 – 0,5 – 0,7 – 0,9 et 5 ms.

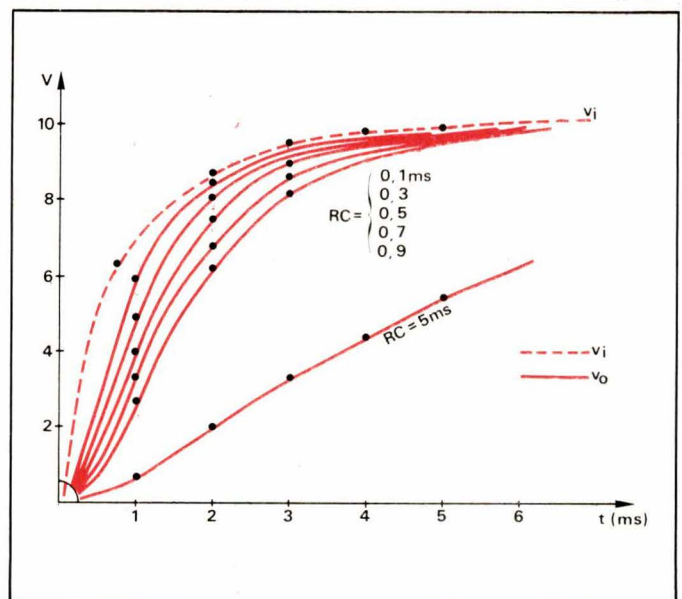


Fig. 14

Les résultats sont regroupés aux **tableaux 11 et 12** respectivement pour le signal d'entrée et le signal de sortie.

TABLEAU 11	
t (ms)	v _o (V)
1	6,32
2	8,64
3	9,50
4	9,82
5	9,93

TABLEAU 12		
RC (ms)	t (ms)	v _o (V)
0,1	1	5,90
	2	8,50
	3	9,45
	4	9,79
	5	9,93
0,3	1	4,89
	2	8,10
	3	9,30
	4	9,70
	5	9,90
0,5	1	3,95
	2	7,48
	3	9,02
	4	9,63
	5	9,86
0,7	1	3,33
	2	6,84
	3	8,66
	4	9,47
	5	9,79
0,9	1	2,86
	2	6,25
	3	8,21
	4	9,22
	5	9,68
5	1	0,66
	2	1,96
	3	3,26
	4	4,42
	5	5,42
	10	8,31

Signal sinusoïdal

On applique à l'entrée du circuit un signal sinusoïdal dont la fonction s'écrit :

$$v_i = E \cos. \omega t$$

En fonction de la variable « s », on peut écrire :

$$V_o = \frac{1}{1 + RC_s} \frac{E_s}{s^2 + \omega^2}$$

où le deuxième terme est la transformée de la fonction d'entrée.

On peut écrire :

$$V_o = \frac{A}{\frac{1}{RC} + s} + \frac{B}{s + j\omega} + \frac{C}{s - j\omega}$$

Les facteurs A, B et C valent respectivement :

$$A = \frac{\frac{E s}{RC}}{s^2 + \omega^2} = -\frac{E}{1 + (RC \omega)^2} \text{ pour } s = -\frac{1}{RC}$$

$$B = \frac{\frac{E s}{RC}}{\left(\frac{1}{RC} + s\right)(s - j\omega)} = \frac{E}{2(1 - jRC \omega)} \text{ pour } s = -j\omega$$

$$C = \frac{\frac{E s}{RC}}{\left(\frac{1}{RC} + s\right)(s + j\omega)} = \frac{E}{2(1 + jRC \omega)} \text{ pour } s = j\omega$$

Par remplacement, il vient que :

$$V_o = \frac{-E}{1 + (RC \omega)^2} \cdot \frac{1}{\frac{1}{RC} + s} + \frac{E}{2(1 - jRC \omega)} \cdot \frac{1}{s + j\omega} + \frac{E}{2(1 + jRC \omega)} \cdot \frac{1}{s - j\omega}$$

La transformée inverse de cette dernière relation donne :

$$v_o = \frac{-E}{1 + (RC \omega)^2} e^{-t/RC} + \frac{E}{2(1 - jRC \omega)} e^{-j\omega t} + \frac{E}{2(1 + jRC \omega)} e^{j\omega t}$$

En développant cette expression, et en posant :

$$\varphi = -\arctan RC \omega$$

qui est le déphasage de la sortie par rapport à l'entrée, on trouve l'expression de la tension de sortie en fonction du temps :

$$v_o = \frac{-E}{1 + (RC \omega)^2} e^{-t/RC} + \frac{E}{\sqrt{(RC \omega)^2 + 1}} \cos(\omega t + \varphi)$$

Le premier terme de cette équation correspond à un régime transitoire, et diminue rapidement avec le temps.

On peut finalement écrire :

$$v_o = \beta \cdot v_i = \frac{1}{\sqrt{(RC \omega)^2 + 1}} \cdot E \cos(\omega t + \varphi)$$

Le terme « β » est le coefficient de transfert du circuit et dépend de la fréquence du signal d'entrée. Pour une fréquence nulle, il vaut l'unité et l'amplitude des signaux

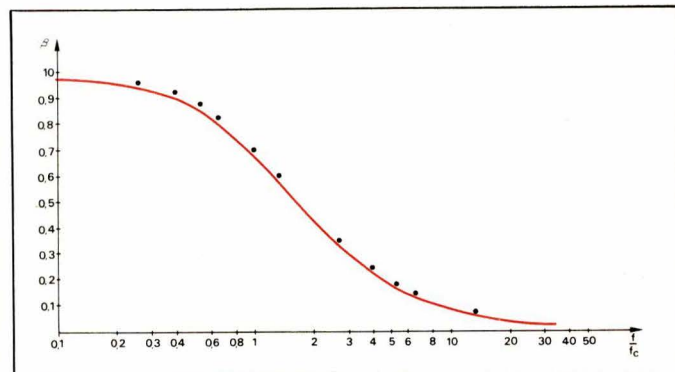


Fig. 15

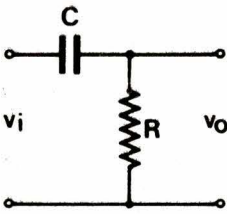
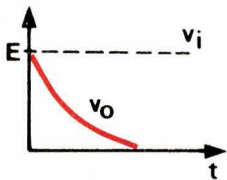
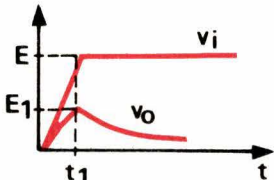
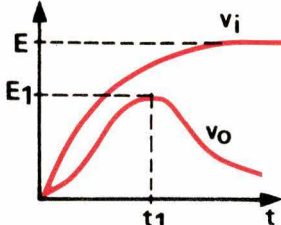
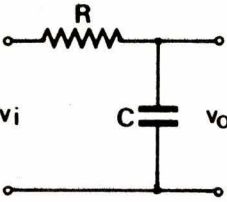
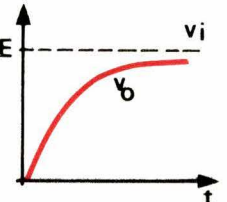
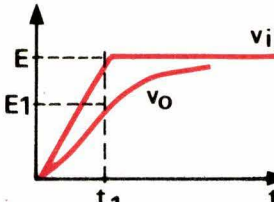
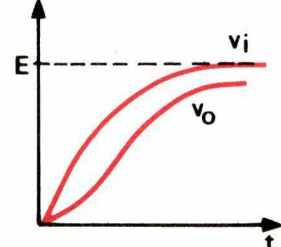
CIRCUIT	FRONT RAIDE	FRONT LINEAIRE	FRONT EXPONENTIEL
PASSE HAUT 	$v_o = E e^{-t/RC}$ 	$v_i = at$ $t_0 \rightarrow t_1$ $v_o = aRC (1 - e^{-t/RC})$ Après t_1 : $v_o = E_1 e^{-\frac{t-t_1}{RC}}$ 	$v_i = E (1 - e^{-t/\theta})$ $v_o = \frac{ERC}{RC - \theta} [e^{-t/RC} - e^{-t/\theta}]$ $t_1 = \frac{RC}{1 - \frac{RC}{\theta}} \quad Lm \frac{\theta}{RC}$ 
PASSE BAS 	$v_o = E (1 - e^{-t/RC})$ 	$t_0 \rightarrow t_1$ $v_o = \frac{E}{t_1} (t - RC) + \frac{ERC}{t_1} e^{-t/RC}$ Après t_1 : $v_o = E_1 + (E - E_1) (1 - e^{-\frac{t-t_1}{RC}})$ 	$v_o = E \left[1 + \frac{\theta}{RC - \theta} e^{-t/\theta} - \frac{RC}{RC - \theta} e^{-t/RC} \right]$ 

Tableau 14

d'entrée et de sortie sont égales. Pour une fréquence infinie, « β » vaut zéro et la sortie est nulle.

On définit une fréquence supérieure de coupure pour laquelle le coefficient de transfert est égale à

$$1/\sqrt{2} \cdot \sqrt{2}$$

$$f_c = \frac{1}{2\pi RC}$$

A cette fréquence, le déphasage vaut : -45° .

Les figures 15 et 16 représentent respectivement, en coordonnées semi-logarithmiques l'évolution du coefficient de transfert et du déphasage en fonction de « f/f_c ». Les résultats sont regroupés au tableau 13 pour un circuit dont la fréquence de coupure vaut 15 kHz. On peut utiliser les formules suivantes dérivées de celles trouvées précédemment :

$$\beta = \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{f}{f_c}\right)^2 + 1}}$$

$$\text{et } \varphi = -\arctg \frac{f}{f_c}$$

Le tableau 14 donne le résumé des relations nécessaires pour étudier la réponse d'un circuit « RC » à différents types de signaux d'entrée.

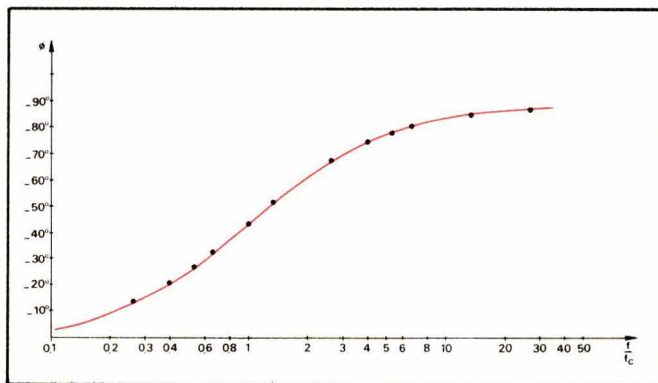


Fig. 16

Transfert d'impulsions

Pour être tout à fait complet, étudions rapidement l'évolution du signal de sortie quand on applique à l'entrée du circuit une impulsion du type rectangulaire par exemple.

Pour un circuit différentiateur, le transfert d'une impulsion est montré à la figure 17. Au départ, la sortie prend une valeur égale à l'entrée pour ensuite diminuer exponentiellement jusqu'à une valeur E_1 .

A l'instant où la tension d'entrée devient nulle, le signal

TABLEAU 13			
f	f/f _c	β	φ (°)
200	0,013	0,999	- 0,76
400	0,027	0,999	- 1,52
600	0,040	0,999	- 2,29
800	0,053	0,998	- 3,05
1 000	0,066	0,997	- 3,77
2 000	0,133	0,991	- 7,59
4 000	0,266	0,966	- 14,93
6 000	0,400	0,928	- 21,80
8 000	0,533	0,882	- 28,06
10 000	0,660	0,832	- 33,66
15 000	1	0,707	- 45
20 000	1,33	0,600	- 53,06
40 000	2,66	0,351	- 69,39
60 000	4	0,243	- 75,96
80 000	5,33	0,184	- 79,37
100 000	6,66	0,148	- 81,46
200 000	13,33	0,074	- 85,70
400 000	26,66	0,038	- 87,85

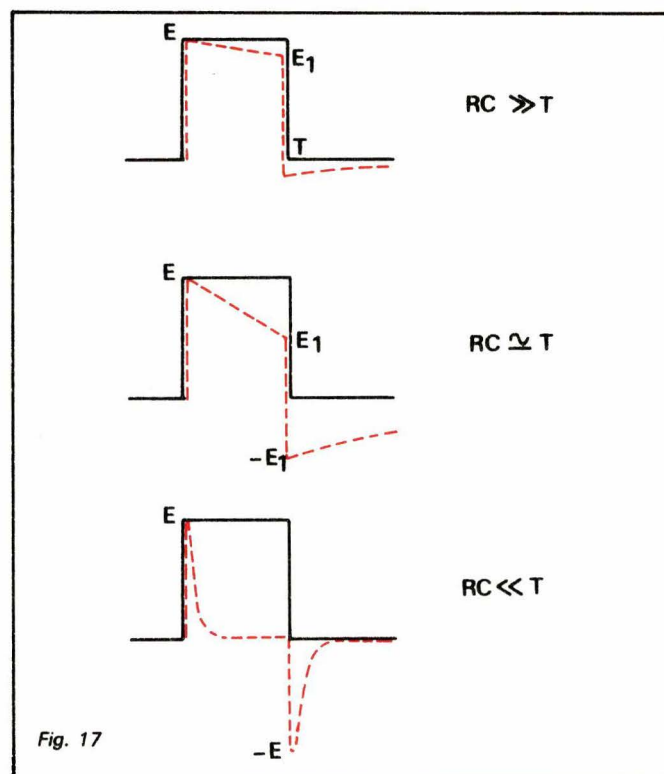


Fig. 17

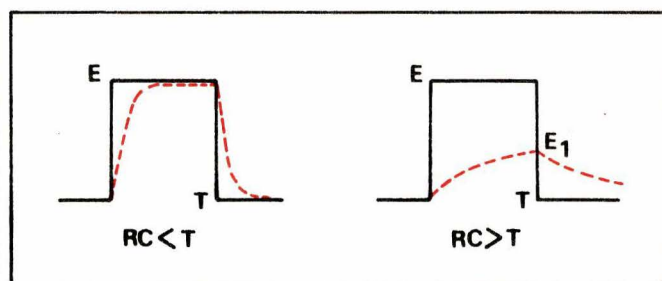


Fig. 18

de sortie prend une valeur égale à « $-E_1$ » pour ensuite retourner exponentiellement vers zéro.

La déformation du signal de sortie dépend de la constante de temps du circuit ; si celle-ci est grande vis-à-vis de la durée de l'impulsion d'entrée, il n'y a pratiquement aucune déformation. Pour des constantes de temps très faibles, nous avons à la sortie une impulsion positive et une impulsion négative très rapides.

En ce qui concerne le circuit passe-bas, la réponse du circuit à une entrée rectangulaire est montrée à la figure 18. Dans ce cas, à partir de l'instant initial, la partie évolue exponentiellement jusqu'à une valeur « E_1 ». Lorsque le signal d'entrée devient nul, la sortie décroît exponentiellement vers zéro.

Ici également, nous avons une sortie plus ou moins déformée suivant la constante de temps du circuit. Pour des faibles constantes de temps, il n'y a pratiquement pas de déformation, tandis que pour des constantes de temps élevées, il y a d'importantes déformations.

Nous venons d'étudier une méthode permettant l'analyse d'un circuit à « résistance-capacité » grâce aux transformées de Laplace.

D'une manière générale, cette technique peut être utilisée pour tout système mécanique ou électronique pouvant se mettre sous forme d'équations différentielles ; elle conduit à une simplification des calculs, d'où une grande souplesse d'utilisation.

La réalisation des problèmes à l'aide des laplaciens s'utilise principalement dans les dispositifs à servomécanismes à boucles ouverte ou fermée.

M. Lacroix

CALENDRIER

EXPOSITIONS

13 au 20 novembre. — Madrid.

Salon international de l'équipement de bureau et de l'informatique.

Rens. : Simo, place Conde del Valle de Suchil, 8, Madrid 15. Tél. : 448.47.94195.

16 au 20 novembre. — Lyon.

Midest.

Rens. : B.P. 1.593, 54027 Nancy Cedex. Tél. : 51.19.01.

30 novembre au 5 décembre. — Paris.

Maintenance 81 (CNIT, La Défense).

Rens. : Sepic, 40, rue du Colisée, 75381 Paris Cédex 08. Tél. : 359.10.30.

30 novembre au 5 décembre. — Paris (CNIT).

Mécanélem.

Rens. : Sepic, 40, rue du Colisée, 75008 Paris. Tél. : 359.10.30.

7 au 11 décembre. — Paris.

Exposition de Physique.

Rens. : 33, rue Croulebarbe, 75013 Paris. Tél. : 359.10.30.

9 au 16 décembre. — Paris.

Salon international de la Manutention.

Rens. : Sepic, 40, rue du Colisée, 75381 Paris Cédex 08. Tél. : 359.10.30.

2 au 4 décembre. — Paris.

CTEAP : Convention des Techniques Electro-acoustiques Professionnelles (au Sofitel-Sèvres).

1982

6 au 11 décembre. — Paris.

ELEC 1982, exposition internationale de l'équipement électrique.

Rens. : SDSA, 20, rue Hamelin, 75116 Paris.

6 au 11 décembre. — Paris.

8^e exposition internationale Mesurcora, jumelée avec la 70^e exposition de physique.

Rens. : Sepic, 40, rue du Colisée, 75381 Paris Cédex 08. Tél. : 359.10.30.

STAGES SEMINAIRES

7 au 11 décembre. — Marseille.

Stage « systèmes à multiprocesseurs », à l'intention des ingénieurs et techniciens possédant de bonnes connaissances et une solide pratique en micro-électronique, pour acquérir des connaissances sur l'interconnexion entre systèmes microprocesseurs en tranches et la mise au point de matériels.

Rens. : Ecole Supérieure d'Ingénieurs de Marseille, 28, rue des Electriciens, 13012 Marseille. Tél. : 49.91.40.

9 au 11 décembre. —

Saint-Martin-d'Hères (Grenoble).

Stage « initiation aux microprocesseurs, leur place dans les applications industrielles ».

L'objectif de ce stage est de montrer, à travers l'étude d'un ensemble de circuits intégrés, comment les microprocesseurs peuvent remplacer ou compléter le matériel traditionnel dans la commande des procédés industriels.

Rens. : Institut National Polytechnique de Grenoble, Division Formation Professionnelle Continue, 46, avenue Félix-Viallet, 38031 Grenoble Cédex. Tél. : (76) 47.98.55., poste 605.

14 au 17 décembre. — Paris.

Stage « maintenance, mise au point et dépannage des systèmes à microprocesseurs ».

Ce stage est le prolongement d'une initiation aux microprocesseurs. Il est nécessaire de posséder des connaissances préalables tant sur l'aspect matériel que logiciel. Un rappel des concepts fondamentaux est prévu en début de stage. Ce stage permettra au participant de connaître et d'utiliser des moyens comme l'analyseur d'états logiques, l'émulateur de circuits... et ainsi d'être opérationnel.

Rens. : Christiane Morvan, Cegos, Tour Chenonceaux, 204, Rond-Point du Pont de Sèvres, 95516 Boulogne-Billancourt Cédex. Tél. : 620.60.67.

14 au 18 décembre. — Paris ; repris du 22 au 26 mars 1982.

Stage « pratique du PASCAL ».

Ce stage permet d'acquérir une connaissance pratique de PASCAL. Tous les éléments du langage y sont présentés et leur mise en œuvre est illustrée par des travaux pratiques réalisés sur micro-ordinateur. Un tel stage est destiné à tous les informaticiens responsables, chefs de projet, ingénieurs, analystes, programmeurs,... possédant une connaissance préalable de la programmation.

Rens. : Cegos, Tour Chenonceaux, 204, Rond-Point du Pont-de-Sèvres, 95516 Boulogne-Billancourt Cédex. Tél. : 620.60.67.

15 au 17 décembre. — Paris.

Stage « interfaces et communication pour systèmes à microprocesseur dans les applications industrielles ».

Savoir comment relier le microprocesseur à ses périphériques, comment l'implanter dans une application industrielle, environné de ses capteurs et actionneurs, comment faire dialoguer des machines entre elles, comment construire des réseaux et transmettre les informations utiles, tel est le but de ce cours.

Rens. : Cegos, Tour Chenonceaux, 204, Rond-Point du Pont-de-Sèvres, 95516 Boulogne-Billancourt Cédex. Tél. : 620.60.67.

1982

8 au 12 mars. —

Saint-Martin-d'Hères (Grenoble).

Stage « initiation aux méthodes et techniques de la CAO ».

L'objectif du stage est de permettre aux auditeurs d'acquérir une connaissance générale sur les systèmes de Conception Assistée par Ordinateur et de se familiariser avec quelques applications propres à la mécanique, l'électronique et l'électrotechnique.

Rens. : Institut National Polytechnique de Grenoble, Division Formation Professionnelle Continue, 46, avenue

Félix Viallet, 38031 Grenoble Cédex.
Tél. : (76) 47.98.55., poste 605.

22 au 25 mars. — Marseille.

Stage « initiation à la micro-électronique ». Objectif : donner aux ingénieurs et techniciens ayant des connaissances en électronique digitale, la capacité de formaliser les problèmes rencontrés, d'évaluer les possibilités techniques et économiques des diverses solutions à base de circuits intégrés ; permettre de sous-traiter dans de bonnes conditions les réalisations en micro-électronique.

Rens. : Ecole Supérieure d'Ingénieurs de Marseille, 28, rue des Electriciens, 13012 Marseille. Tél. : 49.91.40.

22 au 26 mars. —

Saint-Martin-d'Hères (Grenoble).

Stage « La programmation temps réel des microprocesseurs ».

Ce stage s'adresse aux ingénieurs et techniciens qui auront à concevoir et réaliser le logiciel des systèmes informatiques à base de microprocesseurs. Une part importante de la session sera réservée à l'utilisation effective, par les stagiaires, de maquettes permettant ainsi une approche très concrète des problèmes liés à la programmation des microprocesseurs.

Rens. : Institut National Polytechnique de Grenoble, Division Formation Professionnelle Continue, 45, avenue Félix-Viallet, 38031 Grenoble Cédex. Tél. : (76) 47.98.55., poste 605.

5 au 9 avril. — Dunkerque.

Séminaire « micro-informatique — PASCAL U.C.S.D. » Avec exercices pratiques sur « APPLE II » ou « Silex ».

Rens. : Jeunes-Science Dunkerque, B.P. 1501, 59383 Dunkerque Cédex. Tél. : 65.97.40.

10 au 14 mai. —

Saint-Martin-d'Hères (Grenoble).

Stage « conception de systèmes informatiques industriels à base de microprocesseurs ». Construit autour de la réalisation d'un projet, ce stage permet d'étudier les produits actuellement commercialisés : circuits, cartes et systèmes de développement.

Rens. : Institut National Polytechnique de Grenoble, Division Formation Professionnelle Continue, 46, avenue Félix-Viallet, 38031 Grenoble Cédex. Tél. : (76) 47.98.55., poste 605.

ISC
la garantie
d'une technologie

SUPERTEX

le leader en
VMOS

Device No.	Drain Current (Amps)	Breakdown Voltage (Volts)	RDS (ON) (Ohms)
<i>canal N</i>			
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	.3-1.0
VN12	16	40-90	.2-.4
VN12	8	100-150	.4-.8
VN12	4	160-220	.8-1.6
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
<i>canal P</i>			
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

- Maq. HERRY 283-58-81

**AFORP
AFORTEC**
FORMATION

des techniciens
compétents
pour des industries
de pointe

Dans le contexte actuel de l'évolution industrielle, l'adaptation permanente du personnel aux techniques les plus avancées est un des éléments essentiels du développement technologique des Entreprises et de leur compétitivité. Une formation continue de pointe, à tous les niveaux, en est l'instrument indispensable.

Dans le cadre de la Formation Continue, AFORP-AFORTEC propose, dans son Centre de Montrouge spécialement équipé, des stages à différents niveaux, dans les domaines suivants :

— ELECTRONIQUE ANALOGIQUE ET DIGITALE

cours de base et perfectionnement

— MICRO-ELECTRONIQUE

circuits intégrés numériques complexes, traitement numérique des informations, microprocesseurs monolithiques et en tranches, ...

— MINI ET MICRO-INFORMATIQUE

langages évolués, applications à base de microprocesseurs, systèmes d'aide au développement 8 et 16 bits, ...

— AUTOMATES PROGRAMMABLES INDUSTRIELS



AFORP-AFORTEC

Agrément N° 11 92 00155 92
Association régie par la loi de 1901, créée par le G.I.M.
(Groupe des industries Métallurgiques de la région parisienne).

C'est : 9 centres de formation dans la Région Parisienne dont 2 spécialement équipés en automatisme.

1.800 postes de travail et plus de 200 formateurs hautement qualifiés pour assurer des stages théoriques et pratiques dans les 24 spécialités des principaux domaines industriels.



AFORP-AFORTEC

UNE FORMATION

TECHNOLOGIQUE OPERATIONNELLE

Pour tous renseignements :

SERVICE DEVELOPPEMENT, 739.32.10
55, rue Deguingand 92532 LEVALLOIS-PERRET CEDEX



L'ÉLECTRONIQUE DIGITALE SUR LE BOUT DES DOIGTS

pour 390 F*

**MANUEL
ET MATÉRIEL COMPRIS**

* Par mois pendant 3 mois.

La technique digitale est la base de l'électronique actuelle : ordinateurs, calculatrices, montres à quartz, commandes de machines industrielles, téléviseurs...

EURELEC vous offre la possibilité de maîtriser cette technique, grâce à un manuel très complet et parfaitement mis au point. Il se compose de dix fascicules théorie/pratique, deux cents pages d'explications concrètes, ainsi que d'un ensemble de composants permettant le montage d'un simulateur de logique.

Si vous possédez déjà quelques notions sur le fonctionnement du transistor, des alimentations, si vous savez souder des composants, vous pourrez aborder facilement le montage du simulateur de logique et découvrir ainsi : le monde des circuits intégrés.

Les expériences s'effectuent sans soudeuse conservant ainsi en parfait état les circuits intégrés et composants, sur un simulateur de conception moderne qui peut évoluer selon vos besoins.

Le simulateur de logique permet aussi de tester les différents montages proposés par les revues techniques.

Vous trouverez dans le manuel :

- Fiches techniques des circuits intégrés
- Dictionnaire technique Anglais/Français
- Régulateur de tension continue
- Fonctions logiques de base : "ET" - "OU" - "NOR" - "NAND"
- Algèbre de Boole (Algèbre binaire, base de l'informatique)
- Les bascules (utilisées pour les mémoires d'ordinateurs)
- Compteurs et décompteurs
- Registres à décalage (traitement des informations binaires)
- Cycles d'automatisme
- Les afficheurs (pour visualiser les résultats).

Le matériel :

Un coffret simulateur de logique comprenant :

- 2 plaques à connexions 960 contacts
- Les circuits de base indispensables à monter sur circuits imprimés
- Une alimentation stabilisée 5 V - 1 A
- Un indicateur d'état logique 6 entrées/sorties
- Un générateur horloge 1 Hz
- Un générateur horloge 5 kHz
- 6 bascules "RS" anti-rebonds

Pour les expériences pratiques :

- 26 circuits intégrés (les plus utilisés)
- 1 photo-transistor
- Condensateurs, résistances, diodes divers
- 2 afficheurs 7 segments
- Diodes électroluminescentes.

Bon de Commande à retourner à EURELEC Rue Fernand-Holweck, 21100 DIJON

Jé désire recevoir votre ensemble électronique digitale (manuel + matériel) que vous m'enverrez de la façon suivante :

- ☐ En 1 seule fois, je joins à ma commande un chèque ou un mandat-lettre de 1170 F (port et emballage gratuits).
- ☐ En 3 fois, je vous demande de m'adresser le premier envoi immédiatement contre remboursement de 390 F(*), puis les 2 envois suivants à raison d'un par mois. Chacun contre remboursement de 390 F(*).

Nom _____ Prénom _____

Adresse _____ Ville _____

Code postal _____

Date et signature (pour les mineurs, signature des parents).

* Ajouter 36 F par envoi pour frais de port et d'emballage.



eurelec

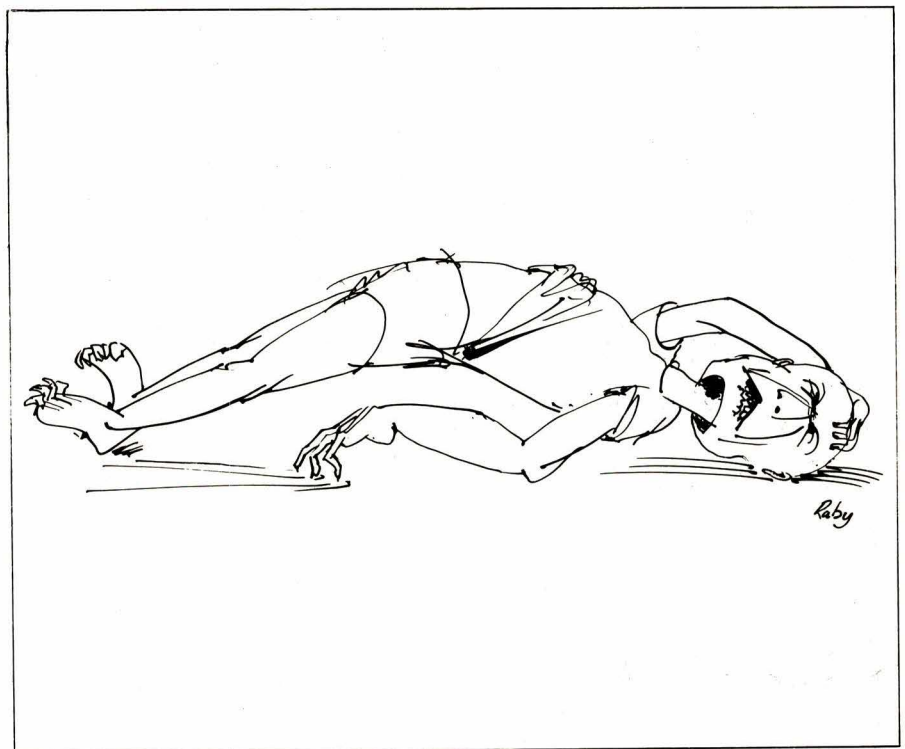
Rue F. Holweck 21000 DIJON

69061-1021

dolci

La douleur est une sensation pénible que redoutent la plupart des gens ; leur désir le plus ardent est la suppression d'une souffrance qu'ils trouvent illogique et dont il faut les débarrasser à tout prix, à tel point qu'une fois la douleur calmée, ils en oublient souvent de traiter la maladie dont cette douleur est le symptôme. Si la souffrance n'accompagnait pas ordinairement la maladie, bien des gens s'accommoderaient de celle-ci. C'est la douleur qui entraîne le patient chez le médecin ou le dentiste ; c'est pour ce patient, qui souffre « dans sa chair », que la médecine a été créée.

La neurostimulation dans le traitement de la douleur



Pour combattre la douleur, encore faut-il connaître le mécanisme de son apparition. Ce n'est pas une tâche très facile, d'autant qu'au fil des années de nombreuses théories se sont affrontées. En fait, il y a deux types de douleurs. La douleur objective, qui relève d'une stimulation excessive (stimulation nociceptive) et dont le caractère est de nous renseigner sur la nocivité d'une action externe (brûlures, coups...) et la douleur subjective, de cause beaucoup plus profonde, et qui signe un trouble grave du fonctionnement d'un de nos organes internes.

La neurostimulation

La neurostimulation s'adresse essentiellement au traitement des douleurs subjectives chroniques actuellement rebelles à toute autre forme de traitement (exceptés, bien sûr, les cures chirurgicales et les traitements médicamenteux à hautes doses). La technologie mise en œuvre découle de celle acquise par l'emploi des stimulateurs cardiaques, avec cependant des contraintes quelque peu différentes.

En dehors de la douleur, la neurostimulation fait également son apparition dans le traitement de maladies ou de troubles d'origine neurologique. C'est le cas de certaines infirmités motrices d'origine cérébrale, de paraplégie spastique dans des maladies dégénératives de la moelle épinière (par exemple sclérose en plaque), des troubles de la vessie (au niveau du sphincter) d'origine centrale. Mais notre propos se limitera essentiellement au traitement de la douleur.

La douleur est individuelle : une abondante littérature nous a montré l'extrême variabilité des réactions tant physiques que psychiques chez l'individu qui souffre.

Chez les hypersensibles, on trouve en général les intellectuels, les pusillanimes, enfin les sujets qui supportent avec courage l'épreuve, mais qui au fond d'eux-mêmes pensent avec *Pascal* que « l'homme est né pour le plaisir ».

A l'opposé, on trouve des individus qui recherchent la douleur, ou tout au moins qui ne font rien pour l'écarter si elle se présente ; pour les masochistes notamment, la douleur est un excitant. Pour les mystiques, la douleur est un bienfait ; non parce qu'ils l'aiment, mais parce qu'ils lui attribuent une valeur morale.

Entre ces deux catégories, se range le groupe des indifférents, pour qui la douleur n'existe pas. Tels sont les fakirs.

Le sage bouddhiste préfère n'opposer aucune résistance au mal plutôt que de lutter contre lui, mais l'entraînement auquel il s'astreint est valable aussi bien pour le désir, la passion, que pour la douleur ; ce qu'il recherche, c'est la non-existence, la négation totale de l'être.

Ainsi la souffrance est inégalement ressentie par les hommes. Le seuil de la sensibilité à la douleur est infiniment variable d'un sujet à l'autre.

On sait par ailleurs qu'il n'existe

aucune corrélation entre l'intensité de la douleur et la gravité du mal. Enfin l'activité nerveuse supérieure joue un grand rôle dans l'interprétation de la sensation douloureuse. C'est pourquoi on souffre beaucoup moins des dents lorsqu'on a franchi la porte du dentiste ; c'est pourquoi aussi les mystiques peuvent dévier la douleur de sa signification originelle en tant que symptôme pour la transformer en un sacrifice indispensable à une élévation spirituelle.

La médecine quotidienne dispose de moyens efficaces pour atténuer ou supprimer la douleur. Mais si la douleur est trop intense il faut faire appel à des moyens plus puissants ; la limite de leur emploi légitime est marquée par les doses où l'on risque de tomber dans l'euthanasie.

Pour le chirurgien, la douleur n'est pas un symptôme, mais un signe parfaitement inutile et nuisible, et qu'il faut supprimer. Elle ne sert pas à localiser le mal, ni à caractériser un état, puisqu'au stade chirurgical le diagnostic est déjà établi. Par conséquent, il faut préparer le patient pour qu'au moment de l'intervention la douleur ne se manifeste pas : c'est le rôle de l'anesthésiste.

Le cheminement de la douleur

Le message douloureux stimule une cellule réceptrice qui envoie un influx aux structures cérébrales qui, à leur tour, interprètent le message. Ce schéma simpliste est en réalité plus complexe, car, entre le message et son interprétation, plusieurs chemins peuvent être empruntés par l'influx nerveux.

Il était courant, autrefois, de considérer la douleur comme une réponse à toute stimulation violente ; depuis, des études plus précises de physiologie ont conduit à réviser cette notion et à admettre que la douleur est une sensation spécifique transmise par des structures nerveuses distinctes de celles qui transmettent le tact, la pression, la chaleur ou le froid.

Ces structures nerveuses représentent un système de réception, de transmission et de perception où chaque étage correspond à des cellules nerveuses particulières.

A la surface des téguments nous trouvons les récepteurs, inégalement répartis, dont les points sensibles peuvent varier de 40 à 200 au centi-

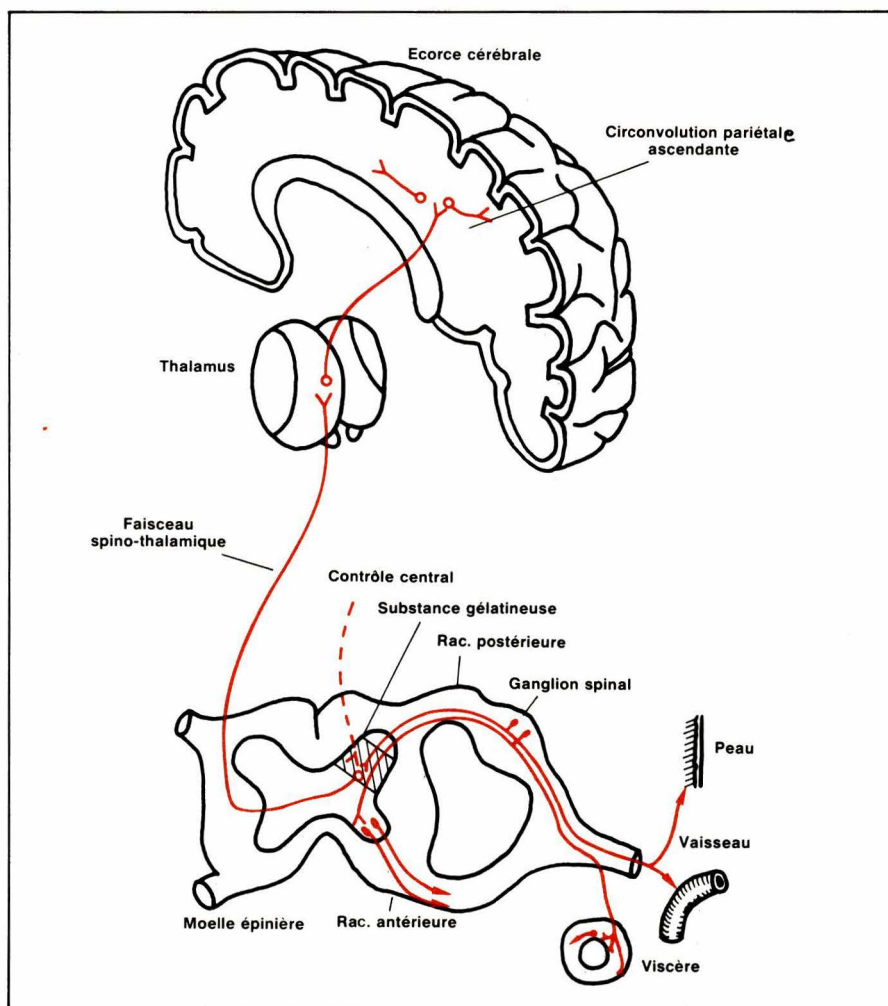


Fig. 1. — Schéma très simplifié des voies de la douleur.

mètre carré ; il existe même des zones qui en sont totalement dépourvues et qui présentent ainsi une insensibilité totale. Les fibres périphériques sont le prolongement de cellules en forme de T, situées dans les ganglions spinaux ; l'une des branches va vers la périphérie, tandis que l'autre chemine jusqu'aux racines postérieures de la moelle épinière.

Dans le nerf périphérique, la douleur emprunte deux types de fibres :

- **les fibres A delta**, entourées d'une gaine de myéline, de 3 à 4 μm de diamètre. Elles transmettent la composante brève, immédiate et localisée de la douleur ;

- **les fibres C**, dépourvues de gaine de myéline, de 0,5 à 2 μm de diamètre. Elles transmettent la composante lente, sourde et mal localisée de la douleur.

Ensuite, l'influx nerveux remonte la moelle épinière pour atteindre l'une des structures du cerveau, le thalamus. Cette structure est considérée comme étant l'organe de perception central. C'est là que la douleur est vraiment ressentie et, comme le dit *Galmiche*, « c'est au niveau du thalamus qu'elle reçoit sa tonalité affective, pénible, désagréable qui en fait une douleur ».

Un troisième étage sert de pont entre le thalamus et l'enveloppe du cerveau : le cortex, plus précisément la circonvolution pariétale ascendante. Comme l'a très bien imaginé le neurochirurgien *Penfield*, il semble que l'on puisse projeter sur cette circonvolution tous les points douloureux que l'on est susceptible de rencontrer sur les téguments (**fig. 1**).

Ce schéma très simplifié ne fait pas apparaître l'arrivée d'excitation par des fibres de gros diamètre provoquant un effet inhibiteur sur les fibres lentes de la douleur. La moelle épinière n'est pas seulement un aigillage des messages douloureux, elle est le lieu, notamment au niveau de la corne postérieure, d'un filtrage naturel dont la déficience rend certaines douleurs excessives. Ce filtrage joue le rôle d'une porte connue sous le nom de « gate control », étudiée par *Melzack* et *Wall* en 1965.

Si l'on renforce le contrôle de ce filtrage au moyen de la stimulation électrique, on obtient les effets bénéfiques que l'on connaît dans le traitement des douleurs.

La théorie de la porte : le « Gate control »

Avant d'examiner le rôle de la stimulation électrique au cours des phénomènes d'inhibition, regardons ce qui se passe au niveau de la moelle épinière selon la théorie de *Melzack* et *Wall*. C'est dans la corne postérieure de la moelle que tout se passe. Il existe une zone appelée substance gélatineuse (SG) qui est le siège du phénomène d'inhibition qui nous intéresse. Sur le plan anatomique, comment se présentent les choses ?

Les petites fibres A delta et C (**fig. 2**) ainsi que les collatérales des grosses fibres A bêta se regroupent pour atteindre les neurones transmetteurs (T) de la moelle épinière, neurones qui sont à l'origine du faisceau spino-thalamique. Cette voie met en jeu le système d'action (+ effet activant) responsable de la

sensation douloureuse et de la réponse du système nerveux central à l'agression douloureuse (action nociceptive).

Simultanément à cette action, les grosses et les petites fibres envoient des collatérales aux cellules de la substance gélatineuse. Cette substance joue un rôle inhibiteur, et celui-ci est activé par les grosses fibres dont le seuil est bas : elles sont excitatrices de la substance gélatineuse. En revanche, le rôle inhibiteur de la substance gélatineuse est diminué par l'action des petites fibres dont le seuil est élevé. Il y a compétition entre ces deux actions dont l'ensemble constitue le système de porte (« gate control »). Ce contrôle est présynaptique mais il s'y associe également un contrôle postsynaptique (**fig. 3**). Rappelons que la synapse est le nom donné à la fonction entre deux terminaisons nerveuses, assurant le passage de l'influx nerveux.

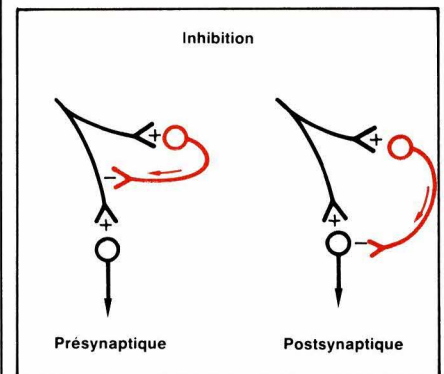


Fig. 3. — L'inhibition peut être pré-ou postsynaptique.

Comment fonctionne cette porte ? Avec *Y. Keravel* et *M. Sindou* nous pouvons dire que « les terminaisons des fibres A delta et C d'une part, et A bêta d'autre part, contractent des synapses avec les cellules d'origine du faisceau spino-réticulothalamique, c'est-à-dire de la voie responsable de la sensation douloureuse. Cette voie est mise en jeu lorsque le seuil de stimulation de ses neurones d'origine est suffisant. Lorsqu'un stimulus d'intensité modérée, véhiculé seulement par les grosses fibres, se produit, les premiers influx franchissent la « porte » qui est alors « ouverte » et excitent les neurones d'origine de la voie spino-réticulothalamique. Cette possibilité de passage ne dure qu'un très court instant puisqu'il se produit une inhibition de la corne postérieure (c'est-à-dire une fermeture de la porte) sous l'action même de ces fibres de gros calibre. Il en résulte une sensation discriminative brève.

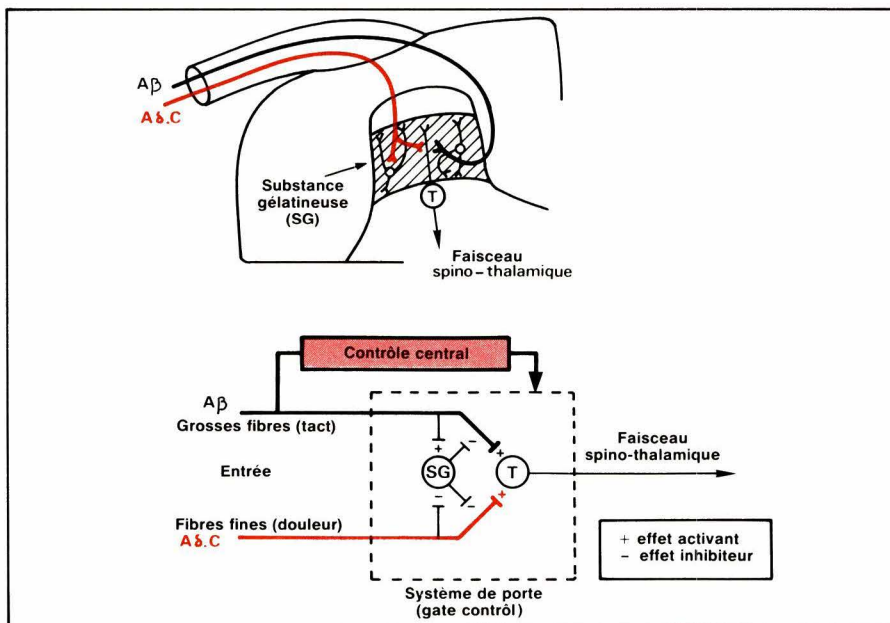


Fig. 2. — Le système de porte (Gate control), schéma anatomo-physiologique et son équivalence.

Lorsque la stimulation est forte et prolongée, c'est-à-dire nociceptive, elle met en jeu à la fois les grosses et les petites fibres ; il en résulte un conflit entre l'action des premières — qui tendent à fermer « la porte » — et celle des secondes, qui tendent à l'ouvrir. Très vite, les influx transmis par les grosses fibres, à adaptation rapide, s'épuisent, et ceux qu'apportent les petites fibres, à adaptation lente, l'emportent. La voie spino-réticulo-thalamique est alors mise en jeu de façon durable. Il en résulte une sensation douloureuse intense et prolongée.

Le théorie de la « porte » (remise en cause au cours des dix dernières années) reste vraie pour l'essentiel, et constitue un modèle anatomo-physiologique qui a le mérite d'insister sur les phénomènes inhibiteurs qui se trouvent également à des niveaux supraspinaux. Bien entendu, les phénomènes qui règlent les mécanismes de la douleur sont beaucoup plus complexes et mettent en jeu d'autres systèmes (en particulier celui des « endorphines »).

Ainsi, pour ce qui nous intéresse, la stimulation de ces grosses fibres A bêta augmente la potentialité inhibitrice de la substance gélatineuse. C'est à ce niveau que l'on « ferme la porte » aux messages douloureux (sur le plan physiologique), c'est, sur la peau, un nerf sensitif, les cordons postérieurs de la moelle, le thalamus (sur le plan anatomique), que l'on peut appliquer une stimulation électrique à visée antalgique.

Un peu d'histoire

Comme dans toute discipline relevant du génie biomédical, l'histoire est surtout contemporaine. En outre, il y a lieu de distinguer deux approches neurochirurgicales dans le traitement de la douleur : d'une part, l'interruption par voie destructrice d'un nerf ou d'une structure nerveuse, et dans ce cas l'altération est irréversible ; et, d'autre part, la stimulation dont l'action est réversible, et qui respecte l'intégralité des tissus nerveux. C'est ce second aspect du traitement qui nous intéresse.

Dans l'histoire du traitement contre la douleur, c'est déjà un premier tournant qui n'a pu être pris que grâce à la mise au point de techniques de stimulation qui découlent des importants travaux effectués en cardiologie dans le domaine des pacemakers (voir « Electronique Applications » n° 8).

On distingue trois grandes étapes. La plus ancienne a trait à l'emploi des « poissons électriques » dont la description des effets remonte au début de l'ère chrétienne. On pense, bien sûr, au poisson torpille (« torpedo marmorata ») mais il existe aussi d'autres espèces de poissons « électriques », tels les gymnarques et les mormyres des fleuves d'Afrique, les grands gymnotes (« électrophorus » ou anguilles électriques) d'Amérique du Sud et les « malaptérures » du Nil.

D'après J. Siegfried, l'usage du poisson électrique dans un acte thérapeutique n'est pas évident ; mais on a trouvé des représentations de malaptérures sur les parois de tombes égyptiennes datant de 2 750 avant J.-C. (in Kellaway P.). C'est surtout *Scribonius Largus* (1655) qui relate les effets bienfaisants du poisson électrique en préconisant de poser le pied sur une torpille vivante dès que la douleur commence et ce, pour n'importe quel type de goutte. Ce serait là la première démonstration d'une neurostimulation thérapeutique de la douleur par voie transcutanée. Depuis, d'autres auteurs ont préconisé l'emploi des poissons électriques où, même encore aujourd'hui, leur usage se retrouve dans quelques peuplades primitives.

La seconde étape est davantage technique, puisqu'elle débute avec l'ère des machines produisant de l'électricité statique et s'est poursuivie avec l'apparition de la pile de *Volta*, mettant à la disposition des usagers une nouvelle source de courant. C'est toute l'époque des origines de l'électrothérapie, aussi riches d'enthousiastes que de détracteurs, où nous retrouvons notamment le français *Duchenne de Boulogne* (1855) qui consacra beaucoup de son temps à ce domaine. Il distingua ainsi l'électricité « de frottement » (électricité statique), l'électricité « de contact » (galvanisme) de l'électricité « d'induction ».

Là encore, de nombreux auteurs se sont illustrés dans l'emploi de l'électricité et, comme le souligne J. Siegfried : « Si le traitement de la douleur par la stimulation électrique perdit de son intérêt au début du XX^e siècle grâce à la chimiothérapie, le spectre d'application s'est de plus en plus élargi et fut le précurseur de bien des emplois actuels. Citons entre autre les études expérimentales de *Stewart* en 1900 sur la contraction de la vessie en réponse à une stimulation électrique. Toute

l'aventure des stimulations cardiaques a débuté également en 1900 ».

La troisième étape est celle que nous vivons depuis une quinzaine d'années. C'est en 1965 que tout commença. En effet, R. Melzack et P.D. Wall élaborent une théorie de la douleur démontrant que la stimulation des grosses fibres nerveuses à conduction rapide A bêta bloquait les impulsions douloureuses. A l'époque, des observations cliniques sont venues étayer l'exactitude de cette théorie. C.N. Shealy par exemple, en 1967, implante des électrodes de stimulation le long des cordons postérieurs de la moelle, puisque c'est à cet endroit que l'on rencontre le plus grand nombre de fibres à conduction rapide. En 1972, plus de 800 patients aux U.S.A. étaient stimulés pour des douleurs chroniques ; en 1977 le chiffre atteignait 9 000, pour le monde entier.

L'onde de stimulation

Connaissant les structures nerveuses que l'on doit stimuler dans le traitement de la douleur, il reste à définir comment stimuler. Le passage d'un courant électrique dans les tissus vivants n'est pas un acte anodin. Il peut s'ensuivre des lésions cellulaires d'origine mécanique, thermique ou chimique (électrolyse). En outre, le courant électrique peut induire aussi bien une facilitation qu'une inhibition dans la structure nerveuse considérée. Enfin, la mise en place d'une électrode pendant une longue période peut engendrer des phénomènes d'incompatibilité.

Si l'on veut tenir compte de tous ces impératifs, l'onde de stimulation doit être efficace, sélective, reproductible et durable, sans faire apparaître les inconvénients déjà cités. L'expérience que l'on possède de la stimulation cardiaque permet d'éviter un certain nombre d'écueils. Ainsi, le courant continu et le courant à fréquence élevée doivent être exclus.

Le courant continu s'accompagne d'un risque de lésions électrolytiques. En effet, les cellules du corps humain sont isolées du milieu extérieur par une membrane. Il en résulte des concentrations différentes en ions sodium et potassium de part et d'autre de celle-ci. On note, par exemple, une concentration en potassium plus importante à l'intérieur de la cellule que dans le liquide interstitiel (extra-cellulaire). C'est l'inverse que l'on rencontre pour le sodium. La variation de potentiel (gradient ionique) existant entre l'in-

térieur et l'extérieur de la cellule est en relation avec les charges électriques que l'on relève à l'extérieur (positives) et à l'intérieur (négatives) de la cellule. Une électrode plongée à l'intérieur de la cellule permettra d'enregistrer un potentiel de - 90 millivolts par rapport au milieu interstitiel : c'est le potentiel de repos.

L'excitation (électrique, chimique ou mécanique) de la cellule va modifier le signe des charges (polarisation) d'un point de la cellule, et ce changement va gagner de proche en proche toute la surface de la membrane cellulaire. On peut se représenter le processus en imaginant l'impact d'un corps sur la surface calme d'une étendue d'eau et où l'on voit une onde de propagation couvrir progressivement toute la surface. La membrane cellulaire va devenir négative à l'extérieur et positive à l'intérieur de la cellule. Le potentiel passe de - 90 à + 20 millivolts selon une courbe caractéristique que l'on appelle « potentiel d'action ». On comprend qu'un courant continu aura pour effet de déséquilibrer

le milieu intra et extra-cellulaire en provoquant des dissociations par effets électrolytiques.

Avec des courants de fréquence élevée (supérieure à 0,8 MHz) les risques ne sont pas moindres puisque la longueur d'onde est inférieure à la chronaxie et est par conséquent insuffisante pour stimuler efficacement. En outre, de telles fréquences provoquent des lésions thermiques.

C'est donc dans des limites assez étroites que l'on peut réaliser sans danger une stimulation chronique du système nerveux : au-dessus du seuil de stimulation mais en dessous du seuil lésionnel. On fait appel au courant électrique alternatif en évitant tout de même d'avoir un courant monophasé. *J.T. Mortimer* a bien montré les risques de lésions de la barrière hémato-cérébrale lorsque l'on emploie un courant monophasé de 0,5 mW alors que ces mêmes lésions n'apparaissent qu'avec un courant biphasé de 50 mW. C'est donc encore une limitation ou tout au moins une précision qui permet d'affiner la forme de l'onde de stimulation.

Les courants de stimulation utilisés sont des courants alternatifs dont la forme de l'onde est soit biphasée asymétrique (fig. 4a) soit biphasée alternée (fig. 4b). En fait, quand une impulsion monophasée est appliquée à un tissu par l'intermédiaire d'un condensateur, elle prend l'allure d'une onde biphasée asymétrique. De même que l'impulsion biphasée alternée est délivrée au moyen d'une électrode couplée à un condensateur, cela afin de prévenir l'apparition d'un courant continu provenant d'un déséquilibre entre les phases positives et négatives de l'impulsion. En fait, avec de telles formes de signaux, c'est la valeur moyenne nulle des signaux (comme dans un signal sinusoïdal pur) qui explique l'absence de lésion due à l'électrolyse. Partant de cela, diverses formes d'ondes sont proposées (fig. 4c).

Avec la forme de l'onde s'ajoute d'autres paramètres, notamment la densité de charge. Cette densité s'exprime par l'équation suivante :

$$q = \frac{I \cdot t}{S}$$

où q est la quantité de charge ($\mu\text{C}/\text{cm}^2/\text{impulsion}$), I est le courant débité (mA), t la durée de l'impulsion (ms) et S la surface active de l'électrode (cm^2). Les chiffres obtenus varient selon les protocoles d'essais et les structures nerveuses considérées. Ainsi *Rowland*, après 5 heures de stimulation, retient comme seuil lésionnel la valeur de $20 \mu\text{C}/\text{impulsion}$. *Pudenz*, après 36 heures de stimulation du cortex cérébral du chat, observe des lésions à partir de $0,45 \mu\text{C}/\text{impulsion}$. *Babbs* démontre qu'au-delà de $10 \mu\text{C}/\text{cm}^2/\text{impulsion}$ la stimulation endommage la conduction des fibres nerveuses sur la surface du cervelet. *Lilly* observe un seuil d'efficacité pour la stimulation du cortex du singe d'une valeur de $0,2 \mu\text{C}$.

Ce seuil de $0,2 \mu\text{C}/\text{impulsion}$ semble une valeur raisonnable car il ne faut pas oublier qu'il s'agit d'une stimulation chronique, c'est-à-dire s'étalant sur des périodes très longues. Si l'on dépasse $0,5 \mu\text{C}/\text{impulsion}$, au bout de 205 h, *Gilman*, *Tennyson* et par ailleurs *Brown*, constatent de sévères lésions près de l'électrode (cervelet de singe), alors que *Rowland* avec $0,2 \mu\text{C}/\text{impulsion}$, après 200 h à 60 Hz, ne constate aucun effet destructeur visible macroscopiquement.

Ce qui se produit, en revanche, c'est la modification du seuil avec le temps. C'est un problème important,

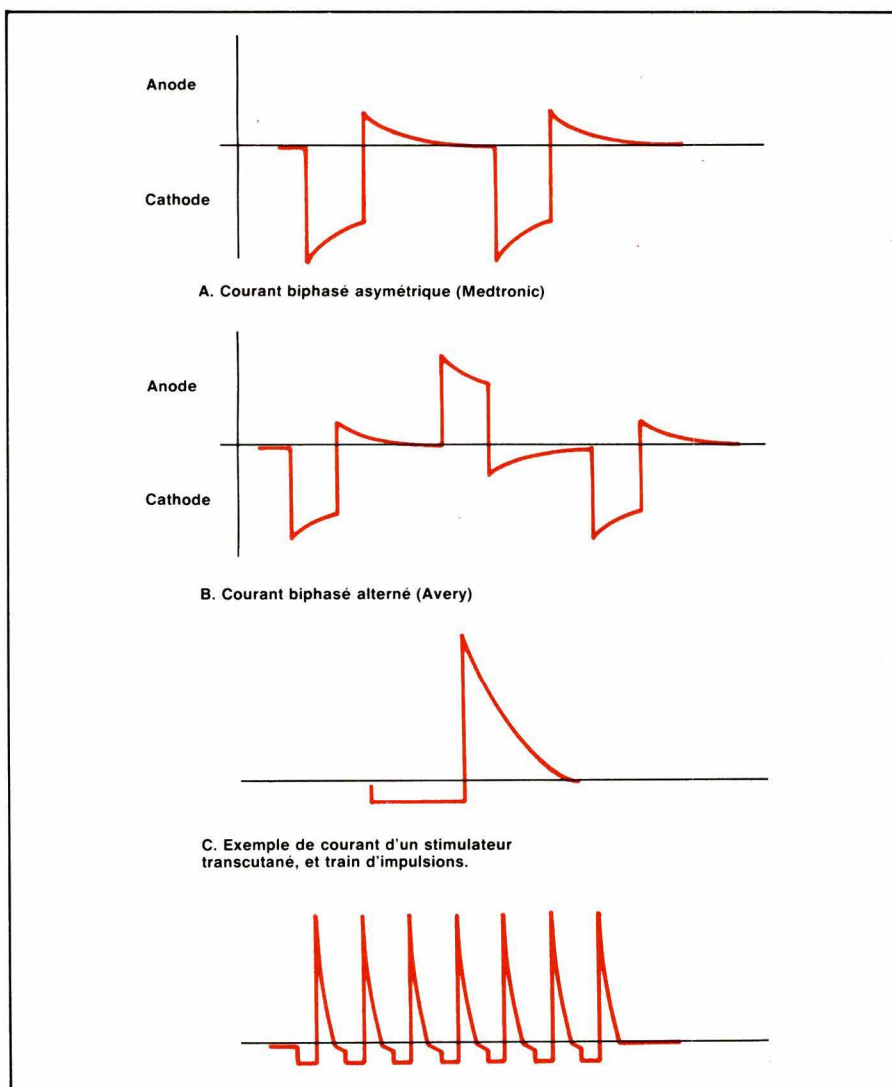


Fig. 4. — Différents types de courants.

puisqu'il nécessite parfois la modification du réglage de certains paramètres au cours du temps, d'où l'emploi de matériel programmable. La raison de cette élévation du seuil de stimulation est l'apparition d'une fibrose au voisinage de l'électrode. C'est une réaction du tissu biologique à la présence d'un corps étranger, mais l'électrode elle-même n'est pas seule en cause. Le matériel de suture, les éléments en silicone, les colles biologiques sont autant de sources d'agression dont le rôle est à envisager au cours de l'apparition d'une fibrose.

Les neurostimulateurs

A la suite de l'expérience acquise avec les stimulateurs cardiaques, on peut déjà dire que la neurostimulation nécessite une énergie électrique plus importante pour stimuler le système nerveux. Environ cinq fois plus, d'après Ray et Maurer, que pour stimuler les cellules du myocarde. Ceci pose un problème d'autonomie pour les neurostimulateurs entièrement implantables, quoique la mise au point de piles au lithium permet certains espoirs. Actuellement les appareils les plus utilisés sont les neurostimulateurs implantés, mais dont la source est externe, assurant le pilotage par radiofréquence.

Par conséquent, on peut classer les neurostimulateurs en trois catégories :

- les stimulateurs entièrement externes dont l'action s'effectue par voie transcutanée (ex. Neuromod de Medtronic, Neurotens 80 de Befic),
- les stimulateurs implantés, mais dont l'alimentation externe est transmise par radiofréquence (ex. Pisces de Medtronic),
- les stimulateurs entièrement implantés (ex. Stimucord Mark I de Cordis).

Les neurostimulateurs externes

Ce sont des stimulateurs qui agissent par voie transcutanée. Ils sont composés essentiellement d'un générateur d'impulsions dont les caractéristiques électriques varient selon les appareils que l'on rencontre sur le marché.

Le Neuromod 7 728 de Medtronic (fig. 5) est un générateur d'impulsions à deux canaux indépendant délivrant un courant constant permettant ainsi de stimuler simultanément deux zones douloureuses différentes.

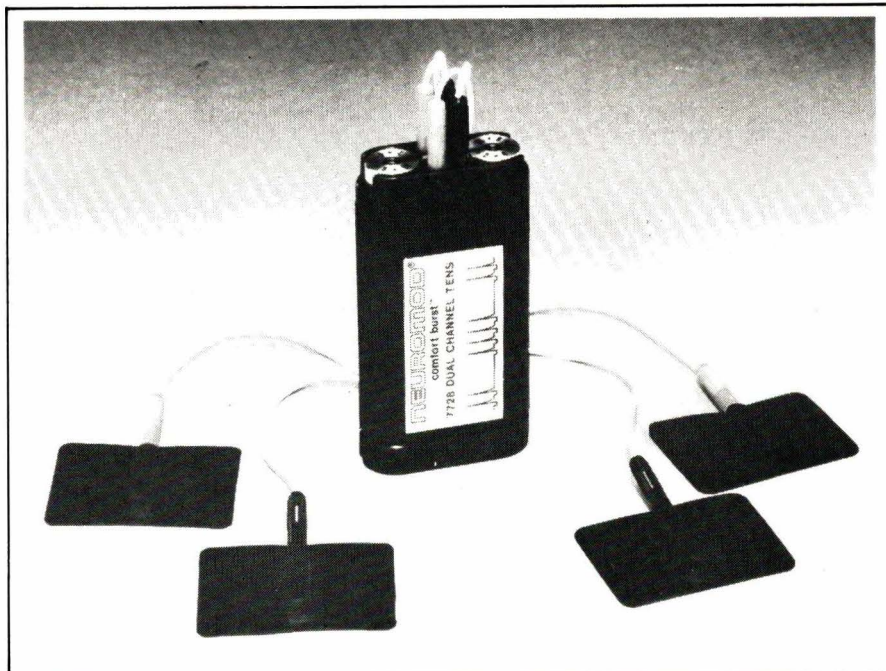


Fig. 5. — Le neurostimulateur externe à stimulation transcutanée Neuromod 7728 de Medtronic.

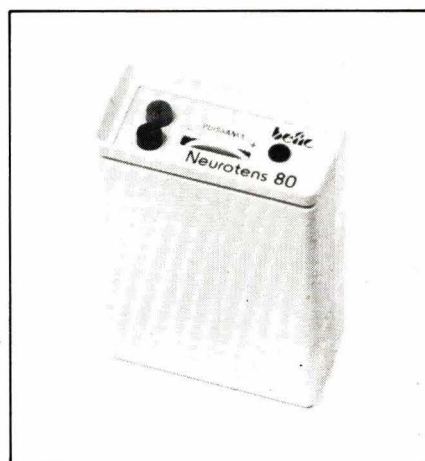


Fig. 6. — Le neurostimulateur transcutané Neurotens 80 de Befic.

L'appareil peut fonctionner selon deux modes : en basse fréquence, et ceci afin d'éviter des effets secondaires, le Neuromod délivre une stimulation cyclique comprenant des trains de 7 impulsions (fig. 4c) ; en haute fréquence, où le choix de 85 Hz est justifié afin de limiter l'importance des paresthésies. C'est d'ailleurs une valeur classique dans le domaine de la stimulation transcutanée.

Le mode d'action est différent. En haute fréquence, l'effet analgésique serait basé sur le mécanisme de l'inhibition synaptique. En basse fréquence, le mécanisme est différent, elle provoquerait la libération de substance dont l'effet serait similaire à celui de la morphine (morphinomimétique endogène).

Le Neurotens 80 de Befic (fig. 6) est également un neurostimulateur transcutané. La courte durée des in-

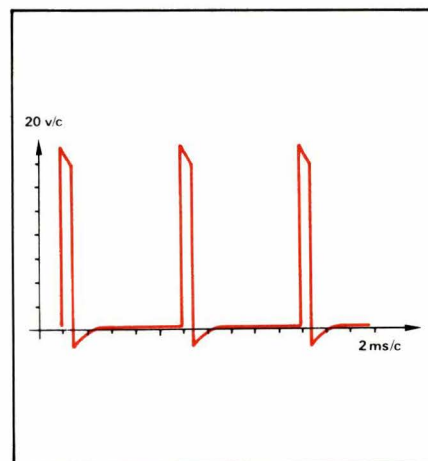


Fig. 7. — Forme de l'onde de stimulation du Neurotens 80.

hibitions post-ou présynaptiques, mises en jeu par chaque impulsion au niveau médullaire, impose une fréquence de répétition qui, sur cet appareil, est pré-réglée à 80 Hz (fig. 7). L'intensité est réglée de façon à activer les grosses fibres (fibres A alpha et bêta), ce qui produit une sensation de vibration, de fourmillement, c'est-à-dire que nous sommes au-dessous du seuil douloureux.

Le rôle des électrodes est important, mais il suffit de respecter quelques règles précises pour supprimer la plupart des problèmes. Ainsi, avec des surfaces de contact supérieures à 4 cm², on évite l'apparition d'irritation cutanée due aux densités de courant élevées. Les électrodes doivent être souples afin de s'adapter à la configuration de la zone anatomique à stimuler. Dans la plupart des cas, les électrodes sont réalisées en élastomères conducteurs chargés de carbone. L'usage prolongé nécessite

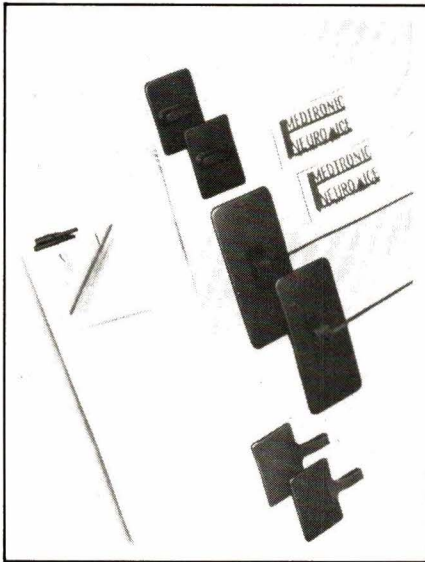


Fig. 8. — Différents types d'électrodes cutanées. De gauche à droite : électrode stérile, électrodes classiques, électrodes à gel anallergique (doc. Medtronic).

parfois l'emploi d'un gel conducteur n'engendrant pas d'allergie cutanée (fig. 8).

L'emploi de la neurostimulation transcutanée à visée antalgique a des indications très variées. Dans les syndromes douloureux aigus, nous trouvons toute la traumatologie sportive courante (claquage musculaire, entorse) — fig. 9. La rhumatologie, avec les lumbago, les sciatiques, les douleurs arthrosiques (fig. 10 et 11). Les céphalées, les douleurs post-opératoires, les accouchements. Dans les syndromes douloureux chroniques, on rencontre les douleurs neurologiques secondaires à une atteinte du nerf périphérique, les diverses douleurs d'origine radiculaire (post-chirurgicales, neuropathies), les douleurs après zona (ophtalmique, thoracique), les douleurs après amputation (moignons et membres fantômes), les douleurs rhumatismales chroniques (mécaniques ou inflammatoires), les douleurs cancéreuses.

Les neurostimulateurs internes à alimentation externe

La mise en place de stimulateurs internes est plus délicate car elle nécessite l'implantation d'électrodes au niveau d'un nerf périphérique, d'un cordon postérieur de la moelle épinière ou parfois d'une structure cérébrale profonde. Cela suppose une étude préalable des conditions de stimulation. Pour cela, on utilise des générateurs d'impulsions du même genre que ceux décrits précédemment. Ils permettent de déterminer les seuils efficaces et la valeur

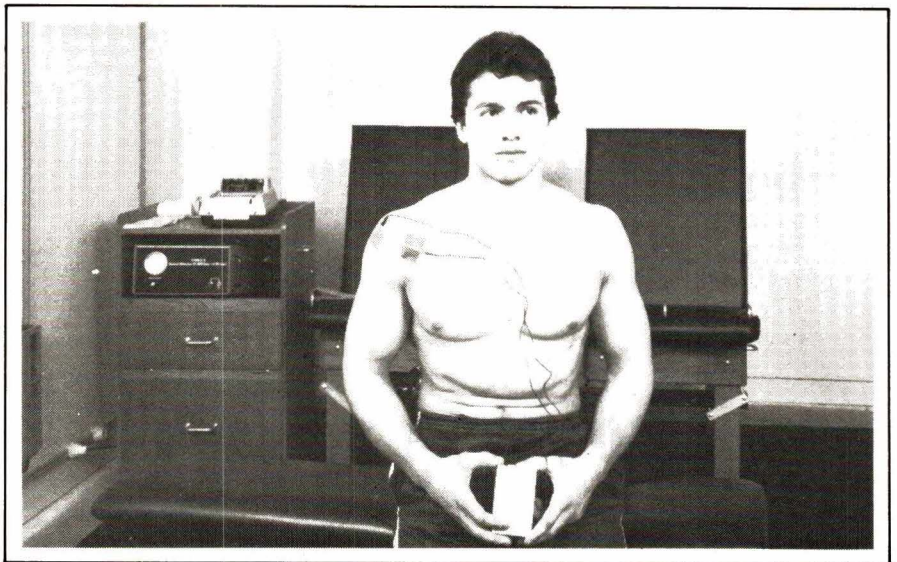


Fig. 9. — Emploi du Neurotens 80 dans les syndromes douloureux aigus, tels les claquages musculaires (doc. Befic).

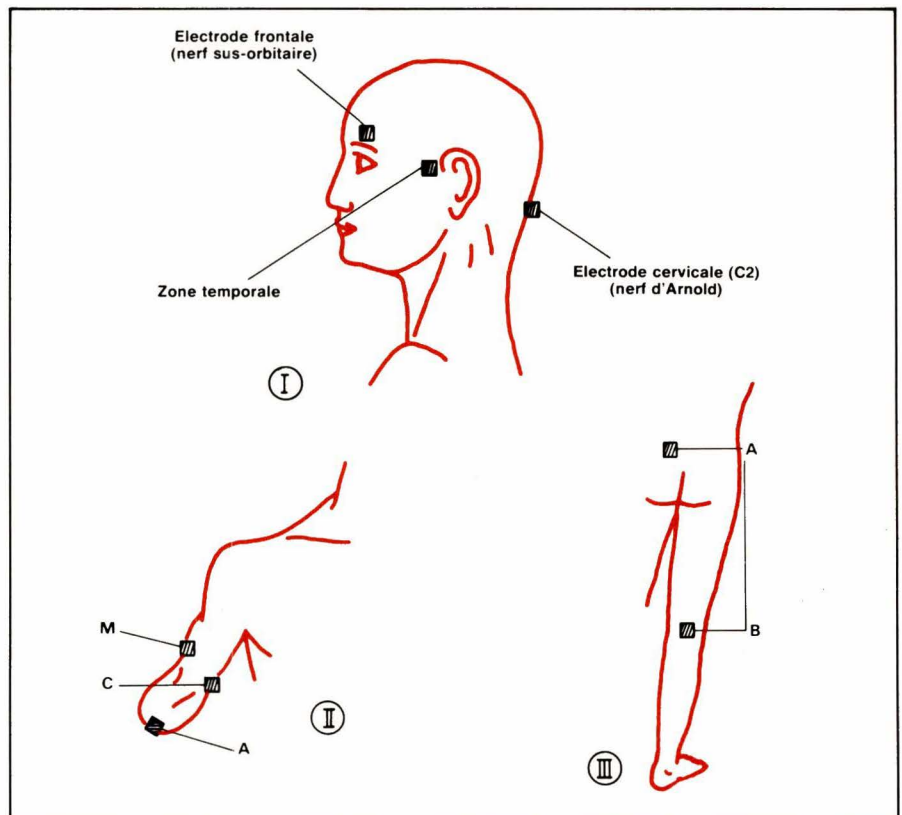


Fig. 10. — Exemples d'emploi du Neurotens 80. I — Dans les céphalées. — II — Dans l'amputation du membre supérieur A) au pourtour du moignon ; B) nerf médian M et nerf cubital C. — III — Dans les douleurs lombo-sciatiques A) stimulation locale, zone des interépieux ; B) stimulation du sciatique poplité interne au creux poplité.

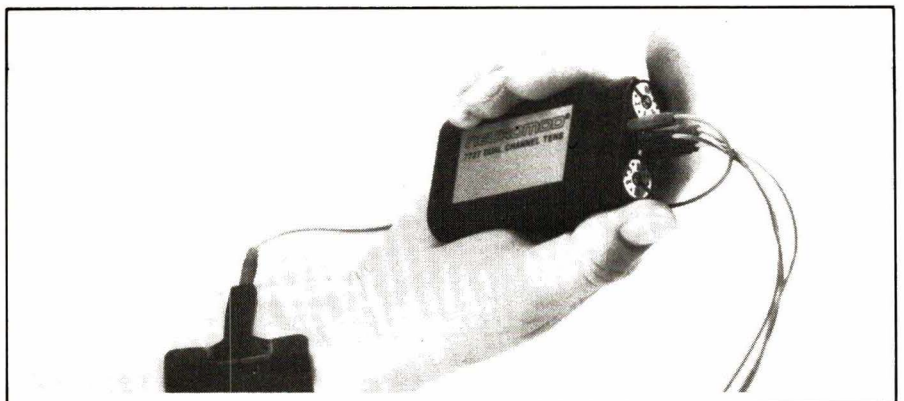


Fig. 11. — Stimulation transcutanée au moyen du Neuromod de Medtronic.

d'une stimulation au bout de quelques jours, voire quelques semaines. Ils évitent en outre l'implantation d'un neurostimulateur qui pourrait s'avérer par la suite inefficace.

Ce type de neurostimulateur se compose de deux parties : une partie implantable (le stimulateur) et une partie externe (le générateur d'impulsion radiofréquence) — **figure 12**. A ce stade, on peut considérer l'être humain comme formé de deux entités face à la douleur. D'une part les membres et le tronc, d'autre part la tête. On comprend que la mise en place d'électrodes intra-cérébrales pose des problèmes de technique chirurgicale qui ne sont plus du ressort de l'anesthésiste mais de celui du neurochirurgien. Il est fait appel notamment à la stéréotaxie (**fig. 19**), c'est-à-dire à l'emploi d'un cadre rigide entourant la tête du patient et permettant au moyen de repères gradués de localiser (simultanément avec une radiographie) les structures cérébrales.

La stimulation du cordon médullaire avec le neurostimulateur Pisces de *Medtronic*, modèle 3 522 (**fig. 13**), est indiqué dans le traitement des douleurs des membres fantômes et dans les divers syndromes douloureux des neuropathies. La partie implantable de l'appareil contient le récepteur relié aux électrodes. Celles-ci ont une géométrie variable en fonction du site d'implantation. Le récepteur démodule les signaux qu'il reçoit de l'extérieur sous la forme d'impulsions réglables de 1 à 120 Hz (fréquence porteuse : 460 Hz). Il transmet ces signaux par l'intermédiaire des électrodes aux structures nerveuses. Le couplage se réalise donc par induction. Le récepteur délivre un courant à tension constante réglable entre 0 et 10 V sur une charge résistive de 500 Ω (avec un espace de 1 cm entre l'antenne et le récepteur).

Le générateur d'impulsions représente la partie extérieure de l'appareillage. Les signaux qu'il émet sont transmis à une antenne extérieure en forme de bobine. La bobine sera placée en regard du récepteur et la stimulation se transmettra à travers la peau. Le générateur est autonome, alimenté par des piles alcalines de 9 V. La **figure 14** montre l'ensemble du neurostimulateur Pisces 3 522 équipé de 2 électrodes (longueur 28 cm) placées dans l'espace médullaire, la **figure 15** représente la radiographie de contrôle où l'on note très bien le positionnement des électrodes.

Lorsque l'on quitte la région mé-

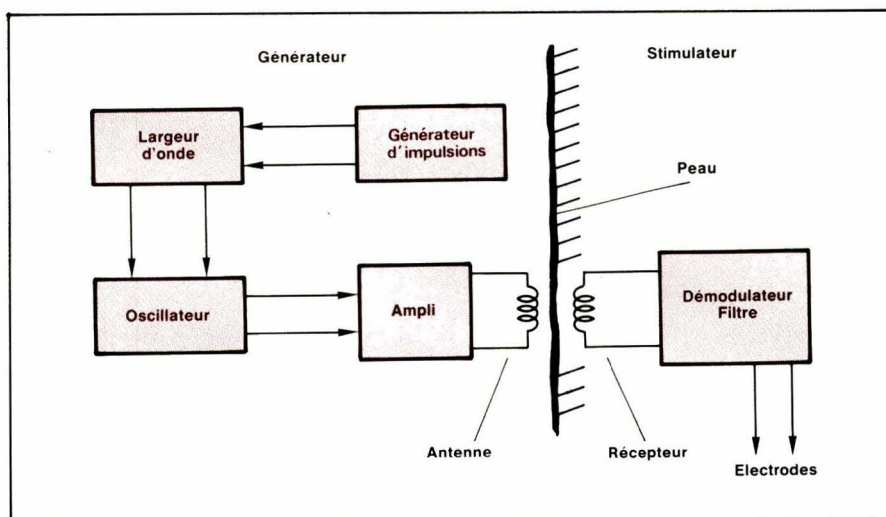


Fig. 12. — Schéma synoptique d'un neurostimulateur interne à alimentation externe.

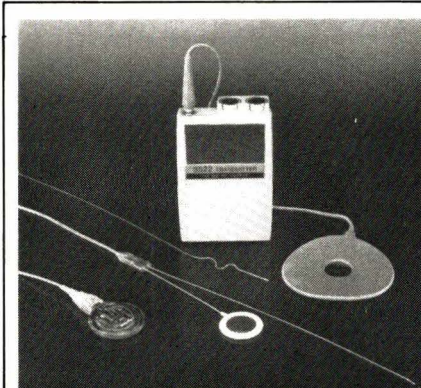


Fig. 13. — Neurostimulateur interne Pisces à alimentation externe par radiofréquence. En haut, le générateur et son antenne en couronne ; en bas, le récepteur et deux types d'électrodes (doc. Medtronic).

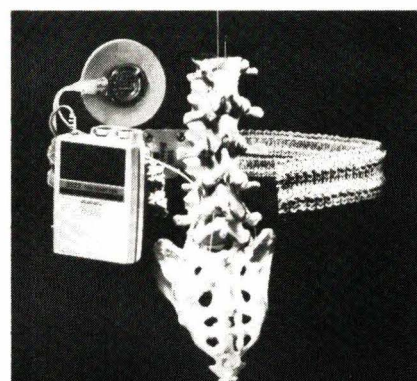


Fig. 14. — L'ensemble du neurostimulateur Pisces (émetteur-récepteur) et la position anatomique des deux électrodes (doc. Medtronic).

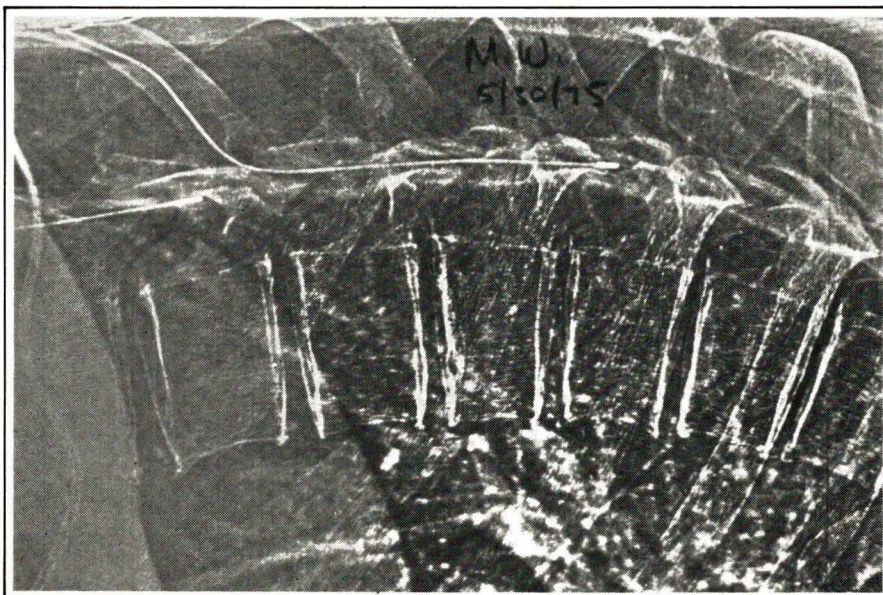


Fig. 15. — Radiographie de contrôle de la mise en place des deux électrodes médullaires (doc. Medtronic).

dullaire (pour le traitement des douleurs du tronc et des membres) pour stimuler les régions cérébrales profondes, seules la technique d'implantation et la configuration des électrodes sont différentes. En effet, on retrouve un ensemble comprenant (**fig. 16**) le générateur d'impul-

sions et son antenne, un récepteur radiofréquence (**fig. 17**) et une électrode spécialement adaptée (**fig. 18**). C'est une électrode du type *Schrifer*, de 21,6 cm de longueur, multipolaire et présentant à son extrémité distale quatre zones stimulantes torsadées ayant cha-

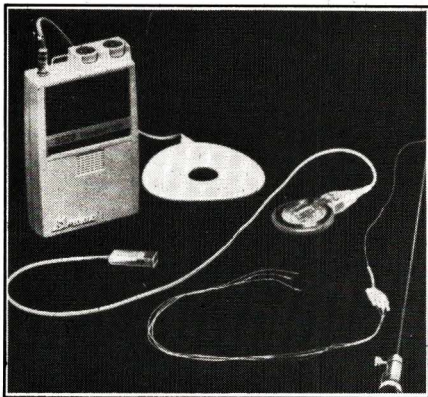


Fig. 16. — L'ensemble du neurostimulateur DBS implantable à radiofréquence à un canal, pour stimulation cérébrale profonde. Modèle DBS de Medtronic.

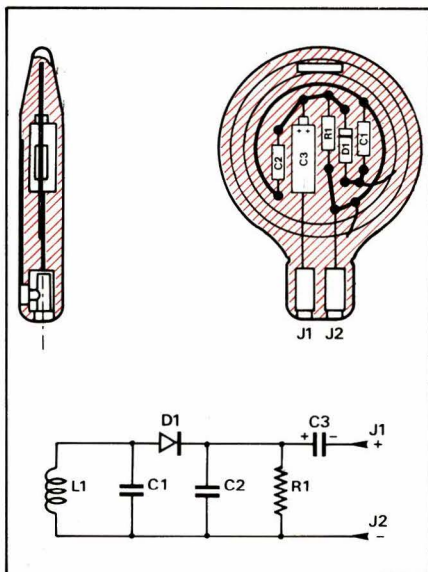


Fig. 17. — Schéma du neurostimulateur DBS modèle 3523 de Medtronic. Vues de profil et de face du récepteur radiofréquence et son câblage et, en dessous, le schéma électrique.

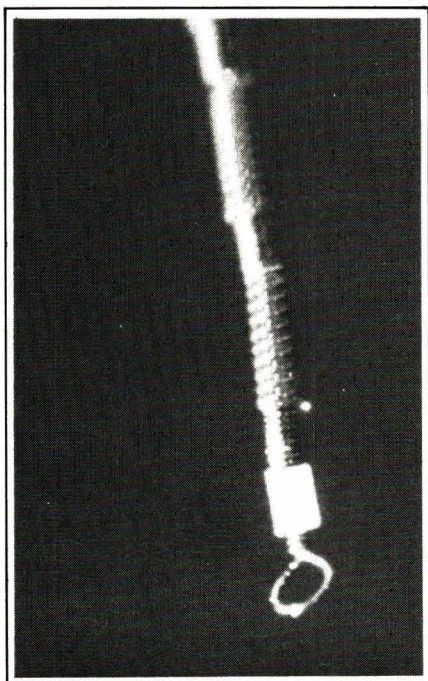


Fig. 18. — Electrode à 4 contacts de Medtronic.

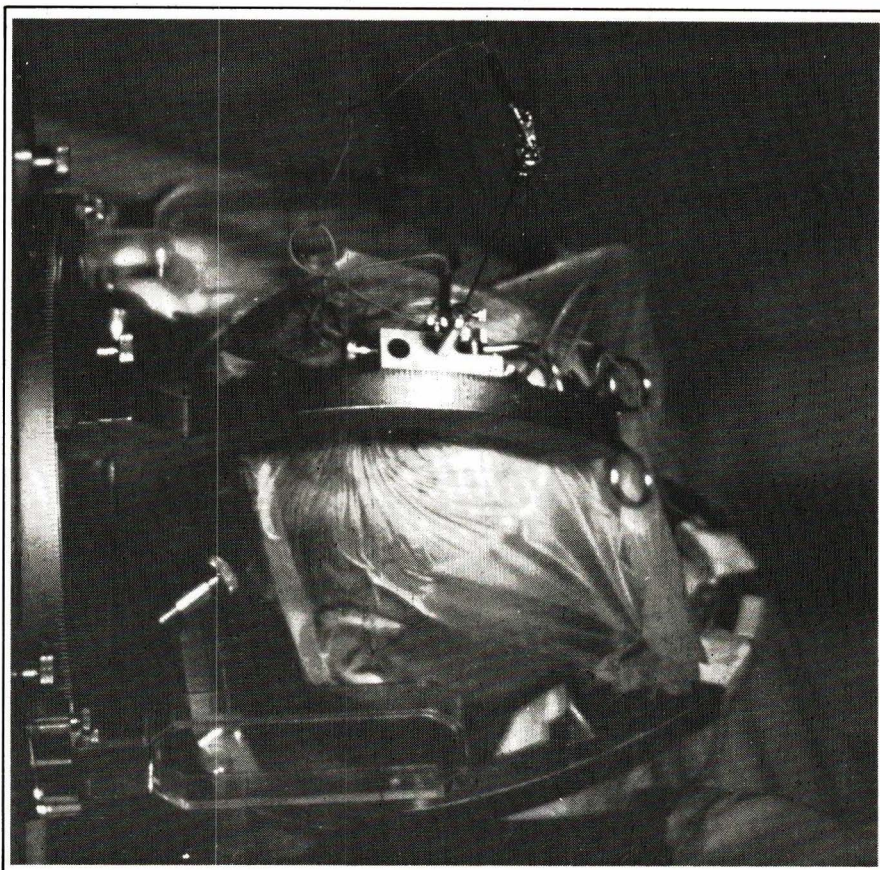


Fig. 19. — Après mise en place du cadre de stéréotaxie, l'électrode cérébrale profonde est mise en place sous contrôle radiographique (doc. Medtronic).

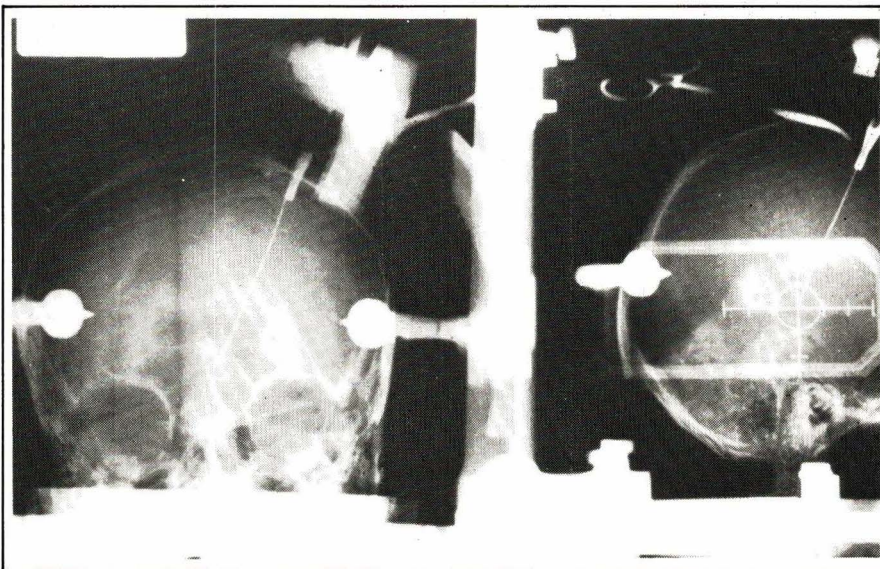


Fig. 20. — Radiographies montrant la position de l'électrode dans le cerveau et qui complète l'information fournie par le cadre de stéréotaxie (doc. Medtronic).

cune 1 mm de long et 0,63 mm de diamètre. Les surfaces stimulantes sont en platine irridié et sont séparées les unes des autres par une distance de 2 mm. Le contact le plus distal est constitué par une boucle de 0,89 mm de diamètre qui est crochétée au guide utilisé lors de l'implantation par technique stéréotaxique.

L'exploration des structures cérébrales profondes est une technique

relativement ancienne et qui, de nos jours, est bien codifiée. C'est donc cette technique : la stéréotaxie, qui est utilisée pour implanter avec précision les électrodes de stimulation (fig. 19-20). L'électrode étant multipolaire (ici 4 pôles), les surfaces stimulantes sont numérotées de 0 à 3 en partant de l'extrémité distale. Dans le cerveau, la cible correspond au point le plus profond que l'on désire stimuler, ce sera le pôle « 0 » de l'électrode.

Le cerveau est un organe que l'on connaît très bien sur le plan anatomique. Les données sont réunies dans un atlas de stéréotaxie qui permet de calculer les coordonnées de la cible choisie. Partant de cela, on place la tête du patient dans le cadre de stéréotaxie. On pratique une injection de produit rendant opaque le 3^e ventricule du cerveau afin de visualiser des lignes repères. Puis, les coordonnées de la cible sont rapportées à partir de ces lignes repères. La trajectoire de l'électrode est ainsi définie, il reste à la descendre doucement, sous contrôle télévisé. Une fois en place, un test de contrôle assure que l'impact anatomique correspond bien à la réaction physiologique que l'on désire obtenir. Ensuite, les fils sont reliés par voie sous-cutanée au récepteur, qui lui, sera logé dans la région sous-claviculaire homolatérale.

Les indications médicales à l'emploi de cette technique doivent faire l'objet d'une sélection très rigoureuse. C'est essentiellement le traitement des douleurs rebelles à toutes autres thérapeutiques.

Les neurostimulateurs totalement implantés

Malgré quelques inconvénients, les neurostimulateurs totalement implantés représentent la solution de l'avenir. Les principaux inconvénients sont la durée de vie des piles, la complexité des circuits (surtout dans le cas de stimulateur à plusieurs canaux) et la programmation des différents paramètres. Les progrès accomplis dans le domaine des stimulateurs cardiaques éliminent certaines critiques, et actuellement plusieurs modèles d'appareils sont en cours d'essais cliniques.

Nous ne parlerons pas des neurostimulateurs totalement implantés pré-programmés ou à programme limité qui représentent, à notre avis, une étape importante mais transitoire dans l'évolution de ce type d'appareils. En revanche nous dirons quelques mots du neurostimulateur programmable « *Cordis Stimucord Neural* ». Le développement de tels stimulateurs est rendu possible actuellement grâce aux progrès technologiques. Ils sont réservés à la stimulation médullaire en continu, mais on peut penser que les indications s'étendront.

Le neurostimulateur *Cordis* (fig. 21 et 22) est utilisé en stimulation bipolaire ou unipolaire et, dans

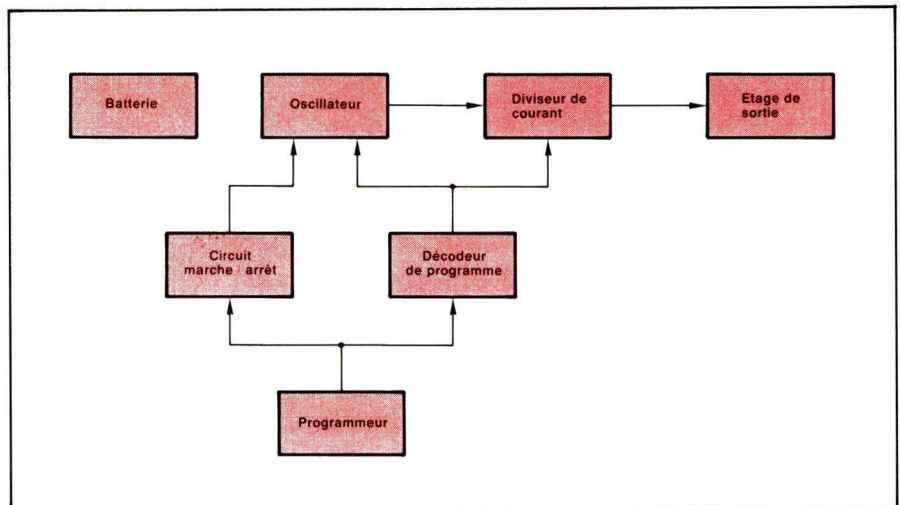


Fig. 22. — Schéma du neurostimulateur programmable Cordis.

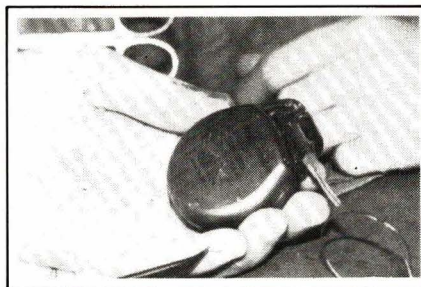


Fig. 21. — Le neurostimulateur implantable et programmable de Cordis (Stimucord Neural Stimulator).

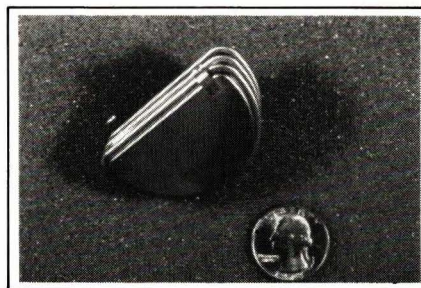


Fig. 24. — Pile au lithium sulfide cuprique du Stimucord Cordis.

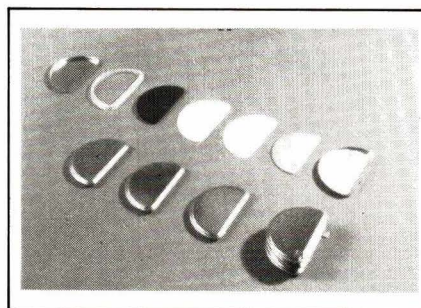


Fig. 25. — Les différents éléments constituant la pile au lithium sulfide cuprique de Cordis.

ce cas, le boîtier sert d'électrode indifférente. L'appareil est réglable à l'aide d'un programmeur (fig. 23) émettant un train d'impulsions magnétiques. C'est le nombre d'impulsions dans chaque train d'onde qui sert de code de programme. Le stimulateur peut être programmé selon des combinaisons utilisant 6 fré-

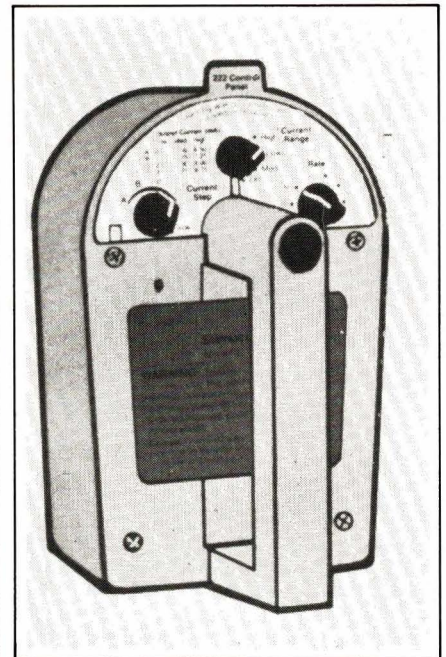
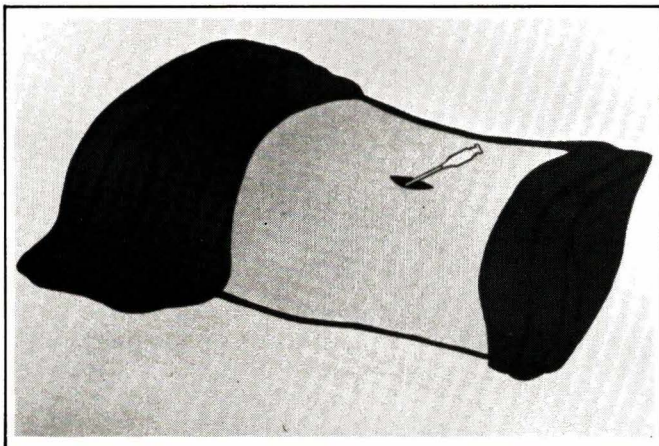


Fig. 23. — Programmeur du Stimucord (doc. Cordis).

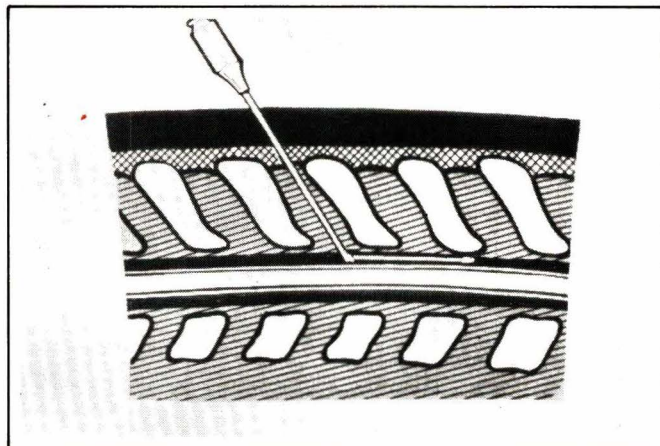
quences de stimulation et 12 amplitudes de courant de sortie.

Les caractéristiques électriques sont, sous une charge de 650 Ω , une amplitude de 1,35 mA et 5,75 V, une fréquence de 12,5 Hz. La largeur de l'onde de stimulation est fonction de la fréquence : à 10 Hz nous avons 0,22 ms, à 50 Hz : 0,2 ms et à 100 Hz : 0,18 ms.

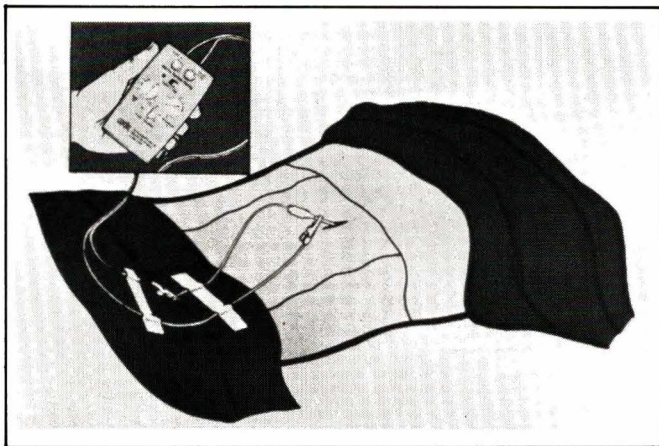
L'alimentation du stimulateur s'effectue au moyen d'une pile au lithium sulfide cuprique (fig. 24 et 25) comprenant 3 éléments montés en série. Lorsque l'un de ces éléments s'épuise, sa tension chute d'environ 20 % provoquant une chute de 3 % de la fréquence programmée. Quand les 3 éléments atteignent la fin de leur vie, la chute en fréquence atteint 10 % environ, c'est le signe que le stimulateur doit être remplacé.



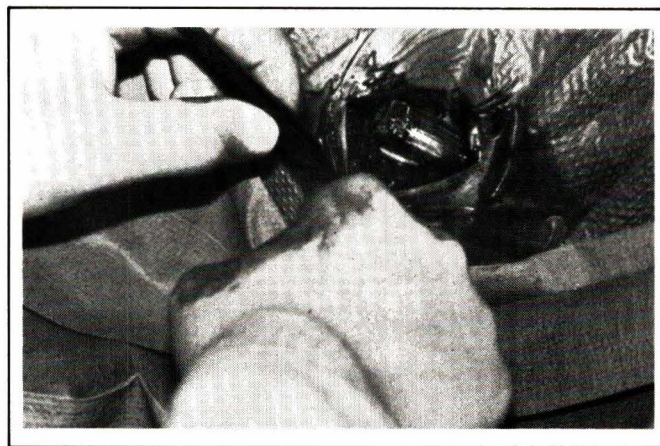
a — Mise en place du trocart dans l'espace épidural.



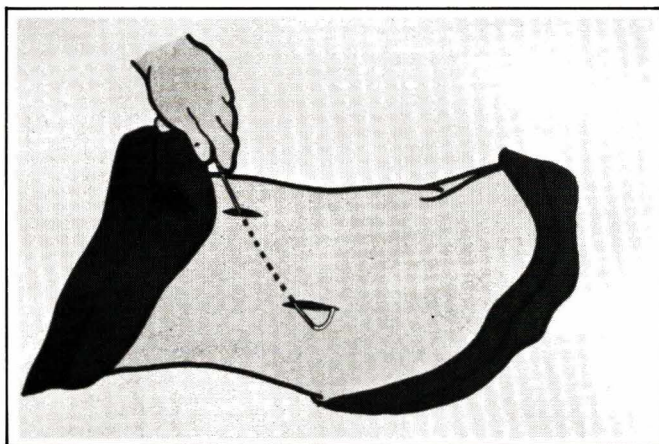
b — Insertion de l'électrode de stimulation dans l'espace épidural.



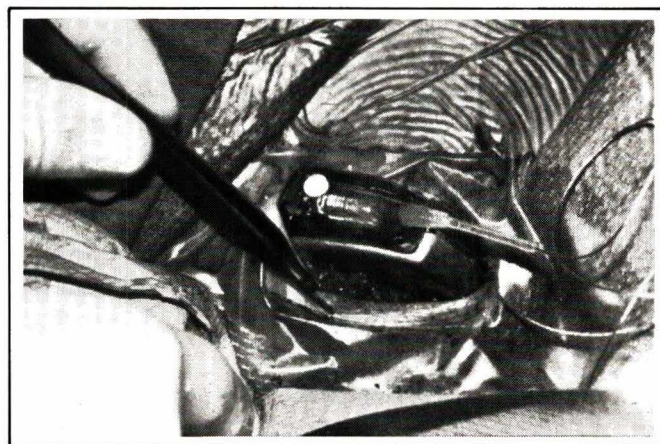
c — Détermination du seuil de stimulation.



d — Incision et mise en place du stimulateur dans sa loge abdominale.



e — Tunnelisation du trajet de l'électrode.



f — Raccordement de l'électrode au stimulateur avant fermeture de l'incision.

Fig. 26. — Les différentes phases de l'implantation d'un neurostimulateur (doc. Cordis)

La durée de vie de la source d'alimentation dépend de la consommation de courant, c'est-à-dire du programme affiché. Cette consommation varie, en stimulation continue, d'un minimum de $5,15 \mu\text{A}$ (pour $0,65 \text{ mA}$ à 10 Hz) à un maximum de $159 \mu\text{A}$ (pour $8,75 \text{ mA}$ à 10 Hz). Ce qui donne une durée de vie théorique entre 15 et 485 mois.

L'implantation d'un neurostimulateur

L'implantation d'un neurostimulateur totalement implantable, comme

le « Stimucord Neural Stimulator » de Cordis, est un acte chirurgical similaire à celui de la pose d'un pacemaker en cardiologie. La figure 26 donne les différentes phases d'une implantation, très schématisées. Après avoir choisi la zone d'intervention, un trocart (aiguille de Touhy) est introduit entre deux vertèbres, à travers les ligaments interépineux, dans l'espace épidural (fig. 26 a). Ce trocart permet ensuite d'insérer l'électrode de stimulation dans cet espace (fig. 26b) et de la diriger, sous contrôle radiologique, jusqu'à l'endroit où l'on désire effectuer la stimulation.

Ensuite, un test de stimulation est pratiqué afin de confirmer que la stimulation provoque bien des paresthésies (fourmillements, picotements) dans le territoire douloureux que l'on souhaite traiter (fig. 26c). Puis, on détermine les paramètres qui seront efficaces (tension, fréquence et durée de l'impulsion). On prépare l'emplacement qui recevra le stimulateur (fig. 26d). Cet emplacement est situé dans la partie gauche ou droite de l'abdomen. Ensuite on pratique un tunnel sous-cutané pour loger l'électrode (fig. 26e) et l'on réalise la connexion de l'électrode avec le stimulateur (fig. 26f). Le lo-

gement du stimulateur est refermé chirurgicalement. Une radiographie de contrôle permettra de confirmer la bonne position de l'électrode, et la stimulation pourra être entreprise dès le premier jour après l'opération.

Conclusion

Depuis 10 ans, la douleur fait l'objet d'un traitement par la neurostimulation. Pour la première fois en ce domaine, nous assistons à un acte de neurochirurgie fonctionnelle, acte réversible puisque l'arrêt de la stimulation fait réapparaître la douleur. Contrairement à la chirurgie destructrice (destruction stéréotaxique des noyaux sensitifs du thalamus, par exemple) qui n'est pas efficace à 100 % et qui supprime également certaines réactions sensitives, la neurostimulation représente une nouvelle approche du traitement de la douleur. Il est possible d'adapter le traitement selon le type de douleur (choix des indications), de varier le traitement en fonction de la modification des paramètres du malade (programmation du stimulateur). Dans certains cas, le malade lui-même peut mettre en route ou arrêter son traitement. C'est un peu comme un médicament, avec les inconvénients en moins et l'efficacité en plus.

La neurostimulation n'a pas qu'une visée antalgique. Elle fait son entrée également dans les troubles

moteurs associés à de grands syndromes neurologiques (sclérose en plaque, choréo-athétose, épilepsie...). Puis, elle peut jouer un rôle au niveau des organes des sens (stimulation de certaines zones du cortex cérébral dans le traitement de la cécité et de la surdité). La respiration artificielle fait l'objet d'essais, depuis longtemps déjà, sous la forme d'une stimulation du nerf phrénique. Enfin, la stimulation des muscles paravertébraux serait une approche intéressante dans le traitement des scolioses. Mais cela forme un autre chapitre, que nous aborderons prochainement.

Jacques Trémolières

Bibliographie

J. Siegfried : La neurostimulation électrique thérapeutique. Introduction. Historique. XXVIII^e Congrès annuel de la Société de Neurochirurgie de langue française. Athènes 29-30 mai 1978. (*Neurochirurgie* 1978, vol. 24, suppl. I, p. 5-10).

P. Kellaway : The part played by electrical fish in the early history of bioelectricity and electrotherapy. (*Bull. Hist. Med.* 1946, 20, p. 112-137).

Y. Keravel — M. Sindou : Vue anatomi-

que commentée de la moelle. (*Encycl. Med. Chir. Neurologie* Paris 4.3.11 — 17001 B 10).

R. Melzack : The puzzle of pain. (*Basic Books Inc.* Editeur, New York 1973).

P. Chauchard : « La douleur » — PUF Editeur. (Collection « Que sais-je » n° 252, 6^e Edit. 1981).

J.-P. Morucci — Y. Lazorthes : Bases biomédicales de la neurostimulation chronique. (*R.B.M.* vol. 2, n° 6, 1980, p. 417-424).

Y. Lazorthes — F. Caraoue : Les neurostimulateurs électriques thérapeutiques. (*R.B.M.* vol. 2 n° 6, 1980, p. 425-433).

Y. Lazorthes — J.-C. Verdie : Applications cliniques de la neurostimulation électrique chronique. (*R.B.M.* vol. 3 n° 1, 1981, p. 11-30).

Adresses utiles

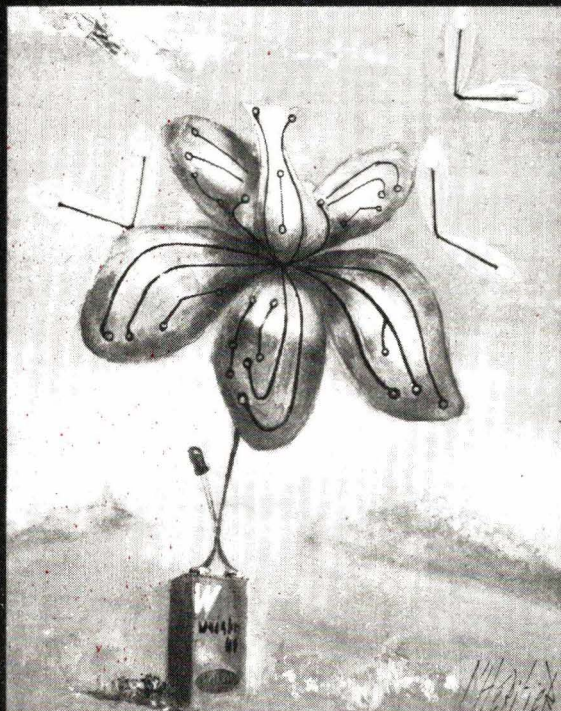
Medtronic : 120, av. Charles-de-Gaulle, 92200 Neuilly-sur-Seine, Tél. : 747.11.25.

Cordis : B.P. 36, 91400 Morangis, Tél. : 934.50.04.

Befic : 93, rue des Alpes, Silic 515, 94623 Rungis Cedex, Tél. : 687.25.16.

ELECTRONIQUE APPLICATIONS

Trimestriel N° 13 - Printemps 1980 - 18 F



Les anciens numéros d'Electronique Applications sont encore disponibles !

(hormis les 5 premiers)

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

Electronique Applications
Vente au numéro

2 à 12, rue de Bellevue
75940 Paris Cedex 19

... et joignez 18 F par numéro demandé.

(les frais d'envoi sont compris)

Les domaines où s'utilisent les techniques dites de « traitement d'image » sont aussi nombreux que diversifiés (médecine, exploration spatiale et sous-marine, télévision, industrie).

Dispositif de lecture d'informations codées

Les applications industrielles concernent en particulier la surveillance, le contrôle-qualité, la robotique, le tri automatique.

Dans le cadre d'une étude de traitement d'image en temps réel menée au Laboratoire des Systèmes Electroniques en collaboration avec l'IRISA de Rennes, les auteurs se sont intéressés à la lecture optique à distance d'informations codées marquées sur un conteneur cylindrique se déplaçant en milieu radioactif contaminé. Le système doit fournir le résultat à un ordinateur de gestion avec une très grande sûreté.

Description du dispositif

Principe du montage

L'éclairage du conteneur par une lampe à incandescence ainsi que la lecture des codes se font à travers des hublots (fournis — dans l'application faisant l'objet de cette étude — par le CEA). Ces hublots seront par la suite scellés dans le mur isolant la zone radioactive. Les risques d'erreurs dus aux défauts de surface sont éliminés par un marquage sur toute la circonférence du conteneur et la rotation de celui-ci (**fig. 1**).

Synoptique du lecteur

Le lecteur comporte principalement les sous-ensembles suivants.

- Une tête de lecture : l'image du conteneur est captée derrière un objectif photographique standard et transformée en signal électrique par une barrette de photosenseurs. L'électronique associée fournit une image électrique sous forme de créneaux de tension.
- Un circuit de reconnaissance des largeurs des barres : ce circuit effectue à chaque ligne le calcul numérique des largeurs des barres et classe

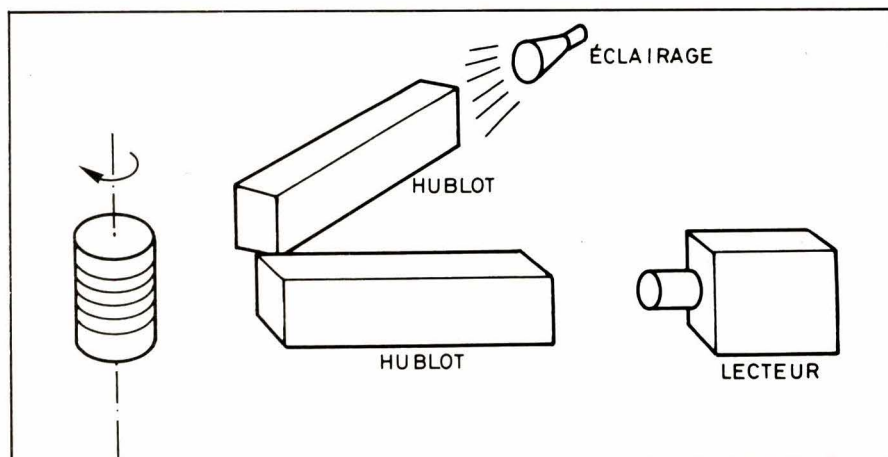


Fig. 1

celles-ci en groupes de valeurs, tenant compte des dispersions résultant du marquage.

— Un interface. Ce circuit reconnaît la présence de l'étiquette et en extrait en temps réel les seules informations utiles, quel que soit l'environnement, et les transmet au microprocesseur.

— Une carte : « micro-ordinateur ». Dans le cas présent, le microprocesseur stocke toutes les informations utiles pendant le temps de rotation du conteneur, traite les données après l'arrêt du moteur commandant la rotation du conteneur et décide du code réellement présent, gère la fiabilité de la reconnaissance et lui confère une sécurité optimale. Il commande enfin l'affichage et la sortie des informations utilisables vers un ordinateur de gestion, quelques millisecondes après la fin de la rotation du conteneur.

Tête de lecture

La mise au point correcte de l'image du conteneur sur la barrette CCD est faite en utilisant un objectif photographique standard de 135 mm diaphragmé à 11 pour obtenir la profondeur de champ compatible avec la tolérance de position du conteneur (à 70 ± 3 cm du dispositif).

La barrette CCD, organisée en 1 728 points, transforme chaque point image en un signal électrique fonction de l'éclairement reçu pendant le temps séparant deux lectures, soit 1,8 ms. Les signaux nécessaires à son fonctionnement ont été élaborés suivant les spécifications du constructeur. Le signal vidéo obtenu à sa sortie est « échantillonné », amplifié et mis à niveaux logiques. Le signal S_L (fig. 2) comporte donc des créneaux de durées proportionnelles aux largeurs des barres gravées sur le conteneur.

Circuit de reconnaissance des largeurs de barres

Ce circuit doit délivrer à l'interface, à partir du signal S_L de sortie de la tête de lecture, d'une part un signal S_N correspondant aux barres larges et d'autre part un signal d'horloge S_T comportant autant de créneaux que de barres (fig. 3).

La durée de chaque créneau de S_L est calculée et classée en mémoire à travers le démultiplexeur (entrée en 4 bits, sortie en 16 niveaux). Le conteneur comportant des barres de deux largeurs, la classification sur une ligne fait apparaître deux groupes de valeurs. Il faut bien entendu

que la dispersion des largeurs n'entraîne pas la jonction de ces deux ensembles.

On dispose d'environ 100 μ s, pendant le créneau « start » séparant deux lignes de lecture, pour déterminer la barrière séparant les barres larges des barres fines. Les 16 bits de la mémoire à décalage sont sortis en série afin de détecter cette barrière.

Le seuil obtenu à la ligne « j » est mémorisé et comparé aux créneaux S_L de la ligne « j + 1 » :

— si le créneau a une durée supérieure au seuil, il est aiguillé sur S_N et S_T ;

— si le créneau a une durée inférieure au seuil, il sort en S_T .

Le seuil restera valable pour la ligne « j + 2 » s'il n'est pas réactualisé à la ligne « j + 1 ».

Interface

Le conteneur comporte 36 barres : 6 groupes de 5 barres pour le codage des chiffres, encadrés par 2 groupes de 3 barres. Ces derniers constituent les codes « début » et « fin » du marquage.

L'interface doit :

— reconnaître la présence de ces codes « début » et « fin » séparés par 30 tops d'horloge ;

— fournir l'information de présence des codes au microprocesseur ;

— garder les données en mémoire jusqu'à leur chargement par le microprocesseur.

S_T constitue l'horloge des registres à décalage de la mémoire A et S_N la donnée d'entrée série. A la fin d'une ligne, on dispose des 36 bits du codage.

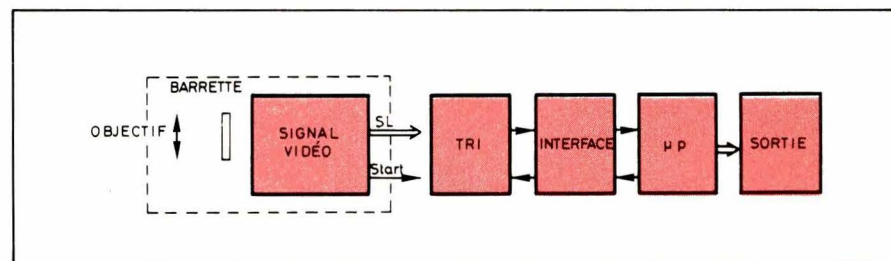


Fig. 2

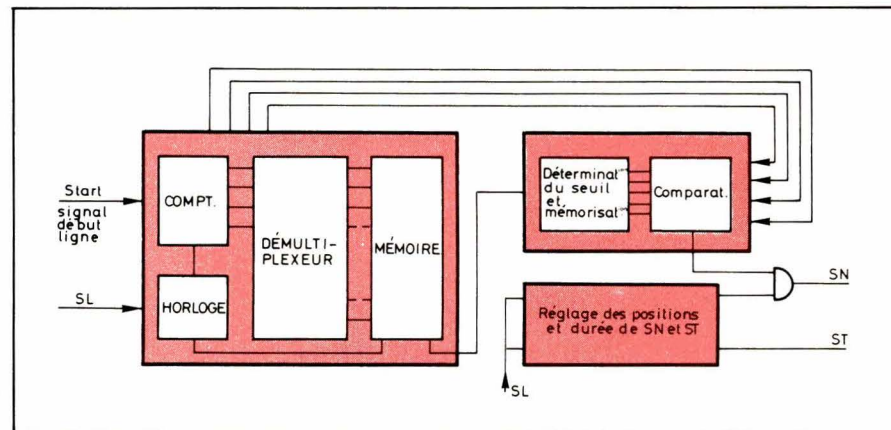


Fig. 3

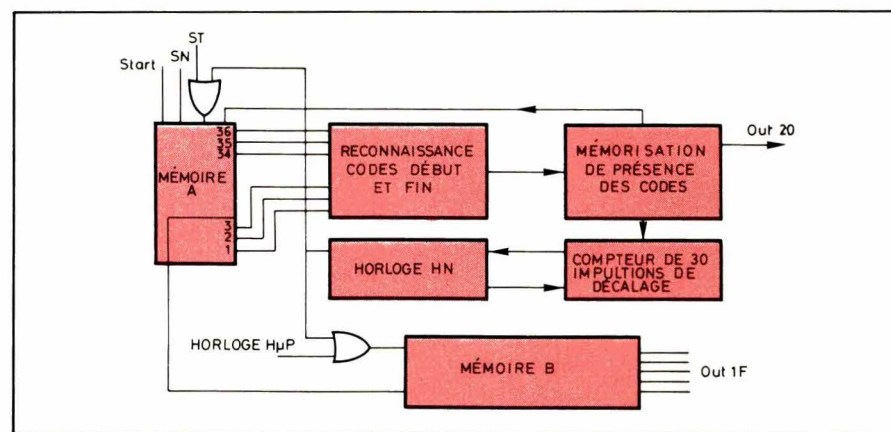


Fig. 4

Traitement par microprocesseur

Des programmes ont été implantés sur une carte *Siemens SDK 85*.

Organisation en mémoire

Le code comporte six chiffres auxquels nous pouvons affecter un numéro « *i* » compris entre 1 et 6. Chacun de ces chiffres peut prendre une valeur « *j* » comprise entre 0 et 9.

Soient :

- C_i ($1 \leq i \leq 6$) la zone mémoire utilisée pour la détermination du chiffre numéro *i* ;
- A_j ($0 \leq j \leq 9$) le compteur déterminant le nombre de fois qu'apparaît la valeur *j* dans cette zone ;
- *N* le compteur du nombre de lectures.

Stockage des informations et traitement.

Le micro-ordinateur mémorise les informations disponibles sur l'interface de la manière suivante :

- incrémentation de *N* ;
- incrémentation de $C_i A_j$ si le code 2 parmi 5 du chiffre « *j* » est respecté à l'emplacement « *i* » du code (fig. 5).

La capacité du stockage dépend directement de celle des compteurs utilisés. Dans le cas présent, le codage se fait sur 16 bits ce qui permet la mémorisation de 65 535 lectures.

Conclusion

Le cahier des charges imposait de concevoir un système capable de lire des codes gravés sur un cylindre placé à une distance de $70 \text{ cm} \pm 3 \text{ cm}$ du lecteur. L'accent était particulièrement mis sur la sûreté du résultat, même pour des gravures très dégradées. Les spécifications du cahier des charges ont été respectées. L'implantation sur micro-ordinateur des algorithmes de traitement et de décision permet d'adapter le système à la lecture de toute donnée codée par des barres de deux largeurs différentes sur tout support.

**R. Collorec, J.-P. Le Pichon,
R. Ollivier, J.-C. Quero,**

Laboratoire des systèmes électroniques, département « Traitement du signal et théorie des systèmes »,

Université de Rennes

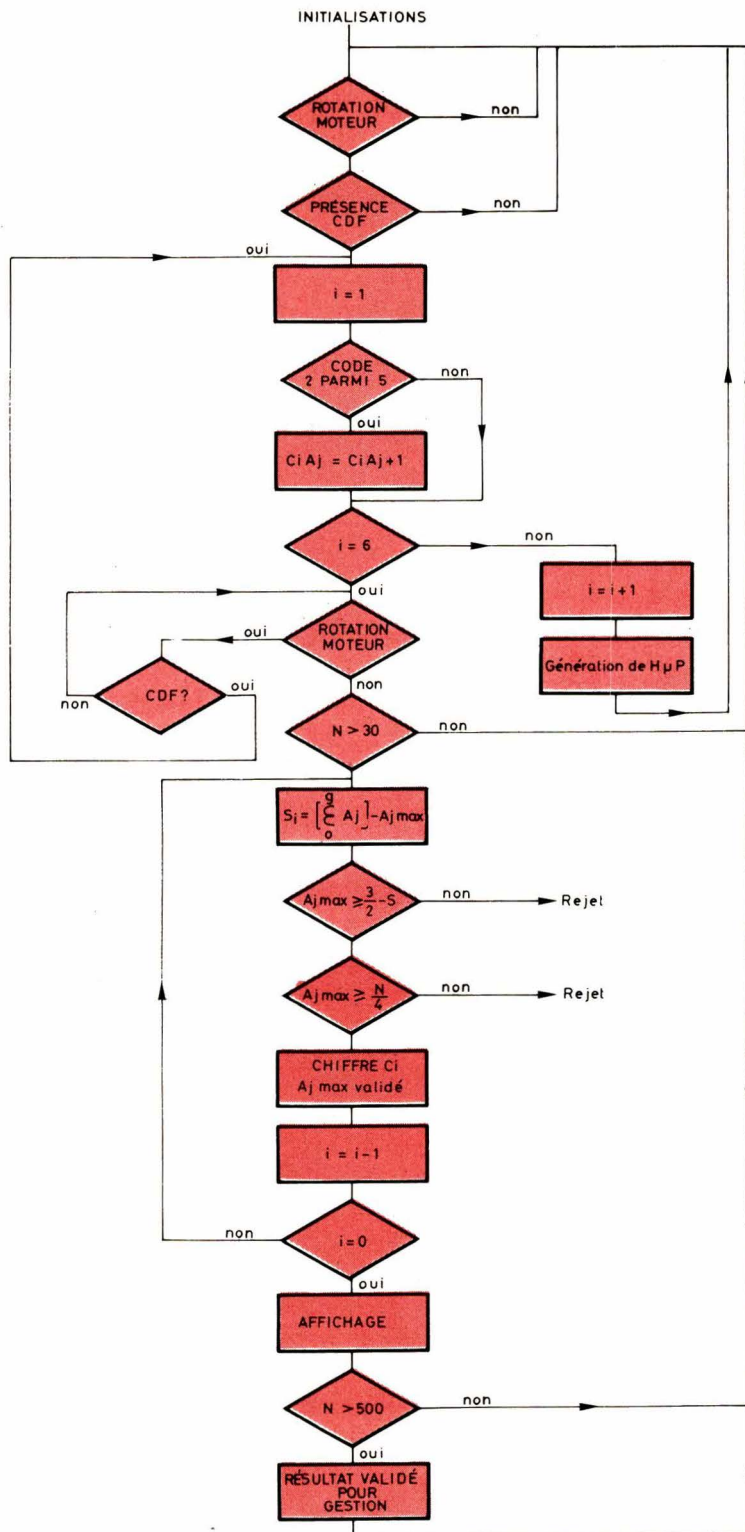


Fig. 5

Une logique de reconnaissance câblée sur les bits 1, 2, 3 et 34, 35 et 36 permet de détecter les codes « début » et « fin » et de verrouiller la mémoire A. Le compteur de 30 impulsions permet à l'horloge H_N de transférer les 30 bits utiles dans la mémoire B.

Cinq sorties du dernier registre de

la mémoire B sont reliées à l'entrée du microprocesseur. Ce dernier peut donc charger les données en générant une horloge $H_{\mu P}$ constituée de 5 trains de 5 bits.

Les informations sur la présence des codes « out 20 » et sur la rotation du conteneur sont également accessibles au microprocesseur.

CANNON A L'HEURE EUROPÉENNE

Avec les connecteurs HE 11/HE 12 (DIN 41 612) CANNON vous apporte la solution de vos problèmes de connexion. Dans un même encombrement vous disposez désormais de 16, 32, 48, 64, 96 contacts pour le raccordement et l'implantation traditionnelle, inversée ou à percement d'isolant.

Conforme aux normalisations HE 11 - DIN 41 612 notre gamme G 06/G 60 couvre tous les besoins de l'informatique, des télécommunications, des automatismes industriels, du contrôle et de la régulation. Ajoutons, la borne à implanter G 612, complément indispensable simplifiant l'implantation de connecteurs sur les cartes mères.

Toutes ces technologies avancées mises au point par ITT CANNON permettent une réduction des coûts, tout en améliorant la qualité et la fiabilité.

CANNON, la garantie de la plus longue expérience...

DISTRIBUTEURS CANNON

CECS

38, boulevard Jourdan - 75014 Paris.

Tél. (1) 589.78.19

DISSEREL

32-36, rue de Torcy - 75018 Paris.

Tél. (1) 203.60.02 - Télex : 670579

MATELECO

36, rue Guy Moquet - 92240 Malakoff

Tél. (1) 657.70.55 - Télex : 203436

MEGAN

17, boulevard des Frères Voisins - 75015 Paris

Tél. (1) 554.53.33 - Télex : 202460

TEKELEC

Cité des Bruyères - BP N° 2

Rue Carle Vernet - 92310 Sèvres

Tél. (1) 534.75.35 - Télex : 204552

FGET

3 bis, rue P. Loti - 69100 Villeurbanne

Tél. : (78) 85 54 64 - Télex 380065

WILLIAMSON ÉLECTRONIQUE

42, rue du Roi Baco - 44100 Nantes

Tél. : (40) 73 02 29 - Télex 700447

ITT CANNON
B.P. 20 F. 31770 COLOMIERS
Tél. (61) 78 53 33 + Télex 531600

ITT CANNON

Nom _____

Fonction _____

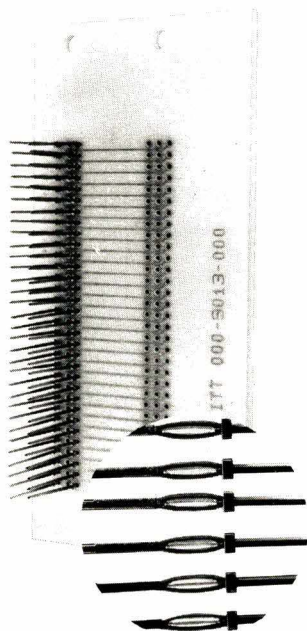
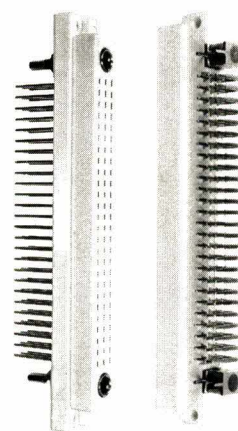
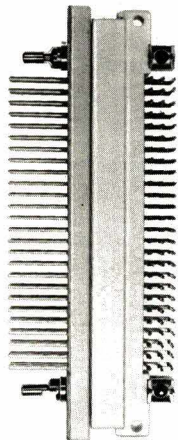
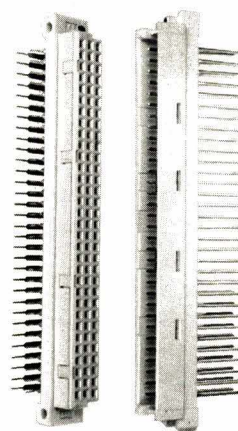
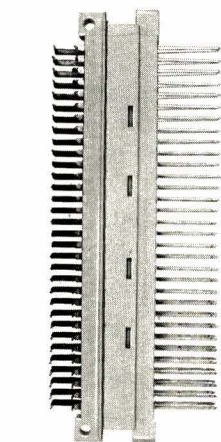
Société _____

Adresse _____

désire recevoir

☐ une documentation sur les connecteurs HE 11/HE 12

☐ la visite d'un ingénieur technico-commercial.



Le réseau téléphonique commuté, présent pratiquement partout depuis son rapide développement, est capable de rendre toute une variété de services que l'on peut avoir peine encore à imaginer. Les techniques connues sous le nom de « télématique » vulgariseront, dans un proche avenir, une large gamme de services nouveaux à la portée du grand public.

Télécommande par voie téléphonique

En attendant cela, il est déjà possible d'utiliser le réseau téléphonique à des fins très diverses, au moyen d'accessoires relativement simples que l'on y peut raccorder, sous réserve d'obtenir les autorisations nécessaires. L'expérience montre d'ailleurs que la position des PTT s'assouplit régulièrement à ce sujet, puisque les particuliers ont même depuis peu le droit de réaliser par eux-mêmes leur installation téléphonique !

Principe de l'appareil

Nous proposons ici de construire un système permettant, à partir d'un poste téléphonique quelconque du réseau national ou international, de commander la mise « en » ou « hors » service d'un équipement situé à un domicile principal ou secondaire, et avec possibilité de vérification de la bonne exécution de l'ordre donné. L'équipement peut être un système de chauffage, un répondeur téléphonique, un magnétoscope, un système d'alarme ou de surveillance, un éclairage, la liste n'étant pas limitative, tant s'en faut !

L'on s'est fixé, lors de cette étude, un cahier des charges assez sévère, imposé en fait par le cas d'utilisation personnelle de l'auteur. En voici les traits dominants :

- Appareil totalement autonome, n'exigeant ni raccordement au secteur, ni prélèvement de courant sur la ligne téléphonique, ni batterie de forte capacité. En d'autres termes, consommation rigoureusement nulle en mode « veille », et très faible en mode « traitement d'appel ».
- Sécurité totale, excluant tout risque de déclenchement intempestif à la suite de n'importe quelle séquence d'appels. Cela exclut, en particulier,

le principe souvent utilisé du comptage des coups de sonnerie, à moins d'un codage relativement complexe.

- Faible encombrement et coût réduit.
- Possibilité de test du bon fonctionnement de l'appareil (état des piles notamment) sans obligation de transmission d'ordre.

On a pour cela choisi la solution consistant à utiliser une sorte de répondeur, complété d'un décodeur de tonalité, en liaison avec un boîtier portatif fonctionnant par couplage acoustique avec n'importe quel poste téléphonique. Il sera même possible, dans quelques années, d'utiliser en lieu et place de ce boîtier les touches « A, B, C, D » qui apparaissent déjà sur certains postes d'avant-garde (« *Digitel 2000* » par exemple), dès que la numérotation multifréquences sera opérationnelle sur un nombre suffisant de centraux.

Le schéma de principe

La **figure 1** regroupe, côte à côte, l'émetteur (boîtier portatif) et le récepteur (répondeur-décodeur). Supposons donc que nous appelions le système à partir d'un poste quelconque : le central envoie une tension de sonnerie (72 V, 25 Hz) qui franchit sans difficulté le condensateur

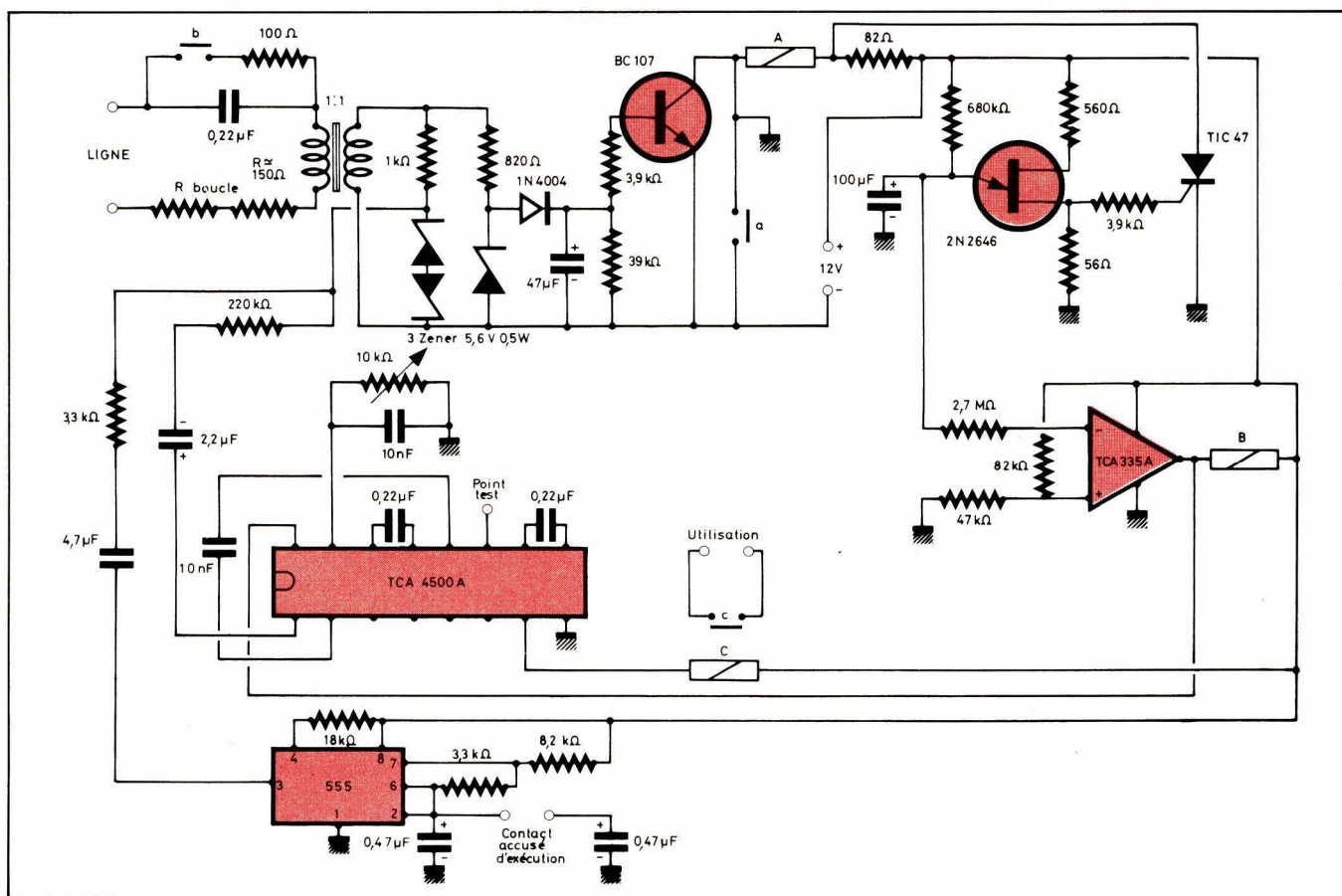


Fig. 1 a

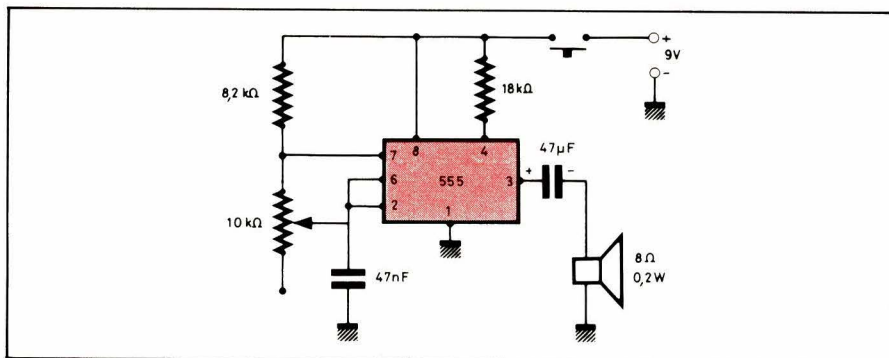


Fig. 1 b

de 0,22 μ F et se retrouve, réduite à une dizaine de volts, au secondaire du transformateur de ligne (rapport 1 : 1, résistance des enroulements 100 à 200 Ω). Ecrêtée à + 5,6 V et redressée par un doubleur de tension, elle devient capable, après filtrage par un condensateur de 47 μ F, de saturer le BC 107 destiné à faire « coller » le relais A. Ce relais s'auto-alimente, reliant ainsi le reste du montage à la pile de 12 V. Cette mise sous tension du montage est la seule action découlant de la réception d'un appel, qui n'entraîne aucune suite sur le plan télécommande proprement dit. D'ailleurs, au bout d'un peu plus d'une minute, le relaxateur à unijonction 2N 2646 amorce le thyristor TIC 47 qui, court-circuitant le relais A, remet tout le circuit en attente, ce qui efface toute trace de l'appel si aucun

ordre de commande n'a été transmis. De façon, précisément, à permettre l'envoi d'un tel ordre, le comparateur TCA 335 A fait « coller » le relais B, qui « prend la ligne », vers la moitié du cycle de l'unijonction (38 secondes sur la maquette de l'auteur). Pendant un temps à peu près égal, donc, la liaison phonique est établie avec le demandeur, qui perçoit immédiatement une tonalité générée par le 555. Selon que le contact extérieur « d'accusé de réception » est ouvert ou fermé, cette tonalité sera soit aiguë, soit grave, ce qui peut, par exemple, servir à rendre compte de la marche ou de l'arrêt de l'équipement que l'on souhaite commander.

En même temps, la modulation présente en ligne est appliquée à un décodeur de tonalité construit autour

d'un décodeur stéréo TCA 4500 A, dont les réglages ont été modifiés de façon à ramener à 1 600 Hz environ sa fréquence nominale de fonctionnement de 19 kHz. Par construction, ce circuit est pratiquement insensible à la parole ou à la musique, mais réagit très bien à la fréquence sur laquelle il est réglé, fréquence précisément délivrée par le boîtier codeur, utilisant lui aussi un 555, monté en astable de puissance.

On peut donc facilement commander à distance le collage du relais C dont le contact travail peut être utilisé à discrétion. Il est, bien sûr, souhaitable que l'organe commandé rende compte de son fonctionnement en faisant changer d'état le contact déterminant la fréquence de la tonalité de réception.

Lorsque l'ordre a ainsi été exécuté, il ne reste plus au demandeur qu'à raccrocher, le système automatique faisant de même dès la fin de son cycle de 38 secondes.

Notons que, dans des cas complexes, il est possible de faire suivre le montage d'un système comptant le nombre de collages du relais C, ouvrant ainsi la porte à des possibilités de commande de plusieurs équipements distincts. De même, le 555 « d'accusé de réception » peut produire autant de tonalités différentes que de valeurs prévues pour son

condensateur (attention cependant à rester éloigné de la fréquence du décodeur de tonalité !).

Réalisation pratique

En raison de la simplicité de son schéma, il n'est pas besoin de plan de câblage pour l'émetteur, l'emploi d'une chute de « Veroboard » suffisant amplement. Rappelons, d'ailleurs, que l'usage de ce boîtier est condamné à moyen terme, avec la mise à disposition progressive des touches annexes des claviers multifréquences.

Par contre, la **figure 2** fournit un tracé de circuit imprimé prévu pour recevoir, selon le plan d'implantation de la même figure, tous les composants du récepteur.

Ces composants sont dans l'ensemble des plus courants (les circuits intégrés, en particulier sont de marque *Siemens*), et seuls les relais et le transformateur de ligne appellent quelques commentaires : les relais sont de marque *National*, et de type HT-C-DC 9 V (bobine 9 V continu, un contact inverseur), ce qui représente un compromis performances-prix très satisfaisant. Le transformateur de ligne, pour sa part, peut être choisi dans une large gamme de modèles, à condition que son rapport de transformation ne s'écarte guère de l'unité, et que la résistance de ses enroulements avoisine 150 Ω (100 à 200 Ω). A ce double point de vue, les transformateurs « driver » pour push-pull de deux transistors utilisés dans les récepteurs radio japonais sont un choix correct. On ajustera la valeur des deux résistances de 3 W en fonction de la résistance du primaire du transformateur, de façon à obtenir un courant de ligne (en mode « décroché ») égal à celui circulant normalement dans un poste téléphonique (généralement 40 à 50 mA).

A cela près, la mise au point consiste à régler conjointement les résistances ajustables de l'émetteur et du récepteur de façon à caler les deux circuits sur la même fréquence,

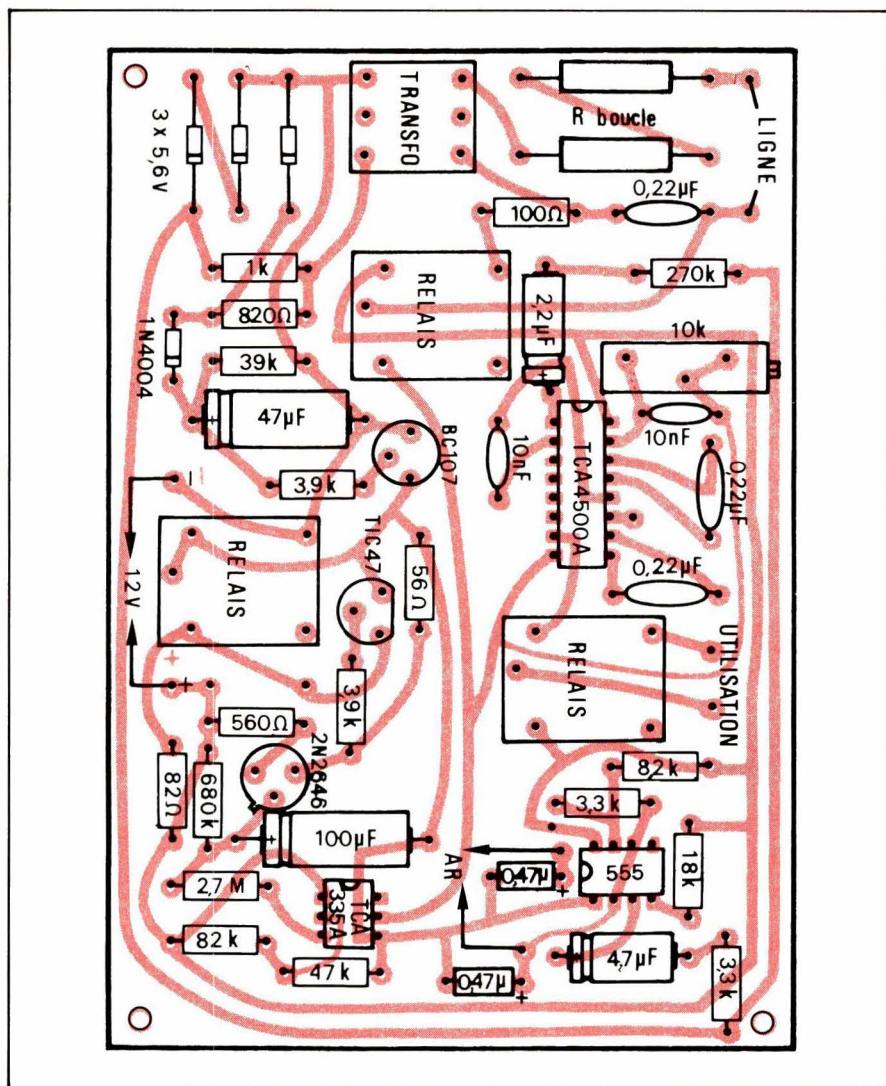


Fig. 2

voisine de 1 600 Hz (le point test prévu sur le récepteur permet le contrôle oscilloscopique de cette valeur).

Utilisation

Le montage récepteur est prévu pour être raccordé en parallèle sur un poste téléphonique, branchement qui est grandement facilité par l'existence dans le commerce de connecteurs combinés mâle-femelle, analogues à ceux équipant les répondeurs.

L'alimentation est prévue au moyen de trois piles plates de 4,5 V ou de toute autre alimentation dis-

ponible délivrant entre 12 et 14 V sous 100 mA.

Il a semblé commode, dans la majorité des cas simples, de faire agir le montage sur un télérupteur commandant la charge utilisatrice. Un petit relais alimenté en même temps fournira la fermeture de contact nécessaire à l'envoi de l'accusé de réception. Il sera alors facile, par un simple appel téléphonique de quelques secondes, de savoir si la charge est sous tension ou non, et de modifier cet état de choses, grâce au boîtier de télécommande.

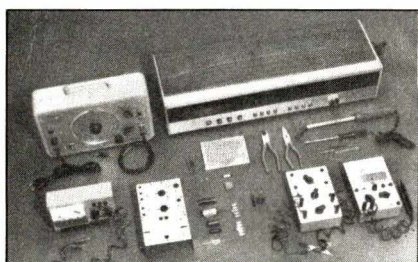
P. Gueulle

l'électronique: un métier d'avenir

**Votre avenir est une question de choix :
vous pouvez vous contenter de "gagner votre
vie" ou bien décider de réussir votre carrière.**

Eurelec vous donne les moyens de cette réussite. En travaillant chez vous, à votre rythme, sans quitter votre emploi actuel. Eurelec, c'est un enseignement concret, vivant, basé sur la pratique. Des cours facilement assimilables, adaptés, progressifs, d'un niveau équivalent à celui du C.A.P. Un professeur unique qui vous suit, vous conseille, vous épaula, du début à la fin de votre cours.

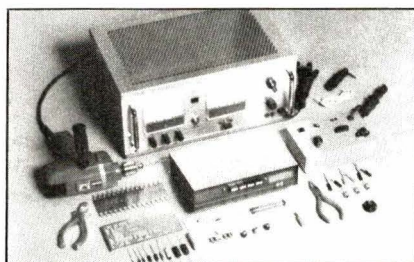
Très important : avec les cours, vous recevez chez vous tout le matériel nécessaire aux travaux pratiques. Votre cours achevé, il reste votre propriété et constitue un véritable laboratoire de technicien. Stage de fin d'études : à la fin de votre cours, vous pouvez effectuer un stage de perfectionnement gratuit dans les laboratoires EURELEC, à Dijon.



Electronique

Débouchés : radio-électricité, montages et maquettes électroniques, T.V. noir et blanc, T.V. couleur (on manque de techniciens dépanneurs), transistors, mesures électroniques, etc.

Votre cours achevé, ce matériel reste votre propriété.



Electronique industrielle

Elle offre au technicien spécialisé un vaste champ d'activité : régulation, contrôles automatiques, asservissements dans des secteurs industriels de plus en plus nombreux et variés.

Votre cours achevé, ce matériel reste votre propriété.



Electrotechnique

Les applications industrielles et domestiques de l'électricité offrent un large éventail de débouchés : générateurs et centrales électriques, industrie des micromoteurs, électricité automobile, électroménager, etc. Votre cours achevé, ce matériel reste votre propriété.

Cette offre vous est destinée : lisez-la attentivement

Pour vous permettre d'avoir une idée réelle sur la qualité de l'enseignement et du nombreux matériel fourni, EURELEC vous offre d'examiner CHEZ VOUS — gratuitement et sans engagement — le premier envoi du cours que vous désirez suivre (ensemble de leçons théoriques et pratiques, ainsi que le matériel correspondant aux exercices pratiques).

Il ne s'agit pas d'un contrat. Vous demeurez entièrement libre de nous retourner cet envoi dans les délais fixés. Si vous le conservez, vous suivrez votre cours en gardant toujours la possibilité de modifier le rythme d'expédition, ou bien d'arrêter les envois. Aucune indemnité ne vous sera demandée. Complétez le bon ci-après et **présentez-le au Centre Régional EURELEC le plus proche de votre domicile** ou postez-le aujourd'hui même.



eurelec

institut privé
d'enseignement
à distance

21000 DIJON (Siège social)
R. Fernand-Holweck
Tél. : 66.51.34.

CENTRES RÉGIONAUX

21000 DIJON
(Siège social)
R. Fernand-Holweck
Tél. 66.51.34

75012 PARIS
57-61, bd de Picpus
Tél. (1) 347.19.82

13007 MARSEILLE
104, bd de la Corderie
Tél. 54.38.07

**BON POUR
UN EXAMEN
GRATUIT**

A retourner à EURELEC - Rue Fernand-Holweck - 21000 DIJON.

Je soussigné : Nom _____ Prénom _____

Domicilié : Rue _____

_____ N° _____

Ville _____ Code postal _____

désire recevoir, pendant 15 jours et sans engagement de ma part, le premier envoi de leçons et matériel de :

☐ RADIO-STÉRÉO A TRANSISTORS ☐ ÉLECTROTECHNIQUE ☐ ÉLECTRONIQUE INDUSTRIELLE

▷ Si cet envoi me convient, je le conserverai et vous m'enverrez le solde du cours à raison d'un envoi en début de chaque mois, les modalités étant précisées dans le premier envoi gratuit.

▷ Si au contraire, je ne suis pas intéressé, je vous le renverrai dans son emballage d'origine et je ne vous devrai rien. Je reste libre, par ailleurs, d'interrompre les envois sur simple demande écrite de ma part.

DATE ET SIGNATURE :

(Pour les enfants, signature des parents).

69060 - 502



SERVICE-LECTEURS N° 209

BIBLIOGRAPHIE

Le microprocesseur à la carte

par H. Schreiber

Le microprocesseur, son nom l'indique, est très petit et économique, mais cela n'exclut pas qu'il soit très riche en possibilités.

Présentant son livre sous forme dialoguée, l'auteur explique le microprocesseur par une analogie avec... la cuisine. En effet, « entrer des données pour sortir un produit élaboré, en fonction d'un programme », c'est bien ce qu'on fait quand on prépare un plat à partir d'une recette. Et cette analogie permet une explication aussi aisée que complète des grandes bases de cette petite informatique, des notions de saut de programme, interruption, sous-programme, etc.

Le lecteur intéressé par des détails techniques ne restera pas « sur sa faim » pour autant. Il trouvera les caractéristiques d'un type précis de microprocesseur, non seulement avec la liste complète — et commentée — de ses instructions, mais aussi avec des exercices d'utilisation et, surtout avec un programme complet, appliqué à l'économie d'énergie de chauffage.

Un ouvrage de 160 pages, format 11,7 cm X 16,5 cm, 51 illustrations et tableaux.

E.T.S.F., 2 à 12, rue de Bellevue, 75940 Paris Cedex 19.

SERVICE-LECTEURS N° 073

Les robots : enjeux économiques et sociaux

par J. Le Quément

Le robot, terme de fiction, est pourtant un outil du présent, de plus en plus représentatif de la mutation technologique en cours.

Sous le titre « les robots, enjeux économiques et sociaux », J. Le Quément publie un ouvrage qui fait le point sur les multiples aspects de cette technologie de pointe, dans laquelle la France doit tenir sa place.

En effet, parce que les enjeux économiques et sociaux de la robotisation sont nombreux (enjeu de compétitivité, risques de dépendance technologique, de rejet des travailleurs non-qualifiés), il devient urgent de parvenir à sa maîtrise.

En ce sens, l'auteur met donc l'accent sur l'impératif de contrôle national — tout à fait envisageable — des activités de recherche, de conception et de production des ensembles robotisés, et sur la nécessité d'organiser une répartition plus équitable des gains de productivité entre le capital et le travail.

L'auteur, grâce à un voyage d'études aux Etats-Unis, fait utilement le point sur la domination technologique des Etats-Unis et du Japon, sans pour autant ignorer les recherches de pointe faites en France, notamment chez Renault.

Cet ouvrage intéressera au premier chef les milieux industriels et l'université, car son capital d'information est exceptionnel.

Un volume de 220 pages, 15 cm X 21 cm.

La Documentation Française, 29-31, quai Voltaire, 75340 Paris Cedex 07.

SERVICE-LECTEURS N° 074

Labo-photo montages électroniques

par M. Archambault

Cet ouvrage contient tous les détails et les plans grandeurs nature pour réaliser simplement des appareils très utiles aux photographes.

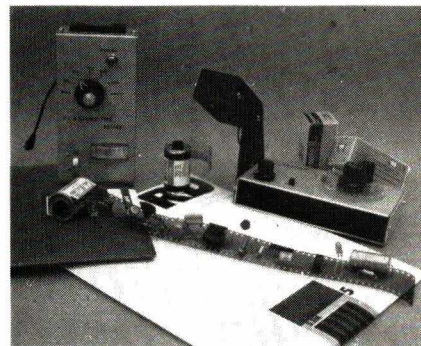
Il ne s'agit pas de gadgets, mais d'outils précis que l'électronique moderne rend enfin très faciles à construire, et ce avec un prix de revient très inférieur à ceux du commerce ; quand ils existent...

Ces appareils concernent surtout la chambre noire, mais aussi le studio, la post-synchronisation et le contrôle du matériel utilisé.

Les principaux montages proposés sont les suivants : « timer » pour agrandisseur, posemètre pour agran-

ESF M. ARCHAMBAULT

LABO PHOTO montages électroniques



Editions Techniques et Scientifiques Françaises

disseur noir et blanc, posemètre ponctuel pour tirage couleur, chronomètre digital automatique d'exposition, perfectionnement d'un analyseur couleur du commerce, régulateur simple de température, régulation thermique en chambre noire, thermomètre digital avec contrôleur, déclencheur de flash auxiliaire, sonoflash, instantanés au 1/30 000 s par le son, flashmètre réflectif de précision, contrôleur opto d'obturateurs photographiques, moniteur de post-synchronisation cinéma...

Un ouvrage de 176 pages, format 15 cm X 21 cm, nombreux schémas, illustrations.

E.T.S.F., 2 à 12, rue de Bellevue, 75940 Paris Cedex 19.

SERVICE-LECTEURS N° 075

Architecture des mini-ordinateurs et des microprocesseurs

par A.G. Lippiatt

L'auteur s'est fixé ici comme objectif d'expliquer aux étudiants ou ingénieurs de toute discipline, ayant à se servir de l'informatique, les principes fondamentaux de l'architecture interne, de façon à mieux leur faire comprendre la marche des différents systèmes ; mais surtout, la façon de



procéder, pour le programmeur, afin d'en tirer une plus grande efficacité. En évitant de se perdre dans la description des multiples variantes possibles, il décrit des systèmes réels en insistant sur les différents compromis possibles, pour chaque réalisation, entre matériel et logiciel.

Le livre est articulé en 7 chapitres.

Le premier chapitre rappelle les données de base concernant le fonctionnement d'un ordinateur et explique les différents termes employés en informatique.

Le second chapitre décrit les types d'instructions communs à tous les ordinateurs et donne quelques exemples pratiques sur la façon d'utiliser ces instructions.

Dans le chapitre 3, l'auteur démontre qu'il est souvent utile, pour une même information, d'utiliser plusieurs codes afin de faciliter certaines manipulations. Il analyse un certain nombre de systèmes de codage fréquemment rencontrés et insiste sur les différentes combinaisons permises par le rapprochement de ces différents systèmes.

Le chapitre 4 décrit les techniques d'adressage des mémoires. Ce chapitre est conçu dans un double but : faire comprendre l'utilité de ces techniques, et aussi, le fonctionnement du matériel lors de leur emploi.

Dans les chapitres 5 et 6 l'auteur explique le transfert des données et présente les aspects matériels et logiciels des interruptions.

Le chapitre 7 traite de l'arithmétique de l'ordinateur (et non de l'arithmétique binaire) et de son influence sur l'architecture du système et les instructions. Il inclut des considérations sur les nombres flottants et l'arithmétique décimale, ainsi que sur les codes conditions.

Un ouvrage de 180 pages, 15,4 x 24,3 cm et 104 figures.

Eyrolles, 61, boulevard Saint-Germain, 75240 Paris Cedex 05.

SERVICE-LECTEURS N° 076

Méthode de conduite des projets informatiques — M.C.P.

par M. Gedin

Voici une version entièrement mise à jour de la désormais classique

méthode M.C.P. dont l'objectif est de permettre un passage harmonieux et rationnel à l'informatique.

Cette méthode repose sur cinq grandes orientations :

- l'organisation des flux d'informations, en insistant sur les changements initiaux et la remise en question des routines quotidiennes pour que l'informatique simplifie les circuits et ne soit pas l'expression d'une contrainte nouvelle ;
- la prise en compte des facteurs ergonomique, psychologique et sociologique dans la communication entre l'utilisateur et son poste de travail ;
- la décentralisation des moyens grâce à la mise en œuvre de systèmes de petites dimensions impliquant une autonomie des différents acteurs ;
- la transparence grâce à la possibilité, pour les utilisateurs non informaticiens, d'adapter dans une certaine mesure, les données ;
- enfin, la sécurité, qui est déjà un domaine clé pour la protection et la confidentialité des logiciels.

Instrument de travail pour les informaticiens et les organisateurs, ce livre est aussi un remarquable outil pédagogique en France et dans les pays francophones où M.C.P. est maintenant enseignée.



Un volume 15,5 cm x 24 cm, 304 pages.

Editions d'Organisation, 5, rue Rousselet, 75007 Paris.

SERVICE-LECTEURS N° 077

Cours d'Electronique tome V : diodes, thyristors commande des moteurs

par F. Milsant

Ce tome V est le dernier ouvrage du Cours d'Electronique rédigé à l'intention des étudiants de l'Enseignement Supérieur.

Ce livre aurait pu s'intituler « électronique de puissance » car s'il traite des alimentations classiques de l'électronique, il accorde en revanche une beaucoup plus large part aux différents équipements utilisés dans la commande électronique des moteurs.

Il comporte trois parties principales :

— La première partie intéresse les diodes. Elle traite en premier lieu de leur alimentation avec différents récepteurs (résistances, inductances...) et avec différents types de tensions (monophasées et polyphasées). Elle se poursuit d'une part par l'étude de l'alimentation stabilisée qui intéresse les appareils à signaux faibles (postes de radio, de télévision...), d'autre part, par l'alimentation avec inductance de lissage, alimentation qui concerne les appareils à signaux forts (commande de moteurs...).

— La deuxième partie traite des thyristors. Elle comporte une première étude sur le fonctionnement du thyristor, sur une résistance pure, puis une deuxième étude sur une charge à résistance-inductance.

— La troisième partie intéresse la commande des moteurs. Elle comporte trois chapitres qui traitent respectivement des trois types fondamentaux de convertisseurs : alternatif-continu, continu-continu et alternatif-alternatif.

Ce livre comprend de nombreux exercices, et s'adresse non seulement, aux étudiants de l'Enseignement Supérieur, mais aussi aux ingénieurs en activité dans l'industrie, qui possèdent de sérieuses connaissances en Electronique et en Electro-technique.

Un ouvrage de 152 pages, 15,4 cm x 24,3 cm, 73 figures.

Eyrolles, 61, boulevard Saint-Germain, 75240 Paris Cedex 05.

SERVICE-LECTEURS N° 078

Modern instrumentation tape recording : an engineering handbook

Disponible auprès de EMI-Technology, cet ouvrage est, au dire de ses auteurs, à la fois une introduction aux techniques d'enregistrement magnétique, un aide-mémoire de référence, et un rappel des connaissances pour ceux qui sont familiers de ce domaine.

Il ne s'agit donc pas d'une théorie sur l'enregistrement magnétique, mais d'un outil pour les ingénieurs et scientifiques qui ont pour mission d'évaluer l'équipement nécessaire à leurs recherches, de le choisir et de l'utiliser en pleine connaissance de cause.

Aussi, le livre fait-il une large place à l'étude des codes — sujet complexe s'il en est —. Un chapitre est également consacré aux applications opérationnelles de l'enregistrement magnétique : acquisition de données en général, télémétrie, médecine et biophysique, techniques aérospatiales, géographie...

Au sommaire de cet ouvrage, remarquons : principes de l'enregistrement magnétique ; enregistrement et reproduction : moyens et méthodes ; enregistrement analogique : direct, FM, PCM ; le choix d'un appareil ; les standards et les codes ; l'enregistreur au travail...

L'illustration est particulièrement riche et se voit complétée par un index des termes techniques utilisés.

L'ouvrage, édité en anglais par **SE-Labs** est diffusé par **EMI-Technology**, 30, rue de la République, 93100 Montreuil. Tél. : 859.00.42.

SERVICE-LECTEURS N° 079

Ouvrage de référence « photomultiplicateurs »

Préparé par *Georges Piétri*, Directeur général-adjoint des *Laboratoires d'Electronique et de Physique Appliquée (L.E.P.)*, bien connu pour ses travaux dans le domaine de la photo-électricité, cet important ouvrage de 500 pages est une sorte de « bible » des photomultiplicateurs.

Tout y est dit, de façon très complète, dans une forme simple et parfaitement claire, et dans le souci de maintenir un juste équilibre entre les aspects théoriques et ceux d'ordre pratique.

PHOTOMULTIPLICATEURS



136 AVENUE LEDRU-ROLLIN - 75540 PARIS CEDEX 11
TEL (1) 355 44 99 - TELEX 690 495 F

Les sept grands chapitres qui le composent traitent non seulement des caractéristiques fondamentales des photomultiplicateurs (avec un chapitre spécial sur le bruit) mais donnent également des informations exhaustives pour une meilleure mise en œuvre de ces détecteurs.

En annexe à chaque chapitre, une bibliographie propose un choix de publications devant permettre au lecteur qui en éprouvera le besoin d'approfondir ses connaissances. Un index alphabétique général permet d'autre part de retrouver très rapidement dans le manuel les passages se rapportant au sujet désiré.

Cet ouvrage a été rédigé par un ensemble de chercheurs et ingénieurs responsables techniques ou de produit. Ils y ont introduit la synthèse de toutes leurs expériences et connaissances acquises au cours des 25 dernières années, dans le développement, la production industrielle, les applications et le marketing des photomultiplicateurs.

Cette publication intéresse tous les praticiens et concepteurs de matériels qui travaillent dans le domaine des rayonnements lumineux ou nucléaires, mais aussi les enseignants et futurs ingénieurs.

En dehors du Service Documentation de **R.T.C.**, la clientèle professionnelle peut se procurer cette brochure auprès des distributeurs agréés **R.T.C.** et les particuliers au comptoir de vente **ACER**, 42, rue de Chabrol, 75010 Paris.

SERVICE-LECTEURS N° 080

« Europage » : des annuaires pour mieux exporter

Exporter n'est pas simple, surtout pour les entreprises de taille modeste. Beaucoup d'entr'elles, cependant, auraient « quelque chose » : produits ou services, qui intéresserait probablement un partenaire commercial, au sein de la communauté européenne. Mais comment connaître et contacter ce partenaire ? Et à quel prix ?

C'est ici que l'initiative des annuaires « Europages » apparaît nouvelle et originale.

Il s'agit d'un ensemble de six annuaires, édités en français, allemand, anglais, italien, néerlandais et flamand, répertoriant environ 150 000 entreprises, de 18 secteurs d'activité, dont bien sûr la construction électrique et électronique, ayant un potentiel d'exportation.

Les sociétés concernées peuvent y figurer gratuitement dans la limite de l'inscription de leurs coordonnées complètes et de la mention d'une seule activité export, jugée principale. Il est bien-sûr possible « d'en faire plus » : publicité, informations commerciales... à titre payant.

Ces six annuaires sont édités, en France, Grande-Bretagne, Allemagne Fédérale, Italie, Belgique et Pays-Bas, par les régisseurs ou éditeurs officiels des annuaires téléphoniques dans ces pays, qui ont pour ce faire créé l'association Europage.

Les six éditions d'Europages totaliseront 250 000 exemplaires diffusés gratuitement.

La diffusion en France devant être de 40 000, cela assure l'entrepreneur français que son « message » d'exportation sera perçu par plus de 200 000 partenaires étrangers ou acheteurs éventuels : un outil séduisant pour une P.M.I. qui ne peut disposer d'une force de vente orientée vers l'étranger.

C'est un pas vers l'Europe des exportateurs...

On peut se renseigner sur cet annuaire — qui paraîtra en septembre 1982 — auprès de l'**Office d'Annonces**, 136, avenue Charles-de-Gaulle, 92200 Neuilly. Tél. : 745.14.16.

SERVICE-LECTEURS N° 081

SYSTRON  DONNER

Pour votre système IEEE, un choix complet d'équipements de tests intelligents



**Contrôleur de BUS (PROM)
Multimètres numériques (résolution : 1 ou 10 μ V)
Synthétiseurs (VHF - UHF - Hyperfréquence)
Générateurs d'impulsions (50 MHz - 5 ns variable)
Fréquencemètres (BF - VHF - UHF - Hyperfréquence)
Etalons de tension continue (résolution 1 μ V)
Matrices de commutation (modulaires)
Alimentations (150 VA), ...**

**compétence et performances
SYSTRON-DONNER**



24, rue de Paris - 78560 LE PORT MARLY Tél. : 958.48.63 - Télex 696 354

Sud-Est et Sud-Ouest : MEGA Sud - (68) 81.23.69 Est : INFORMEL - (88) 87.70.22 Ouest : BELLION Electronique - (98) 28.03.03 Rhône-Alpes : M.F. - (7) 825.72.47

SERVICE-LECTEURS N° 204

NOUVEAUTES

INSTRUMENTATION SYSTEMES

Compteurs synchroniseurs

Les deux nouveaux modèles « EIP 575 » et « 578 » sont des compteurs synchroniseurs construits à partir de circuits commandés par un microprocesseur qui gère plusieurs fonctions.

Ces compteurs ne sont pas seulement capables de mesurer des fréquences et (en option) des puissances, mais ils peuvent aussi ajuster un signal extérieur jusqu'à le synchroniser et cela sur toute leur gamme de mesure de fréquence et de puissance.

La gamme de fréquence du 575 est 10 Hz à 18 GHz, celle du 578 va jusqu'à 26,5 GHz. Lorsque le 578 est équipé d'une option extension de fréquence (option 06) et utilisé avec un mélangeur extérieur (modèle 590 + mélangeur approprié), ce compteur fonctionne jusqu'à 110 GHz.

L'autre caractéristique essentielle de la série 570 est la possibilité de synchroniser pratiquement toute source qui peut être contrôlée électroniquement en fréquence. Deux connecteurs de sorties sont utilisés : l'un pour une capture du signal, l'autre pour le synchroniser exactement. On peut ainsi synchroniser une source entre 10 MHz et la fréquence maximum du compteur, soit éventuellement 110 GHz. La synchronisation peut être choisie avec une résolution minimum de 10 kHz et permet de maintenir la précision et la stabilité à long terme de la base de temps dont le compteur est équipé, avec un bruit résiduel meilleur que 70 dBc/Hz ou (20 logF-65) dBc/Hz.

De plus, la série 570 possède un clavier à 16 touches qui contrôlent les fonctions essentielles du compteur :

— 12 touches sont utilisées pour entrer les données numériques : 0 à 9, le point décimal et le signe ;

— 2 touches (MHz et GHz) terminent les ordres d'entrée, de décalage (offset) de fréquence, de fréquences limites, de fréquence synchronisée ;

— 2 touches : « clear data » et « clear display » sont utilisées pour effacer les informations déjà mémorisées ou lues sur l'affichage.

La série des compteurs 570 offre donc non seulement les fonctions essentielles d'un fréquencemètre hyperfréquence, mais aussi un ensemble d'autres possibilités utiles telles décalage de fréquence ou de puissance (compensation des pertes en lignes) ou fonctions calcul (ex : $ax + b$ pour mesure au niveau d'un changement de fréquence), et même un convertisseur numérique analogique (pour enregistrement). La gamme de mesure de fréquences reste unique et sa possibilité de synchronisation en fait la meilleure série actuellement proposée aux utilisateurs d'hyperfréquences.

EIP/Racal-Dana.

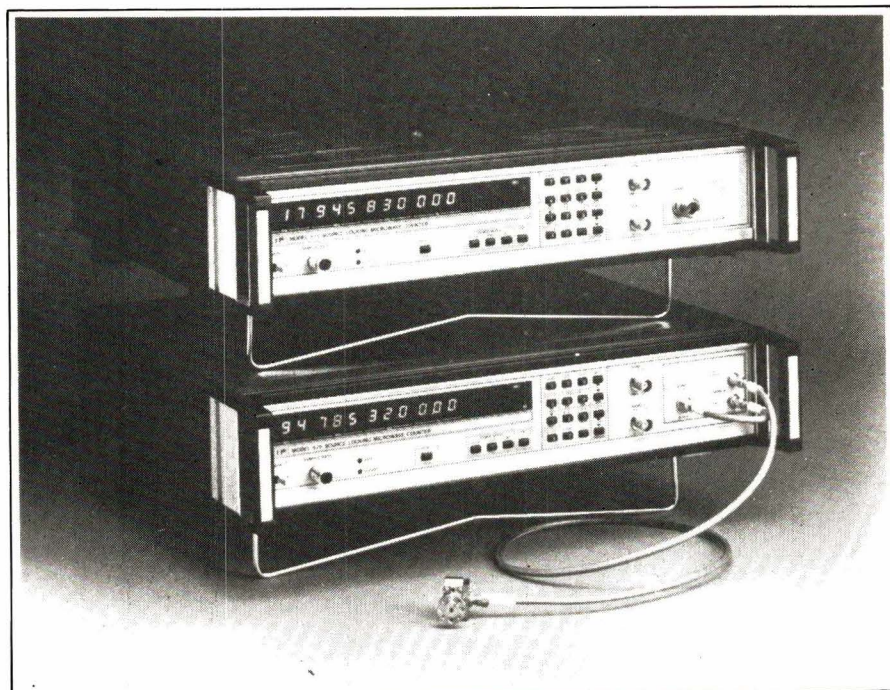
SERVICE-LECTEURS N° 050

Multimètre numérique à microprocesseur

Géré par microprocesseur, le « PM 2528 » à 5 digits et demi permet la mesure de tensions DC et AC efficace vraie, les mesures d'intensités DC et AC, les mesures de résistances en 2 et 4 fils et les mesures de températures. Les mesures des tensions HF et de tensions crêtes peuvent être réalisées en option.

L'appareil offre une lecture maximum de 240 000 avec 1 μ V de résolution et une précision de 0,02 % \pm 1 digit. Les mesures de faibles intensités sont possibles avec 100 pA de résolution. La mesure de la valeur efficace vraie peut être faite jusqu'à 100 kHz avec un facteur de crête de 4,5. Les mesures de températures sont effectuées par sonde à résistance platine et la mesure de tensions peut être étendue jusqu'à 700 MHz (option).

La possibilité de programmation complète de l'appareil est possible par l'intermédiaire de l'interface IEC bus.



L'entrée gardée garantit un fonctionnement sans problème en configuration système et aux sensibilités élevées.

Le changement de gamme automatique rapide (temps maximum 1,1 s) permet d'utiliser le PM 2528 dans ce mode pour la plupart des applications. Le changement de gamme manuel est également possible. La résolution est adaptée à la précision de mesure du paramètre : 5 digits et demi pour les mesures DC et de résistance, 3 digits et demi pour la mesure de tension crête.

Deux modes de fonctionnement permettent d'effectuer un certain nombre de mesures, depuis 2 mesures par seconde, avec une résolution élevée, jusqu'à 16 mesures par seconde au maximum. Le circuit de mesure entièrement gardé assure une précision élevée, même à la résolution maximum de $1 \mu\text{V}$ ou 100 pA . Les résistances peuvent être mesurées jusqu'à $2,4 \text{ G}\Omega$ en montage 2 fils ; en montage 4 fils, la résolution est de $1 \text{ m}\Omega$.

Un circuit de compensation en courant réduit les effets de la chute de tension dans les cordons de raccordement. La chute de tension est limitée à 5 mV au maximum. Ceci est particulièrement utile pour les mesures sur les circuits alimentés sous faibles tensions. Toutes les mesures peuvent être effectuées par rapport à une référence sélectionnée. La valeur affichée correspond alors à l'écart par rapport à cette référence.

Philips.

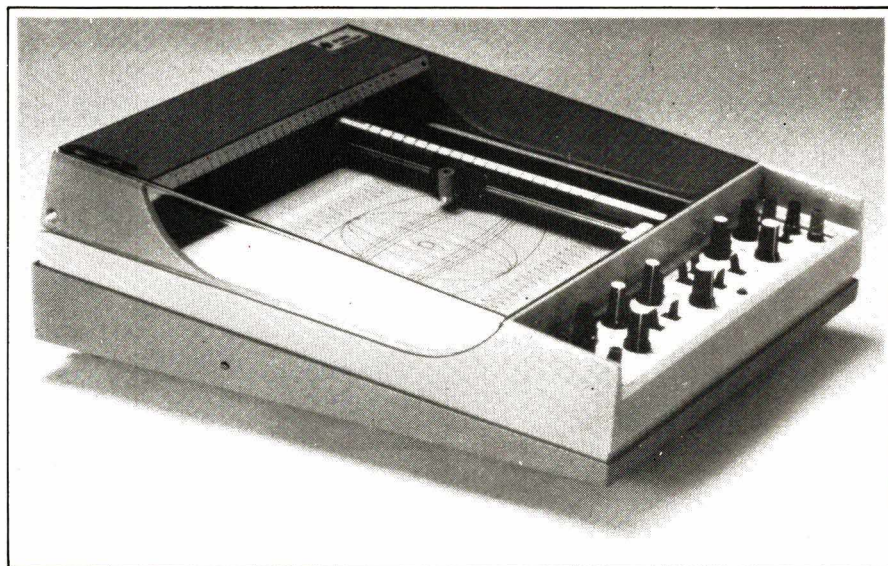
SERVICE-LECTEURS N° 051

Enregistreurs XY

Voici une gamme d'enregistreurs XY convenant à la plupart des utilisations des laboratoires et de l'industrie en général.

La nouvelle série « 60 000 » comporte trois versions d'enregistreurs XY : une version standard « Mesure » complète, une version « systèmes » simplifiée, et une version « OEM » simplifiée, à intégrer mécaniquement.

Ces appareils sont particulièrement perfectionnés par rapport aux modèles courants présents sur le marché : vitesses d'écriture de 120 cm/s en Y et 60 cm/s en X, grande précision et haute linéarité avec 18 sensibilités calibrées de



$50 \mu\text{V/cm}$ à 20 V/cm , potentiomètres de réglage de gain verrouillables assurant le recouvrement des gammes. La base de temps incorporée dans la version standard dispose de huit vitesses de balayage calibrées de $0,1 \text{ s/cm}$ à 20 s/cm .

Dans cette nouvelle série, une table très rigide élimine tout risque de mauvais alignement grâce à un système de commande des axes par câbles d'acier inoxydable fixés aux extrémités du chariot.

Des « butées électroniques » dans les deux axes protègent les appareils contre les surcharges à l'entrée. Le maintien du papier sur la table d'écriture est assuré par une fixation électrostatique très efficace, et un réticule lumineux facilite son alignement.

La possibilité de couper les servomoteurs permet de déplacer la plume en position relevée, à volonté, sans marquer le papier et sans changer les points de contrôle, pour prendre des repères ou annoter les tracés par exemple.

La plume est abaissée automatiquement sur le papier au départ du balayage, et relevée à la fin afin d'assurer le retour au point de départ à la vitesse maximum sans risque de marquage.

De ligne moderne, ces appareils sont à la fois robustes et fonctionnels : châssis métallique enveloppant d'une seule pièce, couvercle de protection pivotant en plexiglass fumé, disposition ergonomique des commandes.

Bryans.

SERVICE-LECTEURS N° 052

Générateur de fonctions

Ce générateur de fonctions « modèle 1901 » délivre des signaux : triangle, carré, sinusoïdaux, dans une gamme de fréquence de $0,1 \text{ Hz}$ à 1 MHz . Le niveau de sortie disponible est de 0 à 12 V crête/crête. Le signal de sortie peut-être atténué par un atténuateur calibré -20 dB .

Au signal de sortie on peut superposer un signal de décalage continu réglable de -5 à $+5 \text{ V}$.

L'amplificateur de sortie est entièrement protégé contre les courts-circuits accidentels ou permanents, ainsi que contre tout signal, tension ou courant pouvant lui être injecté. Ce générateur de fonctions peut être piloté à l'aide d'un signal extérieur servant de signal de modulation.

Toutefois, le modèle 1901 possède un générateur de rampe qui permet de moduler le signal dans un rapport de $1/1000$.

Le modèle « 1901 » offre une grande souplesse de réglage de modulation, grâce à la possibilité de régler avec précision la fréquence de départ ainsi que la fréquence d'arrêt. Cette possibilité est mise en évidence par la mise en action d'un bouton-poussoir servant à stopper l'évolution de la rampe de modulation.

Cette fonction « arrêt de la modulation » est très utile pour connaître avec précision les fréquences de coupure d'un filtre.

Heiden/JOD Electronique.

SERVICE-LECTEURS N° 053

Enregistreur d'instrumentation portable

L'enregistreur « SE 3000 » permet d'obtenir les performances jusqu'ici réservées aux machines de laboratoires utilisant de la bande 1 pouce.

Cette nouvelle gamme de machines portables à bande intermédiaire est modulable selon les besoins et modifiable à la convenance de l'utilisateur.

Le coût reste compétitif, qu'il s'agisse du modèle de base de 8 canaux, 1/4 de pouce comprenant 8 vitesses de 15/32 à 60 ips, ou du haut de gamme de 14 canaux, 1/2 pouce compatible IRIG.

Un modèle 4 canaux, 1/4 pouce est également proposé.



Pour simplifier le problème mécanique, le constructeur a eu recours, pour la fabrication du boîtier, à un système de moulage en « Co-Polymer ».

Le SE 3000 est un enregistreur portable 8 vitesses, qui utilise un asservissement à compensation symétrique. Cet appareil existe en version 1/2 pouce (modèle 3500) et 1/4 pouce (modèle 3250). Le transport de bande peut être utilisé seul ou accolé à un boîtier pouvant contenir jusqu'à 14 pistes.

Le choix de l'appareil est défini en fonction de la largeur de bande, de la configuration des têtes, du nombre de modules de données, des modes d'enregistrement et de reproduction, ainsi que des accessoires désirés pour étendre les systèmes de mesure.

SE Labs/EMI Technology.

SERVICE-LECTEURS N° 054

Générateurs d'impulsions et de fonctions

Ces deux générateurs d'impulsions et de fonctions se distinguent par leur simplicité d'utilisation et leurs possibilités nouvelles. Conçus pour dépasser en performances les générateurs de fonctions existants, ces deux appareils peuvent véritablement fonctionner en mode impulsif en plus de leurs fonctions standard : génération de sinusoïdes, de signaux triangulaires, carrés, de sinusoïdes et de triangles déphasés à l'origine de -90° . Plusieurs modes de déclenchement et de modulation permettent de commander extérieurement toutes les fonctions de l'instrument. Une conception nouvelle de l'utilisation, permettant la détection des erreurs, simplifie la mise en œuvre de toutes ces possibilités.

Entièrement programmable via le bus HP-IB, le « 8116A » est un produit d'avant-garde aussi bien pour l'automatisation en laboratoire que pour l'intégration dans un système complet. Sur le « 8111A », la lecture de tous les paramètres, nettement améliorée grâce à l'utilisation d'un affichage numérique, fait de cet appareil un auxiliaire indispensable en maintenance ou en laboratoire. Ces deux appareils sont, par ailleurs, extrêmement compacts, ce qui les rend précieux là où l'on ne dispose que d'un espace restreint.

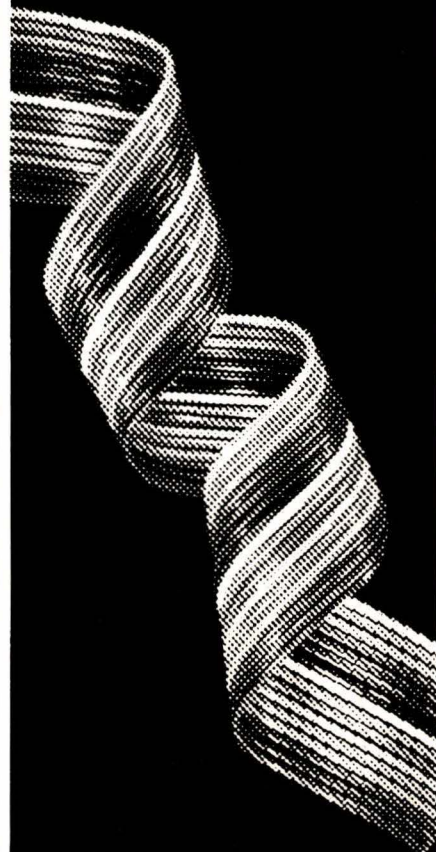
Le HP 8116A, générateur d'impulsions/fonctions entièrement programmable fonctionne sur une large gamme de fréquence comprise entre 1 MHz et 50 MHz et jusqu'à 32 V d'amplitude crête à crête. Des commandes externes telles que déclenchement, rafales ou VCO (oscillateur commandé par tension) et modulation pour toutes les formes d'onde en font un instrument d'une grande souplesse d'utilisation.

Les caractéristiques principales du HP 8111A comportent un jeu complet de fonctions et de formes d'impulsions associé à un affichage numérique des paramètres et des possibilités de détection d'erreurs. Outre ses fonctions sinusoïdes, carrés, rampes, triangles et formes d'ondes déphasées à l'origine de -90° , l'appareil fonctionne également en générateur d'impulsions.

Hewlett-Packard.

SERVICE-LECTEURS N° 055

FILS ET CABLES POUR L'ELECTRONIQUE



CONSULTEZ-NOUS

fils
mono conducteurs
pour connexions
enroulées

cables en nappe
pour connexions
auto-dénudantes
au pas de 1,27

DISPONIBLES SUR STOCK

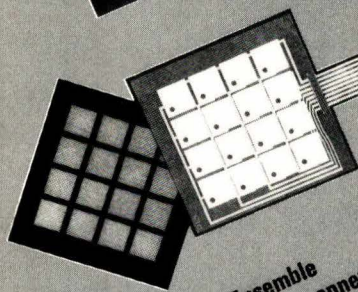
Ets BALLOFFET

1, rue Brunel - 75017 PARIS
Tél. 755.69.81 - Tx. 660844 F

SERVICE-LECTEURS N° 221

claviers souples

à membrane



Plastron-support
auto-adhésif

Ensemble
clavier-connexions

PLUS DE 50 MODÈLES STANDARD
DE 1 A 58 TOUCHES

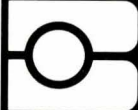
KITS

pour prototypes avec claviers
non imprimés pouvant être
marqués par l'utilisateur.
Protection transparente adh-
sive de l'inscription.

Claviers de 1-4-8-12-16 et
20 touches en commun ou
XY et réserve pour affichage
par LED.

Réalisations spéciales sur
demande.

BRADY



W.H. BRADY
Route d'Ardon
45370 JOUY LE POTIER
TELEX 780610
TEL.: (38) 45.80.65

SERVICE-LECTEURS N° 223

COMPOSANTS SOUS-ENSEMBLES

Amplificateur isolé hybride

Utilisable dans toutes les configura-
tions bitension en remplacement
du « 3656 » de Burr Brown, le
AIH 01 offre un isolement minimum
de 3 500 V, une réjection de mode
commun de 120 dB à 50 Hz sur
1 k Ω de déséquilibre, une non-linéa-
rité de 0,05 % et une stabilité de
gain de 50 ppm/°C. La conception
interne du AIH 01 permet de l'utiliser
dans toutes les formes de montage
(inverseur, suiveur, intégrateur en en-
trée, sortie en courant ou en ten-
sion). Le AIH 01 existe en deux ver-
sions, avec une dérive d'entrée de 5
ou 30 μ V/°C et une dérive de sortie
de 100 ou 300 μ V/°C suivant le mo-
dèle la bande passante est de 5 kHz
pleine échelle.

ANS.

SERVICE-LECTEURS N° 056

Circulateurs- isolateurs

Cette gamme de circulateurs et
isolateurs à ferrite à large bande a
pour originalité de pouvoir être ac-
cordés très simplement par un circuit
composé uniquement de résistances
et capacités.

Plusieurs modèles sont disponi-
bles dans la gamme 100 à
1 000 MHz, chaque circuit ayant une

gamme de fonctionnement d'un oc-
tave. Grâce aux soins apportés à la
dissipation thermique, la puissance
admissible est élevée en dépit d'un
volume très réduit.

Baptisés sous le nom exclusif
d'« Hexalators », ces circuits sont
livrés avec tous les diagrammes et
les courbes permettant une utiliza-
tion optimum.

T.D.K./Equipements Scientifi-
ques.

SERVICE-LECTEURS N° 057

Photodiodes pour fibres optiques

La « 1A130 » est une photodiode
au silicium utilisant un système de
réflexion et de réfraction à l'intérieur
du boîtier. Cela permet une faible
dégradation de l'efficacité du cou-
plage en cas de mauvais alignement
de la fibre.

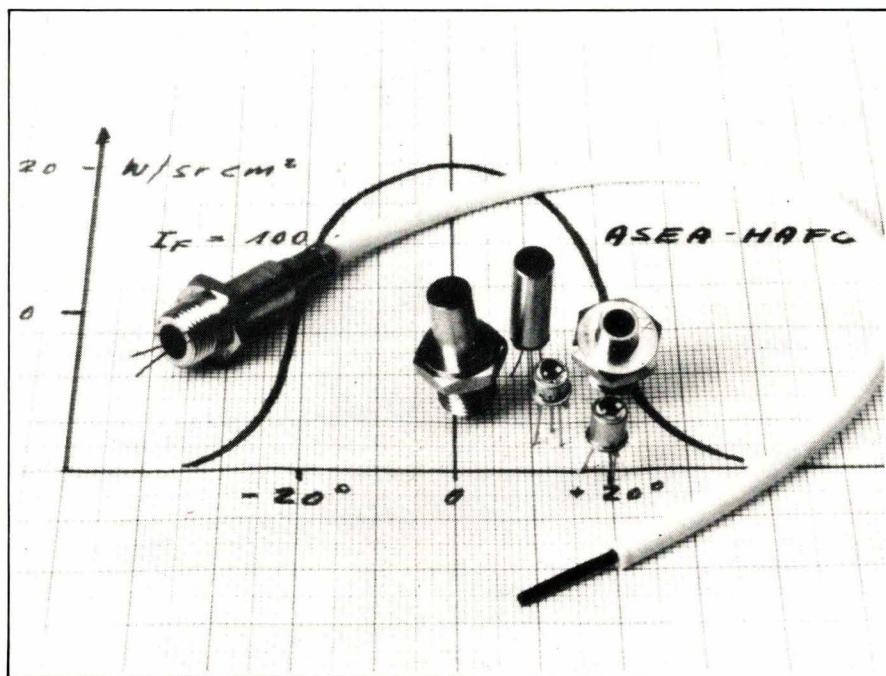
Cette photodiode présentée en
boîtier TO-18, permet de travailler
dans des conditions de stockage et
de fonctionnement dans la gamme
de - 40 à + 90 °C.

La sensibilité est de 30 μ A
/mW/cm², la réponse de 0,4 A/W,
et la vitesse de 10 ns.

Cette photodiode permet un cou-
plage optimal avec la diode d'émis-
sion 860 nm : « 1A124 ».

Asea - Hafo/CP Electronique.

SERVICE-LECTEURS N° 058



Convertisseur A/N intégrateur 16 bits

Ce convertisseur analogique-numérique haute résolution MP 2316 Analogic représente l'interface idéal entre le capteur et le processeur de traitement d'une chaîne d'acquisition de données.

Il comporte, en effet : une entrée flottante isolée : (500 V crête) RMC : 150 dB ; un amplificateur à gain programmable (13 valeurs) de ± 10 mV P.E. à ± 50 V P.E. ; un convertisseur, type double rampe 3 phases, avec verrouillage du zéro - 31 mesures/seconde à 50 Hz ; une référence interne de précision ; une sortie logique flottante et une alimentation interne par convertisseur C/C isolé et externe par une tension unique de 11 V à 16 V/80 mA.

Ce modèle « MP 2316 » bénéficie des performances suivantes :

- résolution : 0,3 μ V ;
- linéarité différentielle : $\pm 0,001$ % P.E. ;
- linéarité absolue : $\pm 0,006$ % P.E. ;
- coefficient de température gain : $+ 12$ ppm/ $^{\circ}$ C P.E., offset : $\pm 0,3$ μ V/ $^{\circ}$ C.

Analogic/Kontron-Electronic.

SERVICE-LECTEURS N° 059

Barrettes lumineuses bicolores

Voici deux innovations en matière de barrettes modulaires à DEL : ce sont des barrettes modulaires bicolores de 8,89 x 8,89 mm qui peuvent émettre soit une lumière rouge haut rendement et jaune (« HLMP-2950 ») soit une lumière rouge haut rendement et verte haute performance (« HLMP-2965 »).

Il est ainsi possible d'éclairer des légendes par transparence à partir d'une seule source lumineuse de faibles dimensions sans filtre, soit en rouge/vert, soit en rouge/jaune, un troisième état correspondant à l'extinction. Plusieurs fonctions peuvent ainsi être réunies dans un seul boîtier, ce qui permet de réserver plus de place à la visualisation d'autres informations. Le bas profil du boîtier (6,22 mm), réduit l'encombrement à l'arrière du panneau.

Quatre DEL par couleur assurent un éclairage uniforme de la surface

transparente du boîtier. Cette disposition donne une plus grande souplesse de montage en éliminant l'emploi de filtres diffusants et une meilleure protection contre les effets de contre-jour.

Chaque barrette bicolore est repérée par intensité lumineuse ainsi que par longueur d'onde dominante en ce qui concerne le jaune et le vert. Il est ainsi possible d'obtenir des panneaux avants uniformes d'aspect agréable. Les deux barrettes présentent enfin un excellent contraste éteint/allumé.

Hewlett-Packard.

SERVICE-LECTEURS N° 060

Afficheur à cristaux liquides

Ce nouveau module d'afficheur à cristaux liquides, LM 70 20160, comprend 16 digits et les points décimaux.

Ce module contient l'électronique nécessaire à la commande des cristaux liquides ; il peut être associé à la plupart des microprocesseurs existant sur le marché.

Ses caractéristiques principales sont :

- 16 digits, 7 segments avec point décimal ;
- entrée compatible CMOS/NMOS ;
- 2 circuits de commande PCE 2111 pouvant chacun commander en duplex 64 segments ; ces circuits comprennent une RAM de rafraîchissement de l'information à afficher ;
- consommation : 30 μ A en typique ;
- dimensions hors tout : 92 x 25 x 10 mm ;
- surface utile d'affichage : 65 x 12 mm ;
- hauteur des digits : 6 mm.

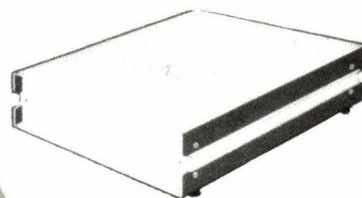
Le LM 70 20160 permet au concepteur de résoudre les problèmes de commande de connectique et d'affichage spécifiques aux cristaux liquides. Sa présentation compacte facilite l'intégration des informations pour les applications nécessitant un affichage sur une ligne de 16 digits (téléphone, péri-informatique, automatisme, etc.).

RTC.

SERVICE-LECTEURS N° 061

COFFRETS EN PROFIL D'ALUMINIUM

L 20



**Produit
TRANSISTEK**

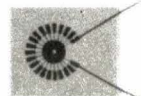
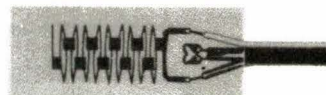
«EXCLUSIVITE»

**VP
électronique**

9, rue Gabriel-Péri - 91300 MASSY
Massy (6) 920.08.69
Grenoble (76) 93.50.64
Rennes (99) 51.88.88

SERVICE-LECTEURS N° 225

CAPTEUR DE FLUX THERMIQUE



- Mince et flexible
- Choix de sensibilité
- Calibré en unité de flux

- Etude des caractéristiques thermiques des matériaux
- Etude des déperditions de chaleur
- Contrôle de l'isolation
- Evaluation des dispositifs de chauffage et de froid
- Mise en œuvre facile
Lecture directe sur microvoltmètre

Catalogue 36614

FGP Instrumentation

84, rue Henri Prou
78340 LES CLAYES-SOUS-BOIS
Tél. 055.74.92 Telex : 695 539

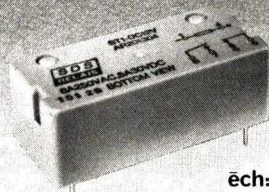
SERVICE-LECTEURS N° 224

SDS
RELAIS

UNE TECHNOLOGIE D'AVANT-GARDE

RELAIS ST

- Configuration de contact : 1 RT et 2 T
- Tension de claquage > 4 000 Veff
- Pouvoir de coupure : 8 A, 380 V, 150 W, 2 000 VA
- Contacts à ouverture forcée
- Boîtier plastique hermétique
- Monostable et bistable 1 ou 2 bobines



éch:1
DIMENSIONS : 31 x 14 x 11

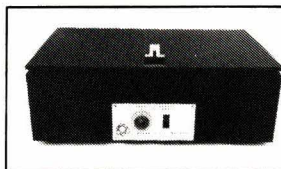
SDS - FRANCE
LA BOURSIDIÈRE - R.N. 186 - 92350 LE PLESSIS-ROBINSON
TEL. 630.35.90

DISTRIBUTEURS AGRÉÉS

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

SERVICE-LECTEURS N° 234

HERRMANN ASSOCIÉS



SF 415 Châssis à insoler
les circuits imprimés
410 x 280 mm.

Modèle SF 420 A, 560 x 300 mm

Autres modèles simple et double face.



GM 421 A
Machine à graver
les circuits
imprimés
fonctionnant

à mousse de perchlorure

Notre matériel professionnel est le moins cher du
marché international. Démonstration et docu-
mentation sur simple demande.

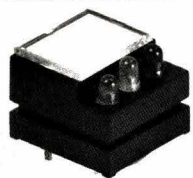
MARVYLEC ELECTRONIQUE

6, rue de la Marne, 95460 EZANVILLE
Téléphone (3) 991.30.72

SERVICE-LECTEURS N° 228

bouton poussoir

|| **MINI-TAST** ||



- exécution à retour ou à enclenchement
- 1 ou 2 contacts inverseurs
- puissance de coupure 6 à 15 W
- peuvent être équipés de 1 - 2 ou 3 diodes
- gravure interchangeable

SIEMELEC

134, rue de Tocqueville 75017 Paris
Tél. 267.13.17 - Télex 290066

SERVICE-LECTEURS N° 231

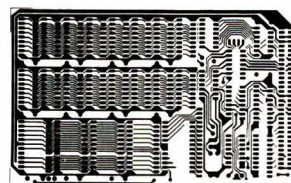
PROBLEMES CIRCUITS IMPRIMES ?...

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° 232

INDEX DES ANNONCEURS

ADRET.....	26	I.S.C.....	101
AFORP-AFORTEC.....	101	ITT CANNON.....	118
ALMEX.....	86	ITT SEMI-CONDUCTEURS.....	42
BALLOFFET.....	129	IUT DE CRETEIL.....	133
B.F.I.....	49, 85, 4 ^e couv.	JAHNICHEN.....	41
BLANC MECA.....	40	KEITHLEY.....	39
BRADY.....	130	MARVYLEC.....	132
DIGITAL EQUIPMENT.....	67	MÉTRIX.....	3 ^e couv.
DIODE.....	40	SDS.....	41, 132, 133
ELECTRO CONCEPT.....	41	SELFCO.....	58
ELEXO.....	50, 76	SIEMELEC.....	132
E.T.S.F.....	134	SOAMET.....	66
EURELEC.....	102, 122	SDS.....	41, 132, 133
FACOM.....	70	SYSTRON DONNER.....	126
F.G.P.....	49, 131	TELESOFT.....	68, 69
GALLEZ.....	132	TEXAS.....	66
I.C.I.....	2 ^e couv.	V.P. ELECTRONIQUE... 25, 49, 131	

SDS

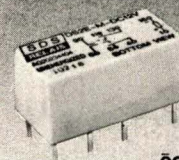
RELAIS

UNE TECHNOLOGIE D'AVANT-GARDE

RELAIS DS

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

RELAIS POUR
TELEPHONIE ET
TELEMATIQUE



éch:1

DIMENSIONS : 20 x 9,9 x 9,8

SDS - FRANCE
RELAIS

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

SERVICE-LECTEURS N° 244

DISTRIBUTEURS AGRÉÉS

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

HERRMANN ASSOCIÉS

formation complète sur les techniques à microprocesseurs

Le Laboratoire MICROPROCESSEURS de l'Institut Universitaire de Technologie de Créteil organise un cours complet d'informatique industrielle.

CONTENU DU STAGE :

- * Cours matériel : étude des architectures à microprocesseurs (6800 - 6809)
- * Cours logiciel (assembleur, éditeur de texte ...)
- * Cours entrée/sortie : (ACIA - PIA - timer programmable ...)
- * Travaux pratiques : carte D5 de MOTOROLA - CNA - moteur pas à pas - émission TTY par ACIA ...)

PEDAGOGIE :

Les enseignements sont assurés par des Ingénieurs enseignants. Début du stage 2ème semaine de Janvier 82. Durée du stage 15 semaines à raison de 4 heures par semaine.

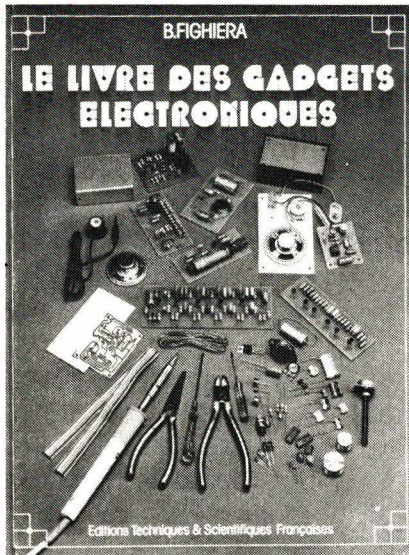
Renseignements et inscriptions:
INSTITUT UNIVERSITAIRE DE TECHNOLOGIE
DE CRETEIL - UNIVERSITE PARIS XII -
Avenue du Général de Gaulle 94010 CRETEIL Cedex

899.80.40

SERVICE-LECTEURS N° 245

UT
CRETEIL

Un livre cadeau original



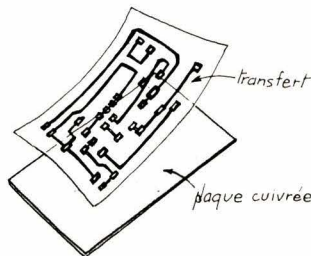
Dès l'âge de 12 ans,

les jeunes se passionnent pour les réalisations électroniques d'initiation qui présentent l'avantage d'être vivantes, animées et amusantes.

Aussi la sortie d'un tel livre arrive-t-elle à son heure, surtout si ce livre prend par la main l'amateur jusqu'à la réussite d'un montage, et lui laisse ensuite le loisir d'aborder d'autres réalisations plus sophistiquées.

L'originalité du livre repose cependant sur l'utilisation d'une feuille de transfert spéciale destinée à la fabrication des circuits imprimés en gravure directe.

Une nouveauté astucieuse



Le transfert se frotte avec un crayon tendre sur la plaquette cuivrée. Dès le dessin déposé, l'ensemble se plonge dans un liquide qui ronge le cuivre aux endroits non protégés par le transfert. On obtient alors un véritable circuit imprimé.

Chaque livre, et on peut l'appeler livre à juste titre (couverture cartonnée, format 190 x 260), comporte une feuille de transfert autorisant 6 circuits imprimés qui permettent par association quatorze montages « tremplin ». Dans ces conditions, et à l'aide de peu de composants, l'amateur parviendra, à moindre frais, à un maximum de possibilités.

Sommaire du livre

Les pièces de montage

- Identification de tous les éléments ou composants entrant dans les réalisations décrites.
- Le matériel nécessaire et la méthode d'application du transfert direct ; quelques conseils.
- Les principaux symboles et les diverses unités.
- Liste de quelques revendeurs Paris/Province.

Les montages « tremplin »

- L'amplificateur de base.
- L'amplificateur téléphonique.
- L'interphone.
- Le module récepteur.
- La sirène à effet st. atial.
- L'alimentation universelle.
- Le déclencheur photo-électrique.
- Le faisceau infranchissable.
- Le détecteur de température.
- Le détecteur d'humidité.
- Le détecteur de secousses.
- Le temporisateur.
- Le jeu de réflexes.
- L'orgue miniature avec vibrato.

Au total 35 montages passionnants et clairs.

Une nouvelle présentation, beaucoup plus claire et agrémentée de très nombreux croquis, de la couleur très attrayante, des composants disponibles partout, et la feuille transfert inciteront, compte tenu du prix, de très nombreux amateurs débutants ou non, à s'offrir ce plaisir.

■ Un livre de 128 pages, format 190 x 260, couverture cartonnée et pelliculée, nombreuses illustrations en couleur.

Veuillez m'expédier 1 exemplaire du

LIVRE des GADGETS ELECTRONIQUES
au **PRIX de LANCEMENT** (avec feuille TRANSFERT)
60 F + 16 F (frais d'envoi) Rdé

Je joins à ce bulletin mon **REGLEMENT** de 76 F

par ☐ Chèque bancaire

☐ C.C.P. 3 volets

☐ Mandat

à l'ordre de la
LIBRAIRIE PARISIENNE
de la RADIO
C.C.P. 4949-29

N'inscrire qu'une lettre par case. Laisser un vide entre 2 mots. Merci

Nom : _____

Prénom _____ Joindre étiquette de notre enveloppe

Résidence _____

N° et Rue _____

_____ Code postal _____

Ville _____

N'inscrire qu'une lettre par case. Laisser un vide entre 2 mots. Merci

Nom : _____

Prénom _____ Joindre étiquette de notre enveloppe

Résidence _____

N° et Rue _____

_____ Code postal _____

Ville _____

SANS OBLIGATION d'ACHAT je désire recevoir les catalogues nouveautés concernant

- ☐ Montages d'initiation et gadgets
- ☐ Technologie - Techniques et applications
- ☐ Microprocesseurs - Micro-ordinateurs
- ☐ Sono - Hi-Fi - Musique électronique
- ☐ Radio - TV - Dépannage
- ☐ Emission amateur - C.B.
- ☐ Radiocommande

Bulletins à retourner à la **Librairie Parisienne de la Radio**, 43, rue de Dunkerque, 75480 PARIS Cedex 10

CARRE 0195



MX 563

=====

3 1/2 DIGITS

0,1 %

RMS, DB, CRÊTE,

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

RSCG/Leblond-Moiron-Thi

Ils sont quatre. Quatre multimètres numériques pour tous les usages, adaptés à tous les prix. On les appelle déjà les quatre as, parce qu'ils offrent de nombreuses fonctions nouvelles (décibel, température, crête, fréquence, beeper, diode, continuité), parce qu'ils sont légers, faciles à manipuler, parce que ce sont des as du design : prise en main, stabilité, facilité de lecture par écran incliné. Parce que, pourquoi pas, ils sont beaux.

Avec quatre appareils, on peut sélectionner les performances les mieux adaptées à l'utilisation, comme le nombre de points (2.000 ou 20.000) ou la précision (jusqu'à 0,05%) ou RMS et valeur moyenne.

Les quatre multimètres numériques METRIX ont plein d'idées nouvelles, changent d'allure et sont à la pointe de l'innovation.

Avec METRIX, les multimètres numériques sont en pleine forme.

ITT Composants et Instruments

Division Instruments Metrix
Chemin de la Croix-Rouge - BP 30 F74010 Annecy Cedex
Tél. (50) 52 81 02 - Télex 385 131

Agence de Paris
157, rue des Blains - BP 124 F 92220 Bagneux Cedex
Tél. 664 84 00 - Télex 202 702

metrix

Metrix, la puissance industrielle au service de la mesure.

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