

ELECTRONIQUE

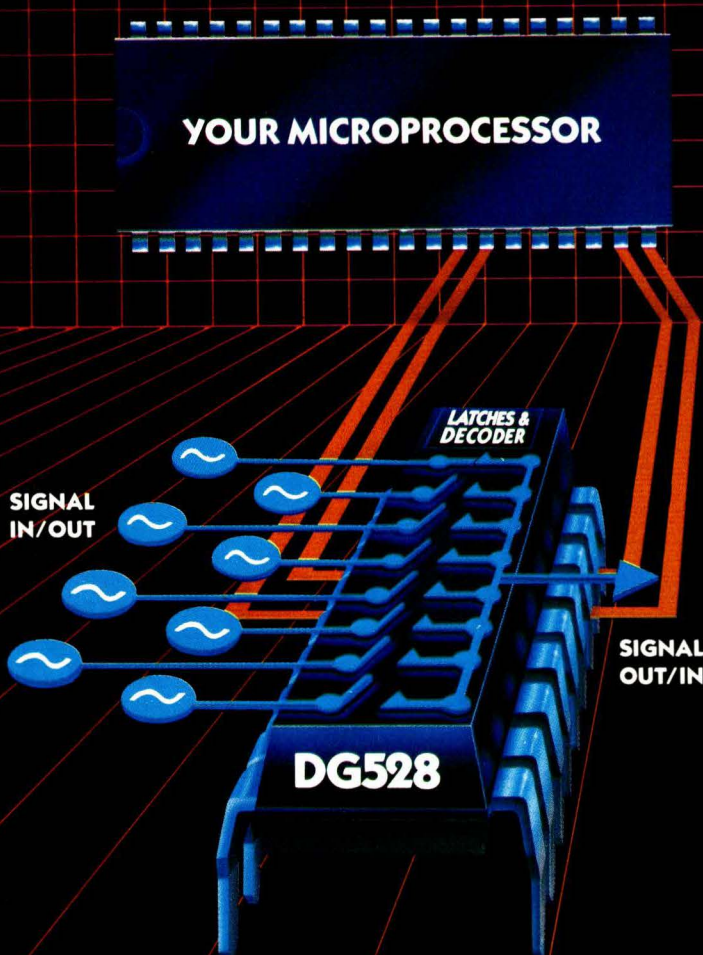
APPLICATIONS

Bimestriel N° 25 - 18 F

Août-Septembre 1982



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



Fabriqués à partir de notre process CMOS, nos multiplexeurs/démultiplexeurs à latch simplifient l'interface microprocesseur.

Plus de mesures, moins d'attente: Maintenant vous pouvez utiliser votre microprocesseur pour contrôler les signaux analogiques sans le maintenir en boucle d'attente. Ceci est d'une simplicité enfantine avec nos multiplexeurs/démultiplexeurs CMOS DG 528/DG 529. Ces produits sont les premiers du marché à réunir une compatibilité microprocesseur et un réseau de bascules dans un boîtier DIL 18 broches.

Une compatibilité TTL vraie

Les circuits DG 528 et DG 529 vous donnent une compatibilité TTL vraie. Le DG 528 est un multiplexeur 8 canaux en 1 permettant le multiplexage de signaux jusqu'à ± 15 V d'amplitude. Le DG 529 offre une version deux fois 4 canaux différentiels.

Sécurité jusqu'à 44 V !

Notre process haute tension CMOS PLUS 40 permet à ces multiplexeurs de supporter en toute sécurité les transitoires des alimentations jusqu'à 44 V. Leurs entrées digitales sont protégées contre les décharges électrostatiques et présentent une haute immunité aux bruits.

Un mux pour plusieurs raisons.

Les nouveaux DG 528/DG 529 apportent une réduction significative en dimensions, poids et coûts pour une grande variété d'applications, incluant l'acquisition de données le contrôle de l'environnement, les communications, les systèmes aéronautiques et les équipements de test automatique.

Découvrez-en plus sur nos deux nouveaux et excitants circuits de multiplexage compatibles microprocesseur.

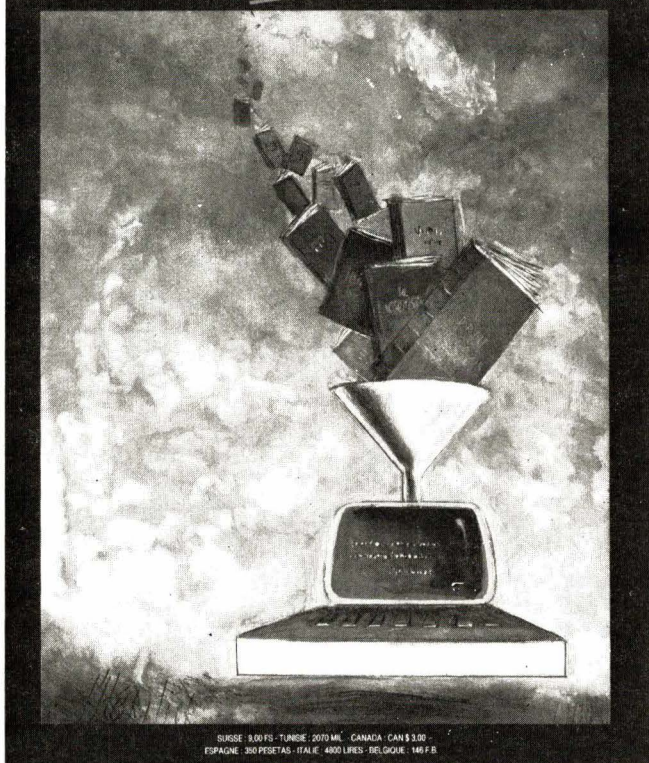
Contactez-nous à:

SILICONIX, 70 avenue du Général de Gaulle
Echat 660 - 94022 - CRETEIL CEDEX
téléphone: 16 (1) 377 07 87

Siliconix
l'innovation technologique

La réunion fait leur force

une compatibilité microprocesseur et un réseau de bascules dans le même boîtier



SURSE 8.00 FS - TUNISIE 2070 MIL - CANADA CAN 8.3.00 -
ESPAGNE 350 PISSETAS - ITALIE 4800 LIRE - BELGIQUE 146 F.B.

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

Société anonyme au capital de 1 950 000 F
Siège social : 43, rue de Dunkerque, 75010 Paris



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

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

Rédacteur en chef : **Jean-Claude Roussez**
Coordinateur technique : **Jean-Marc Le Roux**
Maquette : **Michel Raby** Couv. : **Gilbert L'Héritier**

Ce numéro a été tiré à
60 000 exemplaires

Abonnements : 2 à 12, rue de Bellevue, 75019 Paris.
1 an (6 numéros) : 87 F (France) - 117 F (Étranger).

Publicité :

Société Auxiliaire de Publicité - Tél. : 200.33.05
2 à 12, rue de Bellevue, 75940 Paris Cédex 19.
Responsable international de la publicité :
Michel Sabbagh
Chef de publicité : **Francine Fohrer**

Copyright 1982 - Société Parisienne d'Édition
Dépôt légal : Juillet 1982 N° éditeur : 993

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

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

Distribué par SAEM Transports Presse

Imprimerie Edicis, 91019 EVRY

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

Applications

Conception d'une unité de visualisation	29
Une application des circuits CCD : un microdensitomètre de laboratoire	45

Energie

Le projet LEP : aux confins de la structure de la matière	85
--	----

Médical

Qu'est-ce que la bio-électronique ?	76
-------------------------------------	----

Mesure

La photographie des oscillogrammes	53
Statistique élémentaire des composants électroniques	59

Micro informatique

Des caractères « maxi » pour votre « mini »	21
Un « labyrinthe TV »	25
Réalisation d'un automate programmable (2)	35

Réalisation

Un générateur multiplex FM stéréo (2)	5
Un télérupteur téléphonique	27

Technologie

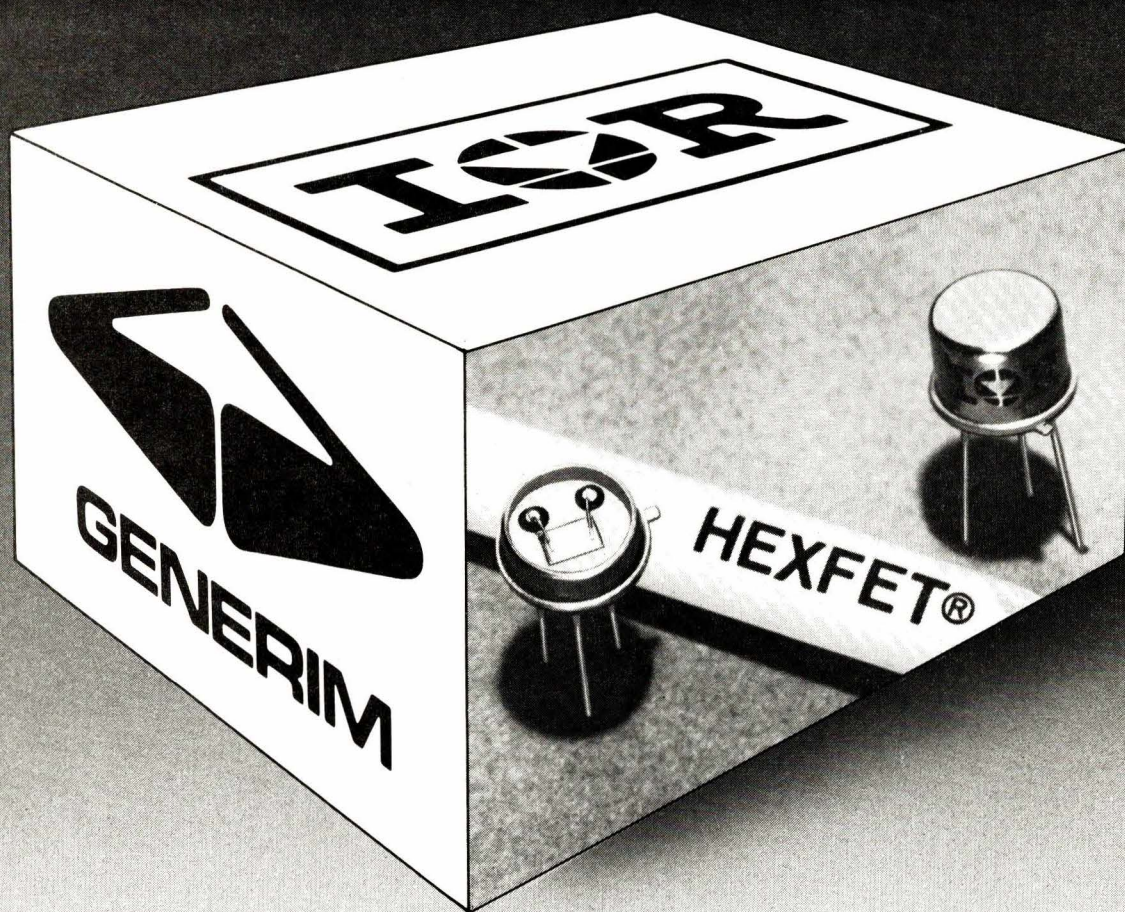
Après les MSI, LSI, VLSI... cap sur les circuits ULSI	12
Le silicium amorphe : des applications d'avenir	67
Les résistances de précision	103

Les mots croisés d'« Electronique Applications »	34
Schémathèque	95
Calendrier	94
Bibliographie	99
Nouveautés	107

Cartes « Service-Lecteurs »	115-116
-----------------------------	---------

Ont participé à ce numéro : J. Avril, J. Ceccaldi, F. de Dieuleveult, H. Dobson, D. Ferrand, P. Gueulle, S. Huan, L. Lacau, J. Pintaske, P. Porta, R. Rateau, J. Sabourin, J. Trémolières.

les bons côtés du HEXFET® en boîtier TO 39



côté marque

INTERNATIONAL RECTIFIER leader incontesté en transistors mosfet de puissance élargit sa gamme et vous propose une nouvelle famille de HEXFET offrant des performances inégalées dans un boîtier métallique de faibles dimensions.

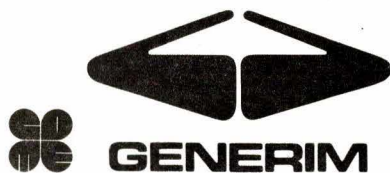
côté produits

	V _{DS}	R _{DS} (ON)
IRFF 110	100 V	0,6 Ω
IRFF 111	60 V	0,6 Ω

- deux transistors qui vous permettent de couvrir tous vos besoins existants en mosfet de moyenne puissance en boîtier TO 39.
- fabrication européenne (homologation CECC en cours).

côté distribution

- assistance technique pour la définition des besoins.
- produits disponibles sur stock chez Generim.
- délais courts pour des séries importantes.
- bulletin technique PD 9343 expédié sur simple demande.



Z.A. de Courtabœuf, avenue de la Baltique
BP 88 - 91943 Les Ulis - Cedex
tél. (6) 907.78.78 - télex Generim 691 700 F

distributeur de



INTERNATIONAL RECTIFIER

Réalisation

Réalisation d'un générateur multiplex FM stéréo

(deuxième partie)

Après quelques rappels sur le procédé de codage stéréo et la génération des signaux, la première partie de cette étude (« Electronique Applications » n° 23) a donné les critères de conception d'un générateur FM stéréo.

Dans cette seconde partie, il sera question, essentiellement, des procédures de mise au point et des réglages à effectuer.

Quelques idées d'extension – pouvant aller jusqu'à la constitution d'une station d'émission FM – sont également proposées par l'auteur.

Les alimentations

Le générateur multiplex fonctionne avec trois tensions d'alimentation différentes : + 12 V, - 12 V et - 8 V. Tous les amplificateurs opérationnels et l'ICL 8038 sont alimentés en ± 12 V, le circuit C-MOS bascule JK en 0, + 12 V et le modulateur en anneau en + 12 V, - 8 V. Ces trois tensions sont stabilisées par trois régulateurs appropriés : IC₁₆, IC₁₇ et IC₁₈, recevant une tension continue provenant du redressement d'un secondaire 2 x 14 V - 100 mA.

Mise au point et réglages

Tous les composants sont implantés sur une carte imprimée simple face aux dimensions de 253 x 163 dont le tracé des pistes est donné à la figure 11. Le générateur multiplex comporte un grand nombre de réglages, mais la mise au point ne nécessite qu'un oscilloscope, un multimètre numérique et un fréquencemètre. Toutes les opérations de réglage sont pratiquement indépendantes, mais il est

préférable et logique d'opérer de la manière suivante.

Réglage de l'additionneur R₅, R₇, et du soustracteur R₉, R₁₁

Appliquer sur l'entrée gauche une tension V sinusoïdale de fréquence 1 kHz, et d'amplitude 200 mV, et sur l'entrée droite une tension nulle ; placer R₅ en position médiane et mesurer la tension de sortie V₁ de l'amplificateur opérationnel IC₃. Appliquer ensuite cette même tension simultanément sur G et D, R₇ sera réglé pour lire à la sortie de IC₃ une tension V₂, double de la valeur mesurée précédemment : V₂ = 2V₁. L'additionneur est alors réglé, et il ne sera plus nécessaire de retoucher R₅ et R₇. Le soustracteur se règle tout aussi simplement : on applique sur l'entrée gauche V = 200 mV et sur l'entrée droite V = 0, puis on règle R₉ de manière à lire, à la sortie de IC₄, le même V₁ que pour l'additionneur. Avec la même tension, V = 200 mV sur les entrées gauche et droite, on ajuste R₁₁ pour zéro, ou un minimum de quelques mil-

ivolts à la sortie de IC₄; R₉ et R₁₁ sont réglés et peuvent être, dès maintenant, immobilisés.

Relevé des courbes caractéristiques des filtres actifs

En relevant les courbes des filtres de préaccentuation et passe-bas, on s'assure de la similitude des courbes d'une voie par rapport à l'autre, et d'une bonne conformité par rapport aux courbes théoriques des figures 7 et 8. La courbe de la figure 12 correspond à la courbe de préaccentuation effectivement mesurée sur le prototype ; elle ne diffère que de valeurs inférieures à 0,2 dB de la courbe théorique. La courbe de la figure 13, par contre, diffère très nettement du tracé obtenu par le calcul, cette différence est due aux approximations entraînées par le choix de composants de valeurs standards : série E 24. L'écart de + 2 dB entre 12 et 13 kHz est lié à la différence de 10 % entre la valeur calculée et la valeur choisie, 300 pF et 330 pF, pour C₅ ; et 10 % sur C₇ : 1,5 nF au lieu de 1,65 nF.

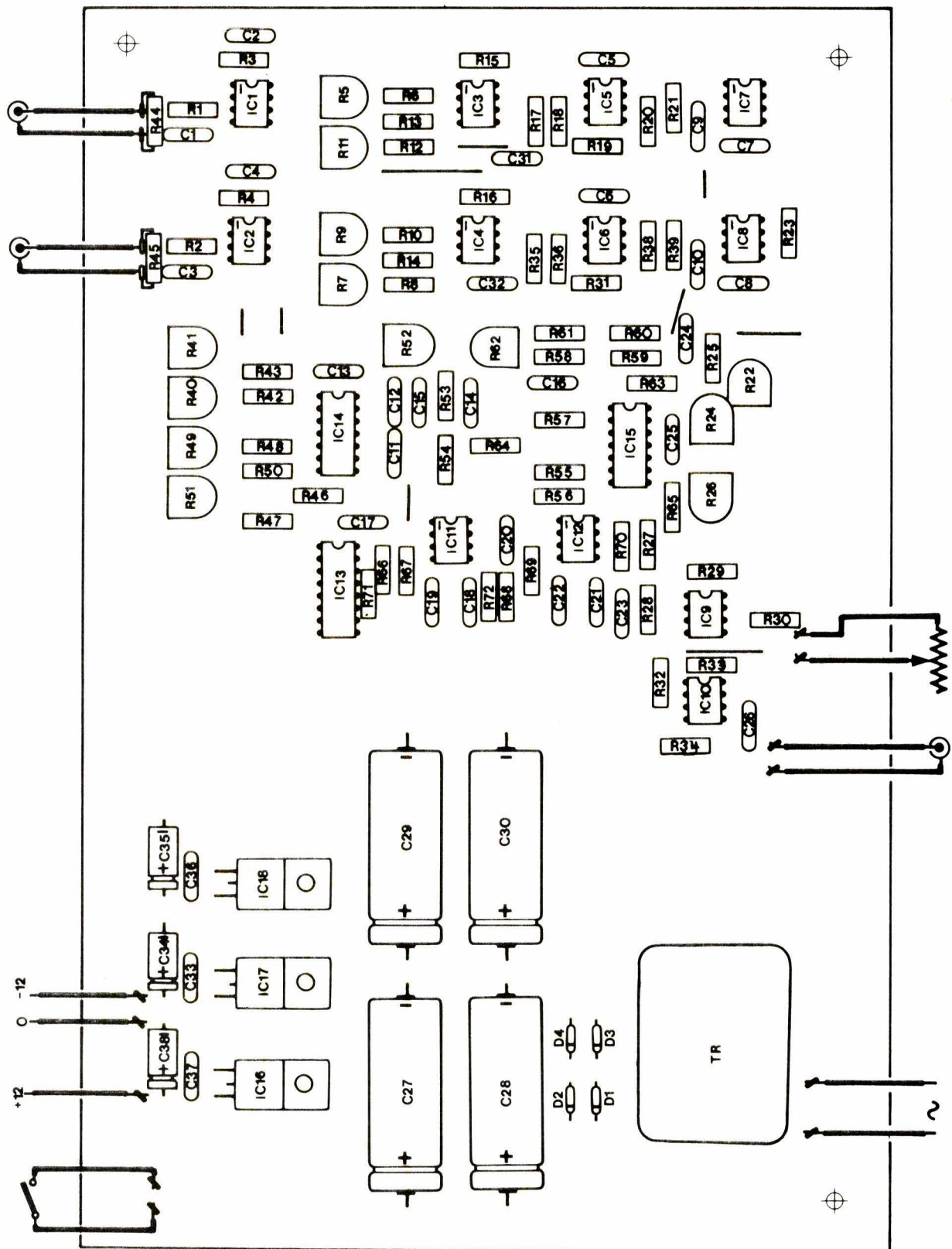


Fig. 11. – Plan d'implantation des composants du générateur multiplex.

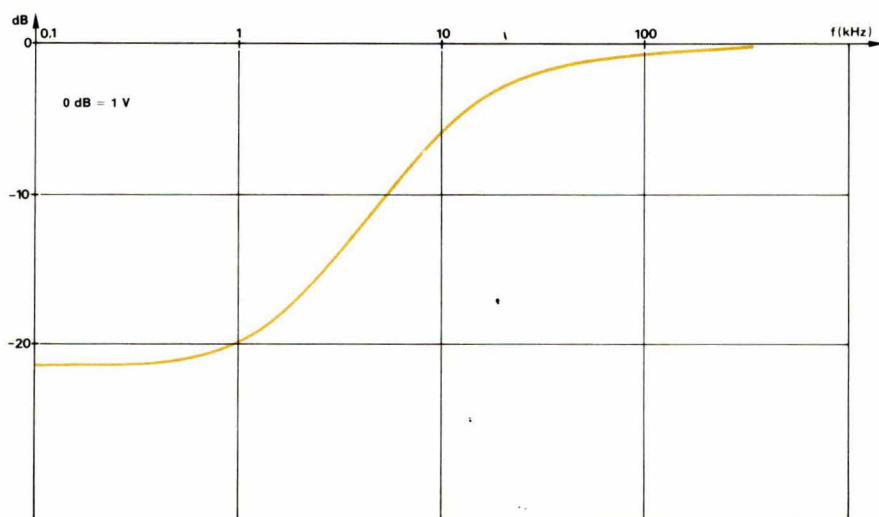


Fig. 12. – Aspect réel de la courbe de préaccentuation.

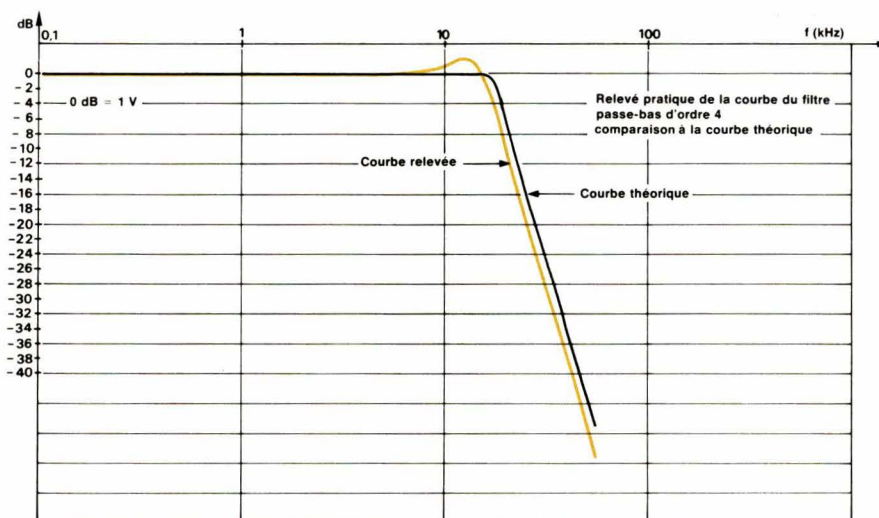


Fig. 13. – Aspect réel de la courbe de réponse du filtre passe-bas.

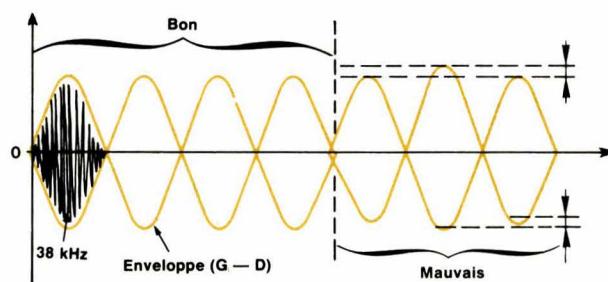


Fig. 14. – Réglage du modulateur équilibré.

Si cet appareil doit être utilisé par des mesures extrêmement précises, il va sans dire que tous les composants du filtre pourront être remplacés avantageusement par des composants de précision : résistances à couche métallique 1 % et condensateurs au mylar 1 %. Dans le cas d'un appareil de test ou de maintenance, la précision apportée par des composants à 5 % est suffisante.

Réglage des signaux à 19 et 38 kHz

La fréquence porteuse à 38 kHz est ajustée au moyen de R_{49} et R_{51} , les résistances totales entre la broche 4 et +12 V puis entre la broche 5 et +12 V devront être identiques puisqu'elles déterminent à la fois le rapport cyclique et la fréquence de la tension de sortie. Les curseurs des potentiomètres ajustables R_{49} et R_{51} auront donc une position définitive aussi semblable que possible. On ajustera ensuite la symétrie du signal au moyen de R_{40} et R_{41} , en visualisant la sortie 9 de IC_{14} ; il est inutile de chercher un réglage optimal, un ajustage grossier suffit dans l'immédiat, celui-ci devant être repris après accord de R_{52} et R_{62} . R_{52} est simple à ajuster. La sonde de l'oscilloscope étant branchée sur la broche 10 de IC_{15} , on tourne R_{52} pour obtenir un signal d'environ 100 mV. Les courbes de la photo 1 montrent l'aspect des signaux rectangulaires à la broche 9 de IC_4 et à la broche 1 de IC_{13} qui peut être utilisé pour déclencher un fréquencemètre et ajuster parfaitement la fréquence du pilote : 19,000 kHz.

Réglage du modulateur équilibré

On appliquera sur les entrées gauche et droite le même signal, par exemple un signal sinusoïdal de fréquence 1 kHz et d'amplitude $V = 200$ mV ; on règle R_{62} pour obtenir le signal minimum en sortie du modulateur. En effet, dans ce cas, $G - D$ est nul et il ne reste que la porteuse à 38 kHz dont la suppression est ajustée par le potentiomètre R_{62} . Le signal précédent sera ensuite injecté sur l'une des entrées, soit l'entrée droite, soit l'entrée gauche ; $G + D$ et $G - D$ prennent alors des valeurs différentes de zéro et l'on reprendra si besoin est le réglage de R_{40} et R_{41} en visualisant

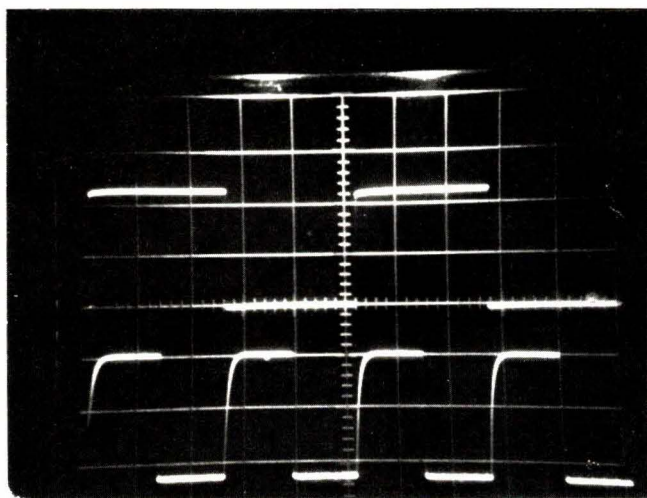


Photo 1. — Visualisation des signaux rectangulaires à 19 et 38 kHz aux broches 1 de IC 13 et 9 de IC 14.

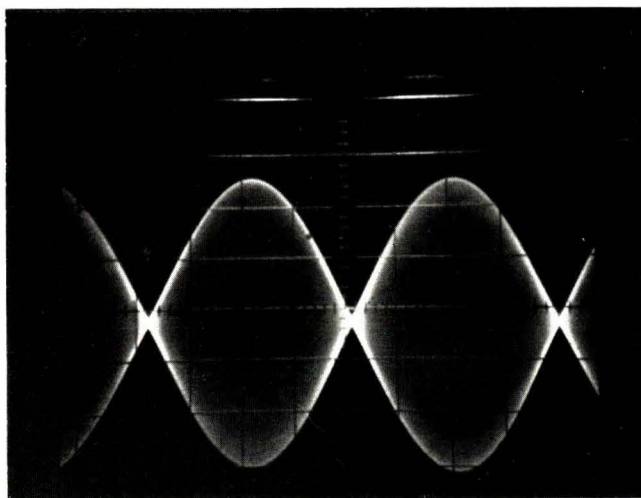


Photo 3. — Signal de sortie du modulateur équilibré en signal sinusoïdal.

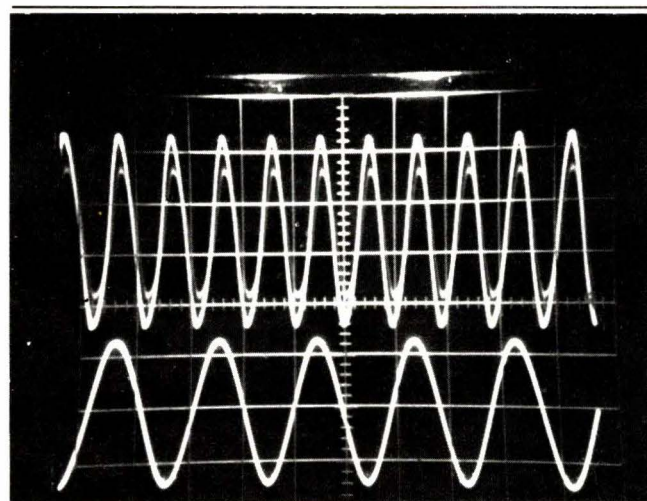


Photo 2. — Visualisation des signaux sinusoïdaux à 19 et 38 kHz aux broches 2 de IC 14 et aux bornes de C 23.

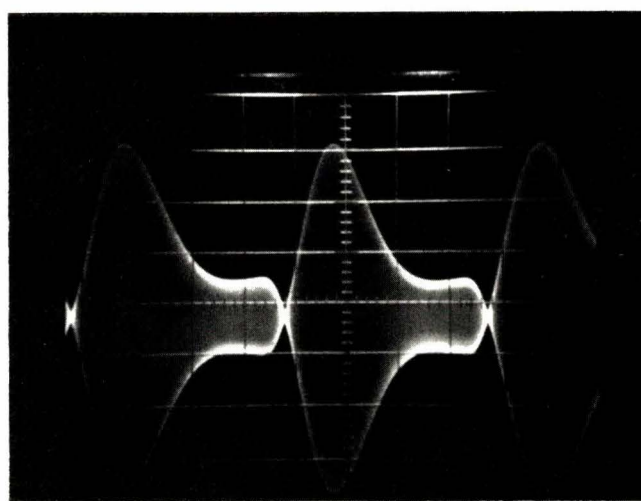


Photo 4. — Signal de sortie du modulateur équilibré en signal rectangulaire.

la sortie du modulateur, broche 12 de IC₁₅, et en s'appuyant sur les courbes obtenues à la **photo 3** et à la **figure 14**. La **photo 4** montre l'effet apporté par la préaccentuation à 75 μ s et le filtre à 15 kHz sur un signal rectangulaire de fréquence $f = 4$ kHz. Avec la **photo 2**, représentant les signaux sinusoïdaux 19 et 38 kHz, on remarque l'absence de distorsion sur le 19 kHz, le filtre actif remplissant bien sa fonction.

Réglage du sommateur

R_{22} , R_{24} et R_{26}

Ce réglage a pour but l'affectation des différents coefficients 0,1 ; 0,225 et 0,45 aux différentes composantes du signal composite : 19 kHz, G - D et G + D.

Avec les valeurs utilisées pour le prototype, le signal à 19 kHz présent aux bornes de C₂₃ vaut 1,5 V crête-à-crête et R_{26} a été réglée de manière à

obtenir 0,380 V crête-à-crête en sortie de IC₉. Ces 380 mV représentent donc 10 % du signal composite. Les 45 % correspondant à la voie G + D sont représentés par 1,71 V crête-à-crête de signal basse fréquence.

R_{22} sera réglé en éliminant la composante à 19 kHz, IC₁₃ et IC₁₄ absents de leur support par exemple. Puis, en injectant un signal BF $f = 1$ kHz, d'amplitude telle que la tension de sortie de IC₃ vaut 1 V crête-à-crête, on règle R_{22} de manière à avoir un signal à 1 kHz valant 1,71 V crête-à-crête en sortie de IC₉. Puis, pour cette même tension de 1 V, aux sorties IC₃ et IC₄, on mesure la tension crête-à-crête du signal de sortie du modulateur équilibré, et l'on règle R_{24} de manière à avoir 0,855 V crête-à-crête en sortie de IC₉.

Utilisation du générateur multiplex

Le générateur a été couplé à un

synthétiseur de fréquence dont le schéma synoptique est donné à la **figure 15** et que nous aurons peut-être l'occasion de décrire dans un prochain article. Ce synthétiseur est conçu à partir des circuits intégrés RTC HEF 4750 et HEF 4751. Le VCO comporte deux entrées de commande ayant des gains, exprimés en Hz/V, différents ; la première des entrées est destinée à l'asservissement, la seconde est l'entrée de modulation et a le gain le plus faible.

La fréquence naturelle de la boucle devra être choisie de manière à être très inférieure à la fréquence minimale de la bande à transmettre, soit 30 Hz. Des valeurs de l'ordre du hertz conviennent parfaitement, le PLL asservit alors la fréquence de sortie du VCO, fréquence centrale, à un multiple de la fréquence de référence ou fréquence de comparaison. En choisissant une fréquence naturelle de boucle inférieure à 5 Hz, et en ayant un signal modulant de fréquence supérieure à 30 Hz, l'asservissement ne perturbe pas le signal à transmettre.

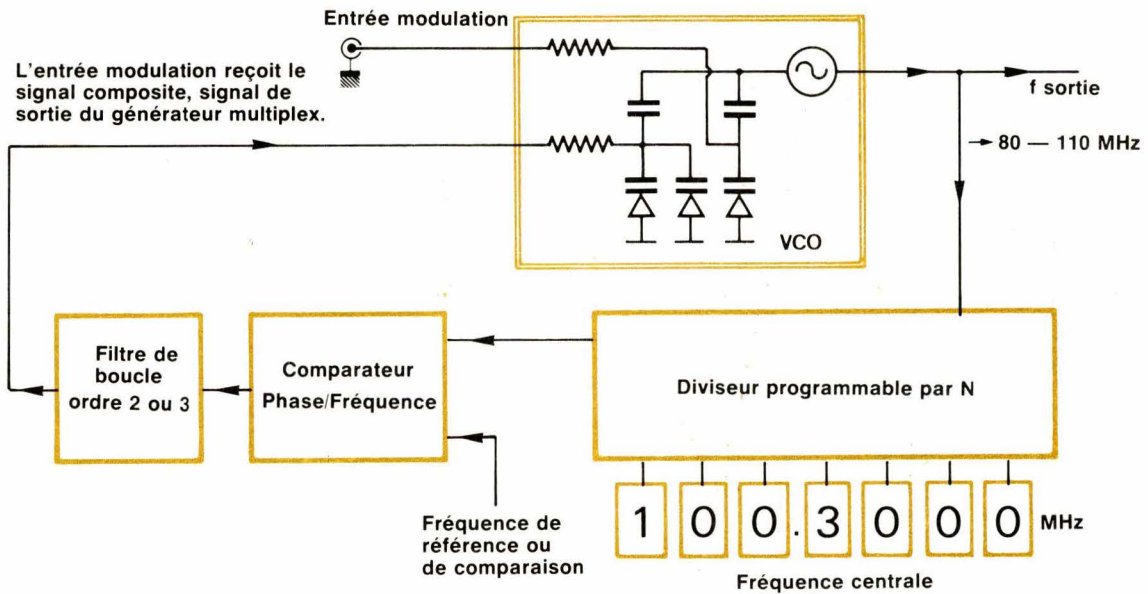


Fig. 15. — Couplage du générateur multiplex à un synthétiseur de fréquence.

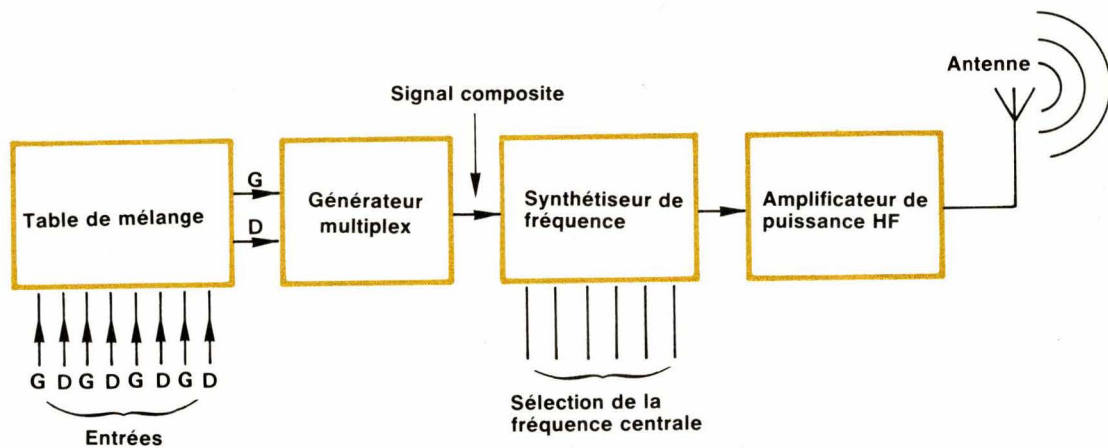


Fig. 16. — Insertion du générateur multiplex dans une chaîne d'émission.

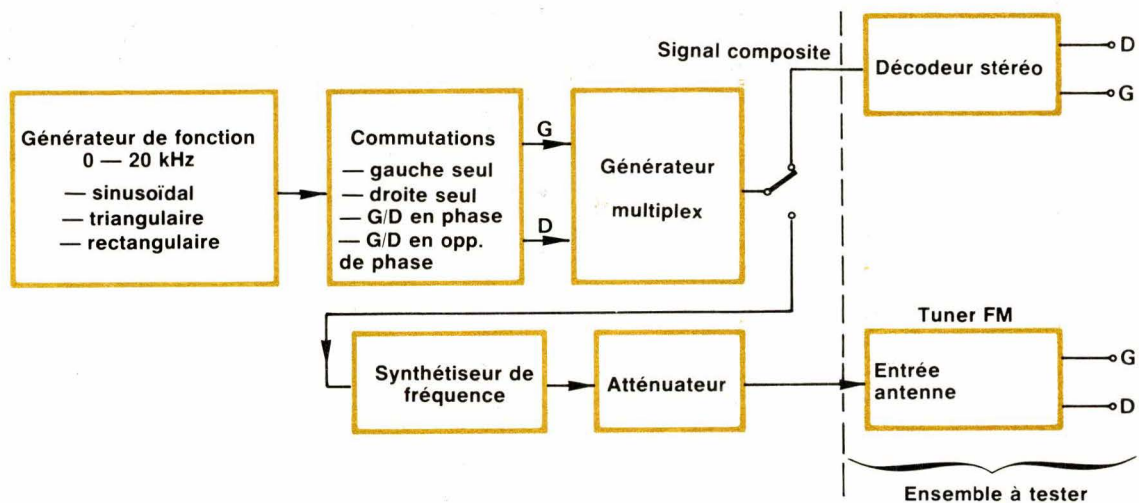
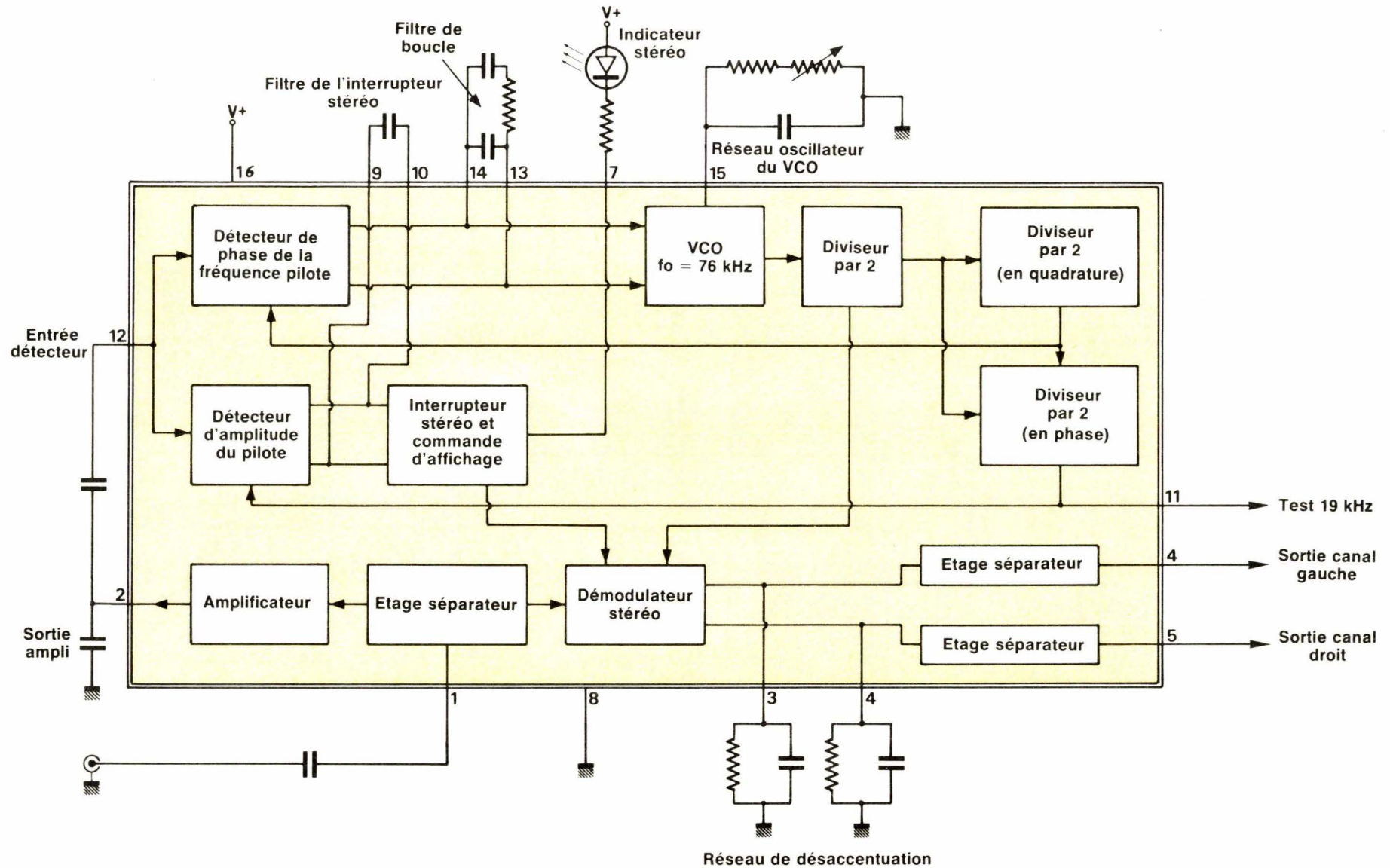


Fig. 17. — Montage de test pour les tuners FM ou les décodeurs stéréo.

Fig. 18. - Synoptique du générateur de test.



Réalisation

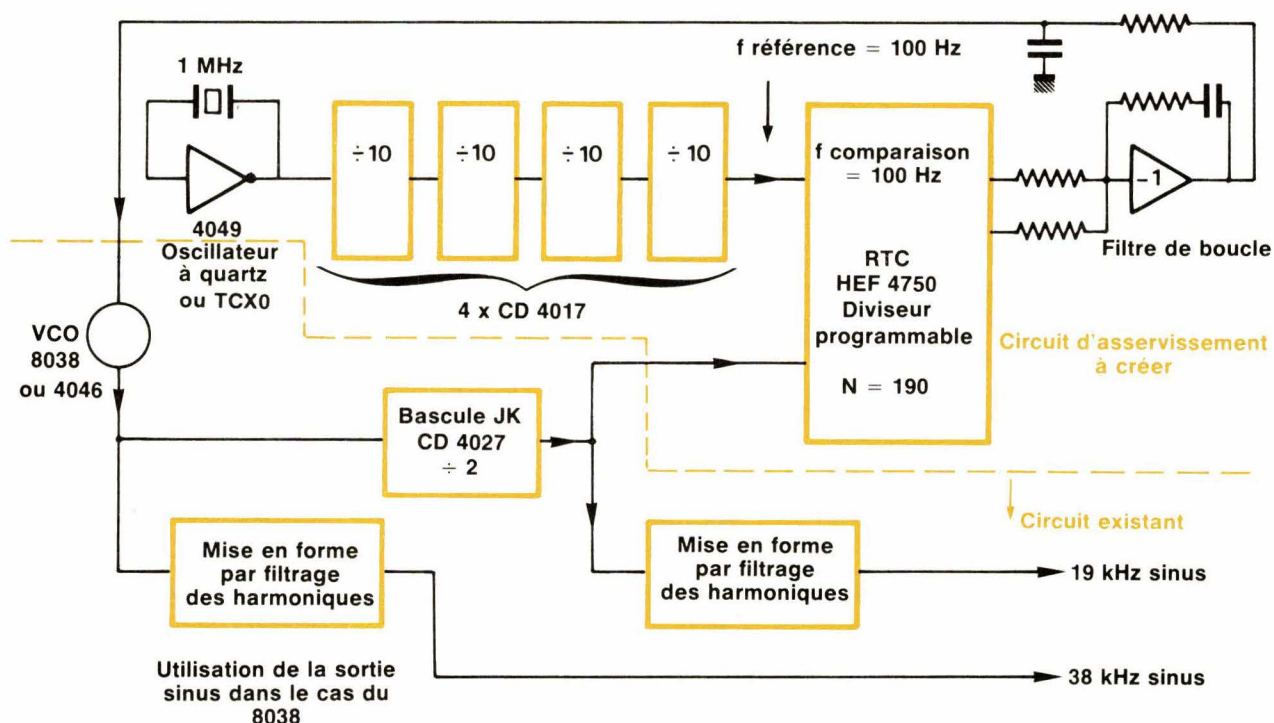


Fig. 19. — Génération des fréquences 19 et 38 kHz par asservissement sur une horloge à quartz.

Ceci nous amène tout naturellement à la constitution d'une station d'émission en mode stéréophonique dont le schéma synoptique est donné à la figure 16. Les signaux issus de la table de mélange attaquent l'entrée du générateur multiplex, la sortie d'entrée du synthétiseur dont la sortie est amplifiée avant d'attaquer l'antenne.

Si cet appareil est considéré comme appareil de laboratoire : tests, maintenance ou essais, on se tournera vers le schéma de la figure 17. Sans synthétiseur, l'appareil permet tous les tests sur les décodeurs stéréophoniques μA 758, TCA 4500, etc., dont le schéma synoptique type est donné à la figure 18. Avec un synthétiseur et un atténuateur, la totalité du tuner, de l'entrée d'antenne aux sorties audio, peut être testée, mesurée ou mise au point.

Conclusion

Tel qu'il est présenté, cet appareil est d'un faible prix de revient, tous les composants sont courants et bon marché. On peut, si l'on désire une meilleure précision et de meilleures

performances, remplacer les composants du filtre par des composants de précision, et pour une meilleure précision et stabilité du pilote à 19 kHz, employer un circuit correspondant au schéma synoptique de la figure 19. Il s'agit là d'un autre PLL ; on conservera le même circuit oscillateur ICL 8038, mais la fréquence de sortie : 38 kHz sera asservie à une fréquence de référence stable et précise : 100 Hz, dérivée d'une horloge à quartz 1 MHz.

Etant donné les faibles fréquences mises en jeu et le rapport de division simple : 190, seul le circuit HEF 4750 est utilisé. Le coût supplémentaire est simple à calculer : HEF 4750, 4 x 4017, 4049, TL071 et un quartz 1 MHz.

F. de Dieuleveult

Quelques précisions...

Des lecteurs avisés nous ont fait remarquer que, dans la figure 10 a parue p. 32 de notre numéro 23, l'attaque des amplis-op IC₃ et IC₄ ne s'effectuait pas d'une manière optimale. Il convient de ramener R₆ et R₈ (IC₃) ainsi que R₁₀ et R₁₂ sur la seule entrée « 2 » des amplis-op, R₁₃ restant, ainsi que R₁₄, reliée à la masse. Ainsi, dans le cas de IC₃, en ajustant R₅ et R₇ pour avoir R₁₅ = R₅ + R₆ = R₇ + R₈, on a bien V_S = -(V_G + V_D).

Il convient enfin de connecter la broche 6 de l'ICL 8038 au + 12 V.

Technologie

Après les MSI, LSI, VLSI... ... Cap sur les circuits ULSI

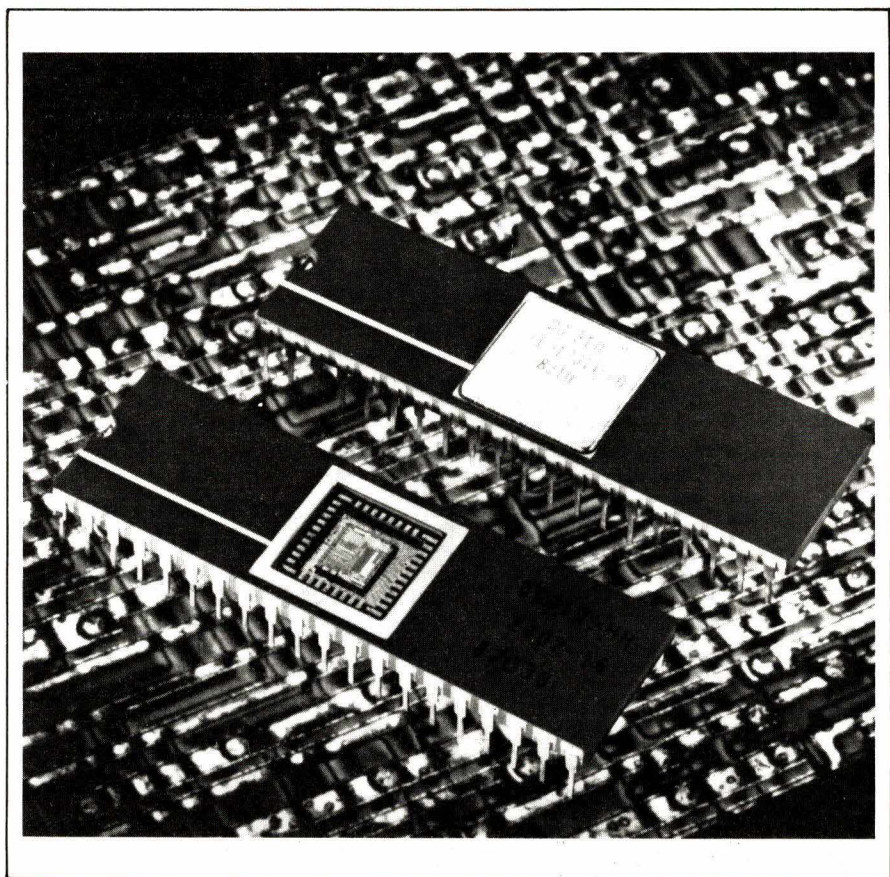
Si les années soixante ont été marquées par l'électronique et la décennie suivante par les ordinateurs, on peut se demander par quoi les années quatre-vingt seront caractérisées. Une réponse possible à cette question est l'intégration à très grande échelle en micro-électronique (VLSI). En effet, la possibilité d'implanter aujourd'hui plus de quatre cent mille composants sur une même puce afin de réaliser un microprocesseur 32 bits nous prouve, s'il en était besoin, que nous sommes bien entrés dans ce domaine. Et si la tendance manifestée lors des dix dernières années au doublement annuel de la densité d'intégration continue, nous pourrons bientôt parler d'intégration à ultra grande échelle (ULSI).

Une évolution rapide

Un exemple caractéristique de cette évolution de la densité d'intégration est la diminution de la surface occupée par un transistor élémentaire. Dans les années cinquante, cette surface était de l'ordre du mm^2 . Aujourd'hui, le transistor occupe une surface environ dix mille fois plus petite. De plus, cette évolution a aussi été marquée par une meilleure reproductibilité, une plus grande justesse, ainsi qu'une automatisation de l'ensemble des opérations élémentaires nécessaires à la réalisation des circuits, permettant une diminution très importante des coûts.

Pour en arriver à cela, il a fallu non seulement améliorer les opérations technologiques existantes ou en trouver de nouvelles, mais aussi un effort d'innovation de la part des ingénieurs afin de mettre au point de nouvelles structures et de nouvelles méthodes dans la conception des circuits intégrés.

C'est sur ce dernier point que va porter le présent article. Afin d'éviter toute dispersion, nous allons nous limiter à l'étude d'une seule technologie : la technologie MOS canal N à grille polysilicium.



13 000 transistors sur 25 mm^2 pour ce microprocesseur de Digital Equipment. Nous allons vers l'ULSI...

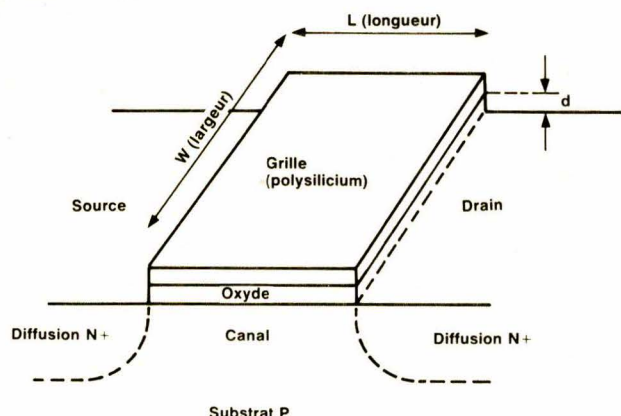


Fig. 1. - Vue en coupe d'un transistor N-MOS.

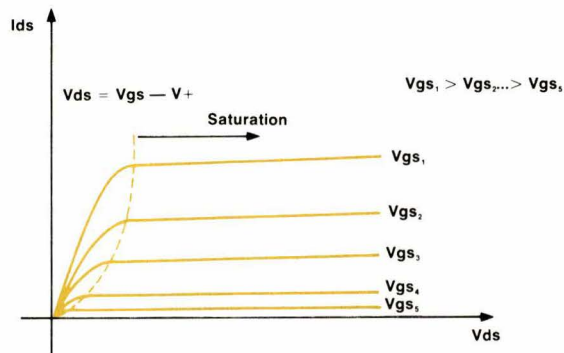


Fig. 2. - Caractéristiques d'un transistor à enrichissement.

Cela nous permettra, en partant du transistor MOS élémentaire, d'aboutir aux circuits complexes fonctionnant en logique dynamique.

Le transistor MOS

Quelques rappels

Le transistor MOS (Métal Oxyde Semi-conducteur) est un dispositif contrôlé par le champ appliqué en surface. Il présente une impédance d'entrée très élevée, et cela, quel que soit le sens et l'amplitude de la tension de commande.

Sur le plan technologique, les transistors MOS sont beaucoup plus petits que les transistors bipolaires et ils ne nécessitent pas de caisson d'isolement. Ces particularités font qu'ils se prêtent particulièrement bien à l'intégration à grande et à très grande échelle.

Une autre caractéristique très intéressante de ce type de transistors est leur impédance d'entrée très élevée. Cette propriété est à la base de la réalisation des circuits dynamiques qui présentent par rapport aux circuits statiques bien des avantages, notamment en ce qui concerne la puissance consommée et l'encombrement.

La figure 1 représente la vue en coupe d'un transistor N-MOS grille polysilicium. La figure 2 donne les caractéristiques d'un tel transistor à enrichissement. Ce transistor est réalisé sur un substrat de silicium dopé P. Il présente quatre électrodes :

- le substrat qui est la référence de potentiel,
- la source et le drain, constitués de régions N très dopées, séparées par la zone du « canal »,
- la grille, électrode conductrice, formée d'une couche de polysilicium. Elle est séparée du canal par une fine cou-

che isolante, généralement réalisée en oxyde de silicium.

La figure 3 montre les différentes représentations du transistor N-MOS, la figure 4 son profil de tension dans le canal.

Technologie N.MOS grille polysilicium

La première étape est représentée à la figure 5. Nous partons d'un substrat de silicium de type P qui a été préalablement oxydé. Le tout est recouvert d'une couche de nitrure de silicium, qui

a la propriété de s'oxyder beaucoup plus lentement que le silicium lui-même. Le nitrure peut donc être utilisé comme masque lors de la phase d'oxydation, d'où le terme « LOCOS » (Local Oxydation of Silicon). Après gravure du nitrure, les zones non protégées par le masque sont oxydées sur une épaisseur d'environ 10 000 Å et forment ce que l'on appelle les zones de champ. Les parties situées sous le nitrure délimitant les futures zones actives. Le restant de nitrure est alors enlevé et les zones actives apparaissent en creux sur la figure 5 b. L'opéra-

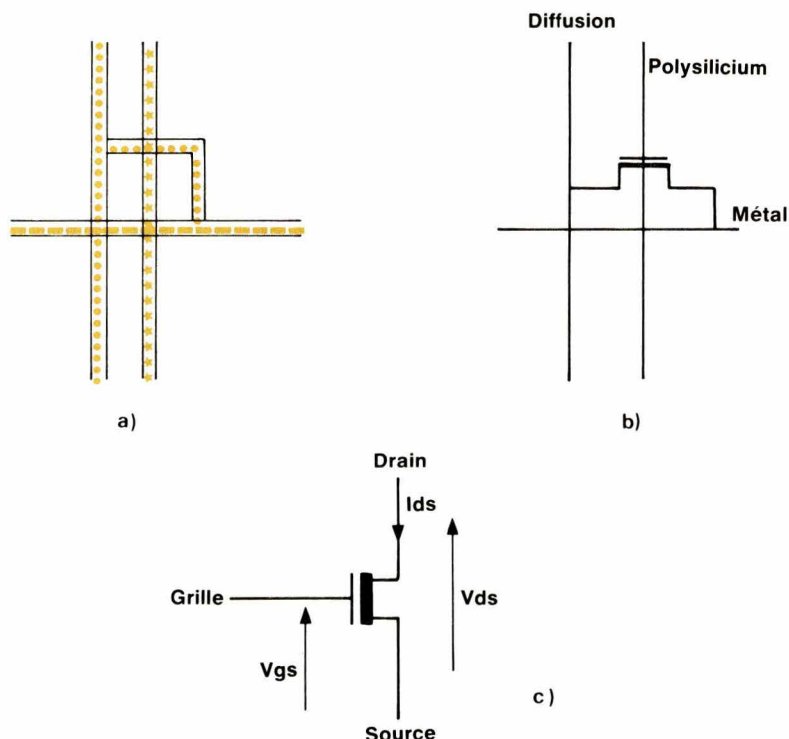


Fig. 3. - Transistor N-MOS. a : « stick diagram » ; b : schéma électrique ; c : représentation électrique. Les symboles utilisés en (a) sont explicités en figure 15.

tion suivante consiste à graver l'oxyde fin pour délimiter l'emplacement des grilles des transistors (c). Le silicium polycristallin est alors déposé puis gravé (d). Les régions de source et de drain sont ensuite formées à l'aide d'une diffusion concentrée de phosphore (e). Un oxyde d'isolement est déposé dans lequel on ouvre des ouvertures qui serviront à la prise des contacts (f). Les opérations finales consistent en un dépôt et une gravure d'aluminium immédiatement suivis par la protection de l'ensemble du dispositif soit par un verre dopé, soit par du nitrure déposé à faible température (g).

Nous n'insisterons pas ici sur l'étude de ces différentes opérations qui ont fait l'objet d'un précédent article (« Electronique Applications » n° 22). Par contre, il nous semble intéressant de passer en revue les nouvelles techniques qui sont mises en œuvre aujourd'hui dans le but de réaliser des circuits intégrés à très grande échelle.

Parmi les plus importantes nouveautés en matière de technique de fabrication, on peut citer :

- De nouvelles possibilités lithographiques permettant de descendre en dessous du micron grâce à des procédés mettant en œuvre des faisceaux d'électrons ou des rayons X.
- Le remplacement des anciennes méthodes de gravure qui utilisaient des acides (sulfurique, hydrochlorhydrique ou phosphorique) par des méthodes de gravure à sec, notamment les gravures à l'aide de plasma ou à l'aide de faisceaux d'ions.
- L'utilisation du laser et des faisceaux d'électrons afin de purifier les matériaux du circuit dans le but de réduire le nombre des défauts.

Toutes ces recherches en matière de micro-électronique nous montrent bien que le passage à des dimensions submicroniques ne s'effectue pas sans mal. En effet, la plus grande partie des équipements utilisés jusqu'à présent dans la fabrication des circuits intégrés ne sont pas adaptés à la fabrication des circuits de la nouvelle génération.

Avant d'en terminer avec les considérations technologiques, il nous reste un dernier point à considérer. En effet, afin de faciliter la compréhension de l'étude sur la conception des circuits intégrés, nous avons adopté une méthode simplifiée pour représenter un transistor MOS : c'est la méthode du « Stick diagram ». Le « Stick diagram » d'un transistor MOS découle

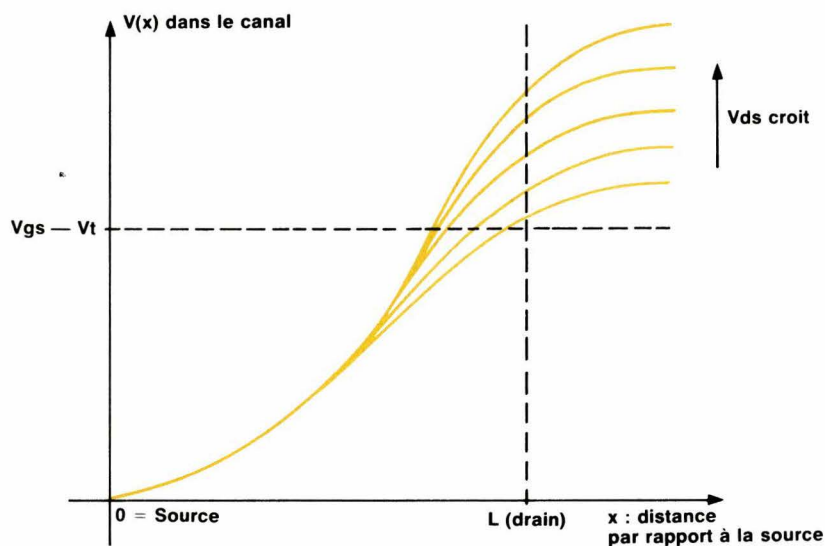


Fig. 4. – Profil de tension dans le canal.

de l'observation suivante : lorsque l'on considère la suite des étapes de fabrication d'un transistor MOS, on s'aperçoit que celui-ci est composé de trois couches différentes de matériaux conducteurs qui sont :

- la diffusion,
- la couche de polysilicium,
- la métallisation.

Nous adopterons comme convention de dessin que seul le croisement entre une couche de polysilicium et une diffusion forme un transistor (fig. 6). Les autres croisements inter-couches n'ayant aucun effet. Cette simplification, sans être véritablement exacte (des effets capacitifs et même des transistors parasites pouvant apparaître aux endroits de ces croisements) est néanmoins assez proche de la réalité et présente l'avantage de simplifier considérablement les dessins d'implantation des circuits intégrés.

Etude du transistor MOS

Nous allons dans ce paragraphe, rappeler les principales caractéristiques électriques d'un transistor MOS.

En l'absence de potentiel sur la grille, un transistor MOS est bloqué.

Lorsque l'on applique une tension positive sur la grille, une charge positive apparaît sur celle-ci et une charge négative (égale et opposée) à l'interface silicium-oxyde (d'après les lois de l'électrostatique) dans la région du canal.

Le rôle principal de cette charge négative est de compenser la charge positive inhérente au caractère P du substrat et, éventuellement, l'effet des ions parasites au voisinage de l'interface.

Lorsque toutes les charges positives sont compensées, des porteurs minoritaires sont injectés. On parle alors « d'inversion » du canal. Il se comporte comme une zone conductrice de type N disposée entre la source et le drain (diffusions N+).

La tension nécessaire pour provoquer l'inversion du canal est appelée tension de seuil V_t . Cette tension peut être positive ou négative. Dans le premier cas, on parle de transistors à enrichissement alors que dans le second, le terme de transistors à déplétion est utilisé (fig. 7).

Généralement, sur un circuit intégré, ces deux types de transistors coexistent. La tension de seuil des transistors à enrichissement est ajustée en im-

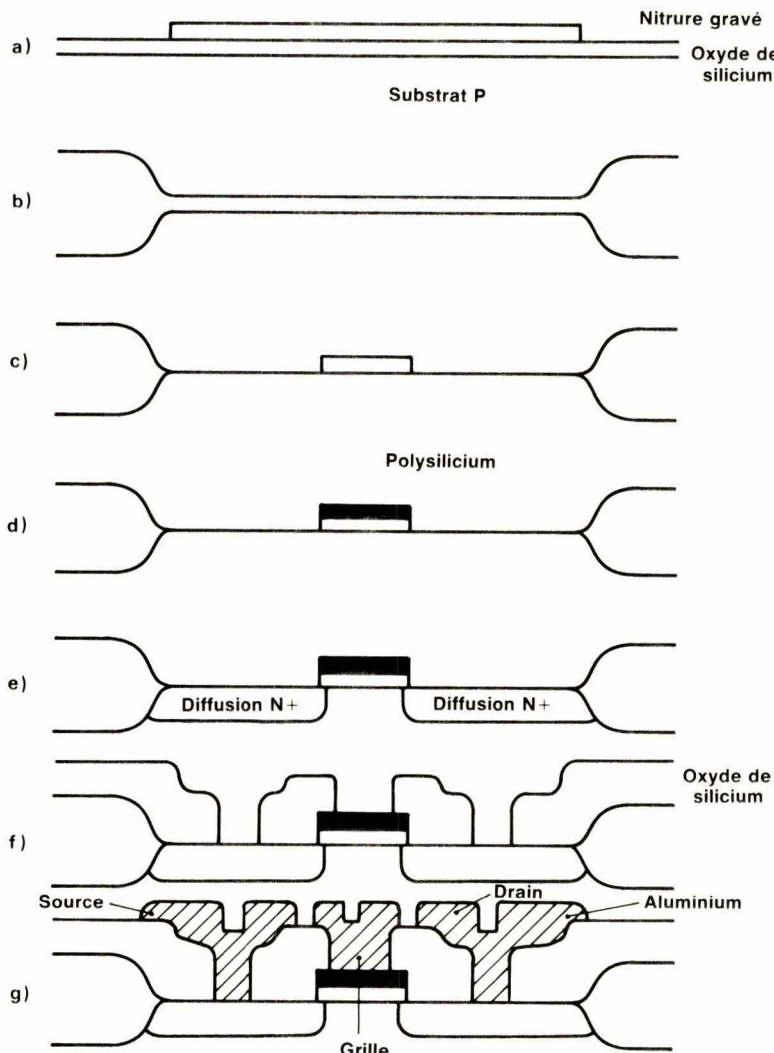


Fig. 5. – Etapes technologiques du transistor N-MOS.

plantant des atomes de bore (quelque 10^{11} at/cm³) aux emplacements des grilles des transistors. On atteint alors des valeurs de tension de seuil de l'ordre de 0,5 V. Dans le cas des transistors à déplétion, l'implantation est à base d'atomes de phosphore (10^{11} at/cm³) et la valeur de la tension de seuil est de - 3,5 V.

Technologiquement, l'implantation de bore est commune à tous les éléments actifs de la puce. C'est l'oxyde épais des zones de champ qui est utilisé comme masque lors de cette opération. L'implantation de phosphore nécessite, elle, un masque supplémentaire car elle reste localisée aux endroits des grilles des transistors à déplétion.

Nous allons maintenant présenter les principales équations régissant le fonctionnement du transistor N-MOS. La plus importante concerne le courant I_{ds} circulant entre le drain et la

source. Ce courant peut être défini comme étant :

$$I_{ds} = \frac{\text{charge mobile dans le canal}}{\text{temps de transit}} = \frac{Q}{\tau}$$

Le temps de transit est le temps que met une charge élémentaire pour parcourir la distance drain-source, d'où

$$\tau = \frac{\text{longueur du canal}}{\text{vitesse des porteurs}} = \frac{L}{\mu n E}$$

avec

L : longueur du canal
 μn : mobilité des porteurs
 E : champ électrique existant entre le drain et la source

La charge mobile dans le canal est définie par :

$$Q = C_g (V_{gs} - V_t)$$

avec

C_g : capacité de grille
 V_{gs} : tension grille-source

La capacité de grille est une fonction de la géométrie de la grille WL (où W représente la largeur du canal), de l'épaisseur de l'oxyde fin de grille d et de la permittivité de cet oxyde ϵ :

$$C_g = \frac{\epsilon WL}{d}$$

Le courant I_{ds} a alors la forme :

$$I_{ds} = \frac{\epsilon \mu n E W (V_{gs} - V_t)}{d}$$

Plusieurs zones de fonctionnement peuvent être considérées suivant la valeur de V_{ds} ; trois cas sont à examiner.

● Cas où V_{ds} est faible ($< 0,1$ V), zone linéaire.

Dans ce cas, le champ électrique E dans le canal devient :

$$E = \frac{V_{ds}}{L}$$

l'équation du courant est alors :

$$I_{ds} = \frac{\epsilon W \mu n (V_{gs} - V_t) V_{ds}}{L d}$$

Dans ces conditions, à tension de grille V_{gs} constante, le courant I_{ds} est proportionnel à la tension V_{ds} . Le terme

$$\frac{\epsilon W \mu n (V_{gs} - V_t)}{L d}$$

peut être assimilé à une conductance. Le transistor MOS a, dans cette zone de fonctionnement, un comportement résistif.

Il est possible de réaliser une application numérique grossière afin de situer les ordres de grandeur des différentes variables :

$\epsilon = \epsilon_0 \epsilon_r$ avec $\epsilon_r = 3,9$ pour l'oxyde de silicium

$\mu n = 600 \text{ cm}^2/\text{V}\cdot\text{s} = 3 \times \mu p$ (μp étant la mobilité des trous)

$d = 1000 \text{ \AA}$

Pour un rapport $W/L = 10$ et une tension $V_{gs} - V_t = 2 \text{ V}$, la valeur de la résistance est de :

$$R = 2500 \Omega$$

● Cas de la saturation ($V_{ds} > V_{gs} - V_t$)

Lorsque V_{ds} augmente, le courant I_{ds} devient indépendant de la tension V_{ds} . Nous sommes en présence du phénomène de saturation. Dans ce cas, l'étude complète montre que l'équation du courant I_{ds} devient :

$$I_{ds} = \frac{\epsilon \mu n W (V_{gs} - V_t)^2}{2 L d}$$

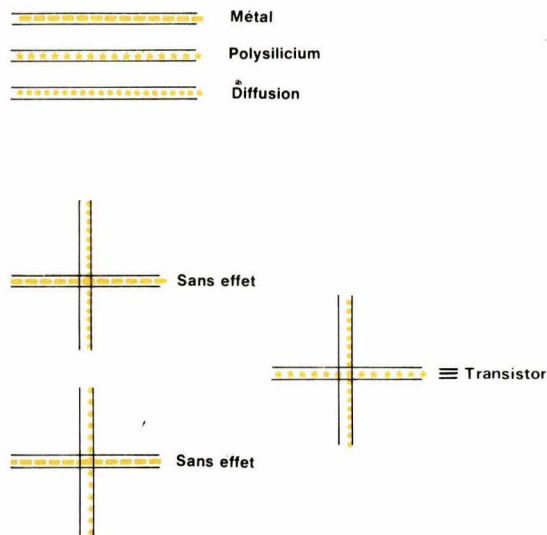


Fig. 6. — Les 3 niveaux d'interconnexion en N-MOS. Pour le sens des symboles, voir également en figure 15.

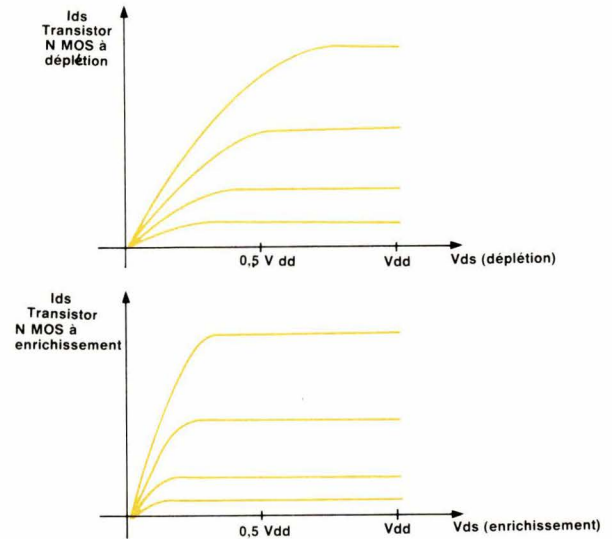


Fig. 7. — Comparaison des caractéristiques $I_{ds} = f(V_{ds})$ pour deux types de transistors N-MOS.

Le facteur 2 du dénominateur provient de la non-uniformité du champ électrique E dans le canal lorsque le transistor est en saturation (se reporter à la fig. 4).

A l'exception de ce facteur supplémentaire, l'équation de I_{ds} en régime de saturation est similaire à celle trouvée en régime résistif, la tension V_{ds} étant remplacée par sa valeur effective maximale :

$$V_{gs} - V_t$$

● Zone intermédiaire

Le passage entre la zone résistive et la zone de saturation ne s'effectue pas brutalement. La transition est réalisée au niveau de la courbure des caractéristiques, comme indiqué sur la figure 2. Dans ce cas, l'équation du courant devient :

$$I_{ds} = \frac{\mu n C_g [(V_{gs} - V_t) V_{ds} - V_{ds}^2/2]}{L^2}$$

L'inverseur MOS

Le premier circuit logique que nous allons décrire est l'inverseur. L'analyse de ce circuit sera ensuite étendue dans le cas des circuits NAND et NOR.

Le rôle d'un inverseur est de produire une sortie qui est le complément logique de l'entrée. Lorsque la tension sur la grille V_{in} est inférieure à la ten-

sion de seuil V_t , le transistor MOS est bloqué et la tension de sortie V_{out} est égale à la tension d'alimentation V_{dd} . Lorsque V_{in} est supérieure à V_t , le transistor est saturé et un courant circule dans la résistance R . Si la valeur de cette résistance est suffisamment élevée, la tension de sortie V_{out} peut descendre en dessous de la tension de seuil V_t . Le problème consiste à intégrer la résistance de charge R sur la puce. Technologiquement, il existe deux manières pour intégrer des résistances sur un substrat :

– résistances diffusées

Dans ce cas, les valeurs de résistivité obtenues sont de l'ordre de 5 à 10 Ω/\square ;

– résistances implantées

La résistivité peut ici atteindre 5 $k\Omega/\square$. Néanmoins, dans ce cas,

une étape technologique supplémentaire est nécessaire.

Afin d'obtenir un fonctionnement sûr, la tension de sortie d'un inverseur doit pouvoir descendre en dessous de V_t pour être capable de commander effectivement un autre étage, d'où

$$V_{ds} < V_t$$

La résistance équivalente du transistor MOS est alors :

$$R_{eq} = \frac{\epsilon \mu n W (V_{gs} - V_t)}{L d}$$

Pour une valeur de V_t de l'ordre de 1 V, la valeur de cette résistance est :

$$R_{eq} = 12,5 k\Omega$$

En supposant que le circuit est alimenté par une tension $V_{dd} = 5 V$, et en prenant $V_{ds} = 0,5 V < V_t$, nous obtenons :

$$R = 125 k\Omega$$

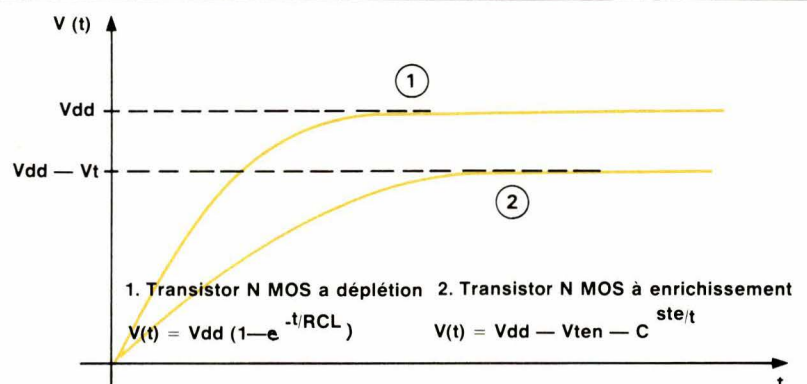


Fig. 8. — Charge d'une capacité C_L par deux types de transistors N-MOS.

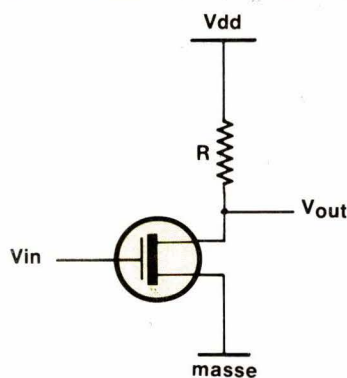


Fig. 9. - Schéma de l'inverseur MOS.

A l'aide de la technologie actuelle, cette résistance nécessiterait un ruban diffusé de 75 mm sur 6 μ , ou un ruban implanté de 150 μ sur 6 μ .

Les surfaces occupées sont largement supérieures à la surface d'un transistor MOS élémentaire. La solution à ce problème est l'utilisation d'un deuxième transistor faisant office de charge.

Choix du transistor de charge

Les deux types de transistors MOS (à enrichissement ou à appauvrissement) peuvent convenir pour former la charge de l'inverseur.

Si l'on relie la grille d'un transistor à enrichissement à l'alimentation positive Vdd, ce transistor sera passant lorsque $V_{ds} > V_t$. Les premiers circuits MOS utilisaient cette technique.

Aujourd'hui, on utilise presque essentiellement un transistor à dépletion comme charge de l'inverseur, sa grille étant reliée à sa source. Cela peut facilement s'expliquer en regardant les courbes de la figure 8. La figure 9 symbolise un inverseur à transistor, et la figure 10 donne le « stick diagram » de l'inverseur N-MOS. Le circuit de test permettant de tracer ces courbes apparaît à la figure 11. Nous voyons d'une part que la charge de la capacité à travers un transistor à dépletion est plus rapide que dans le cas d'un transistor à enrichissement pour lequel, la tension de sortie ne peut pas dépasser $V_{dd} - V_t$. Autrement dit, lorsque plusieurs étages identiques seront en cascade, au bout d'un certain nombre, la tension de sortie obtenue sera insuffisante pour débloquent l'étage suivant.

L'inverseur MOS est représenté à la figure 12. Il est constitué de deux transistors MOS, l'un à enrichisse-

ment qui joue le rôle actif et l'autre à dépletion qui sert de charge au premier. Son implantation est donnée en figures 13 et 14.

Nous allons maintenant définir une propriété très importante de l'inverseur de base qui est la tension de maintien logique V_{inv} .

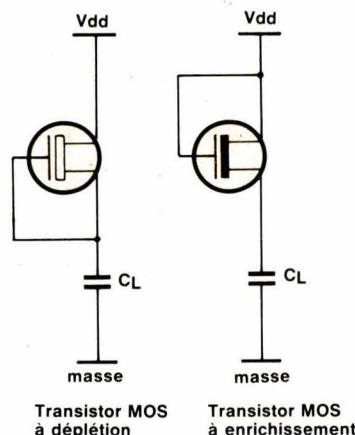


Fig. 11. - Circuit de test des transistors MOS.

Tension de maintien logique V_{inv}

Cette tension est définie comme étant la tension à appliquer à l'entrée

de l'inverseur pour obtenir en sortie la même tension. A partir de ce point d'équilibre, lorsque l'on augmente V_{in} , V_{out} décroît. Inversement, lorsque l'on diminue V_{in} , V_{out} croît.

En première approximation, il est possible de dire que lorsque l'on se trouve en ce point d'équilibre, les

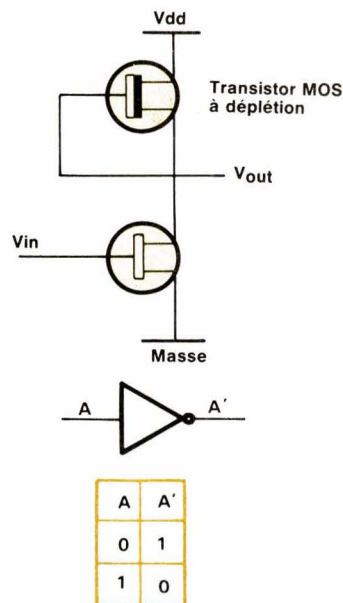


Fig. 12. - Inverseur MOS : schéma électrique et logique.

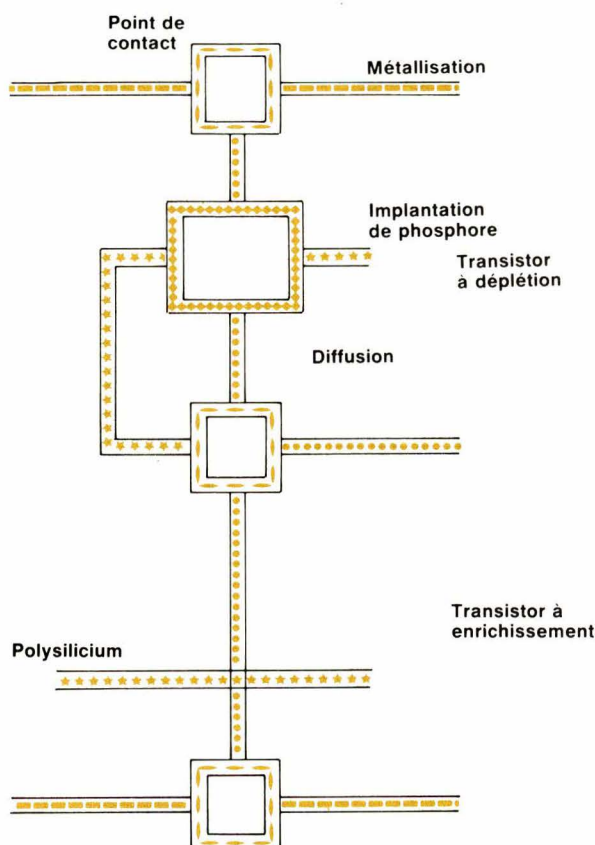


Fig. 10. - Inverseur N-MOS : « stick diagram » (sans « butting contact »). Symboles technologiques en figure 15.

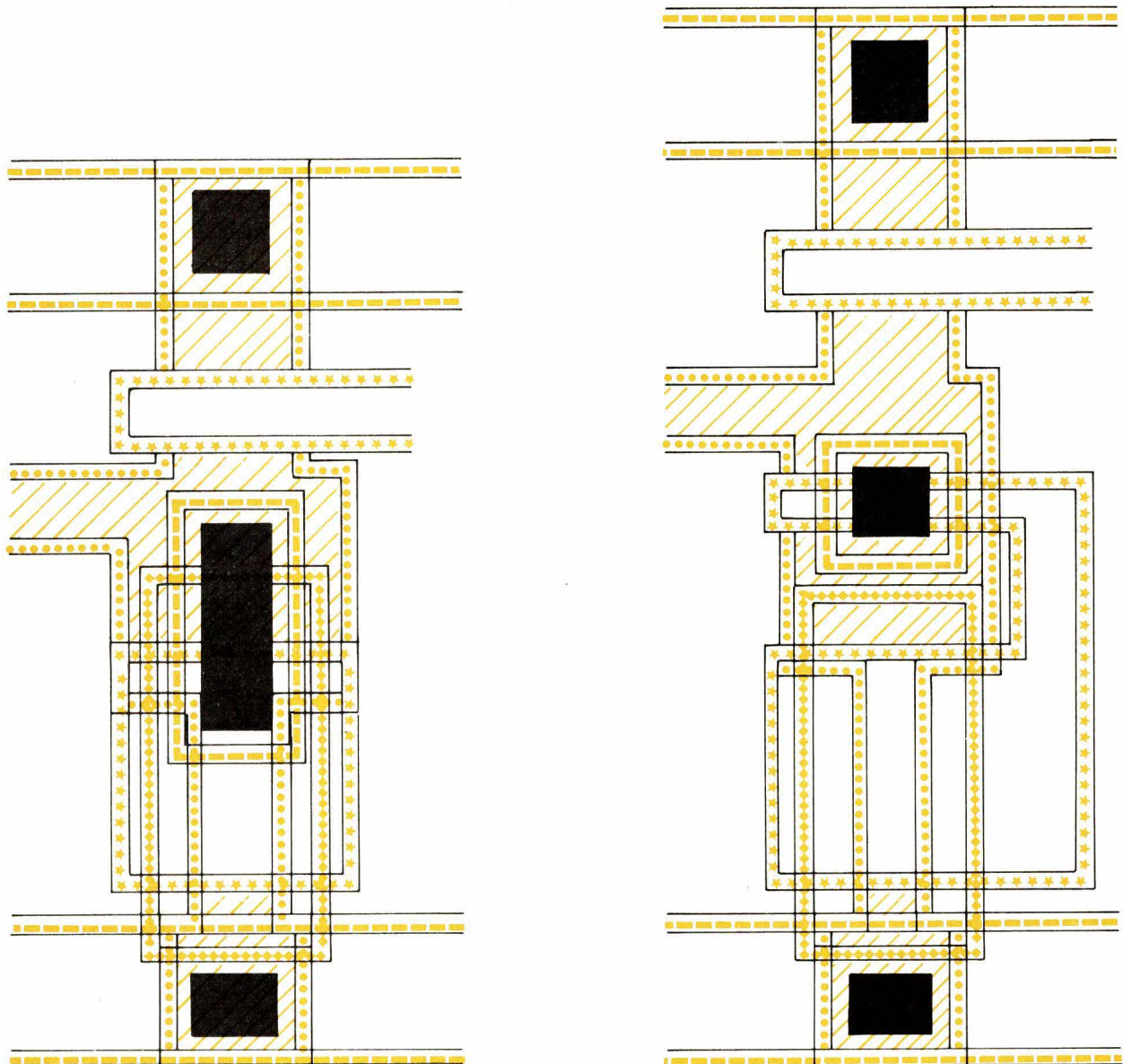


Fig. 13. — Implantation d'un inverseur N-MOS : sans (à gauche) et avec (à droite) « butting contact ».

deux transistors se trouvent en régime de saturation et leurs courants de saturation sont égaux (effectivement, le transistor de charge ne se trouve pas vraiment saturé. Néanmoins, le raisonnement qui suit reste valable).

Reprenons l'équation donnant le courant de saturation dans un transistor MOS donnée au chapitre précédent :

$$I_{ds} = \frac{\epsilon \mu_n W (V_{gs} - V_t)^2}{2 L d}$$

Appliquons cette relation pour les deux types de transistors :

$$I_{ds} = \frac{\epsilon \mu_n W_{en} (V_{inv} - V_{ten})^2}{2 L_{en} d}$$

$$I_{ds} = \frac{\epsilon \mu_n W_{dep} V_{tdep}^2}{2 L_{dep} d}$$

où V_{ten} , L_{en} , W_{en} , V_{tdep} , L_{dep} et W_{dep} sont respectivement la tension de seuil, la longueur et la largeur des transistors à enrichissement et à déplétion.

Comme ces deux courants sont égaux :

$$\frac{W_{en} (V_{inv} - V_{ten})^2}{L_{en}} = \frac{W_{dep} V_{tdep}^2}{L_{dep}}$$

d'où la tension de maintien logique :

$$V_{inv} = V_{ten} - \frac{V_{tdep}}{\sqrt{Z_{dep}/Z_{en}}}$$

avec

$$Z_{dep} = L_{dep}/W_{dep}$$

$$Z_{en} = L_{en}/W_{en}$$

V_{inv} est donc une fonction des tensions de seuil de chacun des transistors ainsi que du rapport Z_{dep}/Z_{en} qui représente les géométries comparées des deux transistors.

Actuellement, les valeurs des tensions de seuil utilisées sont :

- $V_{ten} = 0,2 V_{dd}$
- $V_{tdep} = -0,8$ à $-0,6 V_{dd}$

Ce qui, pour une alimentation de 5 V donne :

- $V_{ten} = 1 V$
- $V_{tdep} = -3 V$

En prenant $V_{inv} = 1/2 V_{dd} = 2,5 V$, on obtient :

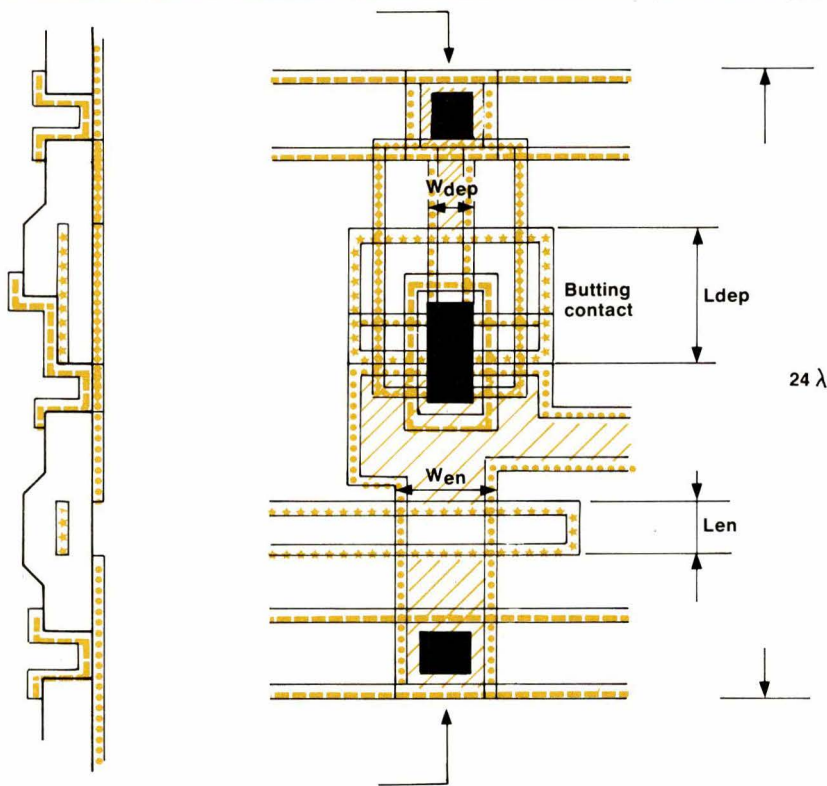


Fig. 14. — Inverseur N-MOS : implantation avec « butting contact », utilisant une bande de silicium polycristallin.

$$V_{inv} = V_{ten} - \frac{V_{tdep}}{\sqrt{Z_{dep}/Z_{cn}}} = \frac{1}{2} V_{dd}$$

Les tensions V_{inv} , V_{tdep} , V_{ten} étant choisies, nous obtenons une condition sur la géométrie des transistors :

$$K = \frac{Z_{dep}}{Z_{cn}} = 4$$

C'est un point qu'il faut continuellement garder à l'esprit lors de la conception d'un circuit intégré. Pour que celui-ci fonctionne correctement, il faut que, pour chacune des portes de base, les géométries des transistors soient compatibles. Nous reviendrons d'ailleurs sur ce sujet pendant l'étude des circuits NAND et NOR, dont les représentations sont celles de la figure 16.

Aspect technologique

La suite des opérations technologiques nécessaires à la fabrication d'un inverseur N-MOS grille polysilicium est représentée à la figure 15, page suivante.

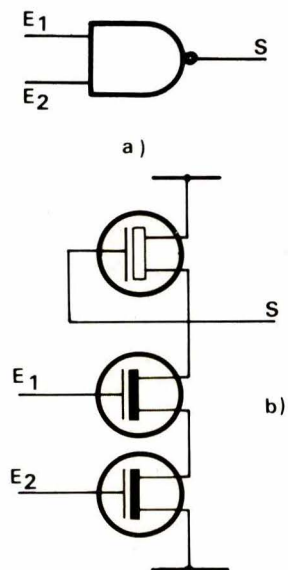
Comparativement à la fabrication d'un transistor élémentaire, nous notons une étape supplémentaire qui est l'implantation d'atomes de pho-

sphore aux emplacements des grilles des transistors à déplétion afin de fixer la valeur de leur tension de seuil à -3 V.

Un autre point à signaler lors de la fabrication de l'inverseur MOS est la manière avec laquelle on réalise le contact entre la grille et la source du transistor à déplétion. Plutôt que d'utiliser une bande de silicium polycristallin comme représenté à la figure 14, il est préférable d'opter pour le « butting contact » qui permet de minimiser la place occupée par l'inverseur.

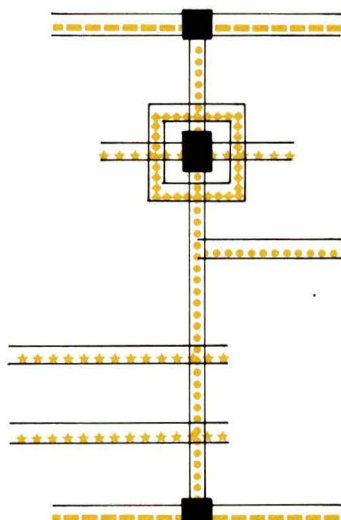
A suivre

P. Porta

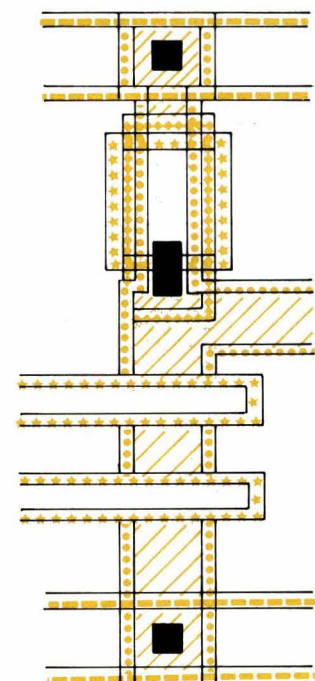


E ₁	E ₂	S
0	0	1
1	0	1
0	1	1
1	1	0

c)



d)



e)

Fig. 16. — Circuit NAND à 2 entrées; a : schéma logique; b : schéma électrique; c : table de vérité; d : « stick diagram »; e : schéma d'implantation.

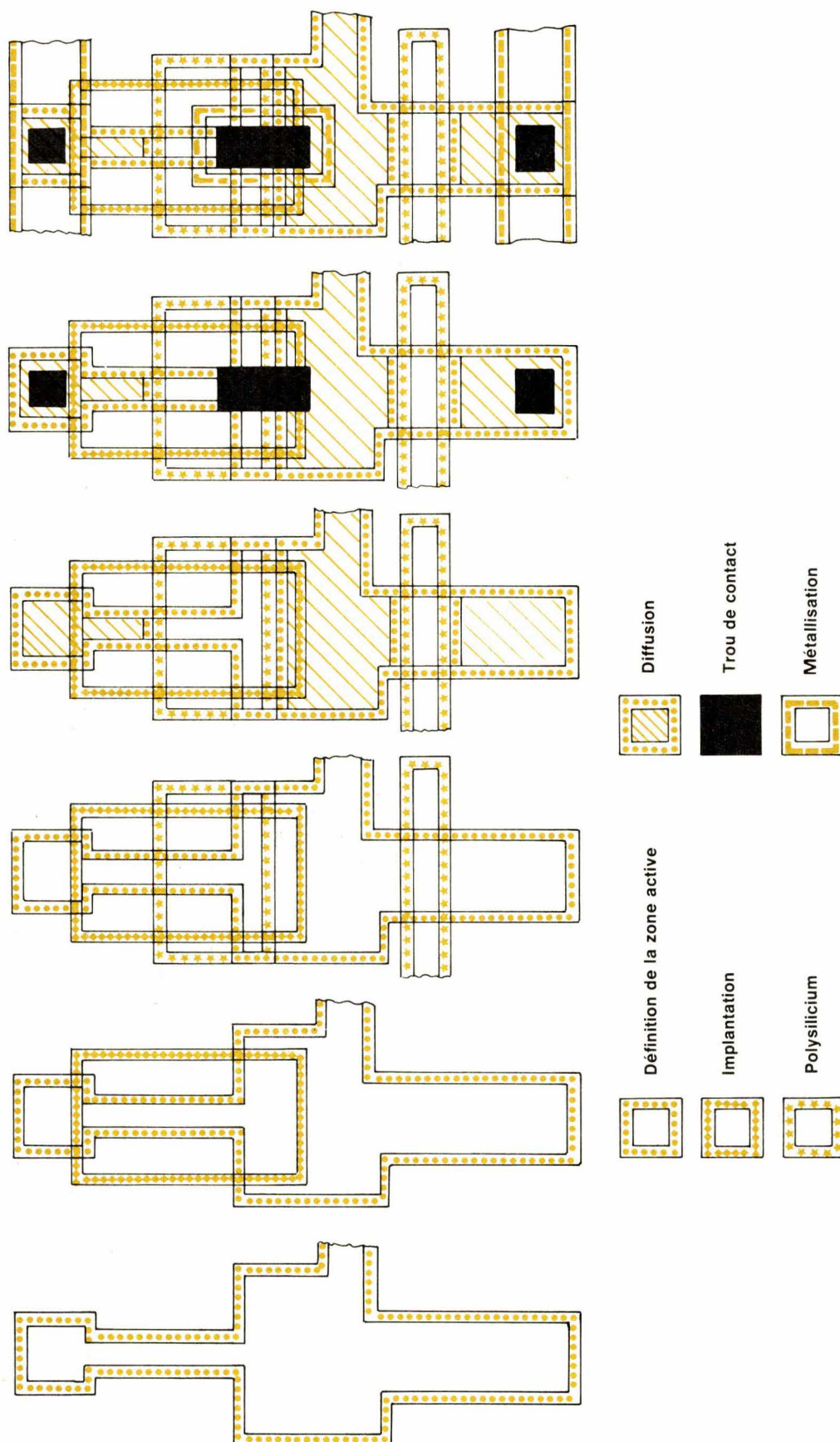


Fig. 15. – Etapes de fabrication d'un inverseur N-MOS. Les symboles des différentes étapes sont les mêmes que pour les figures 3, 6, 10, 13, 14, 16.

Applications

Des caractères « maxi » pour votre « mini »

Pour des raisons très diverses, il est souvent utile de disposer, sur un micro-ordinateur digne de ce nom, d'une possibilité d'édition de caractères plus grands que la normale.

Sinclair propose, dans le manuel de son imprimante, un programme permettant d'exécuter ce travail, mais présentant plusieurs inconvénients.

Avec l'étude présentée ici, nous avons voulu faire plus rapide, plus complet, et surtout plus universel, au prix bien sûr d'un allongement du programme (16 K de RAM).

Conception d'un programme de « composition »

Un programme est fait pour **rendre service** et non pour se donner en spectacle. C'est à partir de cette vérité profonde qu'a été menée l'étude suivante.

Que peut-on donc bien faire avec des caractères géants ?

En cas d'une édition sur écran, l'usage le plus évident semble être la présentation de messages publicitaires ou autres, notamment dans le cadre d'animations de vitrines.

L'impression sur papier offre des horizons plus larges : des caractères de différentes tailles et de présentations très variées peuvent être découpés puis assemblés par collage, en vue de la composition de titres pour photo et cinéma, de prospectus, affiches, etc., avec d'autant plus de facilité que les listings de l'imprimante ZX supportent très bien la photocopie !

Notre programme offre donc deux options à l'utilisateur désireux de faire composer un texte, aussi long soit-il :

— défilement vertical ininterrompu sur l'écran TV ;

— impression de la totalité du texte sur un ruban de papier, les caractères étant disposés les uns au-dessus des autres.

Dans chacun de ces deux cas, il est possible de régler indépendamment la largeur et la hauteur du caractère selon la progression 1, 2, 3, 4. Cela permet d'obtenir seize formes différentes, quatre « normales », et douze plus ou moins étirées en largeur ou en hauteur. Signalons que le plus grand modèle (4 × 4) remplit complètement l'écran TV !

Autre possibilité intéressante, celle consistant à choisir dans le jeu de symboles graphiques du ZX 81 celui à

partir duquel seront tracés les caractères géants (voir illustrations). Seuls les plus intéressants, esthétiquement parlant, sont proposés par le programme, mais on peut essayer n'importe quel code (même non graphique, à la limite) pour juger de l'effet produit !

C'est donc une quasi-infinité de « polices » de caractères que peut générer le ZX 81 sous le contrôle de ce programme.

Principe du programme

Il est inutile de s'étendre ici sur les lignes 5 à 190 du programme, destinées à « acquérir » les désirs de l'utilisateur au moyen d'un dialogue en langage clair.

En revanche, le procédé de génération de caractères appelle davantage de commentaires.

Le principe retenu, qui simplifie énormément le programme, consiste à utiliser le « générateur de caractères » résident en ROM à partir de l'adresse 7680.

Chaque caractère pouvant être généré par le ZX 81 est représenté en

Adresse	Octet	Code décimal
7984	0 0 0 0 0 0 0 0	000
7985	0 0 1 1 1 1 0 0	060
7986	0 1 0 0 0 0 1 0	066
7987	0 1 0 0 0 0 1 0	066
7988	0 1 1 1 1 1 1 0	126
7989	0 1 0 0 0 0 1 0	066
7990	0 1 0 0 0 0 1 0	066
7991	0 0 0 0 0 0 0 0	000

Tableau 1

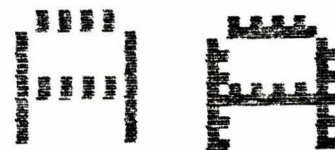

```

5 REM "COMPOSITION"
10 PRINT "HAUTEUR DES CARACTERES"
ES 100
15 GOSUB 1500
20 INPUT HA
25 CLS
25 PRINT "LARGEUR DES CARACTERES"
ES 200
20 GOSUB 1500
30 INPUT LA
35 CLS
40 PRINT "TYPE DE CARACTERE ?"
41 PRINT
42 PRINT
43 PRINT
44 PRINT "■ FRAPPER 128",
45 PRINT "■ FRAPPER 6"
46 PRINT
47 PRINT "■ FRAPPER 134",
48 PRINT "■ FRAPPER 6"
49 PRINT
50 PRINT "■ FRAPPER 138",
51 PRINT "■ FRAPPER 137"
52 PRINT
91 PRINT "LE CARACTERE LUI-MEME"
E, FRAPPER 0
92 PRINT
93 PRINT "          PUIS NEWLINE"
100 INPUT CH
110 CLS
120 PRINT "POUR UN DEFILEMENT C"
ONTINU"
125 PRINT "FRAPPER D"
130 PRINT
135 PRINT "POUR UNE IMPRESSION,"
FRAPPER P"
140 LET MD=0
145 IF INKEY$="D" THEN GOTO 160
150 IF INKEY$="P" THEN GOTO 170
155 GOTO 145
160 LET MD=1
170 CLS
171 PRINT "FRAPPEZ VOTRE TEXTE"
172 PRINT
173 PRINT "          PUIS NEWLINE"
180 INPUT T$
190 CLS
200 FOR N=1 TO LEN T$
225 LET ADR=7680+6*CODE T$(N)
235 LET L=0
236 SCROLL
238 LET A$=""
239 FOR F=1 TO LA
240 LET A$=A$+"          "
241 NEXT F
245 LET N=PEEK (ADR+L)
250 LET U=128
260 FOR G=1 TO (8*LA) STEP LA
270 LET E=INT (N/U)
280 IF N>=U THEN LET N=N-U
290 LET U=U/2
294 FOR F=1 TO LA
295 IF E=1 AND CH=0 THEN LET A$
(0+F-1)=T$(N)
296 IF E=1 AND NOT CH=0 THEN LE
T A$(0+F-1)=CHR$ CH
297 NEXT F
300 NEXT G
310 FOR F=1 TO HA
312 PRINT A$
313 IF MD=0 THEN LPRINT A$
314 SCROLL
315 NEXT F
320 LET L=L+1
330 IF L<8 THEN GOTO 236
345 NEXT M
350 IF MD=1 THEN GOTO 1450
1400 STOP
1450 SCROLL
1455 SCROLL
1456 GOTO 200
1500 PRINT
1550 PRINT "(FRAPPER 1,2,3,OU 4,"
ET NEWLINE)"
1560 RETURN
2000 REM COPYRIGHT 1982

```



Exemples de caractères pouvant être obtenus au moyen des autres symboles graphiques.



Exemples de types « standard » de caractères pouvant être tracés par le programme (l'effet est beaucoup plus saisissant sur l'écran TV).

ROM par huit octets (soit 64 bits) dans lesquels les 1 représentent les noirs et les 0 les blancs. Par exemple, la lettre A correspond au contenu du tableau 1.

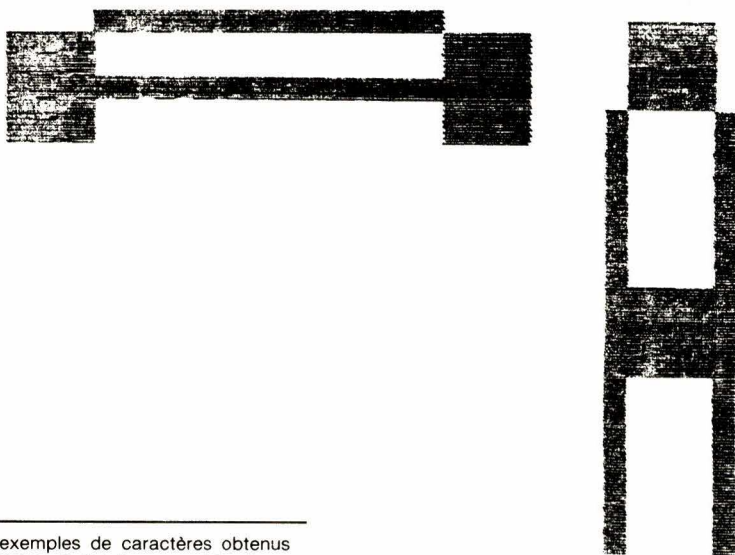
Ainsi, notre programme se décompose de la façon suivante :

- Lignes 200 à 345 : boucle FOR-NEXT permettant d'enchaîner le traitement de chaque caractère du texte entré à la ligne 180.

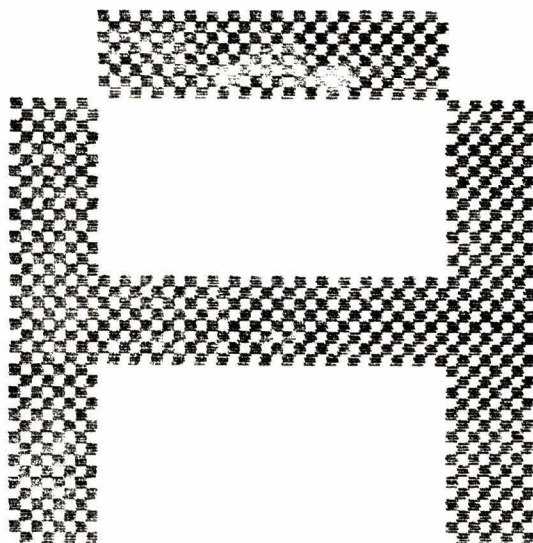
- Ligne 225 : Détermination de la première adresse concernant le caractère à traiter (7 984 pour A), puisque les caractères sont classés en ROM dans l'ordre croissant de leurs codes décimaux.

- Lignes 239 à 241 : préparation d'une « chaîne de blancs » de longueur égale à la largeur voulue du caractère géant.

Le programme complet. (Nécessite 16 K de RAM.)



Deux exemples de caractères obtenus en choisissant des largeurs et hauteurs très différentes (4 contre 1 et 1 contre 4).



La taille maximum des caractères pouvant être obtenus sur l'imprimante (hauteur = largeur = 4).

- **Ligne 245** : prélèvement en ROM des octets qui représentent le caractère (un octet à la fois).
- **Lignes 250 à 290** : conversion en binaire du code décimal de l'octet prélevé.
- **Lignes 295 et 296** : (l'une ou l'autre, selon les options prises au départ) insertion dans la chaîne « blanche » de « noirs » (caractères libres) aux empla-

cements correspondant aux « 1 » de l'octet prélevé.

- **Lignes 310 à 315** : impression de la chaîne achevée, un nombre de fois égal à la hauteur voulue du caractère (sur écran ou sur papier selon M.D.).
- **Lignes 320 à 350** : gestion du « bouclage » du programme sur lui-même, selon que l'édition s'effectue sur écran (bouclage perpétuel) ou sur papier (arrêt à la fin de l'impression du texte).

Variantes possibles

La totalité des fonctions qui viennent d'être décrites peuvent être mises en œuvre à partir du programme complet, qui exige cependant le recours à un module mémoire de 16 K RAM.

Nous reproduisons donc à l'intention de nos lecteurs limités à 1 K RAM trois programmes partiels permettant déjà des expérimentations intéressantes.

Ils présentent par ailleurs l'avantage de faciliter la compréhension profonde du programme complet, par le biais d'une étude séparée des différents choix concernant la taille des caractères.

P. Gueulle

Mode d'emploi

du programme

- **Frapper le programme au clavier**

(Vérifier ligne après ligne la **concordance absolue**, entre le listing publié et l'image TV. La moindre erreur peut complètement fausser le programme).

- **Lancer le programme en faisant RUN NEWLINE ;**

- **Suivre strictement les indications apparaissant à l'écran**

(A la question « type de caractère ? », on peut cependant tenter de répondre par n'importe quel code compris entre 0 et 255, afin de juger de l'effet produit, en notant que certains d'entre eux peuvent provoquer des réactions inattendues !).

- **Laisser le programme se dérouler jusqu'au bout**

(Noter que l'écran reste blanc pendant les quelques secondes nécessaires au démarrage : ne pas s'impatisser !).

- **Pour arrêter le programme, appuyer sur BREAK**

(On peut alors le relancer ou le stocker sur une cassette).




```

5 REM "CARACTERES"
6 PRINT "TEXTE ?"
7 INPUT T$
8 FOR M=1 TO LEN T$
100 LET C$=T$(M)
105 LET ADR=7680+(CODE C$*8)
110 LET L=0
115 SCROLL
120 LET A$=""
130 LET N=PEEK (ADR+L)
140 LET U=128
150 FOR Q=1 TO 8
160 LET E=INT (N/U)
170 IF N>=U THEN LET N=N-U
180 LET U=U/2
190 IF E=1 THEN LET A$(Q)="■"
200 NEXT Q
210 PRINT "      ";A$
220 LET L=L+1
230 IF L<8 THEN GOTO 115
240 NEXT M
250 REM COPYRIGHT 1982

```

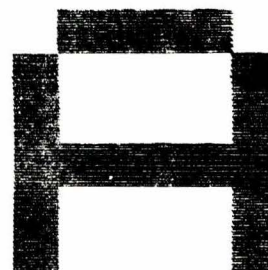


Programme permettant de tracer des caractères de hauteur et de largeur égales à 1 (limité à deux caractères avec 1 K de RAM, sauf utilisation de la commande CONT).

```

5 REM "CARACTERES"
6 PRINT AT 0,0;"TEXTE ?"
7 INPUT T$
8 FOR M=1 TO LEN T$
100 LET C$=T$(M)
105 LET ADR=7680+(CODE C$*8)
110 LET L=0
115 SCROLL
120 LET A$=""
130 LET N=PEEK (ADR+L)
140 LET U=128
150 FOR Q=1 TO 16 STEP 2
160 LET E=INT (N/U)
170 IF N>=U THEN LET N=N-U
180 LET U=U/2
190 IF E=1 THEN LET A$(Q)="■"
200 IF E=1 THEN LET A$(Q+1)="■"
210 NEXT Q
220 PRINT "      ";A$
230 SCROLL
240 PRINT "      ";A$
250 LET L=L+1
260 IF L<8 THEN GOTO 115
270 NEXT M
280 REM COPYRIGHT 1982

```

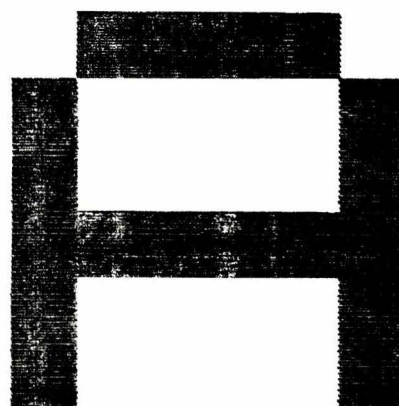


Programme permettant de tracer des caractères de hauteur et de largeur égales à 2 (s'arrête au milieu du premier caractère avec 1 K de RAM).

```

5 REM "CARACTERES"
6 PRINT AT 0,0;"TEXTE ?"
7 INPUT T$
8 FOR M=1 TO LEN T$
100 LET C$=T$(M)
105 LET ADR=7680+(CODE C$*8)
110 LET L=0
115 SCROLL
120 LET A$=""
130 LET N=PEEK (ADR+L)
140 LET U=128
150 FOR Q=1 TO 24 STEP 3
160 LET E=INT (N/U)
170 IF N>=U THEN LET N=N-U
180 LET U=U/2
190 IF E=1 THEN LET A$(Q)="■"
200 IF E=1 THEN LET A$(Q+1)="■"
210 IF E=1 THEN LET A$(Q+2)="■"
220 NEXT Q
230 PRINT "      ";A$
240 SCROLL
250 PRINT "      ";A$
260 SCROLL
270 PRINT "      ";A$
280 LET L=L+1
290 IF L<8 THEN GOTO 115
300 NEXT M
310 REM COPYRIGHT 1982

```



Programme permettant de tracer des caractères de hauteur et de largeur égales à 3 (ne fonctionne pas avec 1 K de RAM).



Un « Labyrinthe TV »

On ne compte plus les jeux, plus ou moins évolués, qui ont été imaginés pour ou par les possesseurs de micro-ordinateurs.

Celui qui va être présenté ici exploite les intéressantes possibilités graphiques du ZX 81 Sinclair, et possède l'originalité de permettre au joueur de se mesurer, soit à un adversaire, soit à lui-même, au cours de manœuvres mettant à contribution la précision des gestes et la rapidité de réaction.

Principe du jeu

Le programme dont le « listing » est présenté ici ne comporte que fort peu d'instructions, compte-tenu de la relative complexité des fonctions qu'il remplit. Lors de son entrée au clavier, on pourra se dispenser de frapper les lignes 5, 7 et 55, dont le but est de fournir des points de repère en cas de stockage sur cassette.

La boucle FOR-NEXT occupant les lignes 10, 11 et 12, sert à construire sur l'écran un grand rectangle noir dès le lancement du programme (par RUN NEW LINE). Cette opération mobilise à elle seule 704 octets en plus de ceux occupés par le programme lui-même.

C'est pourquoi, malgré la faible longueur du programme, le recours à un module d'extension mémoire de 16 KO est indispensable.

Sitôt ces opérations achevées, un petit carré blanc est « évidé » à un endroit de l'écran correspondant à la ligne 22 et à la colonne 32 (en termes d'instructions PLOT).

A partir de cet instant, tout le clavier se trouve neutralisé, à l'exception des touches 5, 6, 7, 8, P, et BREAK.

Les touches 5, 6, 7, 8 permettent de déplacer le carré blanc dans le sens indiqué par les petites flèches rouges du clavier, afin de tracer un

motif géométrique blanc plus ou moins compliqué.

Cela fait, on peut presser la touche P, qui transforme le carré blanc en un carré noir au moyen duquel il s'agit de « reboucher » le tracé blanc précédemment construit. Tout l'intérêt du jeu réside dans le fait que si l'on s'écarte aussi peu que ce soit du « droit chemin », on perd toute trace du carré noir, puisque celui-ci se fond dans le grand rectangle noir. Il faut alors tenter de le retrouver par des

manœuvres aveugles, mais précises et prudentes, car si l'un des bords du rectangle est atteint, le programme s'arrête, et la partie est perdue !

Il est facile de s'entraîner sur des tracés relativement simples, puis de compliquer les choses à loisir, surtout lorsque l'on prépare le terrain pour un adversaire ! Dans ce dernier cas, toutefois, la partie est considérée comme gagnée par l'adversaire si le carré blanc est amené « hors jeu » lors de la préparation du tracé.

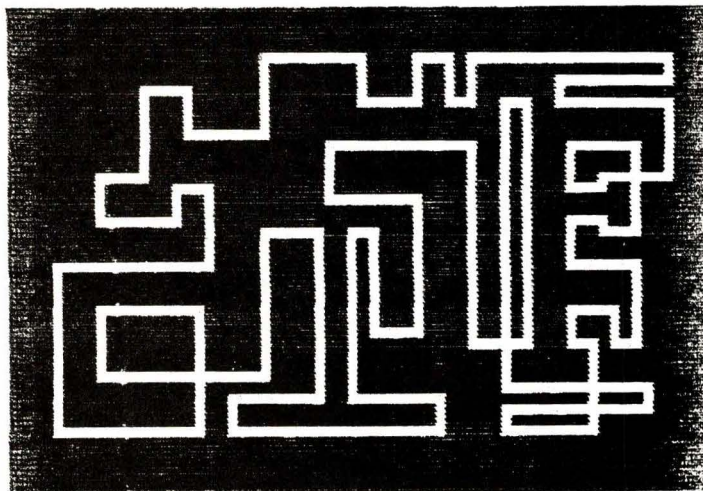


Fig. 1. — Un labyrinthe de complexité moyenne. A vous de jouer !

Quelques détails de programmation

Le programme fait appel aux puissantes fonctions « PLOT » et « UNPLOT », capable de « noircir » ou de « blanchir » sous contrôle logiciel, n'importe lequel des 2816 « éléments d'image » de l'écran TV, par simple indication de ses coordonnées cartésiennes.

Le dialogue avec le joueur utilise la fonction « INKEY\$ », dont l'avantage majeur est de prendre en compte les actions sur les touches sans exiger de pression sur NEW LINE. Egalement, et à l'exception de BREAK, toutes les touches non mentionnées dans des INKEY\$ sont neutralisées, ce qui évite bien des fausses manœuvres.

Enfin, on notera un recours massif à un **sous-programme** s'étendant de la ligne 50 à la ligne 54. Les « branchements » en direction de cette « routine » s'opèrent aux lignes 15 et 30 au moyen d'instructions GOSUB 50. L'instruction 54 RETURN,

```

5 REM "LABYRINTHE"
7 REM LE MODULE 16 K RAM EST
  INDISPENSABLE
10 FOR F=1 TO 704
11 PRINT CHR$ 128;
12 NEXT F
13 LET L=22
14 LET C=32
15 GOSUB 50
16 IF INKEY$="P" THEN GOTO 30
17 UNPLOT L,C
18 GOTO 15
30 GOSUB 50
31 PLOT L,C
32 GOTO 30
50 IF INKEY$="5" THEN LET L=L-
1 51 IF INKEY$="8" THEN LET L=L+
1 52 IF INKEY$="7" THEN LET C=C+
1 53 IF INKEY$="6" THEN LET C=C-
1 54 RETURN
55 REM COPYRIGHT 1982

```

Fig. 2. — Le listing du programme, malgré son faible nombre d'instructions, exige un module d'extension mémoire de 16 K. On rappelle que la frappe doit être exactement conforme à ce modèle, au moindre détail près.

qui termine le sous-programme, fait reprendre l'exécution du programme principal à l'instruction suivant immé-

diatement le dernier SUB 50 à avoir été exécuté.

P. Gueulle

Le wrapping



(Connections enroulées définies à la norme NFC 93-021 et norme USA MIL 8130 B)

technique reconnue fiable depuis un quart de siècle devient grâce au matériel **OK Machine** (USA) d'une mise en œuvre **très facile, très rapide** et aussi **très économique**.



Nous offrons :

- Tout l'outillage à main et les machines ; tous les accessoires.
- Les systèmes de câblage semi-automatiques à commande numérique* WWT et SW 100.
- L'élaboration rapide et peu coûteuse des rubans perforés* de C/N pour nos systèmes et tous les systèmes concurrents. Ensembles PEN ENTRY.
- Les systèmes de contrôle automatique de cartes câblées système WA/LBA.
- La sous-traitance.

* **Vente - Location - Leasing**

Documentation, tarif et offre sur simple demande téléphonique.

Bibliographie sur les études réalisées concernant cette technique tenue à votre disposition.

Importateur
Exclusif

SOAMET s.a. 10, Bd. F.-Hostachy - 78290 CROISSY-s/SEINE - 976.24.37

Réalisation

Un télérupteur électronique

Ce télérupteur de conception particulière est destiné à faciliter la commande d'appareils 220 V à partir de systèmes de transmission d'ordres simples. Il se prête tout spécialement à un couplage avec la télécommande téléphonique dont nous avons publié la description dans le n° 21 de notre revue, grâce à sa fonction « accusé de réception. »

Les fonctions du système

Le fonctionnement d'un télérupteur classique est bien connu : chaque pression sur l'un des poussoirs de commande fait basculer la sortie de l'un à l'autre des deux états stables

« marche » et « arrêt ». En termes de logique, il s'agit donc d'une simple bascule bistable.

Ce genre de dispositif se prête bien à la télécommande par tout ou rien par voie téléphonique, radio, etc.

Cependant, la nature même de ce

comportement bistable introduit une ambiguïté quant à l'état supposé de l'organe commandé, à moins que l'on ne dispose d'un moyen de contrôle à distance.

Ce moyen de contrôle peut être l'envoi par le télérupteur lui-même d'un « retour d'appel », tonalité qui

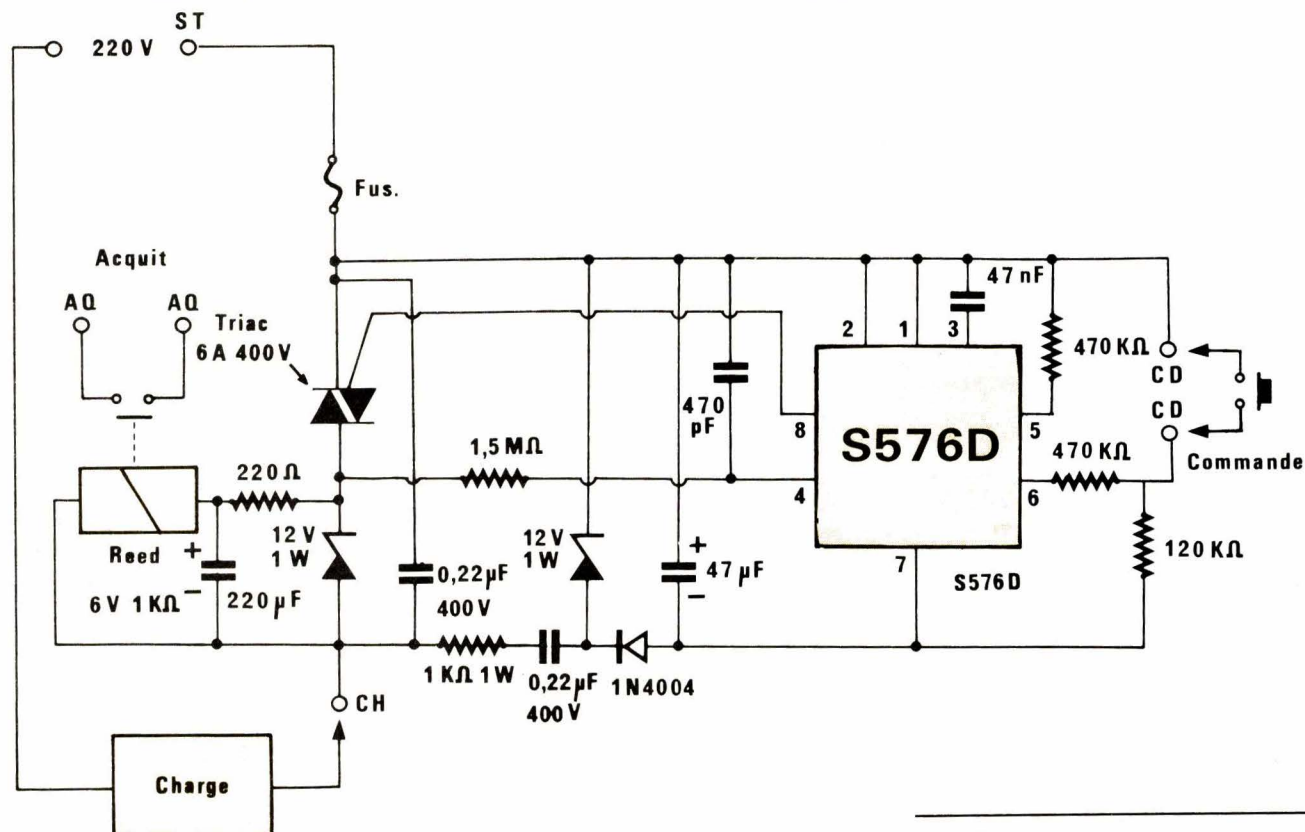


Fig. 1

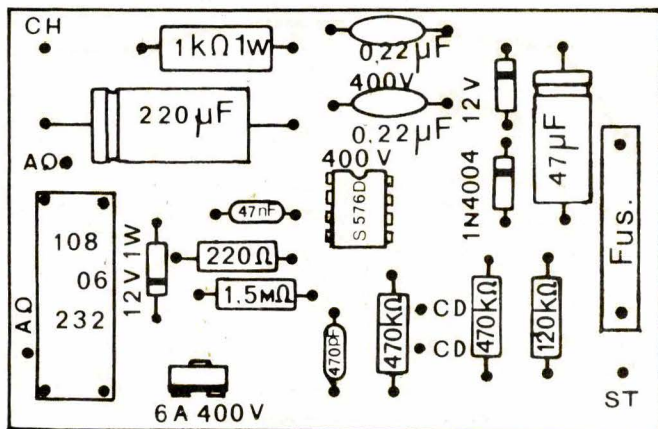


Fig. 2

peut être grave ou aiguë, présente ou absente, etc., selon l'état de l'organe commandé. Le système de télécommande décrit dans notre n° 21 permet précisément ce type de fonctionnement. Nous allons voir que les fonctions qui viennent d'être définies peuvent facilement être réalisées par voie électronique.

Schéma de principe

Le schéma de la **figure 1** montre que le montage est organisé autour d'un circuit intégré S576D de *Siemens*. Ce composant M.O.S. a été spécialement développé pour des applications en télérupteur électronique, à commande par effleurement ou contact électromécanique.

C'est dire que le raccordement du contact de sortie du récepteur de télécommande ne pose aucun problème.

Le circuit intégré pilote directement un triac (6A 400 V), dans les meilleures conditions de fiabilité : absence de risques de déclenchements parasites, absence de création d'interférences H.F., etc. Une petite alimentation à condensateur fournit le 12 V nécessaire au S576D par redressement direct du secteur.

Si cette partie du schéma découle directement de son application d'origine, il n'en va pas de même pour ce qui concerne la détection de l'état de la charge. En effet, il ne suffit pas de vérifier si le télérupteur est positionné sur « marche » ou « arrêt », encore faut-il s'assurer que l'organe commandé lui-même est bien en ou hors-service.

Pour ce faire, il suffit de détecter une présence de **courant** et non plus de **tension**.

Une diode Zener 12 V/1 W a été placée à cet effet en série avec le triac. Dès que celui-ci conduit, il apparaît une chute de tension de 12 V durant une alternance sur deux de l'intensité parcourant la charge, ce qui permet de faire coller un petit relais 6 V.

Notre maquette utilise un relais Reed 108 R06 232 *Orega*, mais il est bien évident que ce choix n'est absolument pas critique. Un réseau RC 220 Ω /220 μ F évite à ce relais de battre à la fréquence de 50 Hz.

Le contact de ce relais peut dès lors être utilisé dans le circuit « d'accusé de réception » du récepteur de télécommande.

Il faut noter que la puissance commutée par ce télérupteur devra être limitée à 40 VA, malgré les possibilités bien plus larges de son triac. Cette limitation provient de la Zener de 1 W, qui ne peut supporter plus de 80 mA dans le sens inverse.

Cela suffit largement à la commande de petits appareillages électroniques, ou de bobines de contacteurs triphasés capables de commuter les puissances les plus élevées (chauffage électrique notamment).

Réalisation pratique

La figure 2 suggère une implantation sur circuit imprimé regroupant tous les composants du montage. Pour la puissance de 40 VA, il est inu-

tile d'équiper le triac d'un quelconque refroidisseur. L'accès à des puissances plus importantes exigerait le remplacement de la diode Zener, ou sa mise en parallèle avec une résistance de puissance calculée en conséquence.

Dans la version de base, le fusible sera un 100 à 200 mA temporisé, sachant que sa fusion sera signalée par l'absence de réaction aux ordres de l'organe télécommandé, d'où l'intérêt de la fonction de « retour ».

Le montage est prévu pour être monté en série avec la charge, exactement comme un interrupteur. Il n'est pas nécessaire de prévoir un « troisième fil » pour l'alimentation de la partie électronique, ce qui est appréciable lors de l'installation. On rappelle d'ailleurs que le récepteur de télécommande du n° 21, totalement autonome, n'exige pas non plus de raccordement au secteur.

Conclusion

Associe au système de télécommande précédemment décrit, ce montage complémentaire permet notamment au propriétaire d'une résidence secondaire, de commander à distance des systèmes tels que le chauffage central ou la centrale antiviol, et d'en contrôler le fonctionnement. Cela permet si nécessaire de laisser un certain niveau d'initiative aux automatismes locaux tels que les thermostats, tout en gardant une possibilité de supervision à distance.

Patrick Gueulle

Applications

Conception d'une unité de visualisation

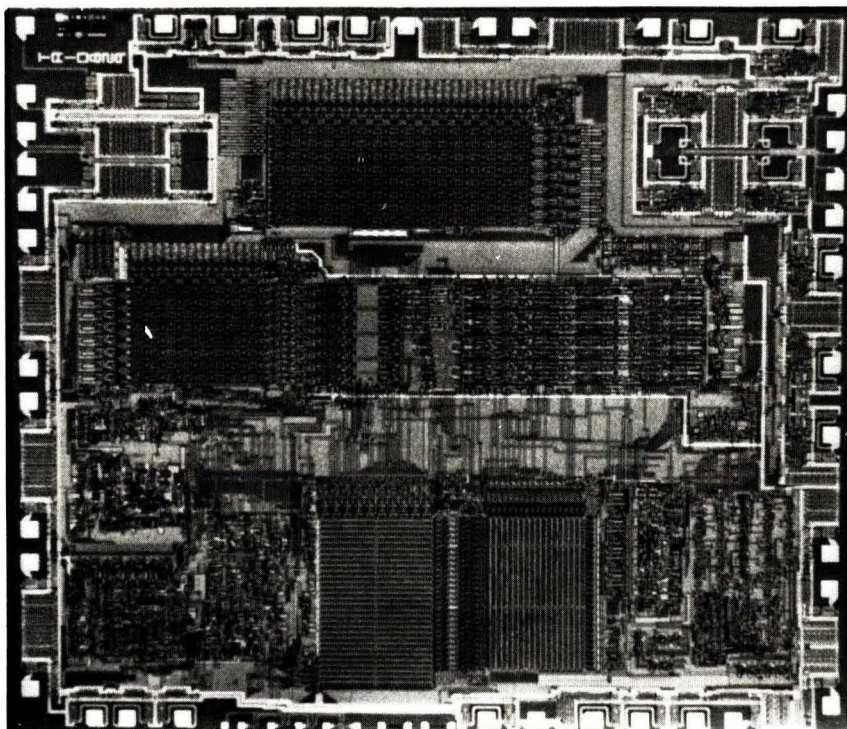
Le besoin de visualiser des données augmentant sans cesse, des systèmes d'information vidéo, interfaçant les microprocesseurs, se sont développés rapidement. Les microprocesseurs et autres circuits intégrés sophistiqués sont généralement considérés comme difficiles à comprendre. Cela ne reflète pas, bien souvent, la réalité. Bien que de tels éléments soient complexes, ils fonctionnent de façon logique, de telle sorte que leur compréhension ne requiert qu'étude, explications et ligne de conduite.

Cet article illustre un procédé de traitement de données, procédé qui deviendra rapidement commun à mesure que la gamme de terminaux de données intelligents s'élargira. Cette étude se base sur des circuits existants, à savoir les circuits de la série C.MOS CDP1800 de RCA.

Quels circuits choisir ?

La famille RCA 1800, en technologie C.MOS très faible consommation, comprend aussi bien des UC, RAM, ROM, EPROM, PIO, UART, MDU que des circuits d'interface et contrôleurs vidéo faible résolution. Mais la demande en circuits de visualisation de données augmentant, un système d'interface vidéo à haute résolution – appelé VIS – a été ajouté à cette gamme. Le système VIS se compose de deux circuits C.MOS à haute densité d'intégration (LSI) – les CDP1869 et CDP1870. Ceux-ci génèrent tous les signaux nécessaires à la visualisation sur écran. De plus, un générateur de son et de bruitage avec contrôle de volume est intégré dans le circuit (fig. 1).

Ces deux circuits s'interfaçent directement, avec un minimum de matériel supplémentaire, à un microprocesseur 1802. Conçus en tant que périphériques d'entrée/sortie totalement indépendants, ils n'exigent



La puce d'un microprocesseur de la série 1800 RCA.

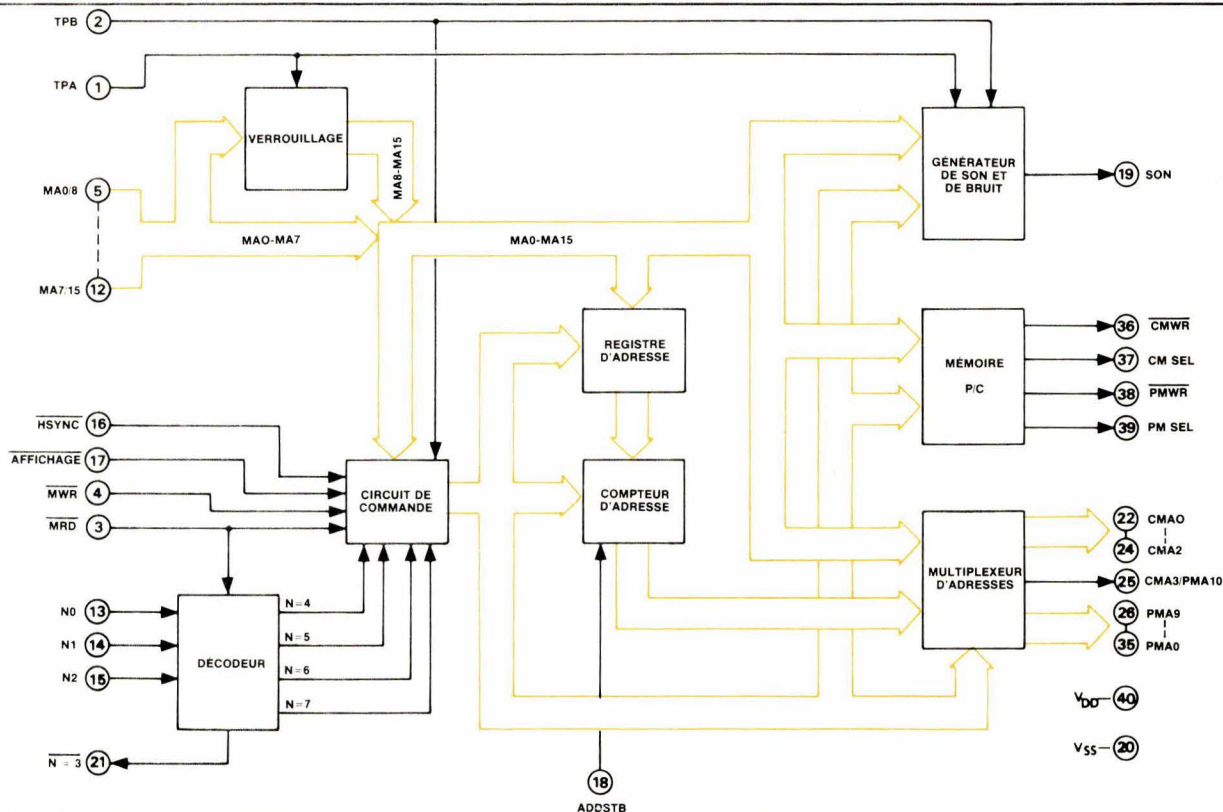


Fig. 1

aucun signal de rafraîchissement qui pourrait pénaliser le microprocesseur pendant l'affichage. Afin d'éviter que le microprocesseur ne modifie la mémoire d'écran avant que le rafraîchissement de l'écran ne soit totalement terminé, un signal « pré-affichage » avise le microprocesseur une ligne d'affichage avant que le rafraîchissement ne commence réellement. Des multiplexeurs internes permettent l'accès aux mémoires affectées au VSI pour y changer l'un ou l'autre des paramètres suivants :

- dans la mémoire des caractères, les informations des couleurs et des points ;
- dans la mémoire de page, la place des caractères sur l'écran.

Pendant les périodes d'affichage, le microprocesseur est totalement libre pour d'autres tâches.

Caractéristiques du circuit VIS

La résolution obtenue est de 24 lignes de 40 caractères ou de 12 lignes de 20 caractères. La grandeur du caractère dépend du système d'affichage ; une matrice de 6 x 8 points pour la norme NTSC, et de 6 x 9 pour la norme PAL.

Jusqu'à 256 caractères différents peuvent être définis en RAM, en ROM ou en RAM et ROM. Il est également possible de générer 8 couleurs de caractères et 8 couleurs de fond. Un mode rouleau (« scroll ») est généré par le matériel.

La génération de son est possible sur 8 octaves de 128 fréquences par octave, et il y a également 8 gammes de génération de bruit. La commande de volume du son et du bruit s'effectue en 16 paliers.

La génération de chrominance et de luminance est prise en charge par le circuit et un signal d'horloge est envoyé à l'UC. Toutes ces caractéristiques sont contrôlées par logiciel.

Deux configurations mémoires sont possibles selon que l'on veuille faire de la visualisation de points ou de caractères.

- Dans la première, appelée approche par points ou génération de points (de l'anglais, « full bit mapping approach »), chaque bit mémoire représente un « pixel » ou point sur l'écran. Cette approche est idéale pour la visualisation de courbes ou dessins, mais nécessite beaucoup de mémoire. Par exemple, la visualisation de 24 lignes de 40 caractères chacune avec une matrice de caractère de 6 x 8, serait représentée par 6 x 8 bits

pour le caractère multiplié par 40 caractères et 24 lignes. Ceci nécessiterait 45 K-bits, soit une mémoire de 8 K-mots, chaque mot ayant 6 bits.

- La seconde possibilité, appelée approche par caractère (génération de caractère), est de diviser l'écran en surface de caractères. Par exemple, la définition de 24 lignes de 40 caractères peut être réalisée avec la même résolution ; toutefois, la position des caractères sera définie par une page mémoire de 960 octets soit 40 x 24 positions.

Dans ce système d'affichage, il est nécessaire de définir combien de caractères sont possibles à visualiser. Pour 256 caractères différents, 8 bits sont nécessaires. Ainsi, une mémoire de 960 mots de 8 bits permettra de définir la position et le caractère.

Avec une matrice de définition de caractères 6 x 8 bits, si l'on doit définir une police de 256 caractères, on a besoin de 256 x 6 x 8 bits ou 12 K-bits (1 K-octets 1/2). En résumé, 1 K-octet est nécessaire pour la mémoire, tandis que la mémoire du générateur de caractères nécessite, quant à elle, 2 K-octets.

En comparant le système « approche par points » avec celui de l'approche par caractères pour le même type d'affichage, on constate que premier nécessite 8KO et le second 3KO.

Notons au passage que cette comparaison serait encore plus frappante dans le cas d'une police de 128 caractères, laquelle, dans ce cas, ne réclamerait que 2KO. Une autre utilisation du générateur de caractères est destinée aux applications d'écrans terminaux. Dans ce cas, pour générer un caractère sur l'écran, il suffit d'écrire un seul octet dans la mémoire ; alors que dans le cas d'utilisation d'image mémoire, tous les bits de la matrice doivent être réécrits pour chaque caractère.

D'autre part, comme dans les systèmes de jeux, très souvent un nombre de caractères fixes peuvent être représentés par un tableau, cette possibilité d'approche du caractère peut être plus rapide.

Critères de conception

Le VIS a été développé après examen des deux méthodes décrites ci-avant. De nombreux critères de conception ont été examinés se rap-

portant automatiquement à l'approche choisie.

- **Fonctionnement en C.MOS**, simplifiant les opérations sur pile ou batterie par la très faible consommation et l'acceptation d'une large gamme d'alimentations possibles.
- **Minimum de circuits**, en optimisant le nombre de circuits dans le système complet, et non pas seulement dans la section génération vidéo.
- **Minimum de mémoires**, en choisissant la méthode d'approche par caractères, l'approche par bits nécessitant trop de mémoire (cependant certains avantages de la dernière méthode seraient retenus).
- **Circuit complètement indépendant**, évitant de ce fait le recours à l'UC, mis à part lors des changements de contenu mémoire ou la mise à jour des registres internes. De ce fait, durant la visualisation, l'UC peut se concentrer sur d'autres tâches.
- **Résolution maximale**, évitant les restrictions dues aux écrans à haute résolution.
- **Résolution programmable**, per-

mettant d'utiliser le VSI dans une gamme étendue d'utilisations, telles que programme d'éducation, dans lequel l'écran a une faible résolution et où la distance écran/observateur est grande.

- **Possibilité graphique**, permettant de visualiser des dessins animés ainsi que des images semi-graphiques.
- **Synchronisation externe**, rendant possible la superposition au signal vidéo télévision d'un signal venant du VIS, lors de la visualisation de texte sur l'image par exemple.
- **Couleur**, en permettant la visualisation de nombreuses couleurs ou au moins de nuances de gris dans les systèmes noir et blanc. Le système doit être utilisable en PAL comme en NTSC. De plus, les informations couleurs directes, RVB, doivent être disponibles.
- **Génération sonore**, en fournissant des sons programmables pour de nombreuses applications, spécialement pour les jeux vidéo ou pour les applications industrielles nécessitant des alarmes sonores ou des curseurs audio.

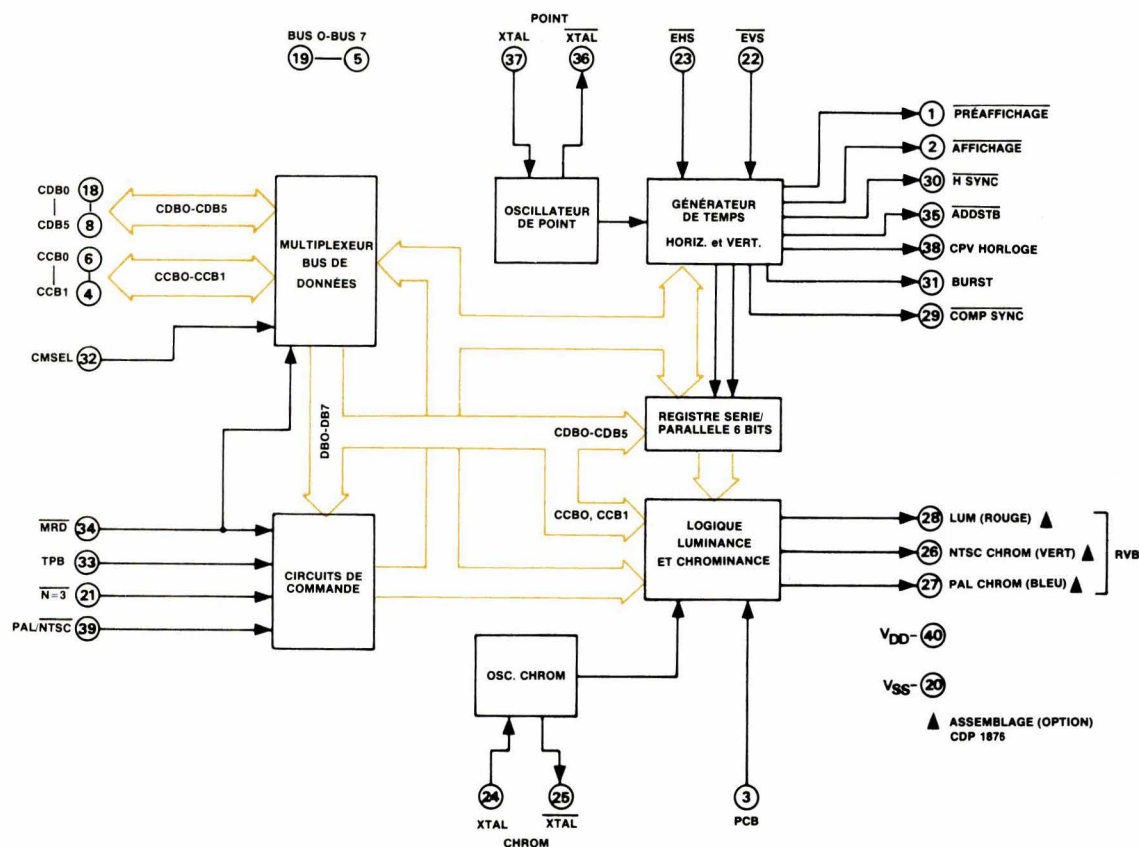


Fig. 2

Application avec deux circuits

La solution du système en deux circuits a été jugée nécessaire pour intégrer tous les circuits externes tels que multiplexeurs et générateurs de couleurs. Le CDP1869 gère les problèmes d'adressage et le CDP1870, ceux de la génération des signaux vidéo. Un circuit semblable à ce dernier le CDP1876, fournit quant à lui, une sortie RVB en place des signaux de luminance et chrominance.

Analysons brièvement (fig. 1) le circuit CDP1869 qui s'occupe de la génération d'adresses et du son. Le 1802 possède un bus d'adresses multiplexé sur 8 bits et génère deux impulsions de synchronisation TPA et TPB définissant la présence de l'octet de poids le plus fort et le plus faible. Le CDP 1869 possède un circuit de verrouillage à 8 bits pour conserver l'adresse haute, et reconstituer un bus d'adresses interne sur 16 bits.

Le circuit de commande reconnaît les instructions spéciales de choix de résolution, de son et de bruit, de changement d'adresse mémoire, de scrutation de caractères, et fournit des signaux de contrôle pour les mémoires et le registre tampon du bus des données. La sélection de ces instructions s'effectue via les trois lignes de sélection d'entrée/sortie du 1802. Le circuit de contrôle génère également un signal décodé pour le 1870.

Un multiplexeur d'adresses définit les informations allant sur les lignes d'adresses de la mémoire d'écran. Pendant le temps d'affichage, il sélectionne les positions des caractères sur l'écran, PMA 0 à 9, et scrute les lignes de caractères CMA 0 à 2.

Pendant le temps de non affichage, le bus d'adresses de l'UC est connecté directement à la mémoire de page (mémoire d'écran). Celle-ci apparaît pour l'UC comme une partie de sa mémoire dont l'espace d'adressage est fixé de F800 à FFFF. Comme seulement 960 octets de cette mémoire sont utilisés – maximum 24 lignes de 40 caractères – dans un système de mémoire à 1 K-octet, 64 octets sont libres et peuvent servir de pile ou à tout autre fonction. Le compteur d'adresses, quant à lui, définit les positions sur l'écran ou est utilisé pour le chargement de caractères en RAM (mémoire d'écran) pendant les périodes de non affichage.

Le registre d'adresses interne définit le caractère le plus à gauche de la première ligne de l'écran. S'il est positionné à 0000, on visualise sur l'écran une image non décalée du contenu de la mémoire d'écran. Chargé avec des multiples de 40, ce registre permet le mode rouleau ligne par ligne. En mode basse résolution – 12 lignes de 20 caractères – il permet l'affichage de 4 pages différentes sur l'écran.

Le générateur de son est conçu comme un pré-étalonneur à 3 bits, et un prédiviseur à 7 bits est chargé via 1 octet de commande par le signal de sortie et automatiquement rechargé avec le même octet. La résolution est donc de 3 octaves avec 128 fréquences différentes par octave.

Huit gammes différentes de bruitage peuvent être générées. Le résultat est un effet sonore type explosion, très utile dans les applications de jeux de télévision. Un réseau de résistance R-2R à 4 bits avec circuit de verrouillage est utilisé pour définir l'amplitude du signal de bruit.

Génération des signaux vidéo

Le CDP1870 gère la génération des signaux vidéo (fig. 2). Sa section de contrôle fournit les signaux pour le multiplexeur du bus des données permettant l'accès de l'UC à la mémoire d'écran, de verrouiller les signaux pour l'instruction de contrôle et les signaux spéciaux de synchronisation entre les deux circuits composant le VIS.

Une entrée est utilisée pour permettre à la logique interne de passer du standard PAL au standard NTSC.

Le multiplexeur du bus des données est nécessaire pour accéder à la mémoire du générateur de caractères si cette dernière est en RAM. Il possède une entrée sur 8 bits. 6 bits, CDB 0 à 5 sont utilisés pour les informations points du caractère. La ligne d'un caractère se compose de six points.

Les 2 bits suivants – CCB0 et CCB1 – sont utilisés pour les informations de couleurs des points du caractère. Quatre couleurs sur huit sont définies par ligne caractère. La ligne entrée PCB fournit le bit de couleur de la page et accroît ainsi la plage de couleurs à huit. Elle est normalement connectée à la mémoire d'écran.

Si le générateur de caractères est en RAM, il doit être initialisé dès la mise sous tension. Avec ce multiplexeur, le générateur de caractères est connecté à l'UC pendant la période de non-visualisation.

L'oscillateur de point fournit le signal d'horloge nécessaire pour le générateur de temps (« timing generator »). A ce niveau, à peu près tous les signaux de synchronisation sont générés. Un signal spécial « pré-affichage » indique qu'à la ligne d'affichage suivante les multiplexeurs sont basculés et qu'un cycle de rafraîchissement commence. Connecté au signal d'interruption, il peut décider de mettre le VIS à jour ou de travailler à d'autres parties du programme. De cette façon, l'UC n'a pas à attendre la fin du rafraîchissement de l'écran.

D'autres signaux sont nécessaires pour synchroniser les deux circuits du VIS ; incrémenter la mémoire d'écran, par exemple ; la fréquence points est d'environ 5,6 MHz. Ce signal, divisé par deux, peut être utilisé comme fréquence d'horloge par l'UC. Les synchronisations verticales et horizontales apparaissent sur le comparateur de synchronisation – « compsync » –.

Un registre à décalage parallèle-série verrouille une ligne d'un caractère et le décale vers la logique de luminance et de chrominance où l'information des points est combinée avec l'information couleur du caractère.

« Compsync », luminance et chrominance sont combinées en dehors du circuit pour donner un signal vidéo complet.

Il existe deux options d'assemblage pour le CDP1870. Pour un terminal ou des jeux de télévision intégrés, il est souvent utile de disposer du signal vidéo complet et d'avoir à le séparer ultérieurement. Dans ce cas, le CDP1876 peut être utilisé. Couleur, luminance et chrominance sont ainsi remplacées par les trois couleurs, rouge, vert et bleu (RVB ou RGB en anglais).

Pour mieux comprendre les différentes performances, examinons un système complet pouvant être utilisé indifféremment dans un jeu ou dans un terminal (fig. 3). Le système utilise une unité centrale 1802 avec des RAM et des ROM séparées. Le CDP 1869 crée le son et le bruit au travers d'un amplificateur et adresse la mémoire d'écran avec PMA 0 à 9 – position du caractère sur l'écran. Il scrute

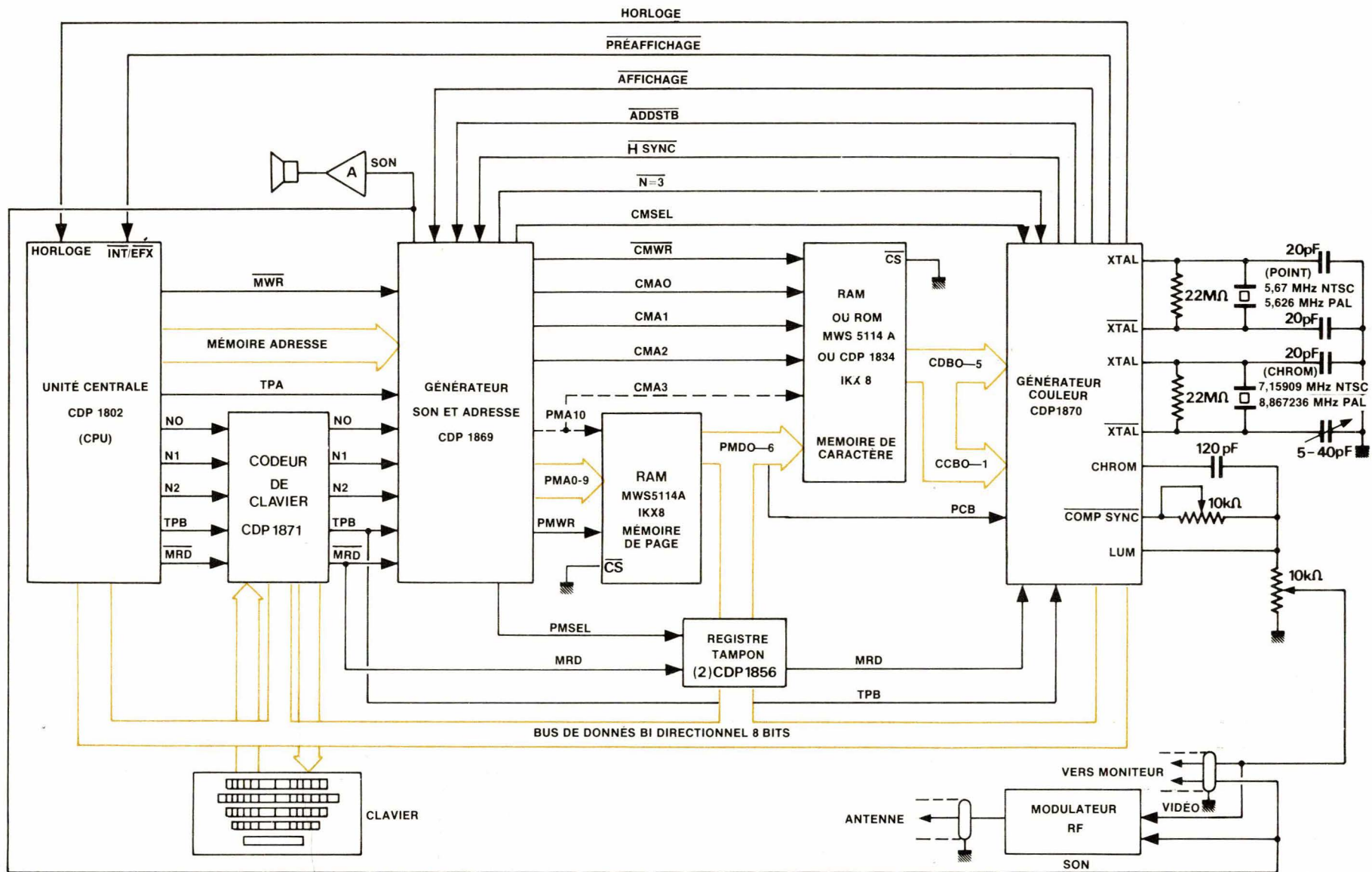


Fig. 3. - Exemple d'application : une unité de visualisation.

les lignes du générateur de caractères avec CMA 0 à 2 et génère quelques signaux pour tampon ou sélection de RAM. Les signaux de synchronisation proviennent du CDP1870.

La mémoire d'écran est chargée et lue par l'intermédiaire d'un registre-tampon séparateur. La RAM caractères fournit les bits de données du caractère, ainsi que les bits de couleur au 1870 où les signaux de couleur et de synchronisation sont générés. Un quartz est utilisé pour la génération des points et fournit la fréquence d'horloge à l'UC. Un signal « pré-affichage » indique si le VIS rafraîchit l'écran ou si l'UC peut communiquer avec les mémoires du VIS. Un deuxième quartz est utilisé pour la fréquence couleur.

Chrominance, luminance et impulsions de synchronisation sont combinées et la résultante envoyée à un modulateur ou à un moniteur. Un autre circuit – un CDP1871, codeur de clavier – scrute les contacts de touches et est utilisé comme entrée.

Programmation du « VIS »

Le VIS est programmé par l'utilisation de fonctions spécifiques du processeur 1802. Un registre interne est désigné et chargé avec l'adresse de l'octet à envoyer. Pour le 1869,

connecté uniquement au bus d'adresses, l'adresse elle-même est l'information, il n'utilise pas de données. La donnée contenue à l'adresse mémoire désignée par ce registre est l'information requise par le 1870.

Une instruction contrôle le 1870 quant à la résolution de 20 ou 40 caractères, au contrôle de couleurs de caractères, au contrôle de format de caractères, à l'affichage ou au non-affichage et à la définition de couleur du fond d'écran.

Trois instructions contrôlent le 1869. La première donne l'octave, la fréquence dans l'octave et l'amplitude du son avec possibilité de générer le son ou non. La seconde programme la gamme de bruit et son amplitude, la résolution de 12 ou de 24 lignes, la dimension page de 960 ou 1920 caractères, la sélection entre la norme NTSC et PAL ainsi que la résolution. La troisième définit une adresse fixe pour l'accès à la mémoire d'écran ou à la mémoire du générateur de caractères. Une quatrième instruction positionne le registre d'adresse interne en mode rouleau (« scrolling »).

Un interpréteur sur 3KO travaillant avec le VIS est disponible. Il consiste en un ensemble de 86 sous-routines. Ces sous-routines appelables par une instruction sur 1 octet permettent de réduire considérablement les manipulations, coûteuses en temps aussi bien qu'en taille de programme. Cet interpréteur inclut les manipulations

mémoires ainsi que les définitions de couleurs, la programmation du son et du bruit et autres instructions de contrôle. Par ailleurs, cet interpréteur permet l'utilisation des interruptions pour l'exécution de sous-programmes machines. Le schéma d'ensemble de l'unité de visualisation est donné à la figure 3.

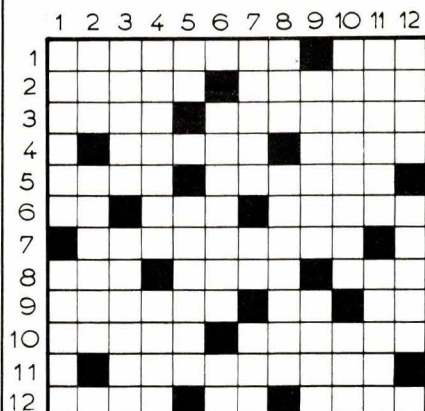
Conclusion

Le VIS est conçu non pas comme un circuit d'interface mais bien comme un système d'interface complet. Les avantages, flexibilité maximale avec utilisation minimale de l'UC, le laissent libre pour d'autres tâches. Dès sa mise en route, le VIS peut gérer l'affichage indépendamment de l'UC.

L'utilisation de la technologie C.MOS permet la création d'un système à basse consommation avec une plage de température très étendue. Une carte utilisant le VIS est disponible chez RCA avec un système d'entrée/sortie complet. Combiné avec une carte UC et un clavier ASCII, cet ensemble représente une unité complète de visualisation couleur.

J. Pintaske
adaptation de
Y. Plaetisier,
RCA
Solid-State division

Les mots croisés d'« Electronique Applications »



Horizontalement

1. Etablit l'existence de courants électriques dans les conducteurs soumis à des champs magnétiques variables. Des lumières pour l'électricien. 2. Centre touristique de Yougoslavie. Le rouge est mis. 3. Second calife des musulmans. Les balais leur sont indispensables. 4. Grand lac intérieur au sud du Sahara. Point de chute pour la vedette ou le vaurien. 5. Chanteuse française. L'un des trois. 6. Adverbe de lieu. Signe de ralliement. Monsieur Jourdain y excelle. 7. Couleurs délayées. 8. Roulés. Elles n'ont que des frontières naturelles. Reçoit les confidences. 9. Réglé sur le champ. Fleuve côtier. Pronom. 10. Dont l'énergie fait défaut. Interdit sans raison. 11. Créée par une induction à distance. 12. Evêché de l'Orne. Sa capitale était Héliopolis. Cher aux Ebroïciens.

Verticalement

1. Décharge électrique. Isola la vitamine E. 2. Travailla pour la résistance et finit par imposer sa loi. Mobile dans la dynamo. 3. Se dépose en goutte. Joue du tambour. 4. Association de conducteurs. Avant les autres. 5. Préfixe. Ventes publiques aux enchères. 6. Inventeur d'une pile électrique à deux liquides. Mis en pièces. 7. Sa bouteille est un condensateur. Personnel. Mots pour rire. 8. Degré d'échelle. Abrite la première université suédoise. 9. Le maître français de l'existentialisme. Pli naturel. 10. Compositeur de la cour à Saint-Petersbourg. Pièce meublée. 11. Electrodes. Travailler pour la galerie. 12. Soumet à un fléau. Roman pédagogique de Rousseau.

Solution en page 106

Micro
informatique

Réalisation d'un automate programmable

(deuxième partie)

La première partie de cette étude était consacrée à la description de l'automate programmable.

L'auteur aborde maintenant les questions de programmation, d'utilisation des cartes auxiliaires et d'entrées-sorties, et donne de plus, en annexe, les « fiches techniques » des circuits intégrés utilisés dans cette réalisation.

Méthodes de programmation

Programmation
d'équations logiques

Cherchons par exemple (fig. 9) le programme correspondant au schéma électrique de cette figure.

$$\text{Soit } M = A.B + A.\bar{C}.D + \bar{A}C$$

On utilisera une sortie auxiliaire SA pour stocker les résultats transitoires. Toutes les entrées/sorties sont supposées être en page 0 aux adresses respectives 1, 2, 3, 4, 8 et F pour A, B, C, D, M et SA (tableau 4).

Programmation à partir
d'un schéma « Grafcet »

Un chariot se déplace entre deux positions A et B. Au repos il est en A (capteur a). Une action sur le poussoir dcy provoque son déplacement vers B (MAV). Arrivé en B (capteur b) il revient automatiquement vers A (MAR) où il s'arrête en attendant une nouvelle impulsion sur dcy – figure 10 –, tableau 5.

Tableau 4

0 0 0	SEPA	0	F	0	Sélection de la page 0
0 0 1	FORP	0	D	0	Forçage de la page 0
0 0 2	IEN	0	A	0	Validation des entrées
0 0 3	OEN	0	B	0	Validation des sorties
0 0 4	FORL	4	C	4	Forçage de la ligne de retour n° 004
0 0 5	LD	A	1	1	Charger A
0 0 6	AND	B	3	2	Faire A.B
0 0 7	STO	SA	8	F	Stocker A.B en F (SA)
0 0 8	LD	A	1	1	Charger A
0 0 9	ANDC	C	4	3	Faire A. \bar{C}
0 0 A	AND	D	3	4	Faire A. $\bar{C}.D$.
0 0 B	OR	SA	5	F	Faire A. $\bar{C}.D$ + A.B
0 0 E	STO	SA	8	F	Stocker en SA
0 0 F	LDC	A	2	1	Faire \bar{A}
0 1 0	AND	C	3	3	Faire $\bar{A}C$
0 1 1	OR	SA	5	F	Faire $\bar{A}C$ + SA = $\bar{A}C + A\bar{C}D + A.B$
0 1 2	STO	M	8	8	Stocker en M
0 1 3	SELI	4	0	4	Retourner à la ligne 4

(quatre premières lignes : initialisation).

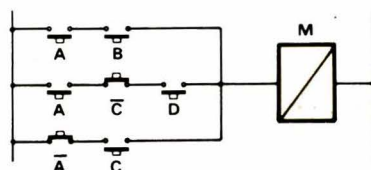


Fig. 9

Programmation d'une divergence
– Convergence en OU
(fig. 11, tabl. 6)

On procède de façon identique pour la divergence en ET (séquences simultanées), mais lors de la convergence on teste la validité de toutes les dernières étapes de chaque branche, puis la réceptivité de la transition.

Tableau 5

000	SEPA	0	F	0	
001	FORP	0	C	0	
002	IEN	0	A	0	
003	OEN	0	B	0	
004	LD	0	1	0	
005	STO	Et0	8	8	
006	FORL	6	C	6	
007	OEN	0	B	0	
008	LD	et0	1	8	Charge l'état de Et0 pour valider la transition Et0 → E
009	AND	dcy	3	1	} Test de la réceptivité dcy a
00A	AND	a	3	2	
00B	STO	SA	8	F	Stockage du résultat en SA
00C	OEN	SA	B	F	Validation des sorties par SA
00D	STOC	Et0	9	8	Si SA = 1 → Et0 = 0 Si SA = 0, pas de changement Si SA = 1 → Et1 = 1 pour Et0 et Et1
00E	STO	Et1	8	9	
00F	OEN	0	B	0	
010	LD	Et1	1	9	Charge l'état de Et1 pour valider la transition suivante
011	AND	b	3	3	Test de la réceptivité de b
012	STO	SA	8	F	Stockage en SA
013	OEN	SA	B	F	Validation des sorties par SA
014	STOC	Et1	9	9	Si SA = 1 → Et1 = 0 Si SA = 0 pas de changement Si SA = 1 → Et2 = 1 pour Et1 et Et2
015	STO	Et2	8	A	
016	OEN	0	B	0	
017	LD	Et2	1	A	Charge l'état Et2
018	AND	a	3	2	Test de la réceptivité a
019	STO	SA	8	F	Stockage en SA
01A	OEN	SA	B	F	Validation des sorties par SA
01B	STOC	Et2	9	A	Si SA = 1 → Et2 = 0 Si SA = 0 pas de changement Si SA = 1 → Et0 = 1 pour Et2 et Et0
01C	STO	Et0	8	8	
01D	SELI	6	0	6	Retour en ligne 6

(6 premières lignes : initialisation).

Dans le cas où les sorties sont activées en plusieurs étapes, il est nécessaire de disposer de la carte sorties auxiliaires pour mémoriser les étapes.

Structure des cartes E/S et sorties auxiliaires

Carte sorties auxiliaires

Le rôle de cette carte (fig. 12) est de mémoriser des informations non

destinées à commander directement des sorties. C'est le cas de l'état de validité des étapes dans un programme Grafcet. Ce peut-être le cas d'un résultat de comptage, de temporisation, qu'on désire sauvegarder en mémoire.

L'automate a été conçu pour lire ou écrire 256 entrées/sorties, suivant le schéma 16 pages de 16 E/S. Dans la plupart des cas, on utilisera au maximum 2 ou 3 pages. Par exemple : page 0, 16 entrées. Page 1, 8 entrées + 8 sorties. Page 2, comptage ou temporisation. Dans ce cas, toutes les

pages restant inutilisées (de 3 à F) serviront au stockage des sorties auxiliaires.

L'adresse de la carte des sorties auxiliaires cumule donc toutes les adresses de 3 à F.

Cette carte est organisée autour d'une RAM bipolaire 256 × 1 bit, avec sortie 3 états (type 82S16, 74S200, 93421...) et d'un comparateur d'amplitude de deux mots de 4 bits (type 7485).

Si à l'aide des 4 interrupteurs nous fixons $B_0B_1B_2B_3 = 0100$ soit 2, tant que la page adressée sera 0, 1 ou 2, la sortie $A < B$ sera au niveau 1 et la RAM non sélectionnée, car ses 3 \overline{CS} sont à 1. Dans ce cas la sortie D_0 est en état haute impédance et ne modifie pas l'état de la ligne DATA.

Dès que la page sélectionnée est supérieure à 2, la sortie $A < B$ passe à 0 ce qui sélectionne la RAM. Simultanément la sortie $A > B$ passe à 1 ce qui a pour effet d'alimenter la LED témoin d'utilisation de carte.

En mode lecture, write est à 0 donc l'entrée \overline{WE} à 1 et on lit sur DATA le complément de la donnée présente à l'adresse $A_3A_2A_1A_0$ de la page choisie.

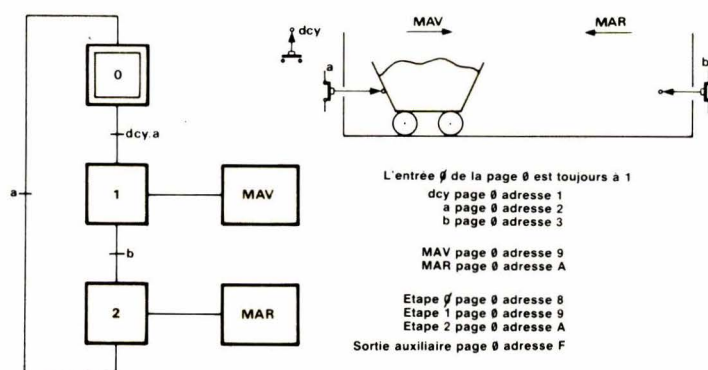


Fig. 10

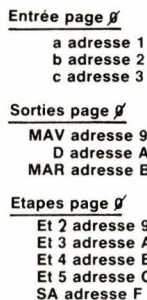


Fig. 11

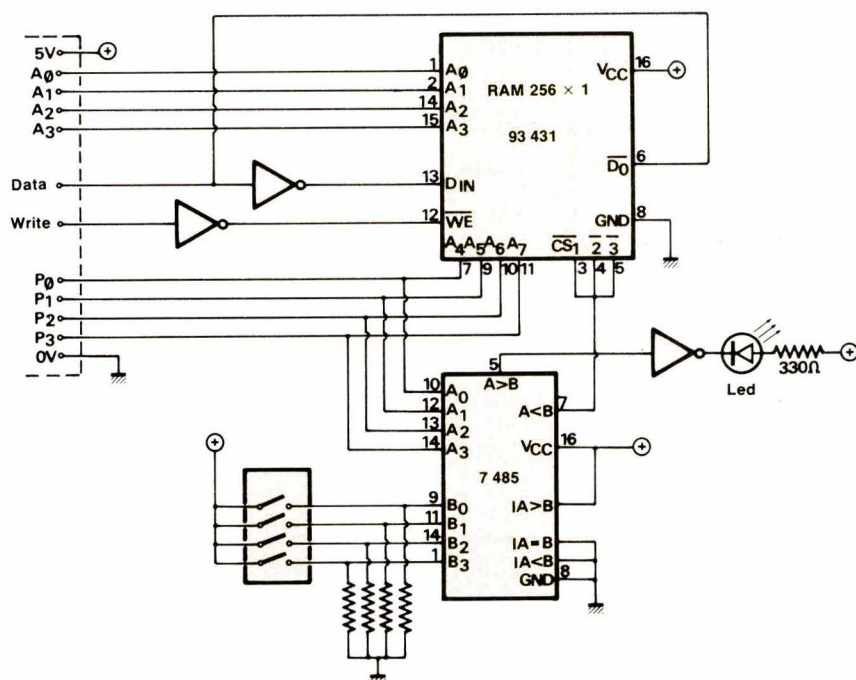


Fig. 12

En mode écriture write est à 1 donc on écrit dans la RAM le complément de DATA (soit \overline{D}) ; la sortie D_0 affiche donc alors \overline{D} soit D et est rebouclée sur la ligne DATA.

Carte entrées - sorties

Comme la précédente, cette carte (**fig. 13**) comprend un comparateur 7485 qui détecte si le numéro de la

page sélectionnée est le bon ; auquel cas la sortie A = B passe à 1 et sélectionne les multiplexeurs 4051 et 14599.

La structure générale de cette carte reste identique à celle de la carte de simulation. On trouve toutefois un découplage optique des E/S ainsi qu'un buffer inverseur pour les 8 sorties (ULN 2803 A) qui permet de commander jusqu'à 50 V / 500 mA.

Carte RAM 1 024 × 8
et carte affichage

La carte RAM utilisée (**fig. 13**) a été réalisée avec des mémoires $1\,024 \times 4$ du type TMS 4045 (450 ns max de temps d'accès).

La mise en parallèle de deux mémoires de ce type permet la réalisation de programmes de 1 024 lignes.

Une mémoire contient les instructions et l'autre l'adresse des E/S à relier avec DATA.

L'adressage de ces mémoires est fait à l'aide des sorties de comptage (4029 et 4040). Les bits d'adresse de poids fort A_{10} et A_{11} provenant du 4040 ne sont pas utilisés dans cette carte, bien qu'ayant été amenés sur le connecteur.

Ils permettront l'extension à 4 K-octets si nécessaire.

La dissipation étant d'environ 0,5 W par boîtier (soit environ 100 mA d'alimentation), il n'a pas été jugé utile de compliquer la commande par un mode d'attente permettant de réduire la consommation, puisqu'en mode RUN, ces mémoires sont constamment sollicitées.

Les afficheurs utilisés sont des TIL 311, afficheurs hexadécimaux avec logique incluse. Il suffit de présenter le code binaire du mot à afficher sur les entrées A, B, C, D. Cet afficheur hexadécimal contient une quadruple bascule latch, un décodeur, des générateurs de courant constant et 22 LED montées en matrice 4×7 pour l'affichage de caractères hexadécimaux. Dans l'automate, les bascules latch d'entrée sont déverrouillées en permanence, l'entrée de commande étant en permanence à la masse.

Les pattes 6, 9 et 11 n'existent pas. Dans l'automate, les deux alimentations (logique et LED) sont reliées au même potentiel de + 5 V. Dans ce cas, le courant dans chaque LED est d'environ 5 mA. On peut éventuellement augmenter ce courant en augmentant l'alimentation des diodes sans toutefois dépasser 7 V ; l'effet n'étant pratiquement pas visible à l'œil, les deux alimentations sont de + 5 V. On peut, dans certains cas, couper l'affichage sans perdre la valeur logique, en ne coupant que l'alimentation des LED (**fig. 15**).

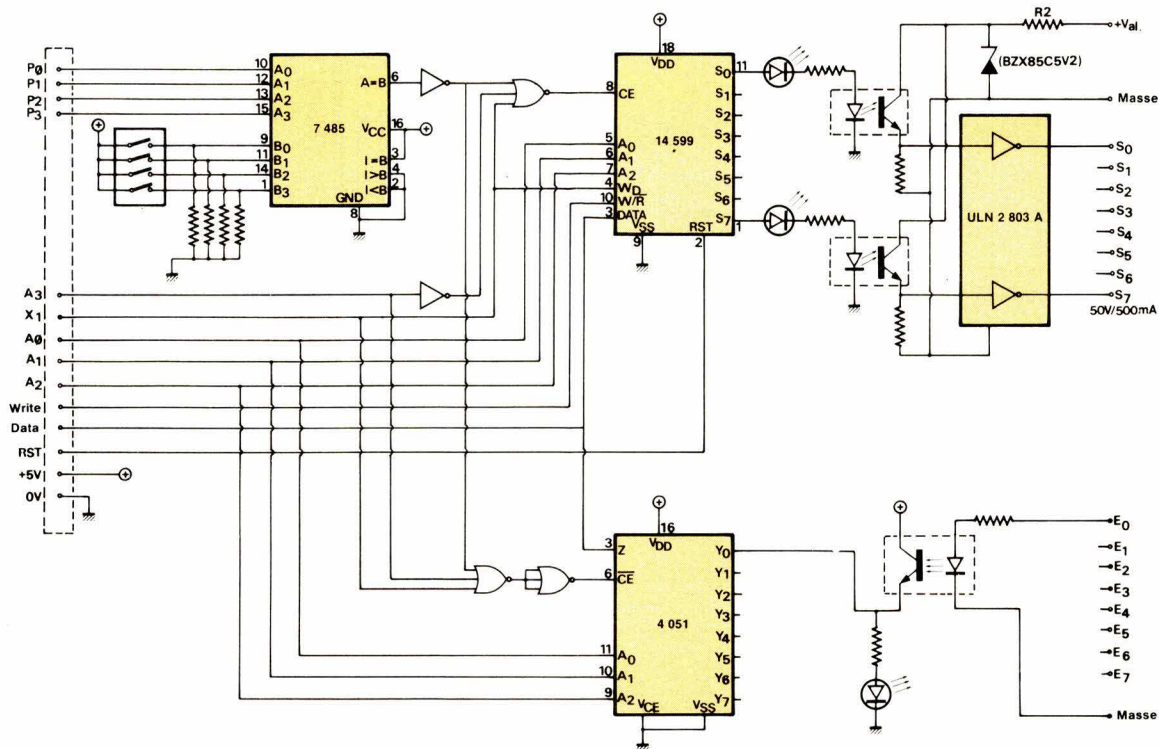


Fig. 13

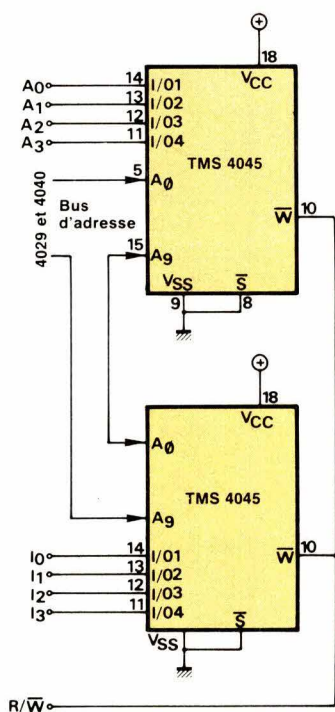


Fig. 14 a

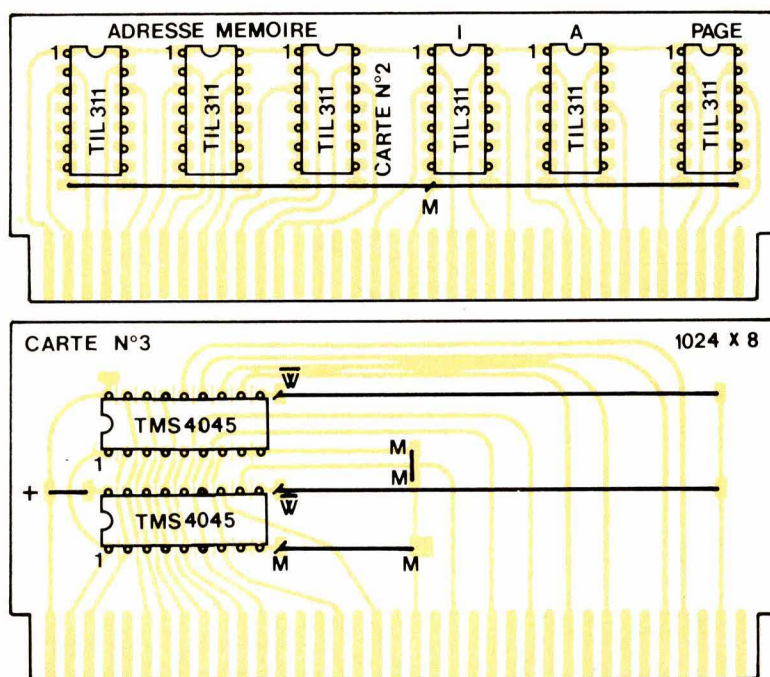


Fig. 14 b

Tableau 6

013	OEN	0	B 0	
014	LD	Et2	1 9	
015	AND	a	3 1	Si Et2 est valide et a vrai alors
016	STO	SA	8 F	
017	OEN	SA	B F	
018	STOC	Et2	9 9	Dévalider Et2 et valider Et3
019	STO	Et3	8 A	
01A	OEN	0	B 0	
01B	LD	Et2	1 9	
01C	ANDC	a	4 1	Si Et2 est valide et a vrai alors
01D	STO	SA	8 F	
01E	OEN	SA	B F	
01F	STOC	Et2	9 9	Dévalider Et2 et valider Et4
020	STO	Et4	8 B	
021	OEN	0	B 0	
022	LD	Et3	1 A	
023	AND	b	3 2	
024	STO	SA	8 F	Si Et3 est valide et b vrai ou Si Et4 est valide et c vrai alors
025	LD	Et4	1 B	
026	AND	C	3 3	
027	OR	SA	5 F	
028	STO	SA	8 F	
029	OEN	SA	B F	
02A	STOC	Et3	9 A	Dévalider Et3 et Et4 et valider Et5
02B	STOC	Et4	9 B	
02C	STO	Et5	8 C	
02D	OEN	0	B 0	
02E	LD	Et5	1 C	

Annexe 1

14599 : 8 bit adressable latch

Description générale

Le 14599B est un système de verrouillage adressable de 8 bits. L'information D est entrée sous forme série lorsque la latch appropriée est adressée (via les pattes d'adresse A₀, A₁ et A₂) et que le write disable est dans l'état bas.

La validation du chip (CE) doit être au niveau haut pour que l'on puisse écrire dans le 14599.

La patte DATA est un port d'information bidirectionnel contrôlé par la ligne lecture/écriture.

L'information est présentée en parallèle à la sortie des 8 latches indépendamment de l'état des lignes Write disable, Write/Read ou Chip Enable.

Le chip dispose d'un Reset global.

La capacité d'entrée typique est de 5,0 pF.

La tension d'alimentation doit être comprise entre 3,0 V et 18 V.

Chaque sortie peut conduire 2 charges TTL Low-Power ou une charge TTL Low-Power Schottky.

4051 : Multiplexeur/démultiplexeur analogique 8 voies

Description générale

Le 4051 est un multiplexeur/démultiplexeur analogique à 8 voies avec 3 entrées d'adresse (A₀ à A₂), une entrée de sélection active au niveau « bas » (\bar{E}), huit entrées/sorties indépendantes (Y₀ à Y₇) ; et une entrée/sortie commune (Z).

Le dispositif contient huit interrupteurs analogiques bidirectionnels, chacun d'eux ayant un côté connecté à l'une des entrées/sorties indépendantes (Y₀ à Y₇) et l'autre côté à l'entrée/sortie commune (Z).

Avec \bar{E} au niveau « bas », on peut sélectionner un des huit interrupteurs (faible impédance, état ON) par A₀ à A₂. Avec \bar{E} au niveau « haut » tous les

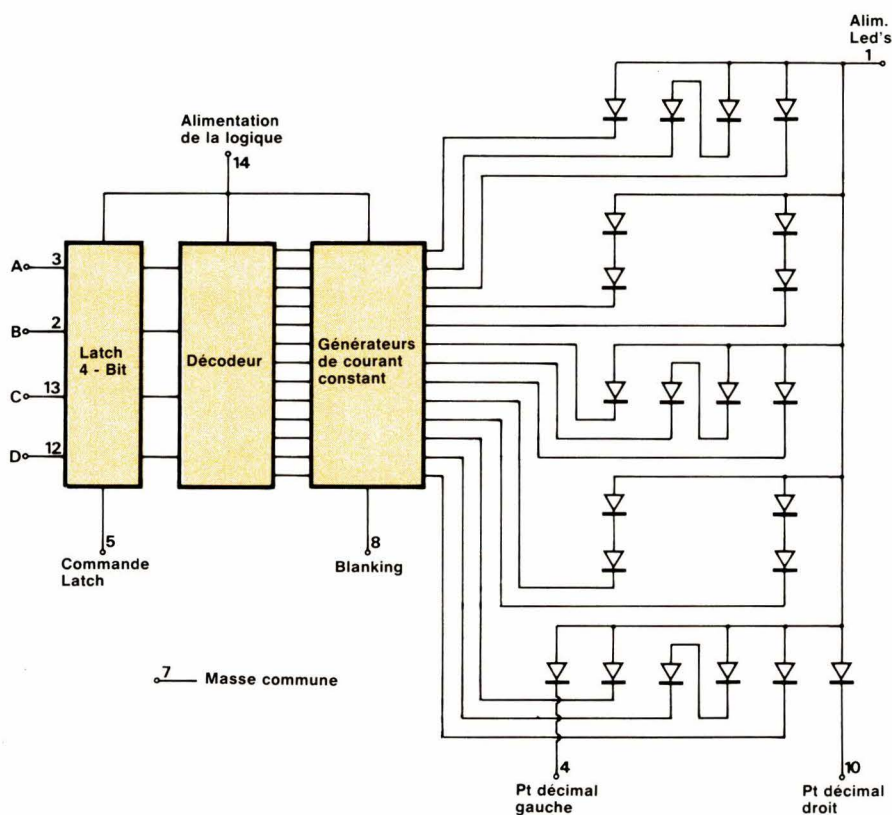


Fig. 15

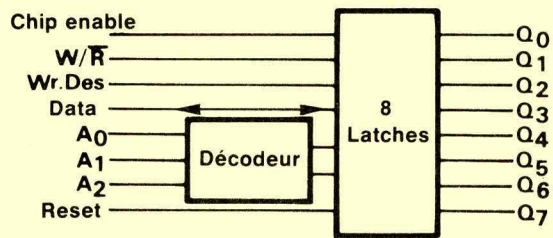


Diagramme de connexion

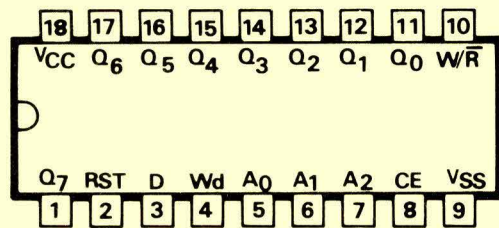


Fig. A 1. — Circuit 14599.

Symbole logique

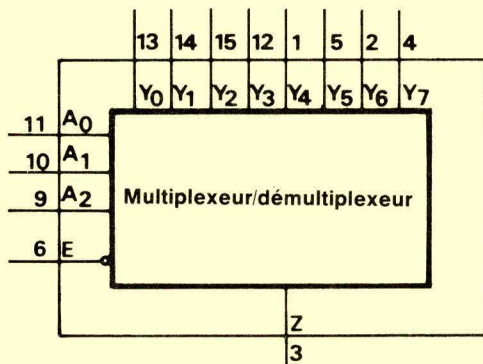
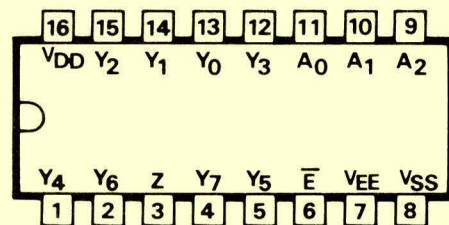


Diagramme de connexion



Organisation interne

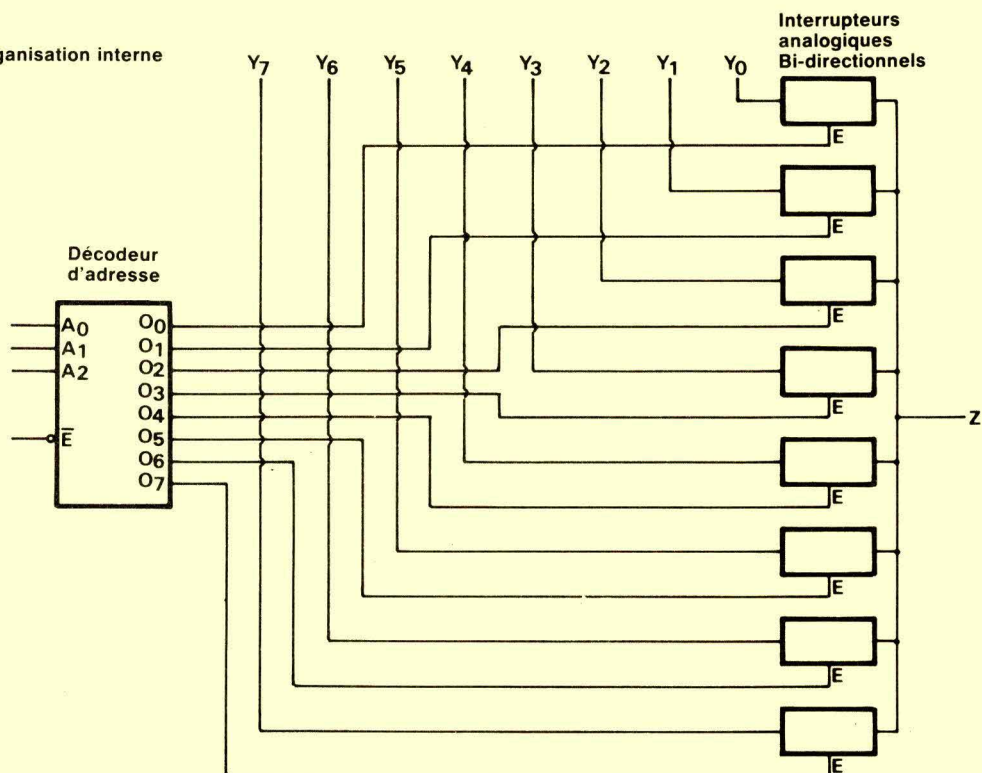


Fig. A2. — Circuit 4051.

interrupteurs sont dans un état OFF à haute impédance, indépendamment de A_0 à A_2 .

V_{DD} et V_{SS} sont les entrées des tensions d'alimentation pour les entrées de contrôle digital (A_0 à A_2 et \bar{E}). Leurs tensions limites sont identiques à celles de toute la famille C-MOS, soit de 3 V à 15 V.

Les entrées sorties analogiques (Y_0 à Y_7 et Z) peuvent varier entre V_{DD} comme limite positive et V_{EE} comme limite négative. On doit respecter :

$$V_{DD} - V_{EE} \geq 15 \text{ V}$$

Lorsque le 4051 est utilisé en multiplexeur/démultiplexeur digital, V_{EE} est relié à V_{SS} .

4042 : quadruple D-Latch

Description générale

Le 4042 est un système de verrouillage de 4 bits comprenant 4 entrées de données (D_0 à D_3), quatre sorties verrouillables bufferisées (O_0 à O_3), et leurs compléments (\bar{O}_0 à \bar{O}_3) et deux entrées de sélection (E_0 et E_1).

L'information présente de D_0 à D_3 est transférée de O_0 à O_3 lorsque E_0 et E_1 sont tous deux dans le même état, « haut » ou « bas ». O_0 à O_3 suivent D_0 à D_3 tant que les deux entrées E_0 et E_1 restent dans le même état. Quand E_0 et E_1 sont différents, D_0 à D_3 n'affectent plus O_0 à O_3 . On dit que les sorties sont verrouillées (ou latchées), O_0 à O_3 étant alors mémorisées en sortie.

\bar{O}_0 à \bar{O}_3 sont toujours les compléments de O_0 à O_3 . La structure d'entrée OU-EXCLUSIVE permet de choisir la polarité pour E_0 et E_1 . Si l'une des entrées est portée au niveau « haut », l'autre entrée de sélection sera active au niveau « haut » ; avec

Table de fonctionnement

\bar{E}_0	E_1	MODE
L	L	déverrouillé
L	H	verrouillé
H	L	verrouillé
H	H	déverrouillé

l'une des entrées au niveau bas, l'autre entrée de sélection sera active au niveau « bas ».

Symbole logique

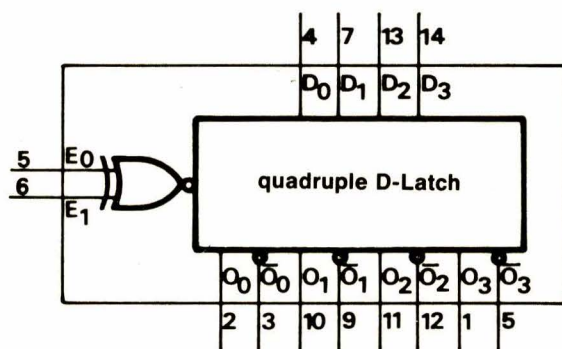
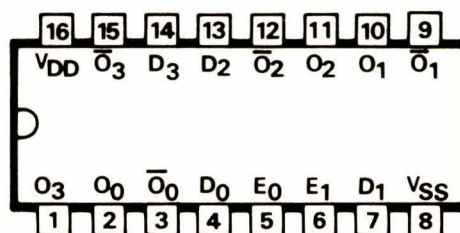


Diagramme de connexion



Organisation interne

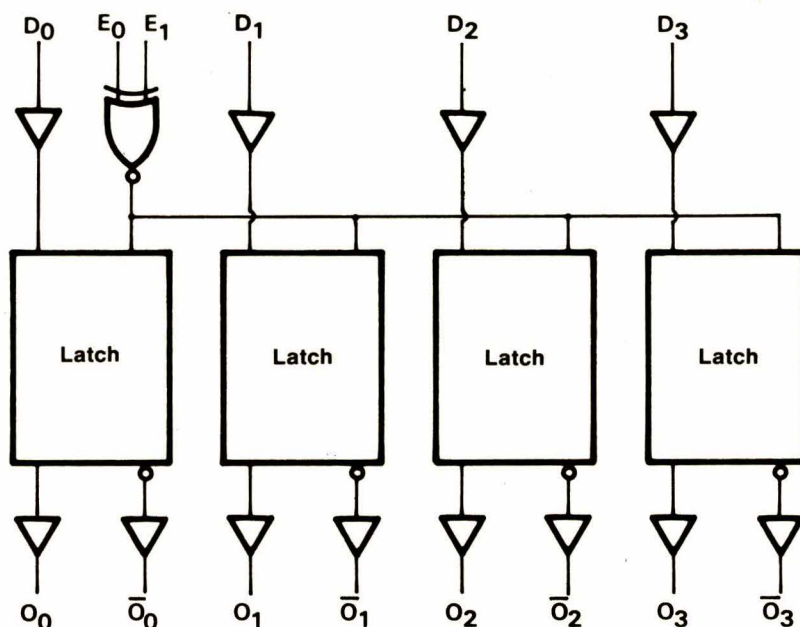


Fig. A 3. - Circuit 4042.

4029 : compteur/décompteur synchrone binaire/décimal

Description générale

Le 4029 est un circuit C-MOS. C'est un compteur/décompteur prépositionnable, 4 bits, pouvant travailler en mode binaire ou BCD.

Il possède une entrée d'horloge (CP), une entrée de sélection du chip active à l'état bas (\overline{CE}), une entrée de sélection de mode de comptage (UP/DOWN), une entrée de sélection du type de comptage (BIN/DEC), une entrée de validation du chargement parallèle des données, asynchrone, active à l'état haut (PL), quatre entrées de données (P_0 à P_3 , quatre sorties parallèles bufferisées (O_0 à O_3), et une sortie de fin de comptage active à l'état bas (\overline{TC}).

L'information $P_0... P_3$ est chargée dans le compteur lorsque PL est « haut », indépendamment de toutes les autres conditions d'entrées. Lorsque PL est « bas », le fonctionnement se déroule de façon synchrone, et est commandé par le front montant de l'impulsion d'horloge. Le type d'opération est déterminé par les trois entrées de contrôle : UP/DN, BIN/DEC et \overline{CE} .

\overline{TC} est « bas » lorsque le compteur a terminé son comptage dans le mode choisi, et \overline{CE} étant « bas ».

La tension d'alimentation V_{DD} doit être comprise entre 3 V et 15 V avec $V_{SS} = 0V$.

Symbole logique

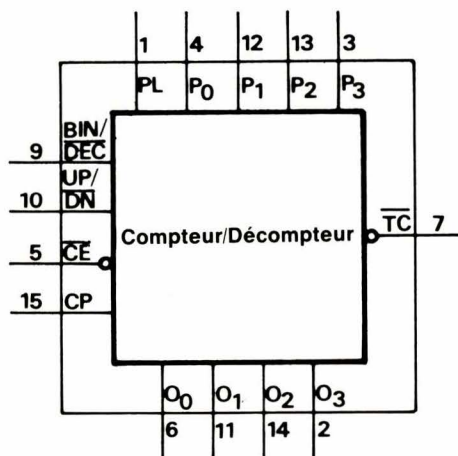


Diagramme de connexion.

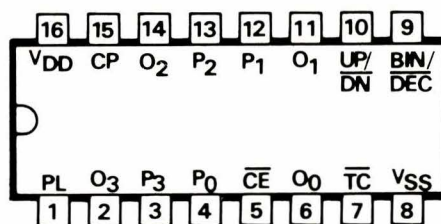


Fig. A 4

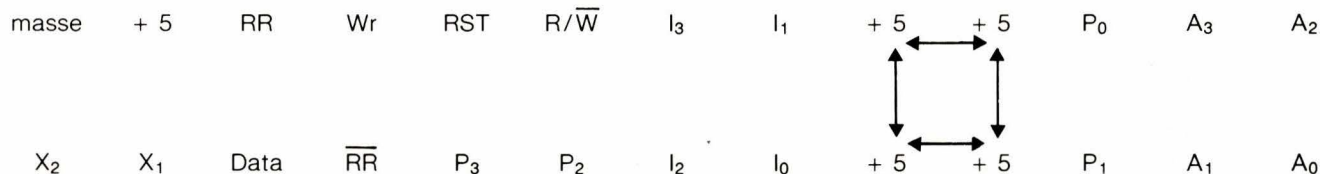
Sélection du mode de fonctionnement

PL	BIN/DEC	UP/DOWN	\overline{CE}	CP	MODE
H	X	X	X	X	chargement $P_i \rightarrow O_i$
L	X	X	H	X	aucun changement
L	L	L	L		compteur BCD
L	L	H	L		décompteur BCD
L	H	L	L		compteur binaire
L	H	H	L		décompteur binaire

Annexe 2

connecteurs de la carte 01

Simulation J₁



Carte affichage J3

B	A	
1	+ 5 V	1
2	A ₈	2
3	A ₉	3
4	A ₁₀	4
5	A ₁₁	5
6	A ₄	6
7	A ₅	7
8	A ₆	8
9	A ₇	9
10	A ₀	10
11	A ₁	11
12	A ₂	12
13	A ₃	13
14		14
15		15
16		16
17		17
18	I ₀	18
19		19
20	masse	20
21		21
22	I ₁	22
23		23
24	I ₂	24
25	I ₃	25
26	I ₀	26
27		27
28	A ₀	28
29	A ₁	29
30	A ₂	30
31	A ₃	31
32		32
33	P ₀	33
34	P ₁	34
35	P ₂	35
36	P ₃	36
37		37

Carte RAM J2

B	A	
1	+ 5 V	1
2	A ₉	2
3	A ₈	3
4	A ₁₁	4
5	A ₁₀	5
6	A ₇	6
7	A ₆	7
8	A ₅	8
9	A ₄	9
10	A ₃	10
11	A ₂	11
12	A ₀	12
13	A ₁	13
14	A ₂	14
15		15
16		16
17		17
18	I ₃	18
19		19
20	masse	20
21		21
22	I ₂	22
23		23
24	I ₁	24
25	I ₃	25
26	I ₀	26
27		27
28	A ₀	28
29		29
30	A ₁	30
31	P ₀	31
32	P ₃	32
33	A ₃	33
34	A ₂	34
35	P ₁	35
36	R/W	36
37		37

Un logiciel a été mis au point par l'auteur sur ce micro-ordinateur qui permet à l'utilisateur :

1° de rentrer un programme dans l'automate à partir du clavier du CBM suivant l'un des 5 modes ci-dessous :

- écriture en hexadécimal
- écriture en assembleur de 14500
- écriture à partir d'un schéma GRAFCET
- .recopie d'une cassette
- corrections d'erreurs.

Ce dernier mode contient 3 sous-modes :

- correction d'une ligne
- ajouter des lignes
- enlever des lignes

qui facilitent grandement la mise au point des programmes.

2° de lire un programme présent dans l'automate suivant 3 modes :

- lecture avec affichage vidéo des informations :

Adresse
Mémoire
Commentaire

- lecture avec recopie imprimante comme ci-dessus
- lecture et sauvegarde d'un programme sur cassette.

Ce logiciel d'aide permet de confier l'automate à des programmeurs avertis qui économisent ainsi un temps précieux. Une fois un programme mis au point, le CBM n'a plus à être relié à l'automate qui retrouve ainsi son autonomie.

La même carte mère a également été montée dans un rack 19", qui contient également toutes les autres cartes, E/S, temporisation, ... et l'alimentation... qui donnent à cet automate sa version industrielle.

Pour tout renseignement, le lecteur intéressé peut écrire à M. Oury, au Lycée Technique Industriel, 2, rue des Egalisses, 95310 Saint-Ouen-L'Aumône.

Michel OURY
Ingénieur ENSEEIHT

Quelques précisions sur la première partie (N° 24)

- Dans le brochage des alimentations des circuits intégrés :
– au lieu de 7400 lire 4011
– au lieu de 7408 lire 4081

- La patte 3 du 14500 (DATA) est tirée à la masse par 470 kΩ et non pas 47 kΩ.

Cet automate a été réalisé avec le souci d'être utilisable dans des classes d'Enseignement Technique. C'est pourquoi lorsqu'on connecte entre elles la carte mère et la carte programmation et essais, on ne peut entrer le programme qu'en binaire à l'aide des huit interrupteurs I et A. L'affichage étant en hexadécimal, les étudiants

trouvent là un premier exercice les habituant à la conversion d'un mode d'écriture logique en un autre.

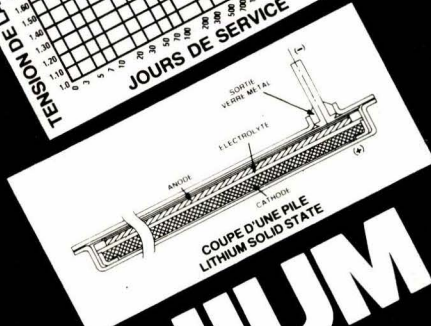
Il est évident que l'on se lasse très vite de ce style de programmation. La liaison entre ces deux cartes se faisant par câble et connecteurs, on peut alors débrancher la carte mère de la carte d'essais pour la relier au port de sortie (port A du 6522) d'un micro-ordinateur CBM 2001, par exemple. Dans ce cas, le commutateur 52 passe dans une troisième position (EXT) qui permettra à l'ordinateur de piloter l'horloge du 14500. Ceci est réalisé par le bit CB2 du 6522 du CBM.

En outre, de la même façon, la commande R/W de lecture/ écriture des RAM se fera par le CBM.

UNE NOUVELLE DIMENSION ENERGETIQUE

DURACELL®

- PILES LITHIUM SOLIDSTATE**
- Tension nominale élevée 1,9 volt
 - Durée de stockage supérieure à 20 ans à 20° C
 - Gamme de température de -40° à +120° C
 - Haute densité énergétique 300 — 500 WH/dm³
 - Boîtier verre métal totalement étanche



LITHIUM

DURACELL FRANCE
5, rue Chantecoq 92808 PUTEAUX
Tél. : 776.44.20 - Télex : 630423

HEERMANN & ASSOCIÉS

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.

Applications

Une application des circuits CCD : un microdensitomètre de laboratoire

En télédétection, comme en robotique ou en médecine, on est souvent amené à lire puis à numériser un document afin de pouvoir le traiter par des méthodes numériques à l'aide d'un ordinateur (ou d'un miniordinateur). Les auteurs décrivent un système, qui, à l'aide d'une barrette CCD Fairchild de 1728 pixels (« CCD 122 ») et d'un microprocesseur « 6802 » numérise des images obtenues en balayage mécanique (lecteur de clichés, de photos...) ou par déplacement de l'objet lui-même (mesure en temps réel du diamètre des fils dans un train à fil).

Dans cet article, nous donnons les résultats obtenus pour diverses applications : mémorisation d'une photographie sur 2 bits, étude de l'homogénéité d'une photocathode, et visualisation du diamètre d'un fil chaud en temps réel sur un train à fil.

Etude du circuit CCD

Le capteur CCD que nous utilisons se présente sous la forme d'une barrette de 1728 pixels (CCD 122 Fairchild), mais on peut utiliser des barrettes de 2048 points (CCD 142) ou de 256 points (CCD 111) [1, 2].

Pour lire la barrette, il faut générer un certain nombre de signaux bien synchronisés entre eux, et, si l'on veut concevoir un système pouvant accepter différentes barrettes, ces signaux devront avoir une fréquence variable et ajustable. C'est la raison pour laquelle nous avons généré ces signaux à partir de compteurs programmables (6840), figure 1.

Choix de la vitesse de lecture du CCD

Une des raisons qui nous a conduit à programmer la base de temps est la

caractéristique rendement du CCD en fonction du temps d'exposition (fig. 2).

On a en effet :

$$\text{Rendement} = \frac{\text{signal de sortie}}{\text{sortie saturée}} \times 100 \%$$

On constate, d'après les deux courbes, que l'on doit choisir un temps de lecture (qui correspond au temps d'exposition) en fonction d'un éclairage donné si l'on veut que le rendement de la barrette soit à peu près constant. On pourra utiliser cela pour diaphragmer plus ou moins le microdensitomètre. (fig. 3).

Choix de la longueur d'onde de la source lumineuse

Une caractéristique intéressante du CCD est sa réponse spectrale qui se situe dans le visible mais aussi dans l'infrarouge. Pour deux applications nous avons utilisé le CCD dans l'infra-

rouge : il s'agit de la mesure du diamètre d'un fil incandescent et de l'étude de l'homogénéité d'une photocathode.

Réalisation du microdensitomètre

Le schéma général de l'appareil est donné par la figure 4. La caméra CCD à base de temps programmable est constituée d'une barrette, d'un amplificateur vidéo et de deux compteurs programmables 6840. Ces deux compteurs sont contrôlés par un microprocesseur 6802 (fig. 5 et 8).

Programmation des « Timers » 6840

Le programme se trouve à l'adresse E 800, car nous avons utilisé pour le développement de l'appareil, une carte MEK 6802 D5E que nous

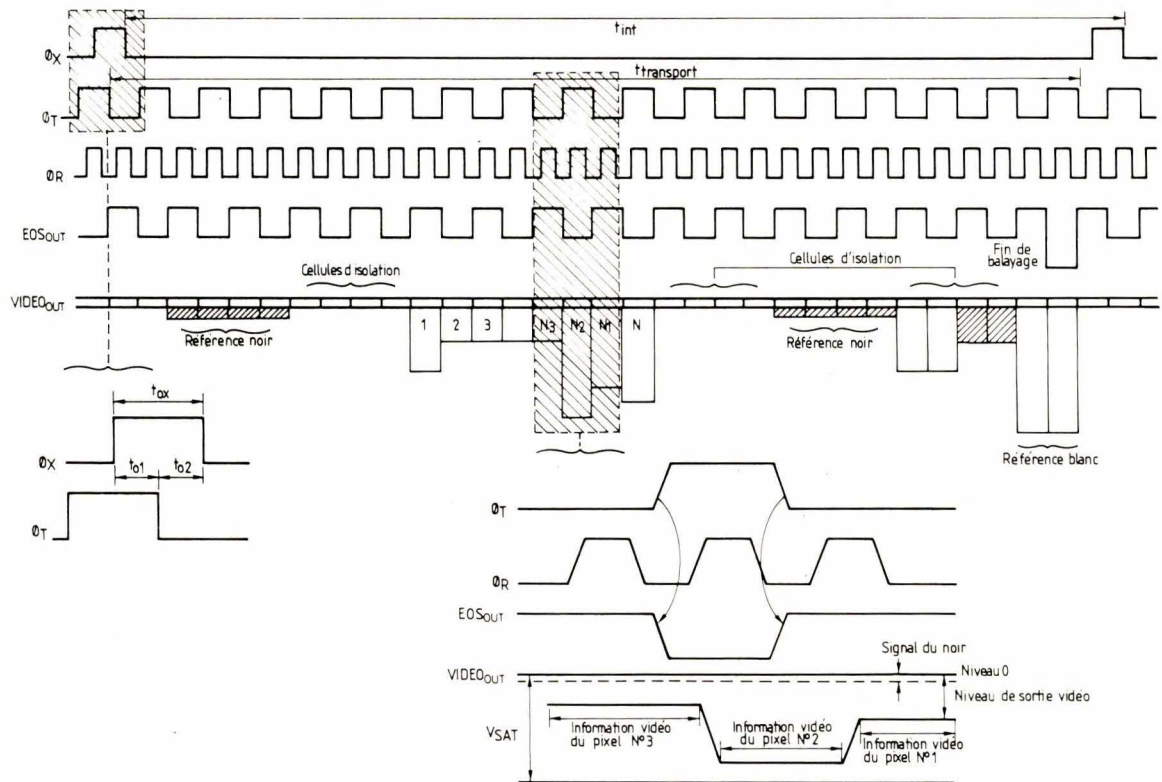


Fig. 1

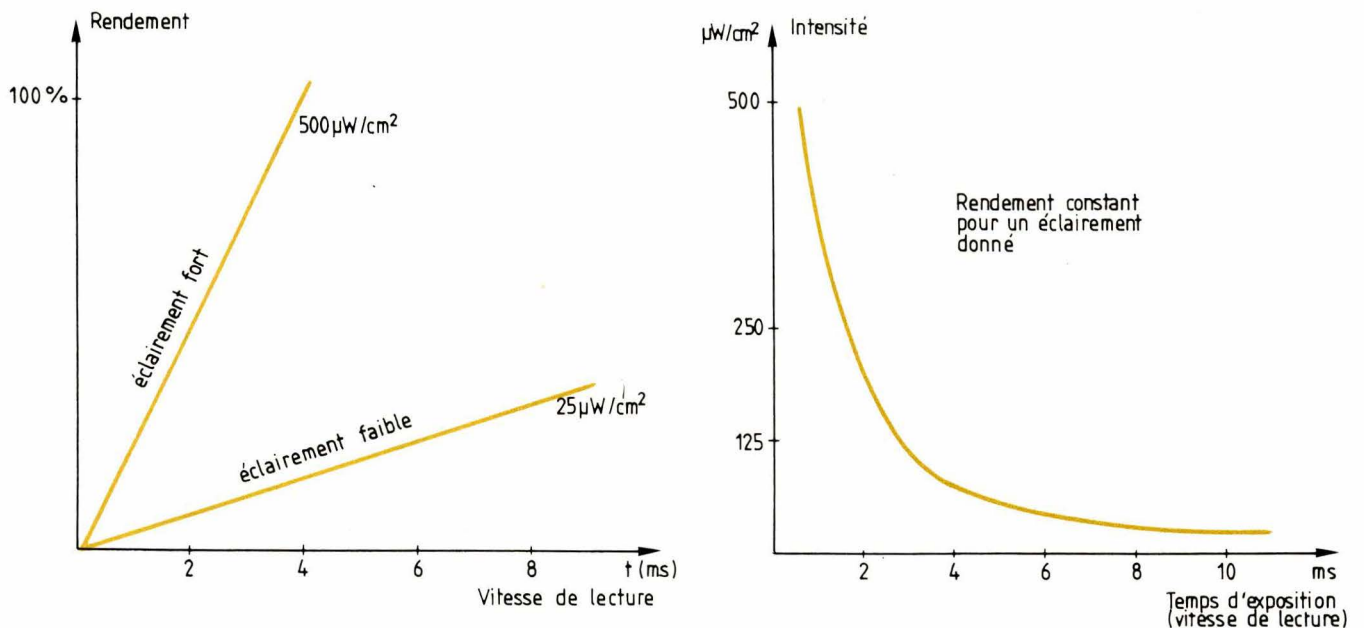


Fig. 2

avons depuis remplacée par un système minimum.

E800 Lancement des timers
 E803 Ces adresses correspondent
 E808 aux chargements des timers
 E80E (86) donc aux modifications
 E81A des vitesses de balayage.
 E83F

Le programme est donné par le **tableau 1**, page suivante.

Fonctionnement du microdensitomètre

Le signal délivré par le CCD est numérisé (8 bits) par un convertisseur AD570 puis mémorisé dans une mé-

moire dynamique. A ce niveau, nous envisageons un traitement numérique de l'image par un microprocesseur 68000. On a la possibilité de visualiser l'image sur un oscilloscope ou sur un moniteur TV après conversion numérique/analogique.



00001		NAM	CCD	1728 POINTS
00002 1000		ORG	1000	
00003		OPT	NOP	
00004		*	ON UTILISE DEUX 6840 : TIMERA, ADRESSE 9XXX	
00005		*	TIMERB, ADRESSE AXXX	
00006		*	DANS TIMERA ON A T1A, T2A, T3A	
00007		*	DANS TIMERB ON A T1B, T2B, T3B	
00008		*		
00009		*	T1A GENERE OT : SIGNAL CARRE DE PERIODE = 8 MICROSEC	
00010		*		
00011		*	T2A OR	
00012		*		
00013		*	T3A PRODUIT UN SIGNAL CARRE DONT	
00014		*	LA PERIODE REGLE LE TEMPS	
00015		*	D'INTEGRATION QUI DOIT	
00016		*	ETRE UN MULTIPLE DE	
00017		*	8 MICROSECONDES	
00018		*	ICI 900X8 = 7200	
00019		*		
00020		*	T1B MONOSTABLE QUI GENERE OX, COMMANDE PAR T3A	
00021		*		
00022		*	ADRESSES DES REGISTRES INTERNES DES TIMERS	
00023 9000	CR1A EQU 9000			
00024 9001	CR2A EQU 9001			
00025 9000	CR3A EQU 9000		REGISTRES DE CONTROLE	
00026 A000	CR1B EQU A000			
00027 A001	CR2B EQU A001			
00028	*			
00029 9002	CPT1A EQU 9002			
00030 9004	CPT2A EQU 9004		REGISTRES DE CHARGEMENT	
00031 9006	CPT3A EQU 9006		DES COMPTEURS	
00032 A002	OPT1B EQU A002			
00033	*			
00034	*	CHARGEMENT DES REGISTRES DE CONTROLE		
00035 1000 7F 9001	CLR CR2A	DIRECTION CR3A		
00036 1003 86 82	LDA A 82	CHARGE		
00037 1005 B7 9000	STA A CR3A	CR3A		
00038 1008 86 83	LDA A 83	CHARGE CR2A ET		
00039 100A B7 9001	STA A CR2A	DIRECTION CR1A		
00040 1000 B7 9000	STA A CR1A	CHARGE CR1A		
00041	*	TIMER A BLOQUE		
00042 1010 86 01	LDA A 01	DIRECTION		
00043 1012 B7 A001	STA A CR2B	CR1B		
00044 1015 86 B6	LDA A B6	CHARGE		
00045 1017 B7 A000	STA A CR1B	CR1B		
00046	*			
00047	*	DEMARRAGE DES COMPTEURS		
00048 101A CE 0204	LDX 0204	T1B ATTEND		
00049 101D FF A002	STX CPT1B	FRONT DESCENDANT SUR G		
00050 1020 CE 0003	LDX 0003	*		
00051 1023 FF 9002	STX CPT1A	*		
00052 1026 CE 176F	LDX 5999	* LANCE		
00053 1029 FF 9006	STX CPT3A	* T1A ET T3A		
00054 1020 86 82	LDA A 82	*		
00055 102E B7 9000	STA A CR1A	*		
00056 1031 01	NOP			
00057 1032 CE 0001	LDX 0001	LANCE		
00058 1035 FF 9004	STX CPT2A	T2A		
00059 1038 3F	SWI			
TOTAL ERRORS 00000				

Tableau 1

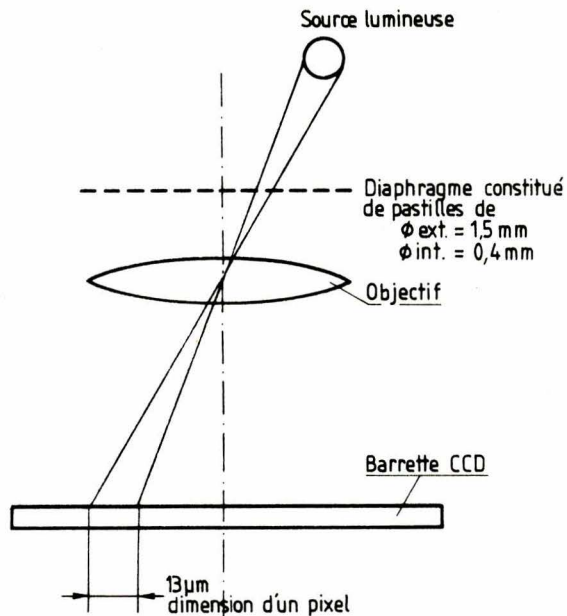


Fig. 3

Applications du microdensitomètre à barrette CCD

Etude de la surface
d'une photocathode
émissive

On déplace la barrette CCD devant la photocathode, afin d'obtenir une image de celle-ci sur un écran d'oscilloscope. On peut envisager l'étude des perturbations de l'émission de la photocathode en utilisant la réponse infrarouge du CCD.

Les premiers résultats obtenus sont donnés par la photo 1.

Relevé du diamètre
d'un fil incandescent
dans un train à fil

Le fil, à la sortie d'un train à fil, est incandescent et il faut mesurer en

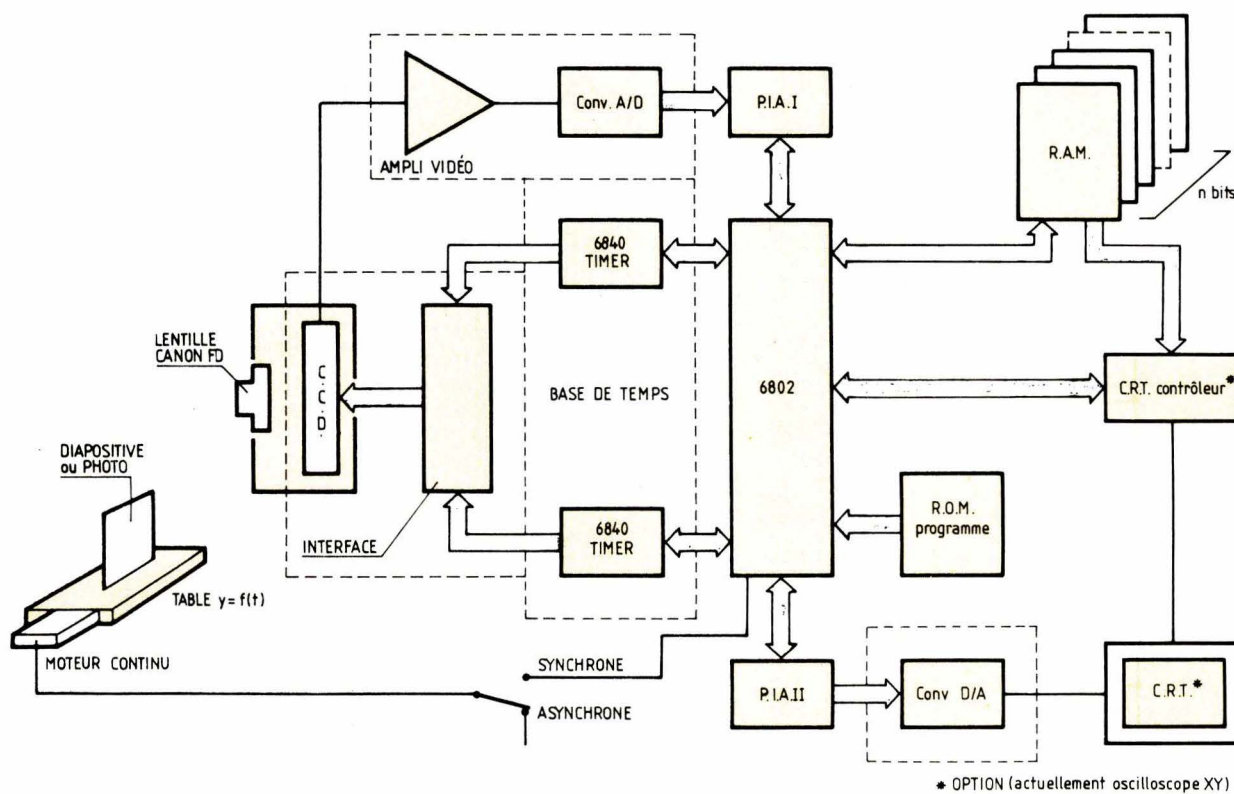


Fig. 4

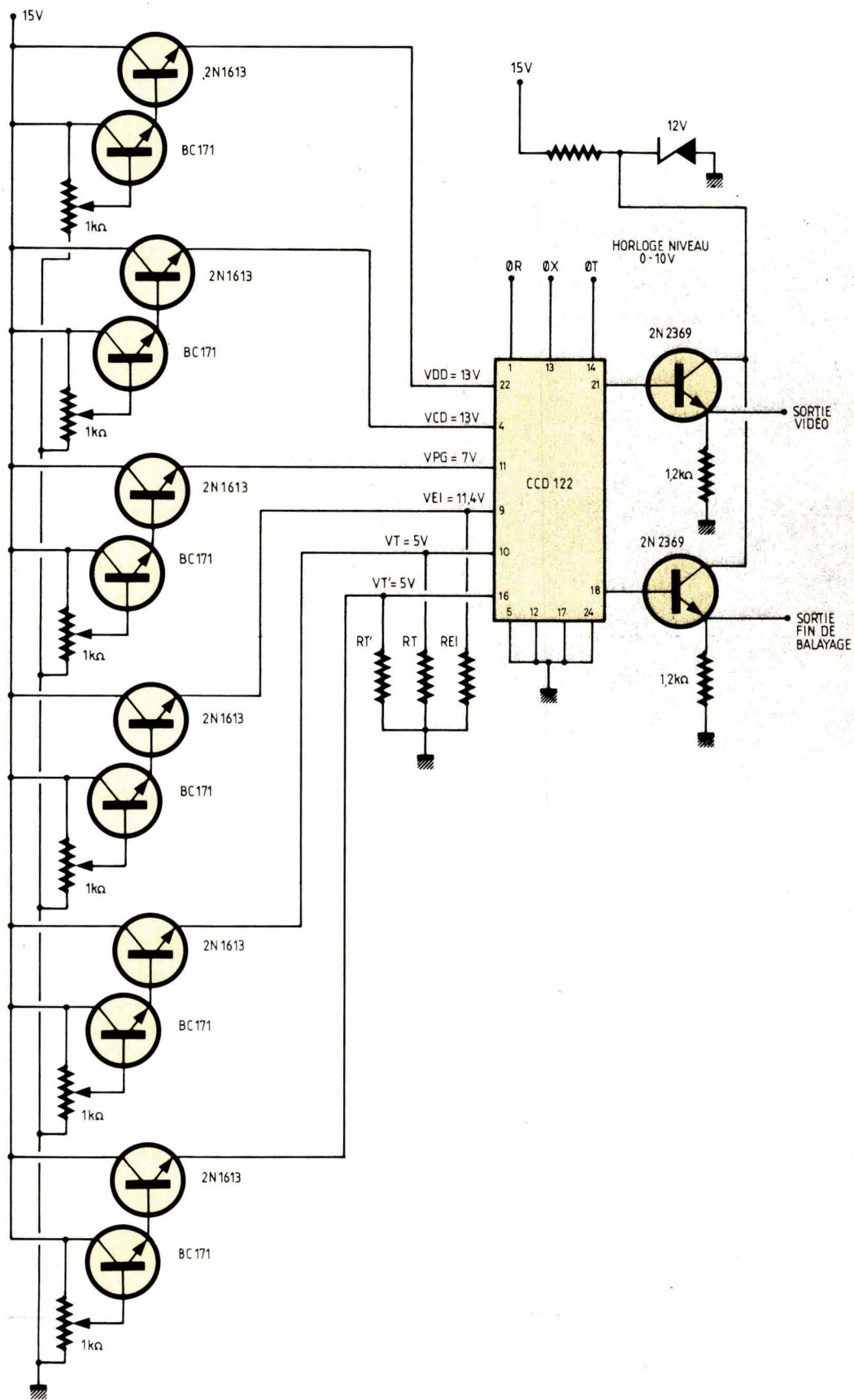


Fig. 5

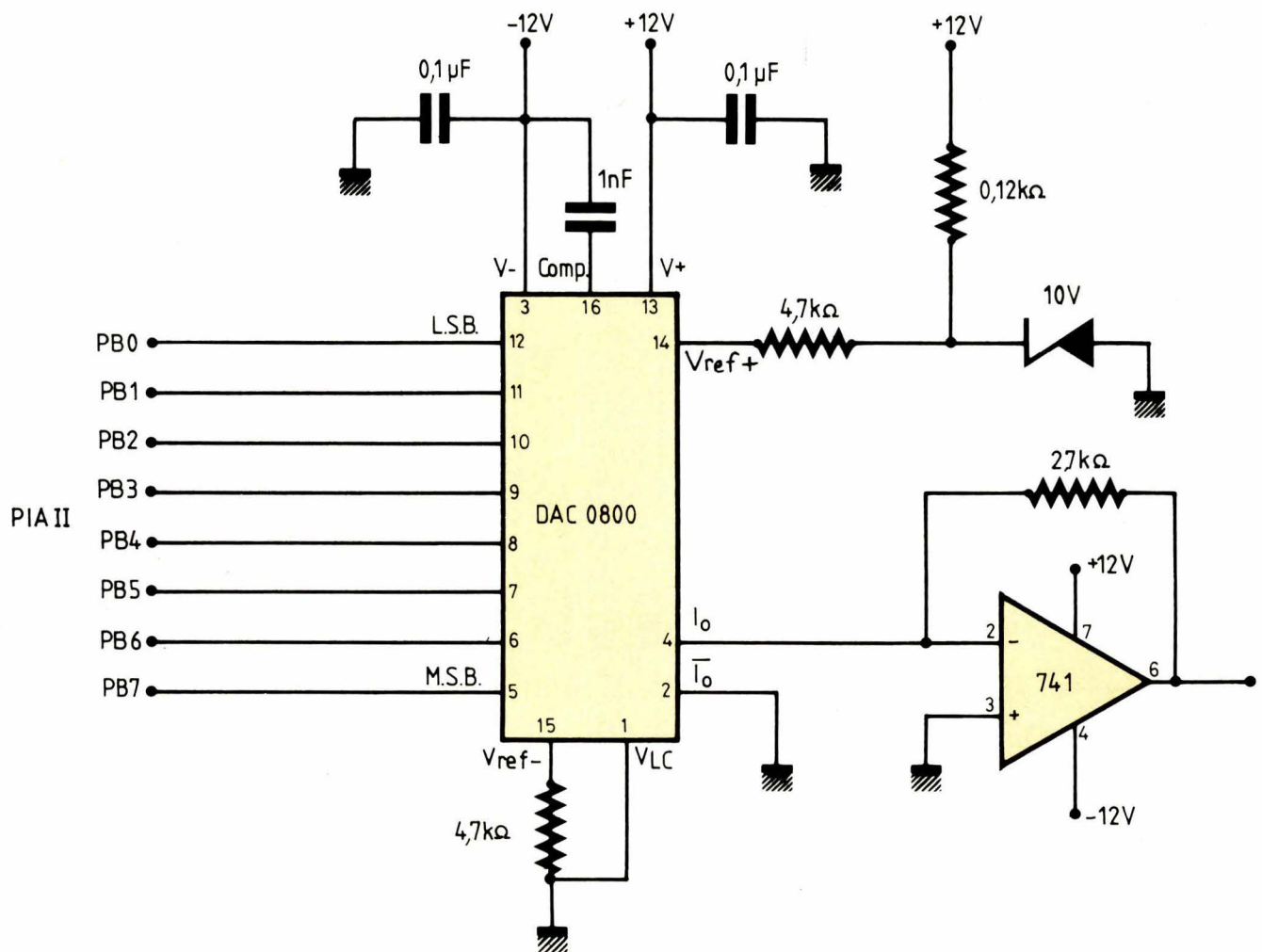
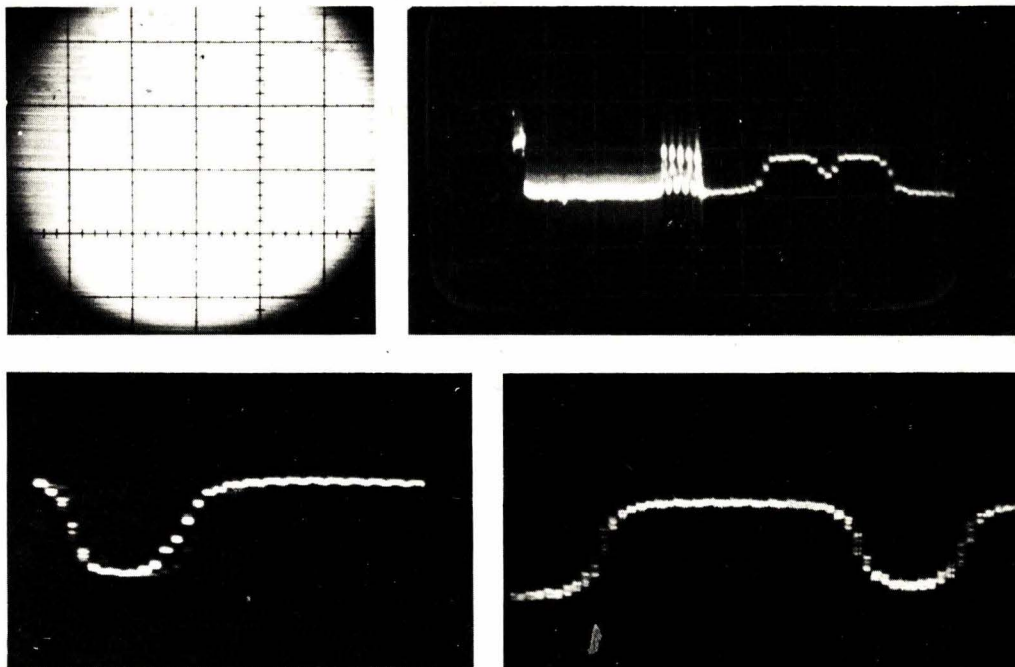


Fig. 6



De gauche à droite et de haut en bas : Photo 1. – Taches dues à une mauvaise émission. Photo 2. – Oscilloscope en double base de temps. La partie de gauche donne 5 pastilles, la partie de droite donne le détail du signal obtenu pour une seule pastille. Photos 3 et 4. – Essai sur le « train à fil ».

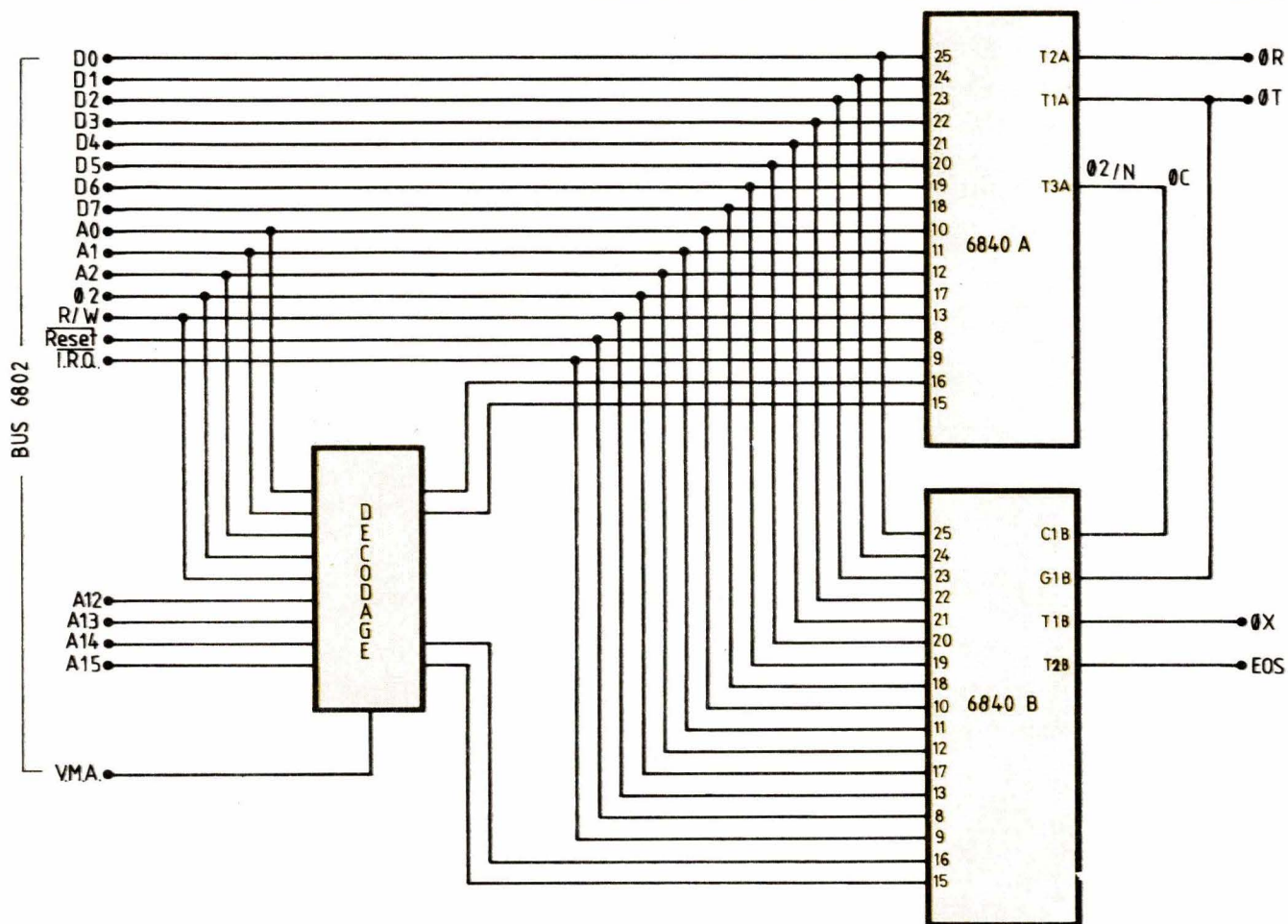


Fig. 7

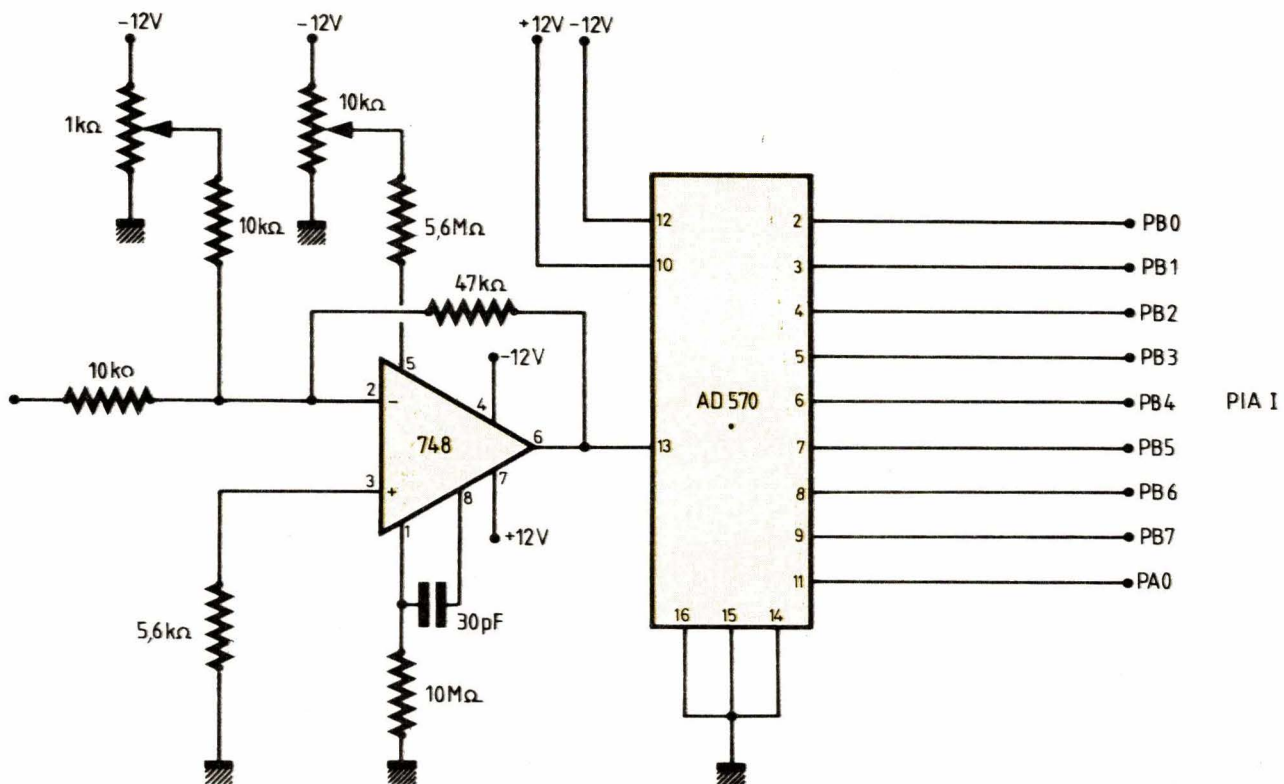


Fig. 8



Photo 5. — Bien que le nombre de bits soit faible, l'image obtenue est intéressante. Actuellement les auteurs améliorent leur appareil afin d'avoir une mémoire de masse de 250 K-octets à partir de mémoires dynamiques de 64 K-bits.

temps réel son diamètre, et ensuite reconstituer son profil. Nous avons dû évaluer les performances du dispositif (photos 3 et 4) de la façon suivante.

Le fil se déplace devant le CCD à une vitesse proche de 200 km/h. Certains problèmes dus aux vibrations sont à résoudre. On aperçoit nettement les pixels et, si l'on a étalonné le

dispositif auparavant, on peut déterminer le diamètre du fil. Le CCD fonctionne en infrarouge.

Mémorisation d'une photographie

C'est l'application principale de notre dispositif. On déplace la barrette CCD devant une photographie éclairée, puis on mémorise l'image obtenue. Pour la photo 5 nous n'avons que 2 bits pour le stockage de l'image, qui est restituée sur un écran de TV.

Conclusion

Cette étude montre que l'on peut réaliser un microdensitomètre d'un faible coût grâce aux barrettes CCD. D'autres applications sont possibles mais il nous semble que la lecture et la mémorisation des images est la plus complète de toutes.

Les auteurs remercient la société *Fairchild* pour l'aide qu'elle a apportée au niveau des barrettes CCD, et le laboratoire des sols de l'*INRA* de Montpellier qui a financé l'étude et la réalisation de ce dispositif, ainsi que

M. Naert, responsable de ce laboratoire.

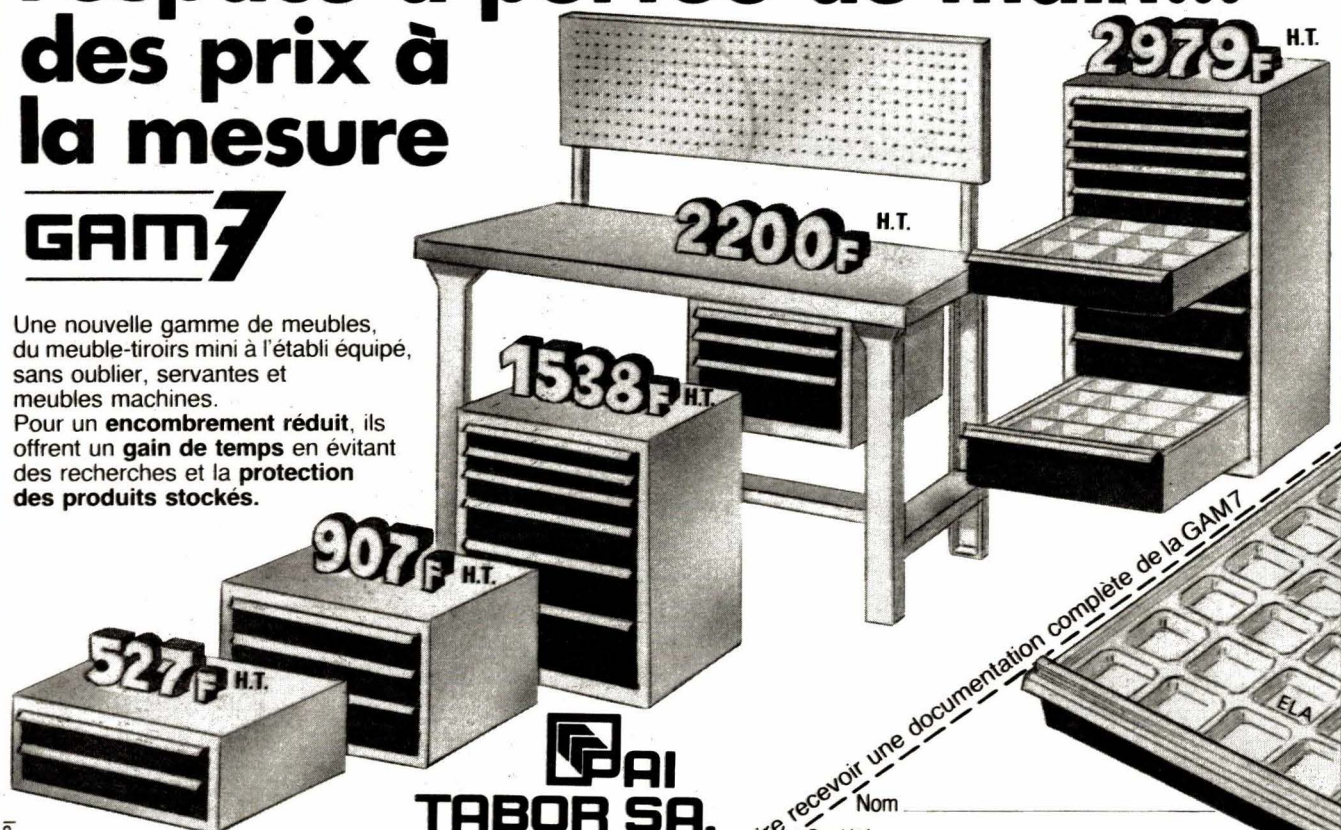
D. Ferrand, J.-F. Renaud,
G. Théron, J.-C. Holstein
Institut des Sciences de l'Ingénieur,
U.S.T.L. Montpellier, et
M. Paindavoine, Ingénieur Fairchild.

Bibliographie

- [1] « Base de temps programmable au standard TV pour caméra CCD par I. Saroeun, M. Paindavoine, D. Ferrand, M. Fecker, » « *Electronique Applications* » n° 15, p. 83-87.
- [2] « C.C.D. The solid State Imaging Technology, » *Fairchild*, 1981.
- [3] « Conversion tridimensionnelle analogique à partir d'un système à microprocesseur 6802, par M. Paindavoine, I. Saroeun, D. Ferrand, M. Decker, » « *Electronique Applications* » n° 15 p. 77-82.
- [4] « Un générateur d'impulsions à microprocesseur 6800, par S. Soegijoko, D. Ferrand, J.-F. Renaud, » « *Electronique Applications* » n° 10 p. 115-119.

l'espace à portée de main... des prix à la mesure GAM7

Une nouvelle gamme de meubles, du meuble-tiroirs mini à l'établi équipé, sans oublier, servantes et meubles machines.
Pour un **encombrement réduit**, ils offrent un **gain de temps** en évitant des recherches et la **protection des produits stockés**.



TABOR SA.

6 et 8 rue de Dunkerque 42030 St-ETIENNE Cédex
Tél.(77) 57.16.61 Télex CHAIRLU Stetn 300 914

Je désire recevoir une documentation complète de la GAM7
Nom _____
Société _____
Adresse _____

C.P. _____

Mesure

La photographie des oscillogrammes

L'examen oscilloscopique des grandeurs électriques variables avec le temps constitue un moyen d'investigation irremplaçable pour l'étude des circuits, du traitement et de la transformation des signaux.

Il est logique, pour les techniciens, de souhaiter conserver et archiver les oscillogrammes. Cette commodité devient nécessité, dès qu'il s'agit de publier des résultats de travaux, ou de les communiquer à d'autres.

La photographie d'oscillogrammes, accessible à tous les appareils capables d'une mise au point rapprochée, devient particulièrement facile lorsqu'on utilise des appareils à développement instantané.

Les particularités de la photographie oscilloscopique

Les techniques de prise de vue mises en jeu ici sont finalement beaucoup plus simples que celles de la photographie usuelle, car les conditions de travail restent sensiblement constantes d'un cliché à l'autre. Elles obéissent cependant à quelques im-

pératifs qui les distinguent de la photographie classique.

D'abord, il s'agit de photographie rapprochée : le sujet (l'écran de l'oscilloscope) ne se trouve qu'à quelques dizaines de centimètres de l'objectif, afin d'obtenir une image occupant toute la surface sensible. Tous les appareils ne se prêtant pas, de la même façon, à cette photographie à courte distance, nous examinerons les différentes solutions pratiques.

Le deuxième point important concerne les durées d'exposition, et de deux façons. D'abord, le sujet étant ici un trait lumineux sur fond sombre, une cellule photo-électrique, couplée ou non avec l'obturateur et le diaphragme, ne peut fournir aucune indication sur le temps de pose. D'autre part, si, grâce à la persistance rétinienne, le tracé de l'oscillogramme semble permanent, on ne doit pas oublier qu'en réalité, il résulte du déplacement périodiquement répété du spot, simple point lumineux. Aux vi-

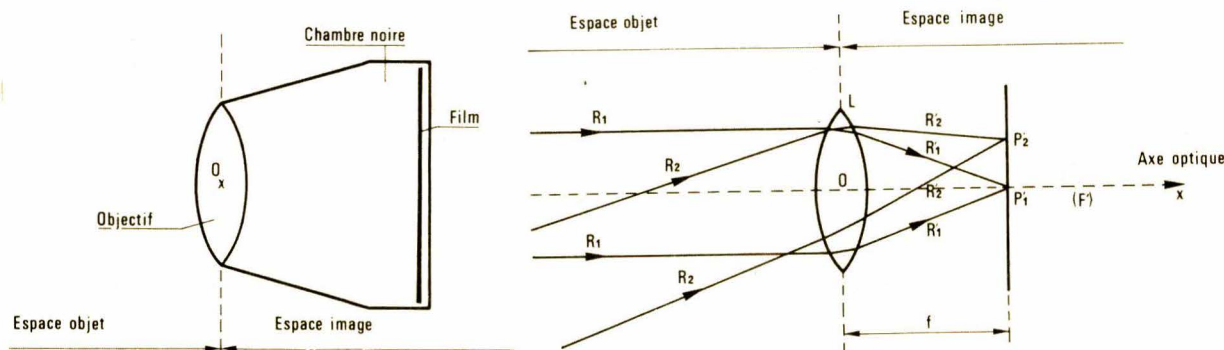


Fig. 1 à gauche, et 2 à droite.

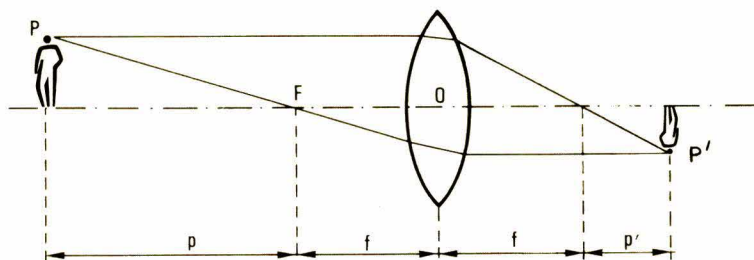


Fig. 3.

tesses lentes de balayage, nous verrons qu'il convient d'en tenir compte.

La mise au point à courte distance

Les objectifs photographiques modernes, même sur les appareils à bon marché, sont des combinaisons épaisses de plusieurs lentilles centrées sur un même axe, et dont on choisit les formes et les indices pour minimiser les diverses aberrations géométriques et chromatiques. Pour des raisons de simplification, nous les assimilerons cependant à une lentille mince unique, convergente. Rappelons alors brièvement les lois de formation d'une image.

Dans la **figure 1**, la lentille L, de centre O, sépare l'espace en deux parties : vers l'avant, l'espace objet, où se trouve le sujet à photographier ; vers l'arrière, l'espace image, enfermé dans le boîtier de l'appareil, et où on place le film.

Lorsque l'objet est situé à l'infini (ou, pratiquement, à une distance très grande), les rayons qui atteignent l'objectif, et qui proviennent de chacun de ses points, sont parallèles entre eux. Il en est ainsi, dans la **fi-**

gure 2, des rayons R_1 provenant d'un point situé sur l'axe optique, et des rayons R_2 issus d'un point hors de l'axe. Après traversée de la lentille, chaque famille de rayons (R'_1 , R'_2) converge en des points (P'_1 , P'_2), tous situés dans un même plan perpendiculaire à l'axe optique Ox, et dit « plan focal image ». Le point P'_1 , traditionnellement noté F' , est le foyer image de la lentille. La longueur OF' s'appelle la distance focale f de l'objectif.

Par exemple, pour un appareil photographique de format 24 mm x 36 mm, l'objectif normal possède une distance focale $f = 50$ mm. Pour que l'image d'un objet à l'infini soit nette, on placera le centre O de l'objectif à 50 mm du film.

Supposons, maintenant, que l'objet se rapproche de l'appareil, comme dans la **figure 3**. Les différents rayons R issus d'un point objet P, convergent tous en un point P' , dans le plan image, qui se trouve en arrière du plan focal. Avec les notations de la **figure 3**, où apparaît le foyer objet F, symétrique de F' par rapport au centre O de la lentille, les lois de l'optique permettent d'établir la relation :

$$P - P' = f^2$$

Prenons un exemple numérique, pour préciser les ordres de grandeur.

Avec un objectif de distance focale $f = 50$ mm, plaçons l'objet à une distance $P = 200$ mm du foyer objet. La distance P' devient :

$$P' = \frac{f^2}{P} = \frac{2\,500}{200} = 12,5 \text{ mm}$$

Pour que l'image soit nette, on devra « faire la mise au point », c'est-à-dire avancer l'objectif de 12,5 mm par rapport à sa position repérée « infini ».

Dans la plupart des appareils photographiques, ce réglage s'effectue par l'intermédiaire d'une rampe hélicoïdale incorporée à la monture d'objectif. Mais, pour des raisons techniques, la course reste toujours limitée, et il est impossible d'effectuer la mise au point sur des objets trop rapprochés. Ainsi, pour un objectif de 50 mm de focale, la distance minimale de mise au point se situe généralement vers 50 cm. Pour des objets plus proches, on doit faire appel à d'autres solutions, que nous examinerons maintenant.

Bagues allonge, soufflets et bonnettes

La difficulté d'une mise au point rapprochée souffre, ainsi que nous venons de le constater, de la difficulté mécanique d'accéder aux longs tirages.

Dans tous les appareils photographiques « reflex » (mise au point sur verre dépoli et, le plus généralement, à travers l'objectif de prise de vue lui-même), les objectifs sont interchangeables : on les solidarise au boîtier par l'intermédiaire d'une baïonnette. Ce mode d'accouplement laisse toutes libertés d'intercaler des dispositifs allongeant le tirage. Au rang de ceux-ci, on peut distinguer :

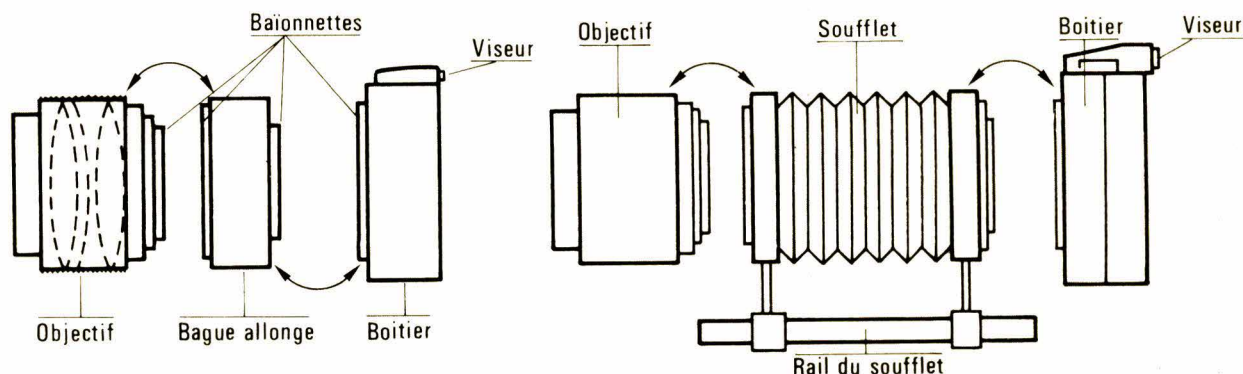


Fig. 4 à gauche, et 5 à droite.

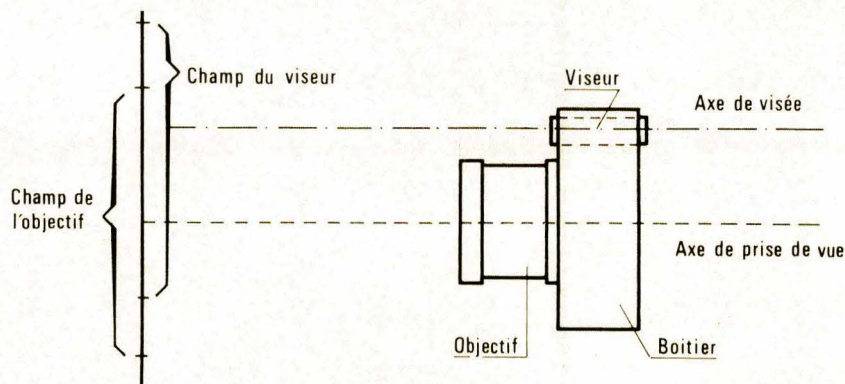


Fig. 6.

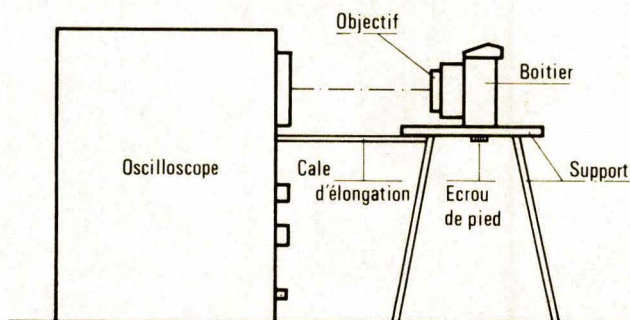


fig. 7.

– Les bagues allonge : ce sont des tubes rigides, de longueur fixe (fig. 4), souvent livrés par jeux de trois, avec des épaisseurs différentes pour chacun. Terminés à l'avant par une baïonnette femelle, et par une baïonnette mâle à l'arrière, ils se raccordent rapidement à l'objectif et au boîtier.

– Les soufflets (fig. 5) : eux aussi reçoivent d'un côté l'objectif, et, de l'autre, le boîtier de l'appareil. Ils permettent un réglage continu du tirage, jusqu'à des valeurs élevées, et sont donc particulièrement adaptés aux grandissements importants. Par contre, l'épaisseur minimale en position comprimée, n'autorise pas les tirages faibles.

Le mode d'actions des bonnettes est totalement différent. Il s'agit de lentilles convergentes qui, placées devant l'objectif (elles se vissent dans le filetage destiné à la fixation d'accessoires divers), en diminuent la distance focale. Les rayons convergent alors davantage, ce qui réduit la distance du plan image au centre de l'objectif, et permet ainsi de rapprocher l'objet.

On caractérise une bonnette par sa puissance D , exprimée en dioptries, et qui n'est autre que sa distance focale propre. Dans le tableau ci-après, nous donnons, pour quelques bonnettes usuelles, les distances de mise au point auxquelles on peut accéder, en partant d'un objectif de 50 mm de fo-

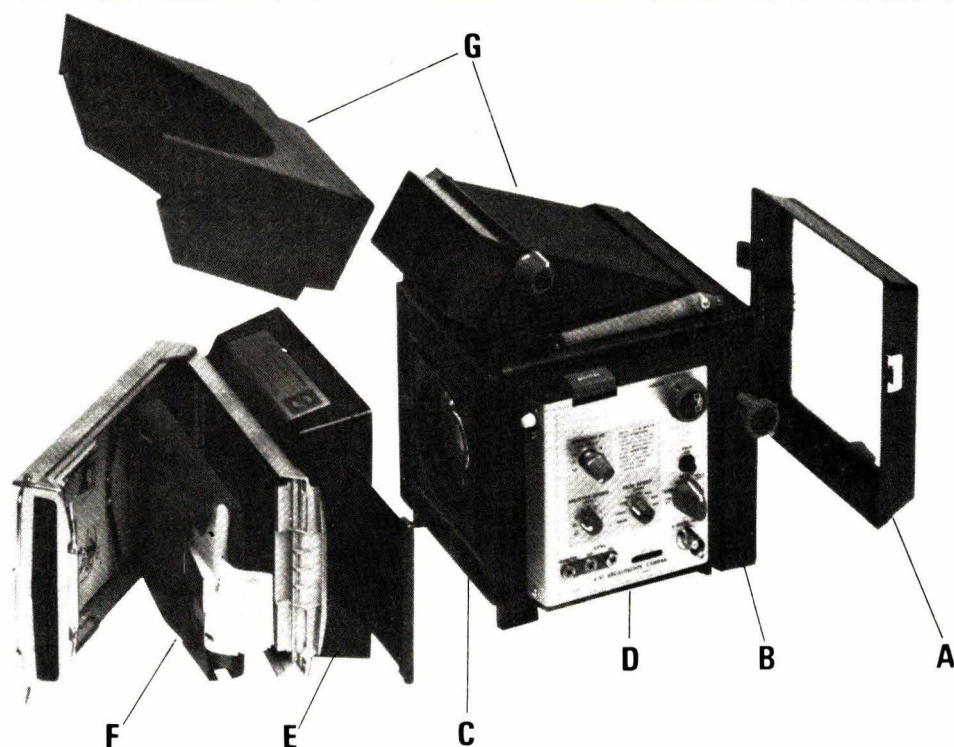


Fig. 8.

cale, normalement prévu pour une mise au point entre l'infini et 1 mètre (format 24 × 36 mm).

Ce même tableau précise, dans chaque cas, le plus petit champ couvert, c'est-à-dire les dimensions d'un objet plan dont l'image occupe tout le format d'un cliché 24 × 36 mm. Il s'agit en effet de la donnée essentielle, qui guidera le choix de la bonnette en fonction des dimensions de l'écran de l'oscilloscope.

Le contrôle de la mise au point

Pour les possesseurs d'un appareil à mise au point reflex sur verre dépoli, ce problème ne se pose évidemment pas, puisque la netteté de l'image est directement vérifiée dans le viseur. Nous n'étudierons donc que le cas de ceux qui utilisent un appareil à viseur de type Galilée.

Précisons, d'abord, qu'un tel viseur ne peut servir au cadrage des vues rapprochées, en raison de l'erreur de parallaxe. C'est ce qu'explique la **figure 6** : situé à côté de l'objectif, le viseur ne cerne pas la même zone du plan objet.

Pour résoudre commodément et simultanément les problèmes de cadrage et de mise au point, nous conseillons, à ceux qui appliquent à la photographie d'oscillogrammes leur appareil d'amateur, le dispositif illustré par la **figure 7**, simple à réaliser, et n'exigeant aucune transformation de l'oscilloscope.

Un petit support, construit à l'aide de contre-plaqué et de quelques tasseaux, reçoit le boîtier de l'appareil, qu'on immobilise par son écrou de pied. La hauteur du support sera ajustée de telle façon que l'axe optique de l'objectif passe par le centre de l'écran. Pour conserver toujours la même distance de prise de vue, on prévoit une cale, qui vient buter contre la face avant de l'oscilloscope : reste à déterminer sa longueur, ce que nous allons voir maintenant.

Il suffit, pour cela, de contrôler une fois pour toutes la mise au point. On y parviendra en remplaçant provisoirement le film par un morceau de verre dépoli (ou de papier calqué) maintenu contre les rails du boîtier, dont le fond reste alors ouvert.

Puissance D de la bonnette	+ 1	+ 2	+ 3	+ 4	+ 5
Mise au point minimale (en cm)	50	35	25	20	17
Champ minimal courant (en cm)	24 × 36	16 × 23	12 × 17	9 × 14	7,5 × 11,5

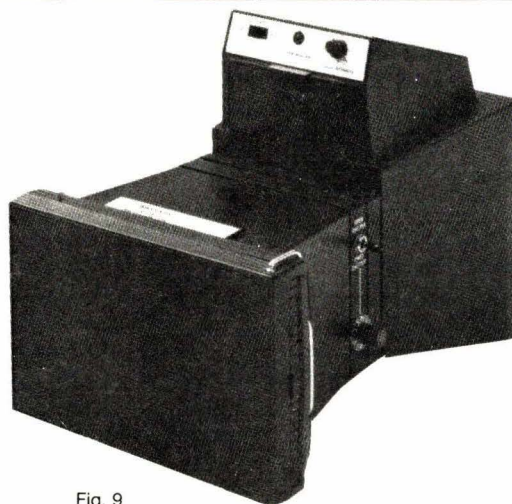


Fig. 9

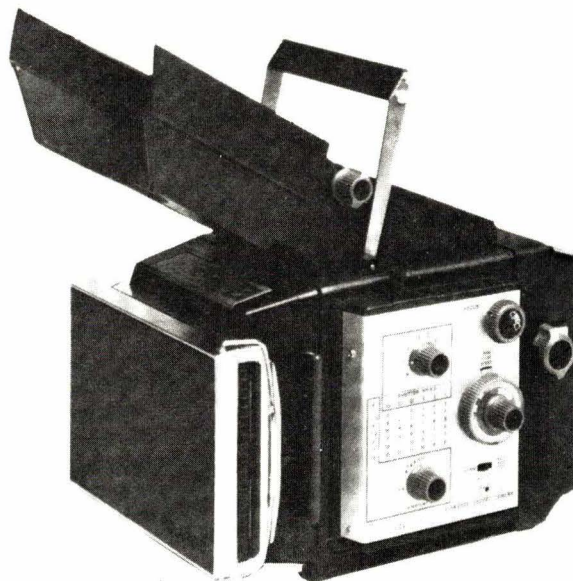


Fig. 10

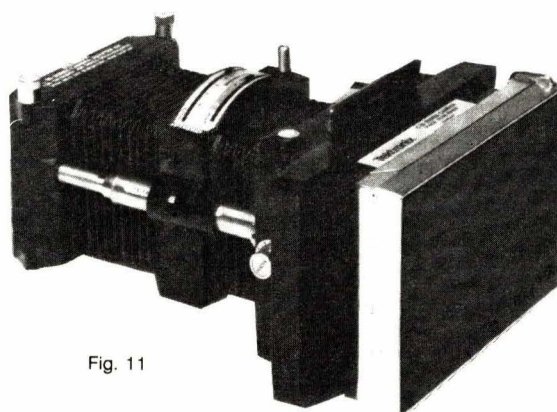


Fig. 11

Fig. 9, 10, 11. — Quelques modèles « polaroid ».

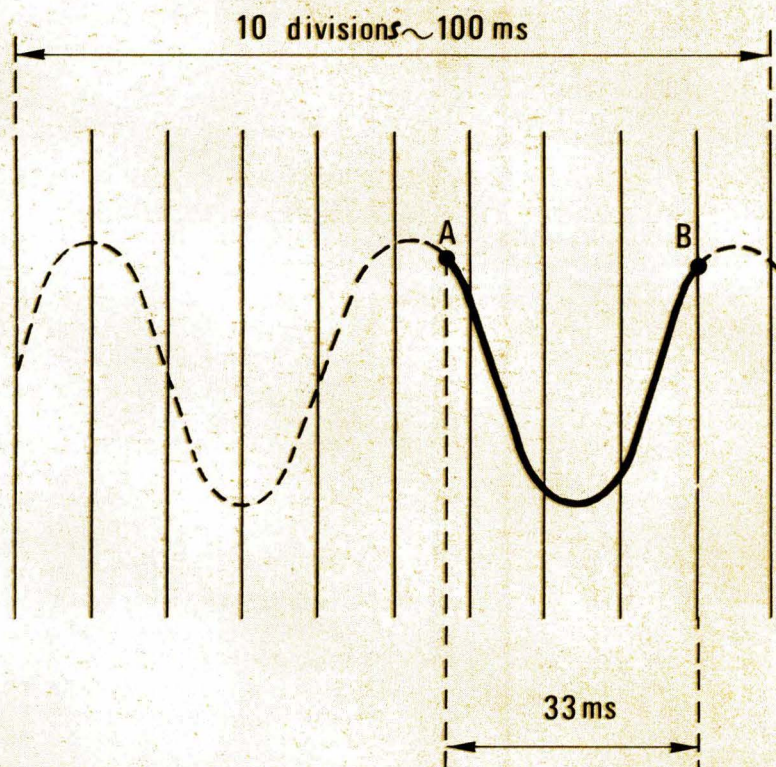


Fig. 12.

Le choix des films et le tirage sur papier

La photographie des oscillogrammes ne présente que des exigences modestes quant à la définition, compte tenu de l'épaisseur propre du tracé lumineux sur l'écran. On choisira donc de préférence des émulsions assez sensibles, par exemple de 400 ASA, ce qui évite de trop pousser la luminosité de l'oscilloscope.

Le temps de pose convenable ne pourra guère être déterminé que par quelques essais, car il dépend des caractéristiques de chaque écran. Les indications données ci-dessous ne constituent donc que des approximations pour dégrossir le travail.

On adoptera un diaphragme de $f/5,6$ ou $f/8$, en évitant les grandes ouvertures qui diminuent la profondeur du champ : la mise au point deviendrait alors délicate, et, le cas échéant, on ne parviendrait pas à obtenir la netteté à la fois sur l'oscillogramme, et sur un graticule lumineux situé en avant.

Les durées d'exposition se situeront vers $1/15$ ou $1/8$ de seconde, et même un peu plus lorsque l'oscillo-

gramme comporte des flancs verticaux rapides, peu lumineux en raison de leur grande vitesse d'inscription.

Pour le tirage sur papier, un support brillant nous semble le mieux adapté. Des formats de 9×12 cm, ou de 13×18 cm, suffisent largement à une exploitation commode. Il importe de choisir le contraste maximal (gradation 5), pour obtenir un tracé blanc sur fond bien noir.

Les appareils spéciaux et le film Polaroid

Chacun connaît le procédé Polaroid, caractérisé par le développement instantané du film (quelques dizaines de secondes après la prise de vue), sans aucun matériel de laboratoire. Ces émulsions répondent excellentement aux besoins de la photographie d'oscillogrammes, surtout si on les associe à des boîtiers spécialement conçus pour cet usage (tirage allongé pour la prise de vue rapprochée, cône de protection contre la lumière ambiante).

La figure 8 constitue un exemple type de ce genre d'appareil, dont les différentes parties sont ici désolidarisées, afin de mieux montrer l'architecture de l'ensemble. Il s'agit du modèle C-51 de Tektronix. On y distingue :

- Le dispositif de fixation sur l'écran de l'oscilloscope. Il est muni de charnières qui permettent de rabattre l'appareil, pour une observation visuelle commode sans démontage.
- Un premier boîtier assurant le tirage convenable pour la mise au point sur l'écran. Ce boîtier supporte :
- L'objectif, spécialement étudié pour minimiser les distorsions géométriques.
- Les diverses commandes : choix de la sensibilité du film, vitesse d'obturation, etc...
- La chambre noire proprement dite, avec son dos Polaroid.
- Dans ce dernier, on reconnaît le « pack » de films à développement instantané.
- Une fenêtre de visée autorise la surveillance de l'écran, même lorsque l'appareil est rabattu en position de travail.

Une gamme d'appareils très complète

Tektronix, dont nous venons de citer une réalisation, propose une gamme très complète d'appareils pour la photographie d'oscillogrammes, tous équipés d'un dos Polaroid. Nous en extrayons ici quelques exemples.

Le modèle C-5C est le moins coûteux de la série (fig. 9). Son objectif à ouverture fixe $f/16$, à trois lentilles, offre une grande profondeur de champ. Toutefois, sa faible luminosité conduit à le déconseiller pour la photographie de phénomènes non répétitifs. L'obturateur, à commande électrique, offre les temps de pose de $1/10$ de seconde à 5 secondes, et la pose B.

Dans la figure 10, on reconnaîtra le modèle déjà présenté en éclaté à la figure 8 (type C-51), et, d'une présentation très voisine, le C-59. Ce dernier convient à toutes les photographies d'oscillogrammes inscrits à vitesse moyenne, tandis que le C-51, grâce à un objectif ouvrant à $f/1,2$, est spécialement adapté aux balayages très rapides. Tous deux ont un obturateur à commande électrique, offrant des durées de pose de $1/60$ de seconde à 4 secondes.

Très universel, le modèle C-30B ou C-31B (fig. 11), s'adapte facilement à

Renvoyez-nous cette publicité

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

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

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

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

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



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

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

Hewlett-Packard France, 91947 Les Ulis Cedex. Tél : 907-78-25.

Nom :

Fonction :

Société :

Adresse :

Tél :



**HEWLETT
PACKARD**

SERVICE-LECTEURS N° 210

Mesure

différents types d'oscilloscopes, grâce à un grandissement et une mise au point réglables par soufflets. L'objectif du C-30B ouvre à $f/1,9$, et celui du C-31B à $f/1,3$. L'obturateur, mécanique, offre les poses de $1/125$ de seconde à 1 seconde.

Quelques problèmes de temps de pose

Le choix de la durée de pose est évidemment conditionné par la quantité de lumière nécessaire pour obtenir une exposition convenable du film. Mais ce paramètre n'est pas toujours le seul à prendre en considération ; d'autres facteurs interviennent dans le cas des balayages lents. C'est ce que montre la figure 12.

Supposons que l'écran comporte dix divisions horizontales, et adoptons l'exemple d'une vitesse de balayage de 10 millisecondes par division. Régions l'obturateur de l'appareil photographique sur $1/30$ de seconde, soit 33 ms. Pendant cette durée, le spot ne parcourra que 3,3 divisions horizontales, et seule une partie du tracé, la zone AB par exemple de la figure 12, sera enregistrée. A priori, il n'est d'ailleurs pas possible de prévoir où se situera cette zone.

Pour enregistrer correctement l'oscillogramme, on considérera que la durée de pose doit couvrir au moins celle qui correspond à 4 ou 5 fois la traversée de l'écran par le spot. Ainsi, dans notre exemple, on réglera l'obturateur sur $1/2$ seconde. Naturellement, il faut alors fermer le diaphragme, pour retrouver, au total, la même quantité de lumière.

Conclusion

La photographie des oscillogrammes, moyen précieux d'archivage ou de communication des documents, est accessible à tout possesseur d'un appareil photographique, même très simple. Elle devient, cependant, beaucoup plus facile, avec l'utilisation d'appareils spécialisés, et de film à développement instantané.

Ajoutons que les archives photographiques se prêtent tout spécialement au désordre : à partir de quelques dizaines de clichés, tous ceux qui ne comportent pas, au dos, des indications écrites, ne deviennent plus bons que pour la corbeille à papier. Ces indications seront donc portées au fur et à mesure des prises de vues.

R. Rateau

Mesure

Statistique élémentaire des composants électroniques

L'étude qu'on va lire, qui s'écarte quelque peu des sujets habituellement traités dans notre revue, nous fait pénétrer dans l'« intimité » du laboratoire de métrologie d'un grand constructeur d'appareils de mesure.

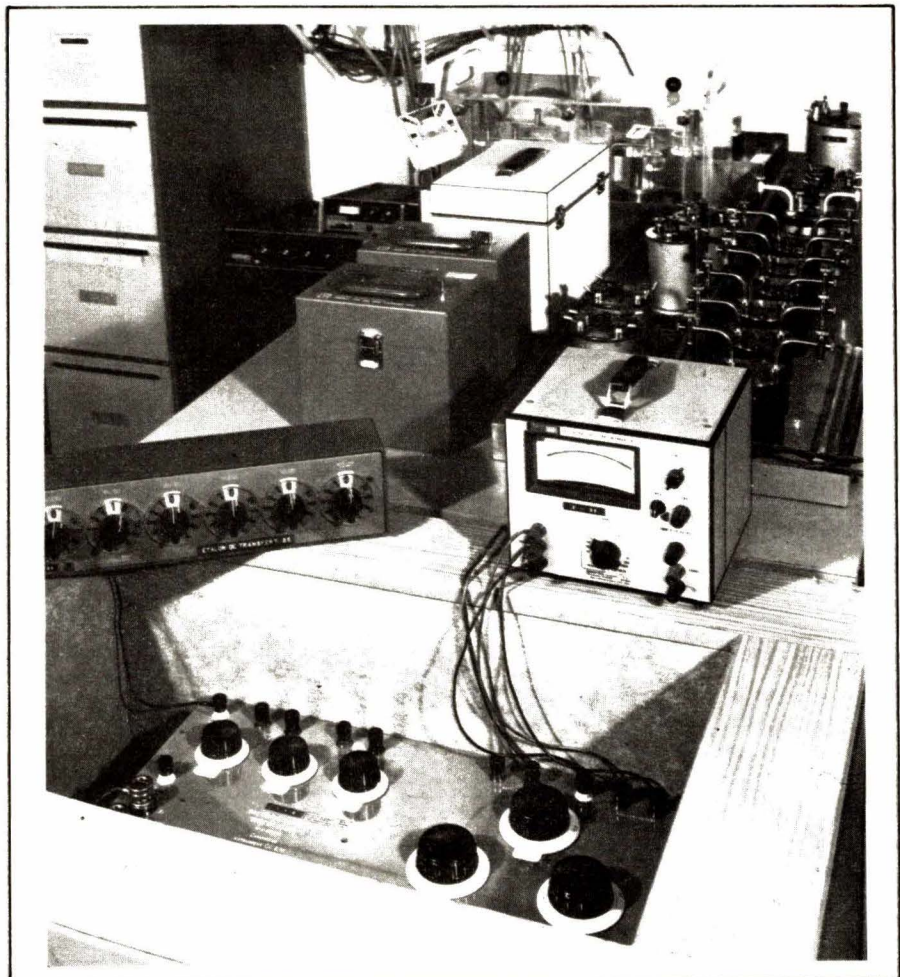
En partant de notions statistiques simples – histogrammes et fonctions de répartition –, on verra quels sont les enseignements qu'un fabricant peut tirer d'un contrôle d'entrée systématique des composants utilisés en production.

Les moyens statistiques

L'histogramme est un moyen graphique d'ordonner et de présenter un ensemble de données telles que des résultats de mesure. Il est facile à établir et les services de métrologie, entre autres, s'en servent couramment pour mettre en évidence les distributions des fréquences d'erreurs de mesure, par exemple. Malheureusement, il donne parfois une idée imparfaite, voire erronée, de la véritable information contenue dans les chiffres.

Il arrive fréquemment que des histogrammes d'échantillons pris dans des lots identiques ne se ressemblent pas. Par exemple, au **tableau 1** nous avons trois échantillons de cinquante valeurs d'erreurs de mesure ; les histogrammes correspondants sont donnés en **figure 1** : ils ne se ressemblent pas beaucoup. Pourtant ils représentent 150 multimètres qui ne diffèrent entre eux que par le hasard des tolérances des résistances qui les constituent, et n'importe lequel de ces échantillons aurait pu être le lot choisi par un inspecteur de contrôle pour juger de la qualité de la série.

L'histogramme de la **figure 1 d** représente le cumul des 150 valeurs du **tableau 1** ; c'est une façon différente



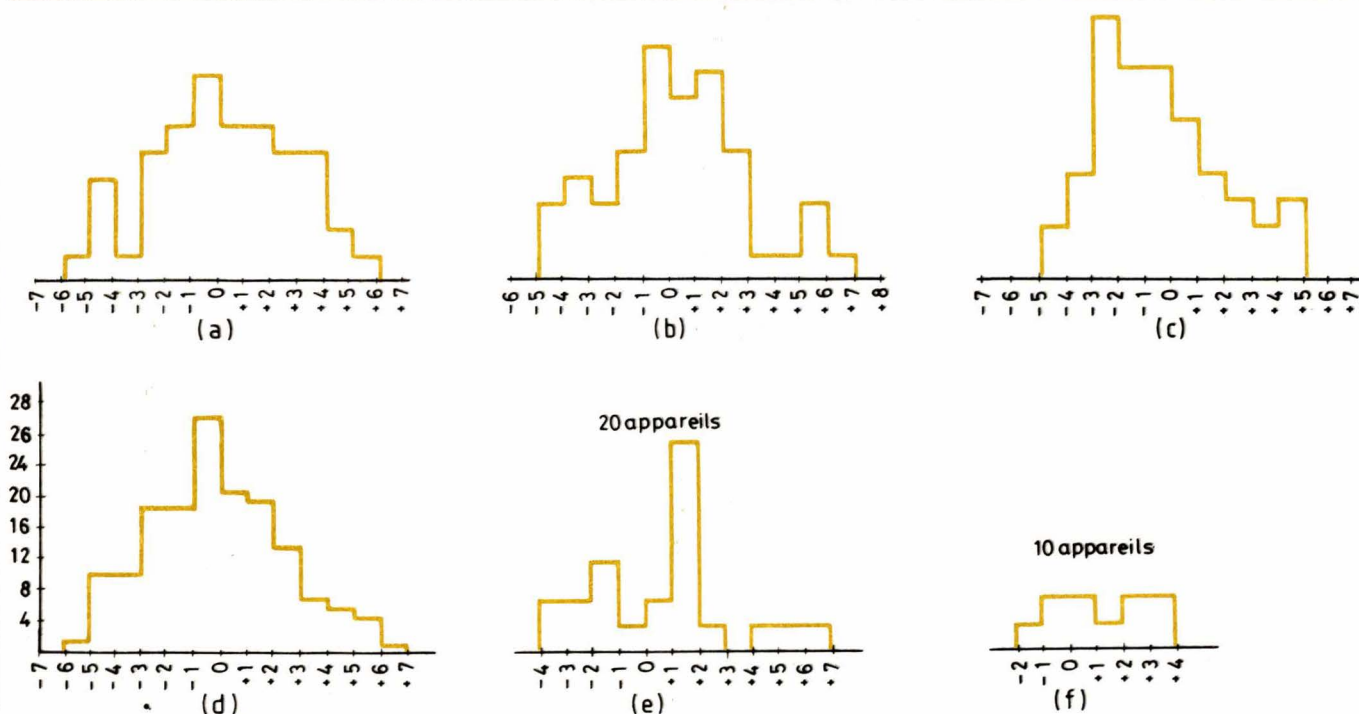


Fig. 1

de représenter les trois histogrammes qui le composent. Les figures 1 e et f partent de deux échantillons de 20 et de 10 appareils respectivement, pris également dans le tableau 1.

Il est difficile de croire que tous ces histogrammes représentent la même distribution de valeurs : nous avons ici une illustration de la difficulté d'utilisation de l'histogramme. Toutefois, il existe une autre façon de présenter les données, moins bien connue, mais plus efficace pour l'extraction des informations. C'est la forme cumulée, qui permet d'une façon simple de comparer des échantillons, de vérifier si une distribution est gaussienne, de déceler le tronquage d'une distribution différentes.

+ 5.6	- 4.8	+ 2.9	- 0.2	+ 0.3	- 2.3	- 2.2	+ 2.5	+ 2.9	- 0.4
+ 0.3	- 2.6	+ 1.6	- 1.0	- 0.9	+ 3.9	+ 4.3	- 5.9	+ 1.5	- 1.3
- 4.1	+ 0.2	+ 0.9	+ 1.0	- 1.6	+ 2.7	- 4.2	+ 3.7	+ 0.7	- 2.5
- 1.8	- 4.7	- 0.7	- 0.1	+ 4.6	- 2.4	+ 1.7	- 0.9	+ 3.7	- 0.1
+ 0.8	+ 1.4	- 1.7	- 0.9	+ 3.4	+ 3.9	- 3.2	+ 1.4	- 1.4	+ 2.9
- 3.6	+ 1.0	+ 5.6	- 1.7	+ 2.9	- 0	+ 0.3	+ 5.0	- 2.1	- 4.9
- 0.8	- 0.2	- 3.2	+ 1.4	+ 1.8	- 1.3	- 0.7	- 0.4	- 3.1	+ 1.2
- 1.8	+ 6.3	+ 3.3	- 3.8	+ 0.6	- 4.0	+ 0.5	+ 0.7	+ 5.3	- 1.6
+ 2.8	- 0.1	+ 0.3	- 2.8	+ 1.8	+ 2.1	+ 2.6	- 0.8	+ 4.2	+ 1.0
+ 1.5	+ 2.2	- 0.6	- 0.6	+ 0.5	+ 1.1	- 2.0	- 1.6	- 4.3	+ 0
- 2.3	- 1.9	+ 2.5	- 4.3	+ 0.2	+ 0.5	- 2.6	- 2.0	- 4.8	- 0.7
- 0.1	+ 4.6	- 2.5	+ 1.7	- 0.9	- 0.8	+ 4.0	+ 0.9	+ 1.4	- 1.7
- 1.4	+ 3.5	- 3.7	+ 0.7	- 2.2	- 1.9	- 1.4	+ 3.1	+ 0	- 2.7
- 2.2	+ 2.2	- 0.8	- 0.5	+ 0	+ 4.8	- 2.3	- 1.4	- 0.9	- 0.3
- 3.2	- 2.9	+ 1.3	+ 2.0	- 1.0	- 3.9	- 3.3	+ 1.0	- 2.0	- 1.7

Tableau 1. - De haut en bas : valeurs traduites par les histogrammes des figures 1a, 1b, 1c.

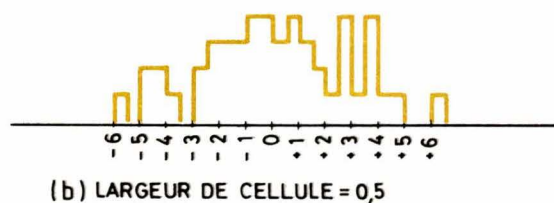
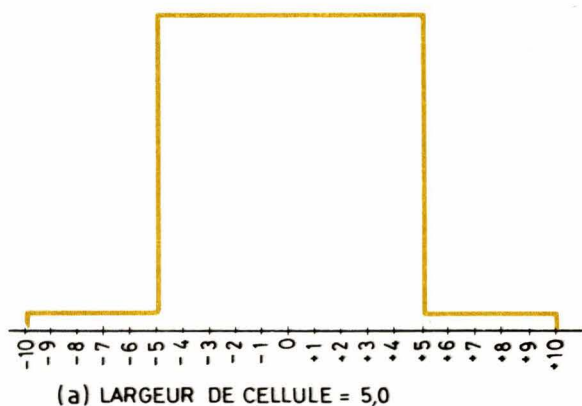


Fig. 2

L'histogramme

Pour construire un histogramme, il faut commencer par grouper les données en classes ou « cellules ». Dans le premier échantillon du **tableau 1**, par exemple, les valeurs extrêmes sont $-5,9$ et $+5,6$; donc, si nous avons des cellules de largeur $1,0$ partant de $-6,0$ comme limite inférieure, et allant jusqu'à $+6,0$ comme limite supérieure, toutes les valeurs du tableau peuvent être classées et il en résulte l'histogramme 1a.

Le choix de la largeur de cellule n'est pas aisé, car si la cellule est trop large l'histogramme n'a pas de forme bien définie, et si elle est trop étroite l'histogramme n'a pas non plus de forme bien définie (**fig. 2a et b**). Entre l'extrême qui consiste à prendre une largeur de cellule qui englobe toutes les valeurs dans une seule cellule et l'autre extrême qui prend une largeur égale au plus petit écart entre deux valeurs successives, l'optimum n'est pas facile à déterminer.

La fonction de répartition des fréquences cumulées

Pour construire la courbe de la fonction de répartition, comme pour l'histogramme, il faut commencer par grouper les données en classes ou cellules mais cette fois, à condition d'en créer au moins six, le nombre de cellules n'a pas d'importance. Dans chaque cellule on compte le nombre de données depuis le départ, puis, pour terminer, chaque cumul est divisé par le nombre total de données (cumul de la dernière cellule). Cette dernière ligne est la fonction de répartition des fréquences cumulées, chaque chiffre étant associé à la borne supérieure de la cellule (**tableau 2**).

Pour exploiter cette fonction nous faisons appel à une échelle particulière, dérivée de la loi de Gauss, pour les ordonnées. Il existe dans le com-

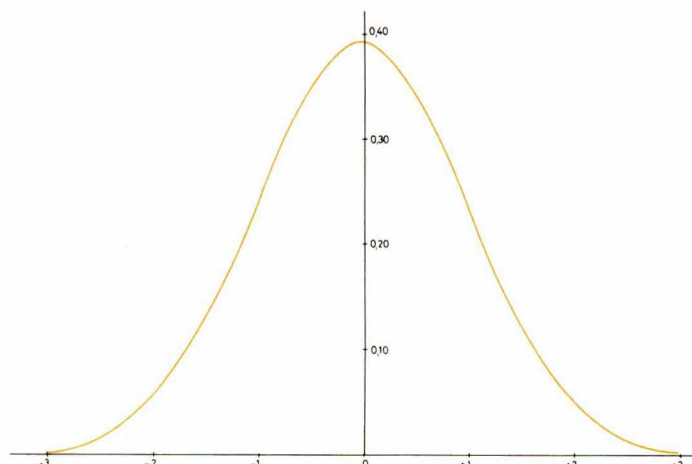


Fig. 3

merce des coordonnées imprimées dont la particularité est de présenter la courbe de Gauss, de la **figure 3**, sous forme de droite (**fig. 4**), (cette droite est parfois appelée « droite de Henry »). Seule la distribution gaussienne a une fonction de répartition qui est une droite dans ce système de coordonnées, d'où son utilité pour l'analyse de la forme et de la composition des distributions.

Les paramètres principaux de la distribution gaussienne, la moyenne « x » et l'écart type « s » sont facilement obtenus en partant de cette droite, il suffit de noter les abscisses qui correspondent à certaines ordonnées :

$$\begin{aligned} x + 2s &\dots 0,9772 \\ x + s &\dots 0,8413 \\ x &\dots 0,5000 \\ x - s &\dots 0,1587 \\ x - 2s &\dots 0,0228 \end{aligned}$$

x = valeur moyenne ; s = écart type.

Les quelques exemples qui suivent permettront de montrer l'utilité de cette technique d'analyse.

Exemple 1 :

Les histogrammes (**fig. 1a, b et c**) sont respectivement présentés sous la

forme cumulée en **figures 5a, b et c**. Les droites superposées sont les régressions linéaires (ou meilleurs ajustements linéaires) obtenues en remplaçant provisoirement les échelles des ordonnées par des échelles linéaires.

Ces droites représentent les distributions gaussiennes les plus proches des échantillons, et nous pouvons y lire les moyennes et les écarts type correspondants (**tableau 3**).

	a	b	c
x	0	+ 0,3	- 0,4
$x + s$	+ 2,8	+ 3,1	+ 2,1
s	2,8	2,8	2,5

Tableau 3.

(Il s'agit des moyennes et écarts types des droites et non des échantillons).

La similitude des « x » et des « s » permet de conclure que les trois échantillons appartiennent à une même série d'appareils.

Exemple 2 :

Au contrôle d'entrée des circuits imprimés, la spécification de la résis-

- 6	- 5	- 4	- 3	- 2	- 1	0	+ 1	+ 2	+ 3	+ 4	+ 5	+ 6
1	4	1	5	6	8	6	6	5	5	2	1	
1	5	6	11	17	25	31	37	42	47	49	50	
0,02	0,10	0,12	0,22	0,34	0,50	0,62	0,74	0,84	0,94	0,98	1,00	

Tableau 2.

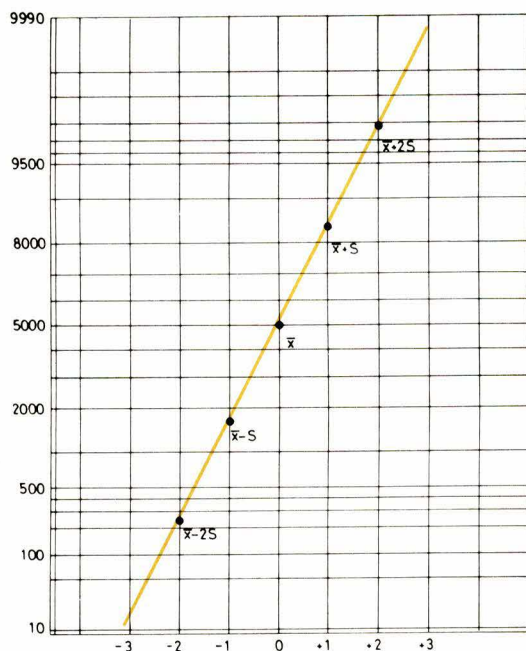


Fig. 4

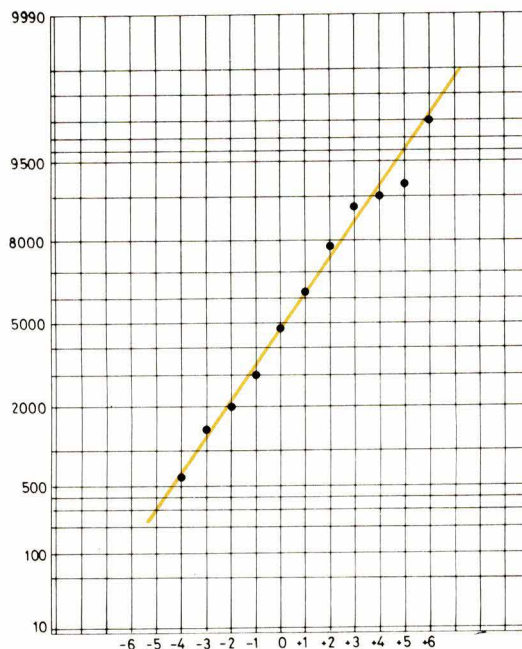


Fig. 5 b

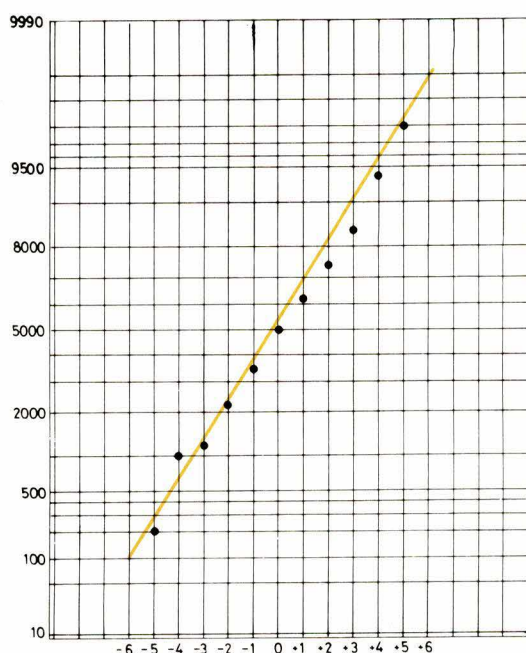


Fig. 5 a

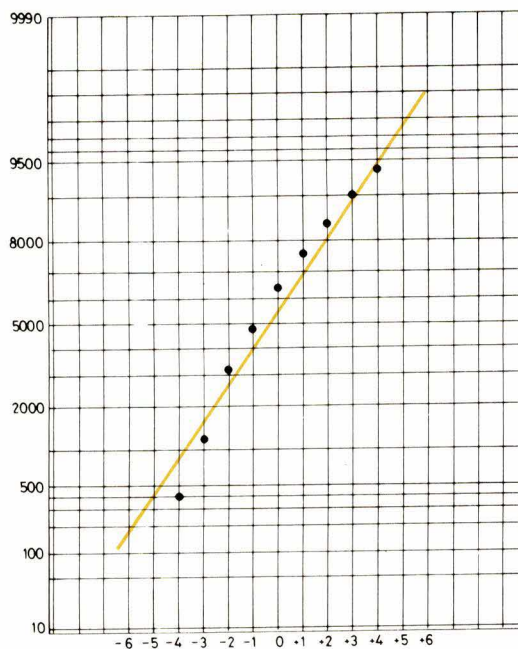


Fig. 5 c

tance minimum admissible entre deux conducteurs témoins est de 20 000 M Ω . Un échantillon de 32 pièces donne le résultat ci-après (tableau 4).

(La non-linéarité de l'échelle des résistances de l'appareil de mesure se traduit par des cellules à largeur non constante, d'où des difficultés pour l'utilisation d'un histogramme).

La fonction cumulée est donnée en figure 6 (représentation par points).

R (M Ω)	Nbre de pièces	R (M Ω)	Nbre de pièces
20 140	1	20 400	1
20 160	2	20 500	6
20 180	1	20 600	5
20 200	2	20 700	2
20 250	1	20 800	2
20 300	3	20 900	2
20 350	2	21 000	2

Tableau 4.

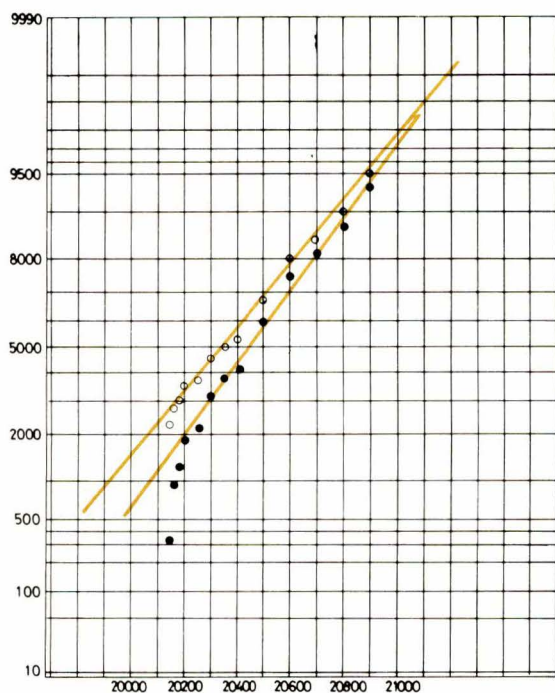


Fig. 6

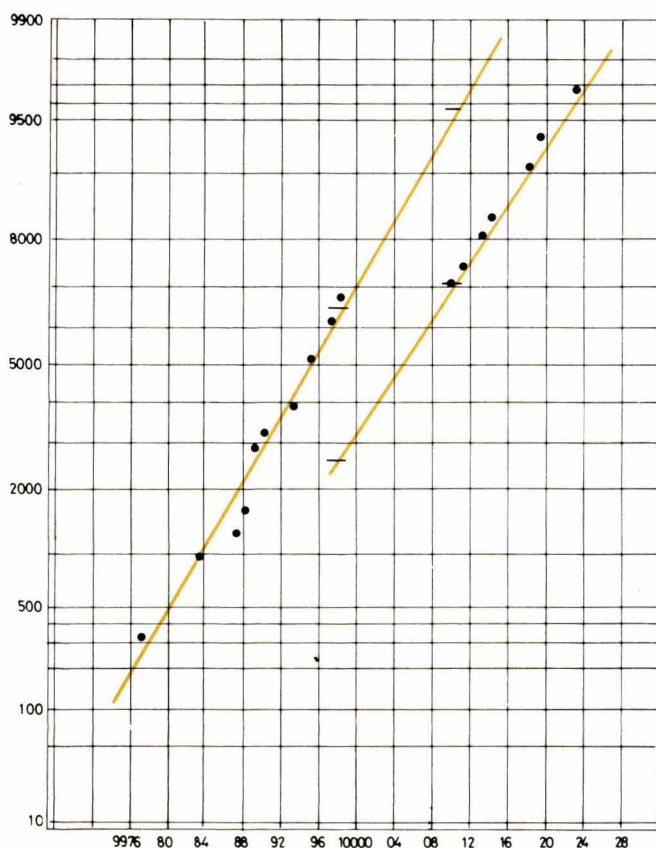


Fig. 7

La forme est clairement celle d'une droite qui devient courbe vers le bas dans sa partie inférieure. Cette forme est caractéristique d'une distribution gaussienne tronquée à gauche. C'est peut-être le résultat d'un tri par le fournisseur ; dans ce cas l'addition d'un nombre de pièces représentant les pièces enlevées, devrait restituer la droite.

Pour déterminer le nombre de pièces à ajouter, nous commençons par dessiner la droite de régression des points à l'exclusion de ceux qui sont manifestement en dehors de la droite (dans notre cas les trois premiers). Sur l'abscisse du premier point, l'ordonnée de la droite indique la moitié du nombre de pièces à ajouter. Sur notre droite l'ordonnée à 20 140 est 0,14 soit 8 pièces à ajouter.

En figure 6 les croix donnent le résultat après avoir ajouté 8 pièces en dessous de 20 140 M Ω et nous pouvons constater que la droite est établie jusqu'au bout. Or, étant donné que la nouvelle ordonnée à 20 140 M Ω est 0,225 nous pouvons conclure qu'environ 20 à 25 % des pièces fabriquées ont été enlevées par tri, sans doute pour pouvoir livrer des pièces conformes aux spécifications.

Exemple 3 :

Dans une livraison de résistances de 10 k $\Omega \pm 10\%$, il en a été prélevé 31 dont la répartition des valeurs mesurées est celle du tableau 5.

Est-ce un échantillon d'un seul lot à distribution gaussienne, ou de deux lots différents qui ont été mélangés ?

La fonction cumulée, (fig. 7) montre une discontinuité dans le voisinage de l'ordonnée 0,700, entre deux tronçons qui semblent être linéaires. Une telle forme peut être le résultat d'un tri qui aurait eu comme effet d'éliminer les valeurs qui sont comprises entre 9 998 k Ω et 10 009 k Ω .

Pour estimer le nombre de pièces à ajouter, nous dessinons d'abord les deux régressions linéaires correspondant aux deux groupes de points, chaque droite étant prolongée jusqu'à l'abscisse du point le plus proche de l'autre groupe.

On note les écarts entre les ordonnées des droites aux abscisses des deux points. La somme de ces deux écarts est la proportion de pièces à ajouter dans la discontinuité. La fi-

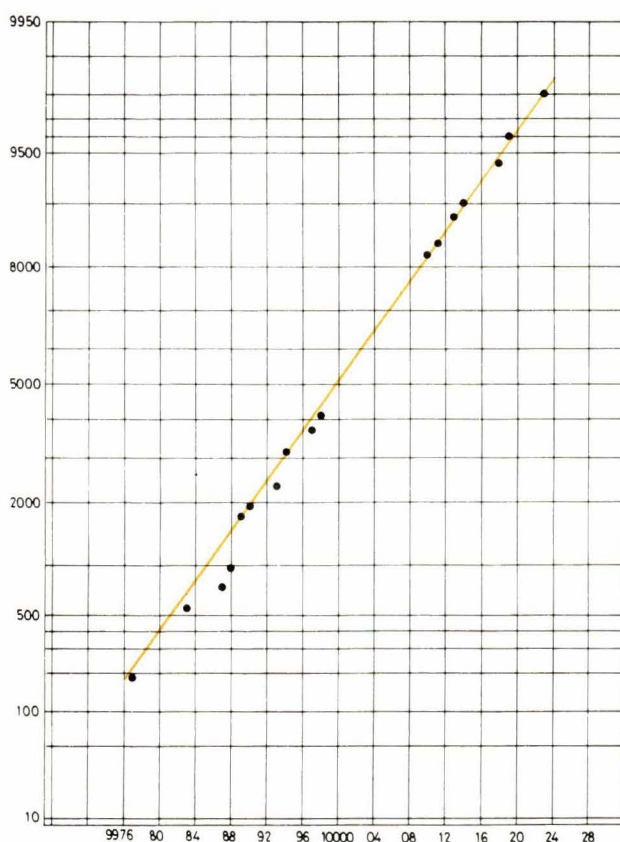


Fig. 8

R (kΩ)	Nbre de pièces
9 977	1
9 983	2
9 987	1
9 988	1
9 989	4
9 990	1
9 993	2
9 995	4
9 997	3

R (kΩ)	Nbre de pièces
9 998	2
10 010	1
10 011	1
10 013	2
10 014	1
10 018	2
10 019	1
10 023	1
10 025	1

Tableau 5.

Figure 9 donne la fonction cumulée après avoir ajouté 20 pièces, nombre obtenu comme suit :

– Ecart à l'abscisse 9 998 :
 $0,65 - 0,26 = 0,39$;

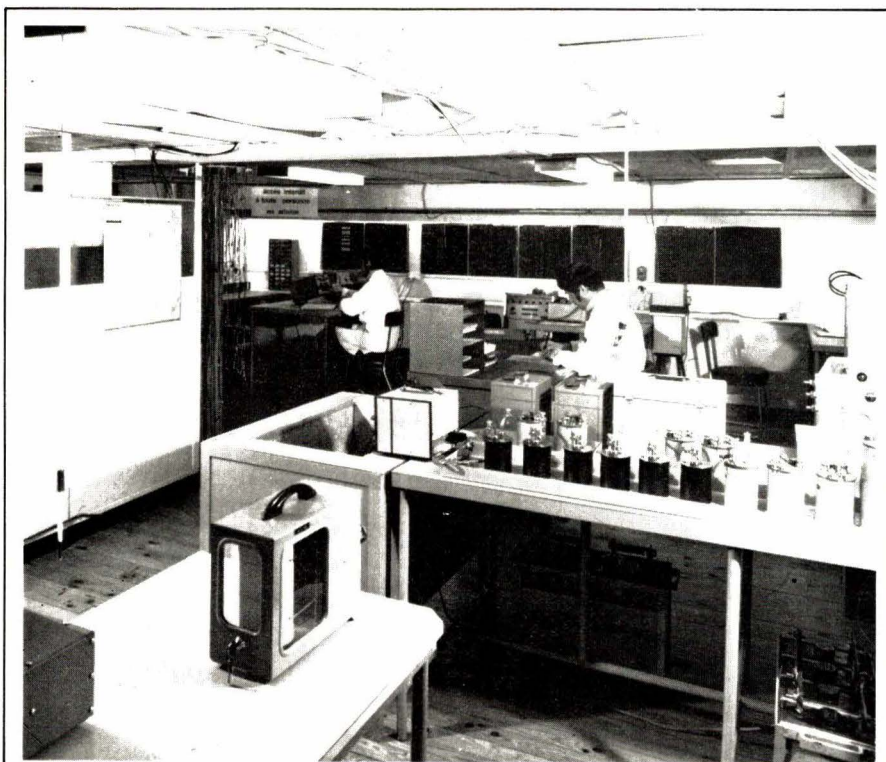
– Ecart à l'abscisse 10 010 :
 $0,97 - 0,71 = 0,26$;
 $0,26 + 0,39 = 0,65$;
 $0,65 \times 31 = 20$.

Les points résultants se trouvent sur une droite, nous pourrions donc conclure que la distribution d'origine est une distribution gaussienne qui élimine les valeurs entre 9 998 kΩ et 10 009 kΩ.

Un échantillon de 93 résistances, de valeur nominale 1 800 Ω, donne la fonction cumulée de la figure 10. A partir des droites de régression des parties quasi-linéaires (1780... 1792 et 1806... 1818) et par le calcul de l'exemple 3, nous déduisons qu'il faut 75 pièces dans l'intervalle 1792... 1806. Etant donné qu'il y a déjà 15 pièces nous y ajoutons 60, ce qui fait la distribution en x de la figure 10.

Elle se compose très distinctement de deux parties courbes qui ne se rejoignent pas ; mais, si chaque segment est traité séparément (y compris la moitié des pièces non comptées dans la partie centrale), le résultat donne deux droites.

La distribution d'origine se compose de deux groupes différents, cha-



Une vue d'un laboratoire de métrologie (Métrix).

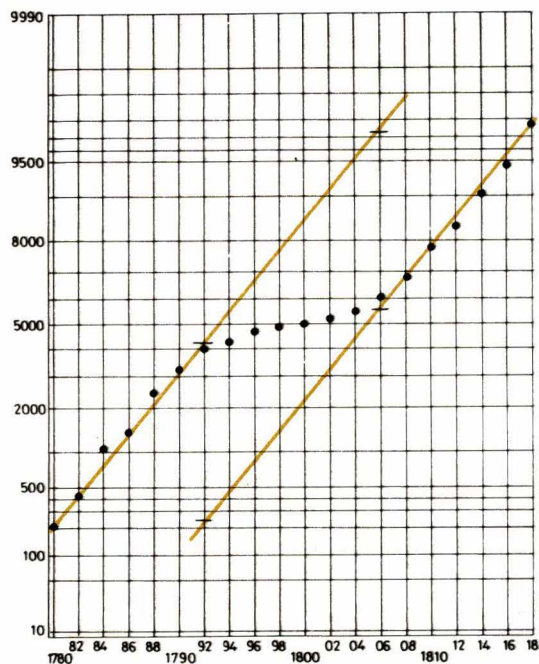


Fig. 9

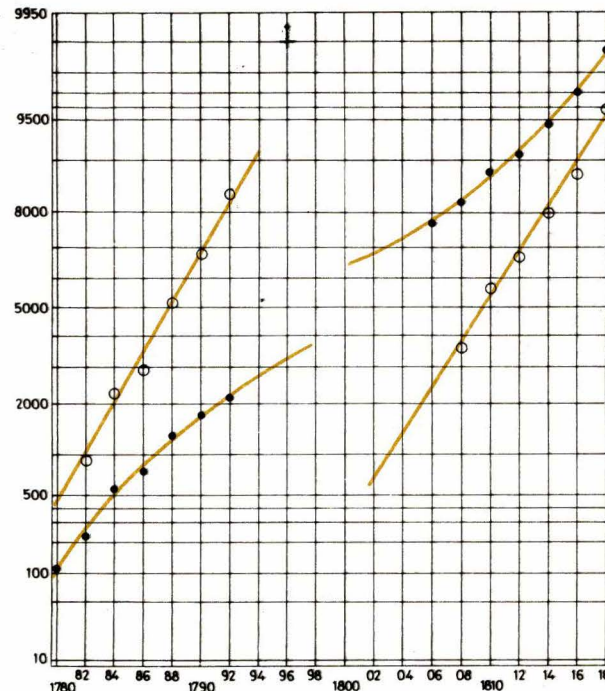


Fig. 10

cun étant gaussien, le premier centré près de 1 788 Ω , l'autre près de 1 809 Ω .

Conclusion

La méthode exposée ici n'a pas la prétention de remplacer les calculs complets de la statistique mathématique ; là où la précision s'impose, elle est insuffisante. Mais, très souvent

dans l'industrie, un résultat approximatif est acceptable à condition d'être accessible rapidement. La seule opération statistique à laquelle cette méthode fait appel est la régression linéaire. De nos jours, bon nombre de machines à calculer de poche, et tous les ordinateurs de bureau, possèdent cette fonction.

C'est ainsi que l'analyse à l'aide des fonctions cumulées est à la portée

de tous sans exiger les connaissances de la statistique mathématique, et bien que déroutant parfois un peu au début, un peu de pratique de cette méthode permet d'apprécier son utilité.

H. Dobson
Laboratoire de Métrologie
Société Métrix

L'album 1981 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**
(+ 16 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.

UN MICROPROCESSEUR PAS A PAS

A. VILLARD et M. MIAUX

«Un microprocesseur pas à pas» tire une grande part de son originalité de son caractère pédagogique. Les auteurs proposent une formation très progressive au microprocesseur permettant son libre accès à l'électronicien de l'industrie, l'étudiant ou l'amateur éclairé. On appréciera le nombre d'applications développées contribuant à la bonne compréhension des différentes techniques décrites.

359 pages, format 21 × 15 cm. PRIX: 110 F

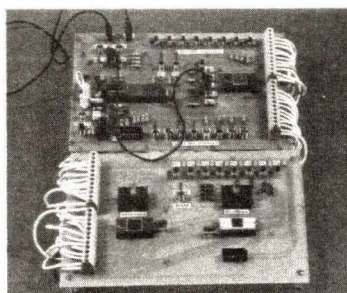
Vous pourrez vous initier à la programmation, programmer votre projet, votre utilisation spécifique.

Votre revendeur pourra se procurer les composants essentiels chez R.E.A., 9, rue Ernest-Cognacq, 92301 Levallois-Perret. Tél.: 758.11.11.

Les 2 **CIRCUITS IMPRIMÉS**, étamés et percés, pourront vous être fournis par la Société IMPRELEC. Le Villard, Perrignier, 74200 Thonon, au **PRIX DE 100 F+ 7 F de port.**



Un microprocesseur
PAS à PAS



Editions Techniques et Scientifiques Françaises

LE MICROPROCESSEUR EN ACTION

P. MELUSSON

Après un ouvrage de pure initiation au microprocesseur, à la portée de tous, le spécialiste qu'est P. Mélusson, propose ici une introduction pratique et simple à son emploi, articulée autour d'un type «monobit». Pour faciliter la compréhension, il propose une série de manipulations sur une «carte» réalisable par l'amateur sans trop de difficultés.

152 pages, format 21 × 15 cm. PRIX: 57 F

LE HARDSOFT OU LA PRATIQUE DES MICROPROCESSEURS

M. OUAKNINE et R. POUSSIN

Principes généraux. Fonctionnement et jeu d'instruction d'un système construit autour d'un microprocesseur 8080 A. Trois applications réelles avec schémas et programmes. Fonctionnement des dernières nouveautés 8048-Z80 - 8086.

254 pages, format 21 × 15 cm. PRIX: 99 F

INITIATION A LA MICRO INFORMATIQUE LE MICROPROCESSEUR

P. MELUSSON

Qu'est-ce qu'un ordinateur. Langages. Calcul binaire. Codages. Fonctions logiques. Technologie et organisation des microprocesseurs. Les mémoires. Circuits et systèmes d'interface. La programmation.

Technique poche n° 4, 136 pages. PRIX : 32 F

LE MICROPROCESSEUR A LA CARTE

H. SCHREIBER

L'auteur présente son livre sous une forme dialoguée, il explique le microprocesseur par une analogie avec la cuisine. Cette analogie permet une explication aisée, donne des notions de saut de programme, interruption, sous-programme. Exercices d'utilisation. Programme complet appliqué à l'économie d'énergie de chauffage.

Technique poche n° 33, 160 pages. PRIX: 32 F

LE BASIC DES MICRO-ORDINATEURS

H. FEICHTINGER

Par une comparaison pratique des différents MICROS travaillant en BASIC, cet ouvrage vous permettra d'apprécier les matériels les plus répandus.

Des glossaires de vocabulaire et une explication détaillée des instructions BASIC de chacun des appareils vous aideront à perfectionner votre programmation et à adapter aisément des programmes réalisés pour d'autres micros.

Le fonctionnement des micro-ordinateurs — L'ordinateur individuel ; le traitement de données à votre portée — Les différents modèles de micros — Les termes que vous devrez retenir — Les instructions des divers BASIC — De l'écriture des programmes — Quelques exemples de programmes en BASIC — L'avenir.

192 pages
format 21 x 15 cm
PRIX : 80 F



Règlement à l'ordre de la
LIBRAIRIE PARISIENNE DE LA RADIO
43, rue de Dunkerque, 75480 Paris, Cedex 10

AUCUN ENVOI CONTRE REMBOURSEMENT. Port Rdé jusqu'à 35 F
taxe fixe 11 F - De 36 à 85 F: taxe fixe 16 F - De 86 à 150 F: taxe fixe 23 F -
De 151 à 350 F: taxe fixe: 28 F - Etranger: majoration de 7 F.

Technologie

Le silicium amorphe : des applications d'avenir

Parallèlement aux recherches menées sur les composants électroniques, afin d'accroître leurs performances électriques comme leur fiabilité intrinsèque, des chercheurs étudient sans cesse, au carrefour de plusieurs disciplines fondamentales : physique des solides, chimie... des matériaux de base nouveaux qui pourront dans l'avenir apporter, pour des applications particulières, une meilleure souplesse technologique.

Parmi ces matériaux, le « silicium amorphe hydrogéné » semble avoir un bel avenir devant lui...

Quelques rappels...

Les matériaux amorphes, et plus particulièrement les semi-conducteurs amorphes, suscitent depuis la fin des années 1960 une activité scientifique sans cesse croissante. Les semi-conducteurs amorphes et liquides constituent tous les deux ans le thème central d'une importante conférence internationale, dont la 9^e du nom s'est tenue à Grenoble en juillet 1981 et au cours de laquelle on a pu compter près de 300 interventions orales de chercheurs et ingénieurs venus du monde entier. Le sujet des semi-conducteurs amorphes a d'ailleurs été consacré par le prix Nobel de physique en 1977, sur le nom de *Sir Nevill Mott*. Parmi les semi-conducteurs amorphes les plus connus, on peut citer le sélénium amorphe qui a déjà conquis le marché du procédé de reprographie nommé « xérogaphie » et le *silicium amorphe hydrogéné*, qui fait l'objet de très nombreuses recherches. Ce matériau, productible en couches minces sur de grandes dimensions et à faible coût, présente des propriétés électroniques très intéressantes et son utilisation est d'ores et déjà envisagée ou réalisée dans de nombreuses applications : cellules photovoltaïques essentiellement, mais aussi transistors à effet de champ en couches minces avec application dans les matrices à affichage par cristaux liquides, tubes lecteurs d'images Vidicon et prospectives dans les domaines de la microélectronique et de l'optique intégrée. Nous allons ainsi

étudier ce matériau en donnant quelques notions sur ses propriétés électroniques en liaison avec sa structure, sur ses modes de production les plus courants et sur ses utilisations possibles.

Propriétés électroniques de l'état solide

Structure cristalline

Les corps simples, ainsi que la plupart des composés, se trouvent tous dans leur phase solide stable sur le plan thermodynamique (à une pression et une température données) à l'état cristallin.

Un cristal idéal peut être défini par une répétition régulière, dans les trois directions de l'espace, d'unités structurales identiques.

Le formalisme des cristallographes permet de décrire de façon simple les structures cristallines ; ainsi la structure du silicium monocristallin (noté c-Si dans la suite de cet article) – matériau le plus couramment utilisé dans le domaine de l'électronique –, est une structure cubique à faces centrées du type diamant. La figure 1 montre cette structure, dans laquelle les atomes de silicium occupent le centre d'un tétraèdre régulier et sont liés de façon purement covalente (*) à 4 plus proches voisins situés aux sommets de ce tétraèdre.

Cette disposition tétraédrique est caractéristique de la géométrie des or-

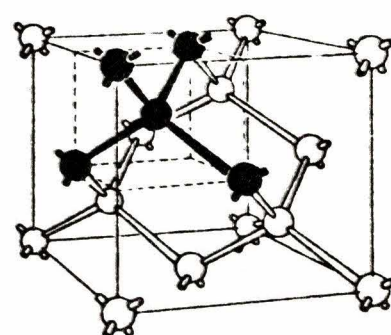


Fig. 1. – Structure cristalline de c-Si.

bitales (**) des électrons les plus périphériques qui s'apparient pour former le cristal (ces orbitales sont dites dans un état « d'hybridation sp^3 »).

L'unité structurale ainsi décrite définit un ordre dit « à courte distance », alors que la répétition tri périodique de cette unité définit un ordre dit « à longue distance » caractéristique des structures cristallines.

La rupture de cet ordre à longue distance dans une structure cristalline réelle ne peut qu'être partielle ou loca-

(*) Une liaison covalente est la classique paire d'électrons à spins antiparallèles de la chimie organique.

(**) En mécanique quantique, on ne parle plus d'orbitales électroniques, mais d'orbitales électroniques décrites par une fonction mathématique des trois coordonnées d'espace : $\psi(x, y, z)$, définie de façon à ce que $|\psi|^2 dx dy dz$ représente la probabilité de trouver un électron dans l'élément de volume $dx dy dz$.

lisée : par exemple dans le domaine qui concerne l'électronicien, présence volontaire (dopage *N* ou *P* de c-Si) d'impuretés en petite proportion.

Structure amorphe

Par définition, une structure amorphe conserve l'ordre à courte distance (par exemple tétravalence du silicium), mais pas l'ordre à longue distance. Dans une première approximation, donc, la microstructure tétraédrique de c-Si se retrouve dans le silicium amorphe (noté a-Si), mais il n'y a plus répétition triperiodique de celle-ci. Notons que ce type de structure est vraisemblablement une structure métastable pour un matériau normalement cristallin (cas de a-Si), ou stable mais pour des composés ne pouvant exister à l'état cristallin (cas du silicium amorphe hydrogéné). La **figure 2** (ref. [1]), montre un exemple de structure amorphe « idéale » pour a-Si. Cette figure montre clairement l'aspect désordonné de cette structure. L'auteur a construit de toute pièce son modèle à partir d'unités tétraédriques aux paramètres légèrement différents de leurs valeurs idéales dans le cristal, mais en s'imposant l'absence totale de liaison insatisfaite dans la matrice de silicium : toutefois, une structure amorphe réelle présentera toujours quelques liaisons Si-Si cassées.

La **figure 3** montre une structure amorphe possible pour le silicium amorphe hydrogéné (a-Si : H). La structure de ce matériau n'est pas parfaitement connue à l'heure actuelle, et fait encore l'objet de très nombreuses recherches. Un fait est toutefois acquis : a-Si : H est un alliage silicium-hydrogène dans lequel les atomes d'hydrogène « s'insèrent » de façon collective comme le montre la **figure 3**. La concentration en hydrogène de cet alliage, intimement liée à la microstructure de sa matrice de silicium, dépend de façon étroite du mode de dépôt et des paramètres de dépôt sur lesquels nous reviendrons dans le chapitre suivant.

Propriétés électroniques d'un cristal

Pour comprendre ce que l'on entend sous le vocable « semi-conducteur amorphe », il est nécessaire de rappeler les résultats essentiels de la théorie des bandes – clairement établie dans le cas cristallin – en insistant sur l'origine des bandes électroniques interdites au moyen d'idées qualitatives aussi simples que possible : un

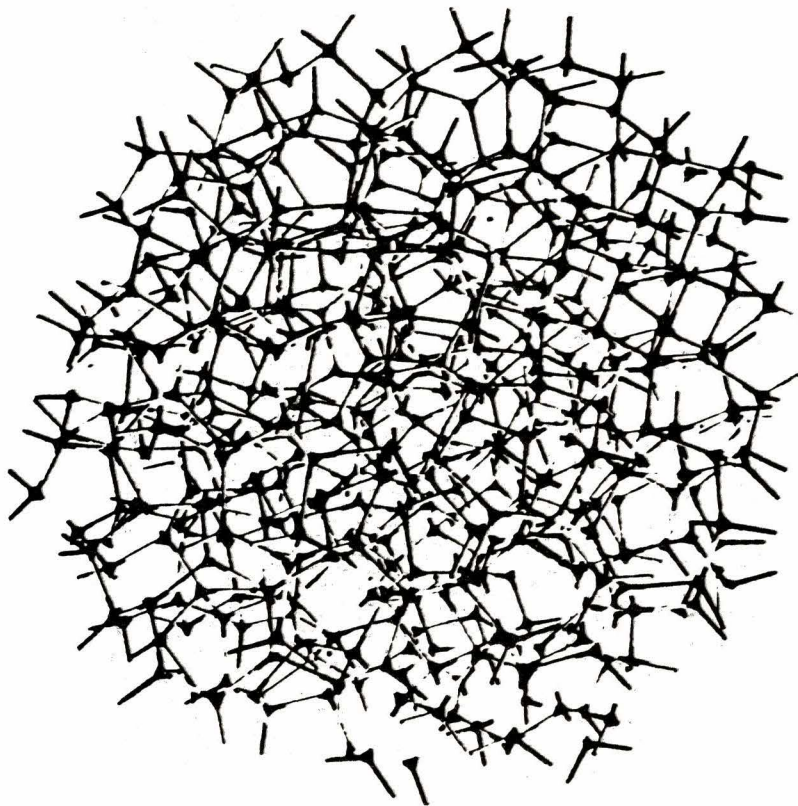


Fig. 2. – Modèle de Polk pour le silicium amorphe : structure amorphe idéale.

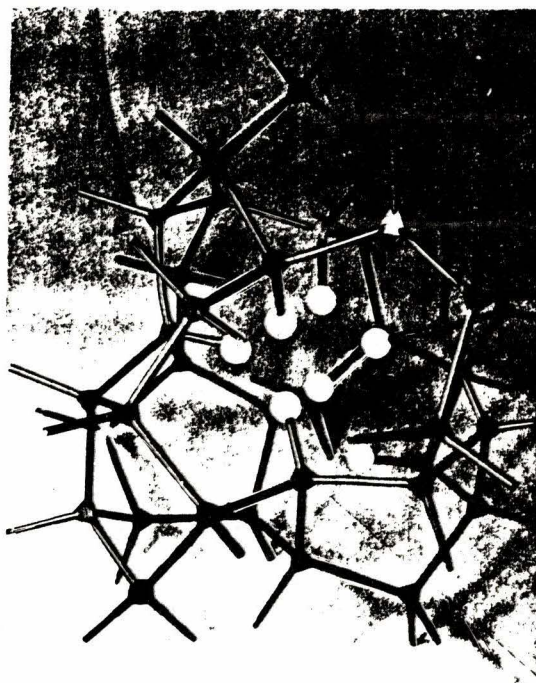


Fig. 3. – Microstructure du silicium amorphe hydrogéné (a-Si : H), les boules blanches représentent les atomes d'hydrogène.

exposé plus complet sur la question se trouve dans la référence [2].

Problème préliminaire

Considérons le circuit LC de la figure 4a : il est bien connu que ce circuit résonne avec une pulsation $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$.

Considérons maintenant le système constitué par deux circuits résonnants LC identiques au précédent et couplés par une mutuelle inductance $M = kL$ ($0 \leq k < 1$), comme l'indique la figure 4b ; un calcul simple montre que ce système possède deux pulsations de résonance :

$$\omega_1 = \frac{\omega_0}{1+k}, \quad \omega_2 = \frac{\omega_0}{1-k}$$

Ces deux pulsations sont initialement confondues avec ω_0 pour un couplage nul, puis d'autant plus distinctes que le couplage – facteur k – augmente. On dit que le couplage lève la dégénérescence initiale du niveau ω_0 (fig. 4c) : ce résultat est valable aussi pour un grand nombre N de circuits couplés.

Origine des bandes électroniques d'un cristal

Il est facile de comprendre l'origine des bandes d'énergie électronique d'un cristal en considérant le cas de la « molécule d'hydrogène », constituée par le rapprochement de deux atomes d'hydrogène $H(1)$ et $H(2)$ supposés tous les 2 dans leur état fondamental (état de plus basse énergie), décrit par les fonctions d'onde $\psi(1)$ et $\psi(2)$ respectivement (fig. 5a). La molécule d'hydrogène, dans son état fondamental, sera décrite par la fonction d'onde $\psi(+)=\psi(1)+\psi(2)$ ou par $\psi(-)=\psi(1)-\psi(2)$. $\psi(1)$ et $\psi(2)$ étant égales à une translation près, et symétriques par rapport aux positions des protons $H^+(1)$ et $H^+(2)$ respectivement ; la fonction $\psi(-)$ s'annule à mi-chemin entre les deux protons, ce qui interdit à un électron de s'y trouver : l'état décrit par $\psi(-)$ est dit « anti-liant » (fig. 5b). Par contre, $\psi(+)$ est non nulle dans toute la région intermédiaire entre $H^+(1)$ et $H^+(2)$; l'état décrit par $\psi(+)$ renforce la cohésion de la molécule d'hydrogène en permettant une réelle mise en commun des deux électrons : cet état est dit liant. L'état liant augmente l'énergie de liaison de la molécule en diminuant l'énergie d'un électron individuel, alors que l'état anti-liant a l'effet inverse : on aboutit alors au diagramme d'énergie de la figure 5c, tout à fait analogue à celui de la figure 4c : le rapprochement des deux hydrogènes lève la dé-

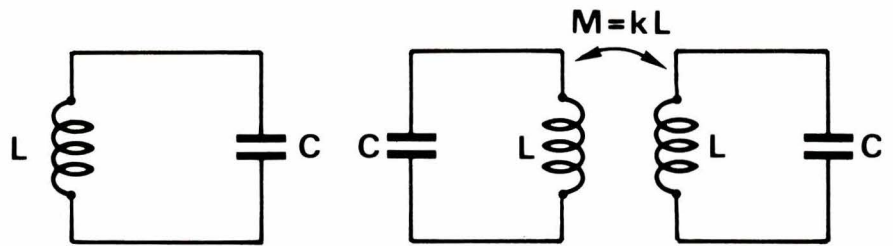


Fig. 4 a. – Circuit résonnant LC.

Fig. 4 b. – Circuits résonnants LC couplés.

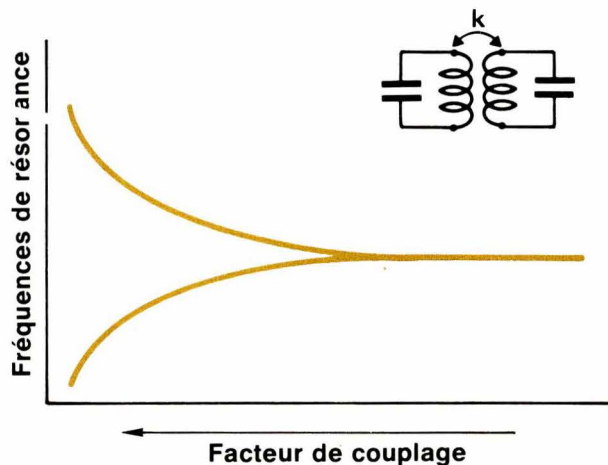


Fig. 4 c. – Fréquences de résonance de deux circuits LC couplés.

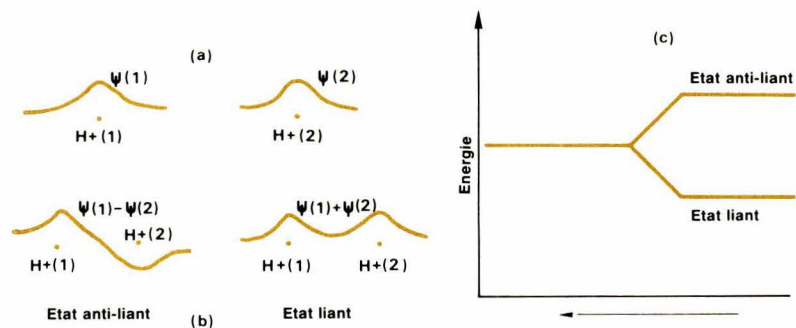


Fig. 5. – Origine des bandes électroniques d'un cristal, voir texte.

générescence double du niveau initial en faisant apparaître un doublet séparé par la différence d'énergie entre les états liant et anti-liant.

Considérons maintenant un grand nombre N d'atomes identiques, initialement suffisamment éloignés pour négliger toute interaction mutuelle et que l'on rapproche jusqu'à une distance R_0 entre eux égale à la valeur cristalline. Par analogie aux circuits LC, on assistera lors du rapprochement des atomes à une décomposition des niveaux discrets atomiques en un ensemble de bandes d'énergie comme l'indique la **figure 6** : chaque bande contient N niveaux très rapprochés et constitue un continuum d'énergie. Suivant la position relative des deux bandes les plus hautes, on est amené à faire la distinction entre isolants, semi-conducteurs et conducteurs.

Bandes électroniques d'un cristal semi-conducteur

Dans le cas des semi-conducteurs (fig. 7), on voit apparaître une bande interdite large de quelques dixièmes d'électron-volts à quelques eV (*): 0,67 eV pour c-Ge, 1,12 eV pour c-Si et 1,45 eV pour c-AsGa. Pour les semi-conducteurs purement covalents (cas de c-Ge et c-Si), cette bande interdite correspond à la différence d'énergie entre les états liants (sp^3) et anti-liants (sp^3^*) des orbitales électroniques externes comme il a été dit pour la molécule d'hydrogène.

A température absolue nulle, la bande (1) – appelée bande de valence BV – est remplie d'électrons alors que la bande (2) – appelée bande de conduction BC – est vide d'électrons : le matériau est un isolant parfait.

Un électron pourra éventuellement participer à la conduction du courant dans le matériau si on lui fournit l'énergie nécessaire pour franchir le « gap » d'énergie E_g correspondant à la bande interdite et être ainsi libéré dans la bande de conduction en laissant une charge positive appelée « trou » dans BV. L'agitation thermique (**) est suffisante pour fournir cette énergie à une petite fraction d'électrons de BV : par suite, la conductivité intrinsèque d'un semi-conducteur reste toujours faible.

L'étude des propriétés électroniques d'un cristal conduit à définir la densité d'états électroniques $g(E)$ de façon à ce que la quantité $g(E) dE$ mesure le nombre d'états d'énergie disponibles pour un électron dans l'in-

(*) 1 eV = $1,6 \times 10^{-19}$ joules.

(**) 26 meV à température ambiante ($T \approx 300$ K).

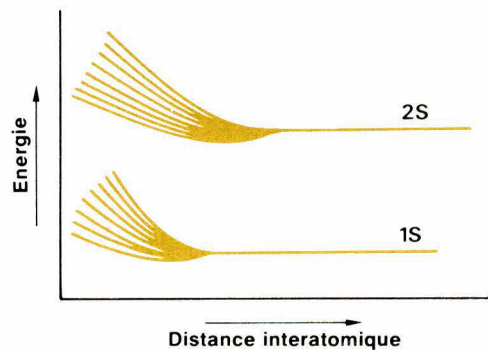


Fig. 6. – Comme pour les circuits résonnants couplés, les atomes interagissent lorsqu'on les rapproche : les niveaux discrets donnant alors des bandes d'énergie.

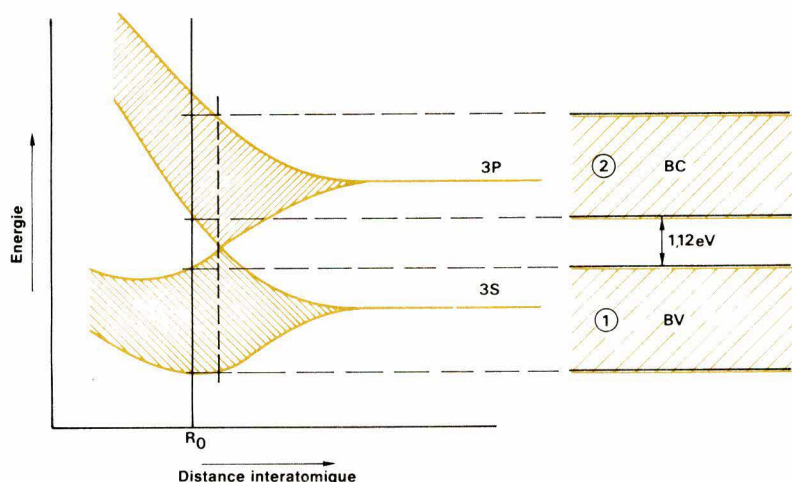


Fig. 7. – Structure en bandes de c-Si.

tervalle ($E, E + dE$). La représentation schématique de $g(E)$ pour c-Si sur la **figure 8a** nous permet de souligner deux caractéristiques des propriétés électroniques d'un cristal qui résultent directement de la triple périodicité de sa structure :

- $g(E)$ comporte des singularités mathématiques : en particulier $g(E)$ est à tangente verticale en bord de bande interdite, soit pour $E = E_c$ (bas de BC) et $E = E_v$ (haut de BV) ;
- les états permis sont délocalisés : par exemple le mouvement d'un électron ayant l'énergie $E \geq E_c$ est étendu à tout le matériau.

Nous verrons ce qu'il advient de ces deux caractéristiques lorsqu'il y a rupture partielle (semi-conducteurs extrinsèques) ou totale (semi-conducteurs amorphes) de cette triple périodicité.

Semi-conducteurs extrinsèques et électronique

Supposons que l'on substitue certaines impuretés pentavalentes du

type phosphore ou arsenic à certains atomes de Si dans c-Si. Ces impuretés auront tendance à s'ioniser en perdant leur électron supplémentaire si on leur fournit l'énergie nécessaire, soit 40 meV : l'agitation thermique est quasiment suffisante. Par suite, cette substitution crée un niveau donneur E_d situé dans le « gap » tel que $E_c - E_d \approx 40$ meV : on a un semi-conducteur dopé N, dans lequel la conduction s'effectue par les électrons libérés du niveau donneur dans la bande de conduction (fig. 8b).

La même substitution par des impuretés trivalentes (bore ou aluminium) crée de même un niveau accepteur E_a situé dans le « gap » tel que $E_a - E_v \approx 40$ meV : l'ionisation de cette impureté libère une charge positive (un trou), mobile dans la bande de valence : on a un semi-conducteur dopé P, représenté **figure 8c**. Dans les deux cas de figure, la concentration en impuretés est supposée suffisamment faible pour que les singularités mathématiques de $g(E)$ soient à peine arrondies (triple périodicité à peu près conservée).

Ainsi un semi-conducteur extrinsèque est un matériau dont on peut à loisir contrôler la conductivité (c'est-à-dire la résistivité), ce contrôle étant double :

- qualitatif : la conduction s'effectue préférentiellement par électrons dans BC (dopage N) ou par trous dans BV (dopage P) ;
- quantitatif : le matériau est d'autant plus conducteur que la concentration en impuretés est grande.

On conçoit bien que l'existence de zones dopées N et P dans un même semi-conducteur sera à l'origine de propriétés physiques bien particulières qui portent pour nom par exemple : effet de redressement (jonction PN), effet Zener, effet transistor (transistors PNP et NPN), effet de champ (FET à canal N ou à canal P), effet photoconducteur, effet photovoltaïque... et qui sont à l'origine du prodigieux essor de l'électronique de ces dernières décennies.

Semi-conducteurs amorphes

Considérons le cas qui nous intéresse le plus ici, de a-Si ou de a-Si : H. On a dit qu'un tel matériau conserve l'ordre à courte distance correspondant à la tétravalence du silicium ; il est clair qu'un « gap » d'énergie doit alors subsister ici, résultant de la différence d'énergie entre les états liant sp^3 et anti-liant sp^3^* des orbitales électroniques. Ces orbitales étant relativement peu déformées par rapport aux orbitales cristallines (tétraèdres peu déformés dans la structure amorphe idéale), ce gap doit de plus rester du même ordre de grandeur que dans le cristal et on a la configuration donnée à la figure 9a. Sur cette figure, les singularités mathématiques de $g(E)$ ont disparu car il y a rupture totale de la triple périodicité. On voit alors apparaître des états d'énergie dans le gap : ces états sont dits localisés, c'est-à-dire qu'un électron possédant un tel état d'énergie se déplacera dans une région bien définie du matériau contrairement aux électrons délocalisés. Ils sont en outre « intrinsèques » car dus au désordre dans la matrice de silicium. La structure de cette matrice dans un état amorphe idéal comme celui décrit par Polk (ref.

(1)) étant clairement définie, on peut s'attendre à ce qu'elle présente des défauts bien précis, comme par exemple des liaisons non satisfaites, susceptibles de créer des états d'énergie relativement bien positionnés dans le « gap » (fig. 9b) : ces états sont dits « extrinsèques », car issus de défauts

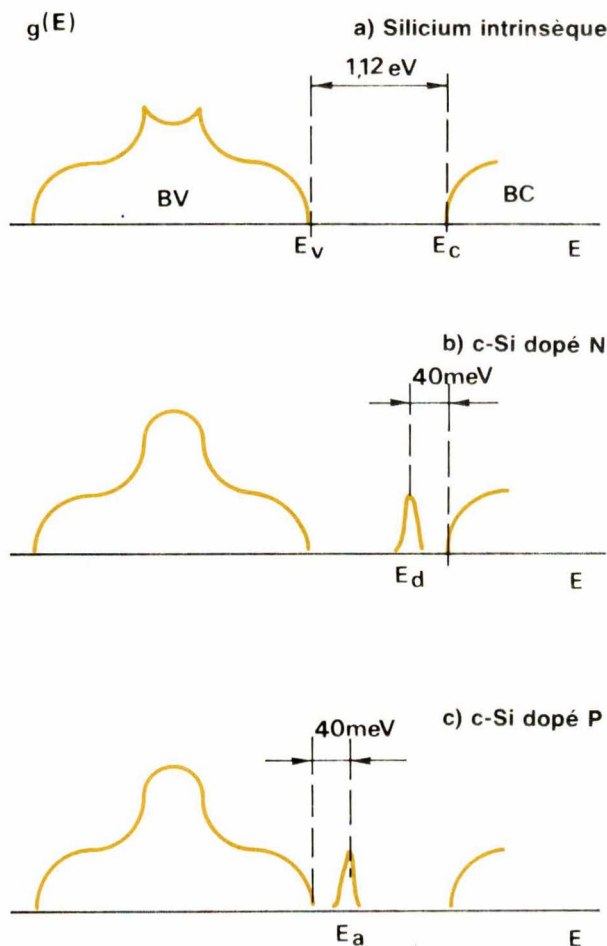


Fig. 8. – Schématisation de la densité d'états électroniques pour le silicium cristallin.

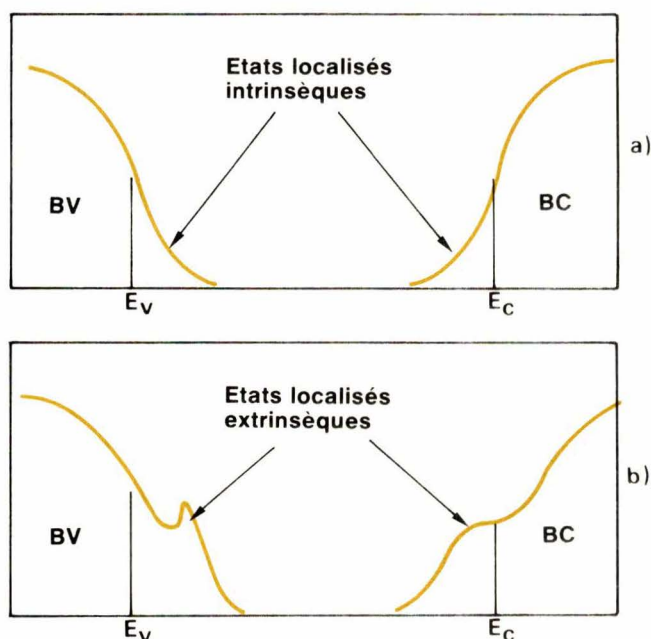


Fig. 9 a et b. – Schématisation de la densité d'états dans un semiconducteur amorphe, voir texte.

dans la structure désordonnée idéale. Dans un alliage du type de a-Si : H, un désordre compositionnel peut aussi s'ajouter à l'absence d'ordre à longue distance, conduisant alors au recouvrement de BV et BC comme l'indique la figure 9c.

Un semi-conducteur amorphe réel présentera simultanément toutes ces caractéristiques et sa densité d'états pourra être schématisée par la figure 9d. Notons qu'à propos des semi-conducteurs amorphes, la terminologie « gap d'énergie » n'est plus adaptée, car la densité d'états ne s'y annule pas. En fait, on montre que la mobilité des porteurs chute de plusieurs ordres de grandeur pour $E_c > E$ > E_v , conduisant alors à la définition d'un « gap de mobilité » qui correspond à la transition effective entre états délocalisés et états localisés.

La figure 10a montre la densité d'états telle qu'elle peut être schématisée sur le matériau a-Si réel, obtenu par une des méthodes décrites dans le chapitre suivant. Ce matériau ne possède pas des propriétés électroniques intéressantes ; en particulier, il est impossible de contrôler sa résistivité par dopage N ou P : cela est dû à la forte concentration en états localisés situés dans le « gap ». Des mesures par résonance paramagnétique électronique (RPE) montrent qu'il existe environ une liaison cassée pour 1 000 atomes de silicium : cette forte densité de liaisons cassées est vraisemblablement à l'origine de la disparition du « gap ».

La figure 10b montre la densité d'états d'un matériau a-Si : H telle qu'elle peut être mesurée par la technique d'effet de champ : ici le gap est conservé et on peut s'attendre à ce que ce matériau puisse être efficacement dopé, ce qui fut effectivement rapporté pour la première fois dans la réf. [5]. Le rôle de l'hydrogène dans les propriétés électroniques de a-Si : H n'est pas pleinement élucidé. On pense toutefois généralement que l'hydrogène contribue à saturer un grand nombre de défauts de structure du type liaison cassée, et à diminuer le nombre d'états localisés situés dans le « gap ». De fait, le signal RPE sur a-Si : H montre qu'il n'y a plus qu'une liaison cassée pour 10^6 ou 10^7 atomes de silicium. Plusieurs hypothèses sont avancées sur l'origine des pics E_x et E_y de la figure 10b ; dans la plus communément admise et justifiée, l'hydrogène ne corrige pas certains défauts dans la structure de la matrice de silicium. D'autre part, la valeur du

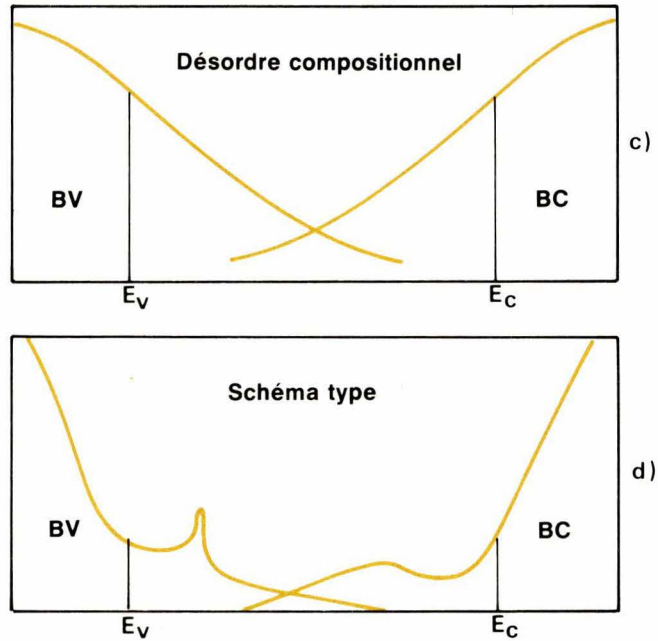


Fig. 9 c et d.

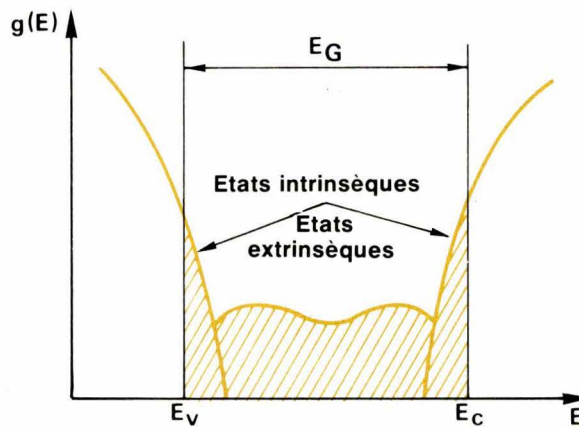


Fig. 10 a. – Distribution en états localisés dans le « gap » de a-Si.

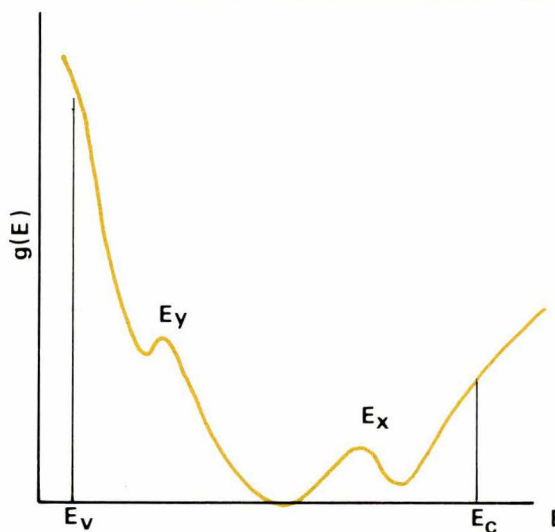


Fig. 10 b. – Densité d'états dans le « gap » de a-Si : H, obtenue par la technique d'effet de champ.

« gap » croît avec la concentration en hydrogène.

De très nombreuses recherches sont menées actuellement dans le monde entier pour comprendre la structure et les propriétés électroniques des semi-conducteurs amorphes et plus particulièrement celles de a-Si : H et du rôle joué par l'hydrogène dans ce matériau. Retenons toutefois qu'il est acquis que a-Si : H possède des propriétés électroniques intéressantes puisqu'on peut le doper N ou P de façon efficace.

Mode de préparation du silicium amorphe hydrogéné

Un aspect séduisant sur le plan technologique dans a-Si : H est sa remarquable facilité de production : a-Si : H est produit en couches minces (quelques $1/10 \mu\text{m}$ à quelques μm) homogènes sur de grandes dimensions (jusqu'à $0,1 \text{ m}^2$) par les méthodes usuelles de dépôt de couches minces peu coûteuses en énergie.

● Pulvérisation cathodique

Ce procédé aussi appelé « sputtering » est basé sur le phénomène d'éjection de matière à partir de la surface d'un matériau lorsque celui-ci est bombardé par un flux de particules énergétiques (ions en général).

« Diode sputtering »
(le plus utilisé)

Le schéma de principe est décrit sur la figure 11. On établit un champ entre le substrat (anode) et une cible constituée par le matériau à déposer (cathode). Après avoir établi un vide relatif dans l'enceinte ($P < 0,1 \text{ mtr}$), on y introduit un gaz rare (argon en général) pour y faire monter la pression jusqu'à $0,1 \text{ Torr}$ (*). Il y a alors formation d'une décharge lumineuse dans l'enceinte qui génère un plasma constitué d'argon, d'ions argon Ar^+ et d'électrons. Les ions positifs sont accélérés par la ddp et bombardent la cathode avec une énergie de plusieurs KeV, provoquant l'éjection d'atomes qui sont ensuite recueillis sur l'anode où ils se déposent.

Cas de a-Si : H

La cathode est constituée par du silicium cristallin intrinsèque ou dopé (une cible dopée donnera une couche

(*) $1 \text{ Torr} = 1 \text{ mm de Mercure}$.

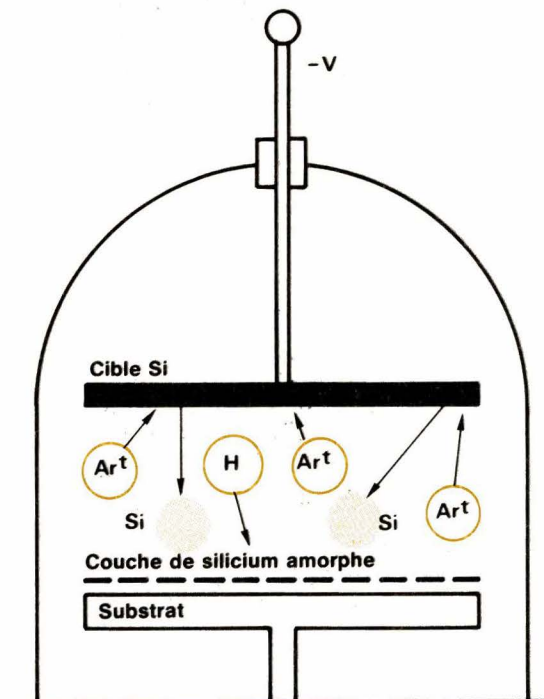


Fig. 11. — Diode Sputtering : schéma de principe.

de a-Si : H dopée). Le mélange réactif gazeux est constitué de 80 % d'argon et 20 % d'hydrogène typiquement. Le plasma contient ici une certaine proportion d'hydrogène atomique qui assure l'hydrogénation du matériau (pulvérisation cathodique réactive). La vitesse de dépôt est uniquement contrôlée par la tension V : elle dépend linéairement de cette tension et, à une valeur donnée de V, ne dépend pratiquement pas des autres paramètres ; ses valeurs varient typiquement entre 20 Å/mn et 140 Å/mn (réf. [6]). Cette méthode de dépôt est très utilisée car elle est très simple à mettre en œuvre ; elle nécessite cependant l'emploi d'une cible cristalline et les couches obtenues peuvent être polluées par l'argon.

Structure obtenue ([8][9])

Cette structure, toujours amorphe, dépend des paramètres de dépôt qui peuvent être :

- la température de substrat T_s ,
- la vitesse de dépôt v ,
- l'épaisseur de l'échantillon e .

La concentration totale en hydrogène atomique lié dans les couches (de 3 % à 25 %) ainsi que la répartition de cet hydrogène sur les différents sites hydrogénés (principalement $\text{Si}-\text{H}$ et $>\text{Si}=\text{H}_2$) dépend de façon étroite de ces paramètres : il en est de même des propriétés élec-

troniques ou optiques du matériau. Une étude systématique de ces paramètres est essentielle pour aboutir à un matériau reproductible et aux propriétés optimales dans l'emploi qu'on veut en faire.

● Dépôt en phase vapeur (CVD)

Description générale

Dans la méthode CVD (« chemical vapor deposition »), la vapeur qui arrive dans une enceinte et réagit avec d'autres gaz est décomposée thermiquement ou se liquéfie sur un substrat. On obtient ainsi un produit non volatil qui se dépose atome par atome sur le substrat, selon une réaction du type :



Les propriétés des films ainsi déposés varient de façon considérable avec les conditions de préparation.

Cas de a-Si : H

Le gaz utilisé à l'entrée est un mélange de silane (SiH_4) et d'hydrogène : un exemple d'enceinte de décomposition est montré sur la figure 12 (réf. [7]). Le mélange gazeux arrive par le haut de l'enceinte, est décomposé sur l'élément chauffant (cette décomposition thermique apparaît sans catalyse au-dessus de 500°C), se dépose en partie sur le substrat. Le pompage assure l'éva-

cuation des produits n'ayant pas réagi vers une chambre de décomposition. Ce type de dépôt donne une vitesse typique de croissance de 60 Å/mn.

Post-hydrogénation. Dopage

Une opération de post-hydrogénation peut s'effectuer facilement sans rupture du vide dans l'enceinte, par exemple, en substituant le silane par de l'hydrogène et en appliquant la HF (typiquement 50 kHz) : la couche de a-Si : H baigne alors dans un plasma d'hydrogène responsable de la post-hydrogénation. La méthode CVD se prête bien à un dopage in-situ de a-Si : H : il suffit de rajouter une proportion contrôlée de phosphine (PH_3) pour un dopage N ou de borane (B_2H_6) pour un dopage P au mélange $\text{SiH}_4 + \text{H}_2$.

Structure obtenue ([8] [9])

Dans les couches CVD, la structure peut à priori dépendre de la température T_s du substrat, de la pression P en mélange silane-hydrogène, de l'épaisseur de la couche, d'une éventuelle post-hydrogénation, etc. On peut montrer en fait que T_s est le paramètre essentiel : pour $T_s > 630^\circ\text{C}$, la structure est en général polycristalline (formée de microcristallites de différentes tailles et orientées au hasard, séparées par des zones plus désordonnées), alors qu'en dessous de 630°C , la couche est amorphe. L'effet d'une post-hydrogénation est plus complexe, alors que le contenu total en hydrogène est de quelques % atomiques. Les couches déposées par CVD sont remarquablement reproductibles et stables.

● Décomposition plasma ; Glow discharge

La méthode « Glow discharge » (littéralement : décharge lumineuse) peut être mise en œuvre en utilisant la même enceinte que la précédente (fig. 12) dans laquelle la décomposition du mélange gazeux ou du silane pur s'effectue non plus thermiquement, mais en appliquant directement la HF. Le substrat, dont la température est maintenue constante, baigne alors dans un plasma complexe silicium-hydrogène. Le dopage peut être assuré comme dans la méthode CVD. Cette méthode est de plus en plus utilisée : elle permet la croissance de couches très stables avec une vitesse typique de 200 Å/mn. On peut en outre obtenir des couches polycristallines à des températures de substrat relativement basses (60°C , ref. [10]) en jouant sur les autres paramètres de préparation qui peuvent être par

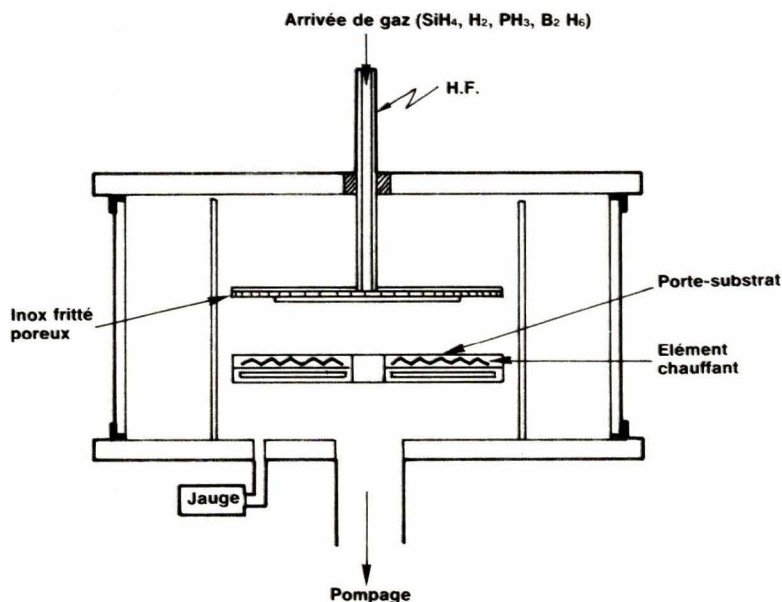


Fig. 12. — Enceinte « Glow discharge-CVD ».

exemple : la pression totale dans l'enceinte, la pression partielle en silane, la fréquence HF, etc.

Remarque importante : Dans les 3 modes de dépôt décrits ici, la structure de la couche est insensible à la nature, voire à la présence du substrat, sauf sur les quelques premières couches atomiques.

Quelques utilisations du silicium amorphe

Les modes de préparation du Silicium amorphe hydrogéné permettent la croissance de couches minces, de structure homogène sur de grandes surfaces : certains auteurs rapportent des couches de surface supérieure à $0,1\text{ m}^2$. a-Si : H trouve alors naturellement son utilisation dans des composants nécessitant l'emploi de grandes surfaces. Le présent chapitre passe en revue quelques utilisations de a-Si : H qui sont déjà réalisées ou qui sont très étudiées actuellement.

Photopiles au silicium amorphe hydrogéné

Principe de fonctionnement d'une photopile

Un photon d'énergie supérieure au « gap » E_g d'un semi-conducteur (cristallin) sera capable de faire passer un électron de la bande de valence dans la bande de conduction en y laissant un trou. La paire d'électron-trou ainsi créée pourra éventuellement participer

à la conduction : l'augmentation de la conductivité du matériau par absorption de lumière s'appelle l'effet photoconducteur. En dopant le semi-conducteur de façon à réaliser une jonction PN, les électrons extraits par un flux de photons suffisamment énergétiques tombant sur la zone P (les électrons y sont normalement minoritaires) — ou bien les trous dans le cas d'un flux incident sur la zone N — franchiront la jonction sous l'effet de son champ électrique \mathcal{E} orienté de N vers P. Le flux lumineux crée ainsi en circuit ouvert une ddp V_{CO} qui reste de l'ordre de grandeur de la tension de diffusion de la jonction, soit $0,7\text{ V}$ pour une diode au c-Si : c'est l'effet photovoltaïque. Si on relie un conducteur aux zones N et P, il sera parcouru par un courant comme l'indique la figure 13. En pratique, on choisit en général la zone réceptrice de type P — les électrons ayant une longueur de diffusion plus grande que les trous —

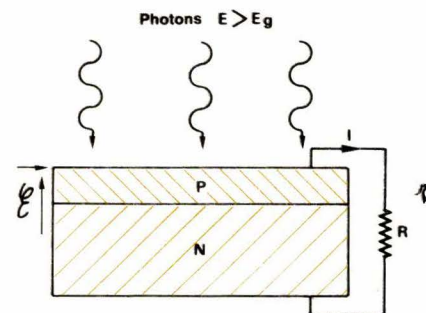


Fig. 13. — Principe de fonctionnement d'une photopile.

et suffisamment mince pour que les photons s'approchent de la jonction où ils peuvent créer une paire d'électron-trou utile à la photoconduction. D'autres cellules photovoltaïques utilisent la structure du redresseur P+IN+ où P+ et N+ sont des zones très fortement dopées P et N respectivement (semi-conducteur dégénéré), I étant une zone très faiblement dopée de résistivité 10 Ωcm à 100 Ωcm. Les photons d'énergie suffisante sont pour la plupart absorbés dans la zone I où ils génèrent des paires électron-trou qui diffusent vers les zones N+ et P+ respectivement pour créer un photocourant. Le choix entre différents semi-conducteurs (Si, Ge, AsGa...) est déterminé essentiellement par le degré d'avancement de leur technologie et par leur compatibilité avec le spectre solaire (le « gap » doit être voisin de 1,5 eV) : c-Si reste alors de loin le plus utilisé.

Caractérisation électrique d'une cellule photovoltaïque

Dans l'obscurité, la caractéristique de la cellule PN est celle d'une diode usuelle, soit :

$$J = J_0 \left[\exp \left(\frac{eV}{k_B T} \right) - 1 \right]$$

où :

- J_0 est la densité de courant de saturation inverse,
- e est la charge de l'électron,
- K_B est la constante de Boltzmann,
- T est la température absolue.

En présence d'un flux lumineux incident, un photocourant J_{CC} se « re-tranche » au précédent (J_{CC} est pratiquement indépendant de V).

Si on inverse le sens de J pour que le courant débité dans une charge passive soit positif (fig. 13), on a la caractéristique de la cellule :

$$J = J_{CC} - J_0 \left[\exp \left(\frac{eV}{\beta k_B T} \right) - 1 \right]$$

qui est représentée figure 14, où β est un facteur compris entre 1 et 3 ($\beta = 1$ pour une structure PN idéale et $\beta = 2$ pour une structure P+IN+ idéale).

Sur cette figure, J_{CO} est la densité de courant de court-circuit de la cellule (pour $V = 0$), V_{CO} est la tension de circuit ouvert (tension photovoltaïque), $P_{max} = J_m V_m$ est la puissance maximale que peut délivrer la cellule solaire. Les facteurs $f = P_{max}/J_{CO} J_{CC}$ et $\eta = P_{max}/P_{inc}$, où P_{inc} est la puissance incidente, définissent respectivement le « facteur de remplissage » et le rendement photovoltaïque de la

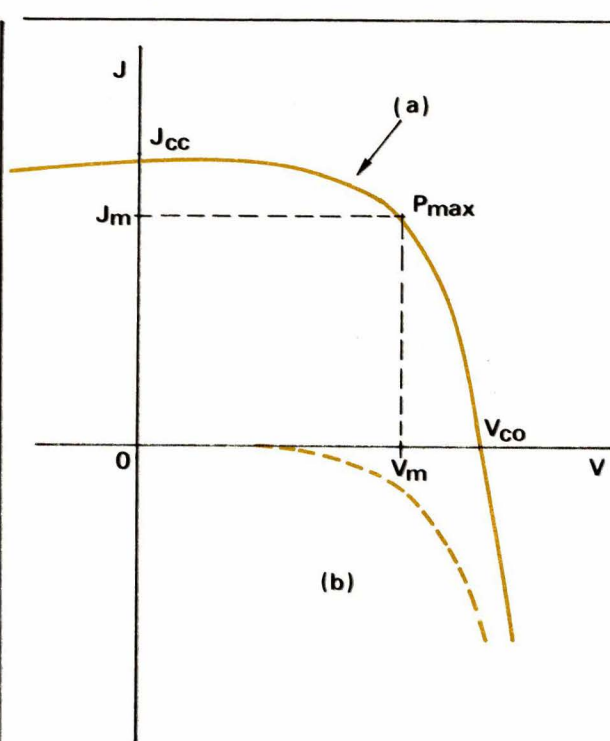


Fig. 14. - Caractéristiques (J, V) d'une cellule photovoltaïque, a) sous illumination ; b) à l'obscurité.

cellule. Une photopile sera alors caractérisée par la donnée des grandeurs J_{CC} , V_{CO} et η .

Cellules photovoltaïques cristallines (c-Si) : performances et limites

Sous une illumination correspondant à celle d'un soleil « moyen », soit 1 kW/m², on obtient par le calcul les caractéristiques suivantes (ref. [11]) pour des cellules en c-Si :

- $J_{CC} \sim 40 \text{ mA/cm}^2$,
- C_{oc} compris entre 0,65 et 0,75 V suivant la structure utilisée,
- η théorique de 22 à 24 % (d'avantage selon certaines sources),
- f compris entre 72 % et 85 %.

Dans certains laboratoires, on a atteint des rendements approchant 20 % avec du silicium de qualité cristalline extrême. Les rendements des cellules commerciales de bonne qualité se situent plutôt dans la gamme 14 % et 16 %. Le rendement d'un panneau solaire installé dépend de nombreux facteurs parmi lesquels on peut citer la température, le facteur de remplissage (forme de cellules individuelles, encombrement des connexions électriques avant), l'angle d'inclinaison du panneau par rapport aux rayons solaires : il est alors plus raisonnable de compter sur un rendement de 10 % à 25 °C, permettant la production de 100 W/m² sous nos la-

titudes et pendant les heures d'ensoleillement.

Les cellules solaires ont été à l'origine conçues pour des applications purement spatiales (alimentation électrique des satellites) pour lesquelles ne se posent pas les problèmes de coût de revient ou de développement à grande échelle. Par contre, l'utilisation terrestre étendue de ces cellules est actuellement freinée par le coût de revient du silicium cristallin. En effet, les diverses opérations qui amènent le matériau de base - sable quartzéux - (tirage Czochralsky, dopage, etc.) à la cellule individuelle font passer le prix du kilo de quelques centimes à environ 3 000 F, amenant le prix du Watt-crête à environ 100 F. L'infrastructure conduisant de la cellule de base au panneau solaire de 10 W amène le prix de celui-ci à 1 750 F. Une autre donnée éloquent est la période d'amortissement Y d'une cellule, définie par le rapport $Y = E_0/E_a$ de l'énergie nécessaire à sa fabrication E_0 à l'énergie E_a que pourra fournir celle-ci en une année dans ses conditions optimales de fonctionnement : actuellement, Y se situe entre 10 ans et 20 ans pour les cellules en c-Si !

S. Huant

La fin de cet article, contenant la suite des applications actuelles et prévisibles du silicium amorphe, paraîtra dans notre prochain numéro.

Médical

Qu'est-ce que la bio-électronique ?

Dans un milieu extérieur variable, l'être humain doit garder une stabilité interne parfaite : c'est le gage d'une bonne santé. Sous l'apparente simplicité de cette expression se cache en fait l'un des problèmes les plus complexes de la science, celui de la vie.

Depuis des millénaires on accumule les observations sur la variabilité de notre monde extérieur dans lequel baignent des êtres qui, à travers une enveloppe fragile, tentent d'équilibrer leur milieu intérieur dans d'étroites limites. Ces limites sont les différentes valeurs des constantes physiologiques et leur maintien est connu sous le nom d'homéostasie.

Le rêve de l'homme des sciences de la vie, le biologiste, serait de pouvoir intégrer toutes ces données, d'effectuer toutes les corrélations possibles, mais la masse d'informations est trop importante. Comme souvent, l'homme a compliqué le problème, qui maintenant dépasse son entendement. La médecine moderne fait fausse route et des médecins commencent à en prendre conscience.



Position du problème

Après avoir disséqué l'homme en petits morceaux (les spécialités) nous avons perdu de vue la globalité des réactions d'un être vivant. Il faut donc reprendre le problème différemment, sur une autre base, sans pour autant négliger tout l'acquis.

La « bio-électronique » de **Louis-Claude Vincent** représente une démarche en ce sens, appuyée par près de 35 années d'applications et d'observations. Cette méthode est très riche en enseignements et nous voudrions au cours de ces quelques pages en donner les principes essentiels.

Connaître l'individu, biologiquement, c'est examiner les milliers d'observations que l'on peut effectuer sur ses humeurs, ses tissus, ses fonctions. L'analyse de sang, par exemple, fournit d'innombrables chiffres sur la quantité des éléments figurés, la vitesse de sédimentation des hématies, la composition en lipides, protéides et glucides, etc. L'analyse des tissus, et c'est le rôle de l'histologie, montre les cellules différenciées qui constituent les tissus aux fonctions particulières. L'analyse des fonctions, à travers des manifestations électriques, par exemple, donne sous la forme d'électrocardiogrammes la valeur de la fonction cardiaque ; sous la forme d'électro-encéphalogramme, la valeur de certaines fonctions cérébrales, etc.

La mise en chiffres de toutes ces données biologiques a permis d'établir des « normes de santé », selon les âges et le sexe, correspondant à une fourchette placée entre deux seuils mini-maxi. Les chiffres placés en deçà ou au-delà correspondent à divers états pathologiques appréciés et confirmés en fonction d'un examen clinique. C'est ainsi en résumé, que se présente la médecine traditionnelle avec une évolution au cours du dernier siècle vers davantage d'examen de laboratoire et beaucoup moins de réflexion clinique.

Le terrain dans les maladies

La survenue d'un état pathologique (la maladie) n'est pas le fruit du hasard. C'est la résultante d'actions

complexes (environnement, alimentation, habitudes de vie), qui ne sont jamais parfaitement équilibrées et dont l'organisme corrige tant bien que mal les excès ou les défauts. Selon la force de l'action, selon la valeur des corrections, ou selon les deux, l'organisme présente un terrain dont les caractéristiques ne sont plus celles de l'état de bonne santé.

De cette notion de terrain sont nés, entre autres, des aménagements de celui-ci pour se défendre contre les infections. Ainsi, par des artifices de laboratoire, on provoque des états d'immunité ; et ces immunités, temporaires ou permanentes, ont été obtenues par la sérothérapie et les vaccinations.

Il est intéressant, à ce propos, de relire un passage toujours d'actualité du livre du Dr **J. Héricourt** (1927) et intitulé : « le terrain dans les maladies ». L'auteur déclare notamment : « Une fois les terrains rendus réfractaires à l'action des germes, ces derniers peuvent être tenus pour puissances négligeables, et dès lors le problème de la lutte contre les infections pourrait être considéré comme définitivement résolu, si cette solution même ne présentait à son tour une inconnue, dont il serait imprudent de méconnaître la gravité. »

« Si toutes les infections, — qu'elles soient dues à des germes visibles et isolés, ou à des germes invisibles et encore ignorés, — peuvent être évitées ou guéries par des vaccinations et des sérothérapies, il est bien évident que vaccinations et sérothérapies vont aller se multipliant, n'étant limitées que par le nombre même des infections à combattre ; et comme il existe une politique de la santé publique, politique qui trouve plus expéditif et plus économique de lutter contre les épidémies par le vaccino-style, les injections ou les pilules que par des travaux publics de grande envergure — travaux capables d'amener dans les villes des eaux potables et de fournir à leurs habitants des logis ensoleillés —, il arrivera ceci, que, sous la menace des épidémies, l'obligation légale des vaccinations ira aussi se multipliant, qui soumettra l'ensemble des populations à des multiples chocs organiques dont on ignore encore les répercussions possibles. »

« Les immunisations actives, les vaccinations par des germes atténués, voire même par leurs toxines modifiées, ce sont bien en effet, sous des appellations de tout repos, des infections atténuées, sans doute, mais tout

de même infections qui, provoquant une lutte dans les organismes, doit comporter des pertes et des déchets. »

« Sous leur influence répétée, les terrains ne seront-ils pas, finalement, modifiés dans leurs aptitudes morbides, dans leur réceptivité à de nouveaux germes encore impuissants et silencieux ? »

Avec davantage de précision, le Dr **Héricourt** ajoute : « Les méfaits causés par la vaccination antitiphoidique consistent en des réactivations d'infections chroniques, entrées dans l'état de sommeil, telles que la tuberculose ou la syphilis latentes, et en l'aggravation de troubles liés à des insuffisances organiques, chez les cardiaques, les rénaux et les hépatiques. »

« La conclusion rigoureuse à déduire de ces observations, c'est que les vaccinations peuvent provoquer des modifications du terrain organique se traduisant par un fléchissement de ses défenses normales, c'est-à-dire, en réalité, par la création d'aptitudes morbides nouvelles. »

« Déjà cette thèse avait été soutenue contre le vaccin jennérien, dont le procès n'est peut-être pas terminé. Les médecins de la fin du dernier siècle, en un temps où la variole n'était pas rare, avaient remarqué qu'une atteinte de cette maladie créait une aptitude non douteuse à contracter la tuberculose. »

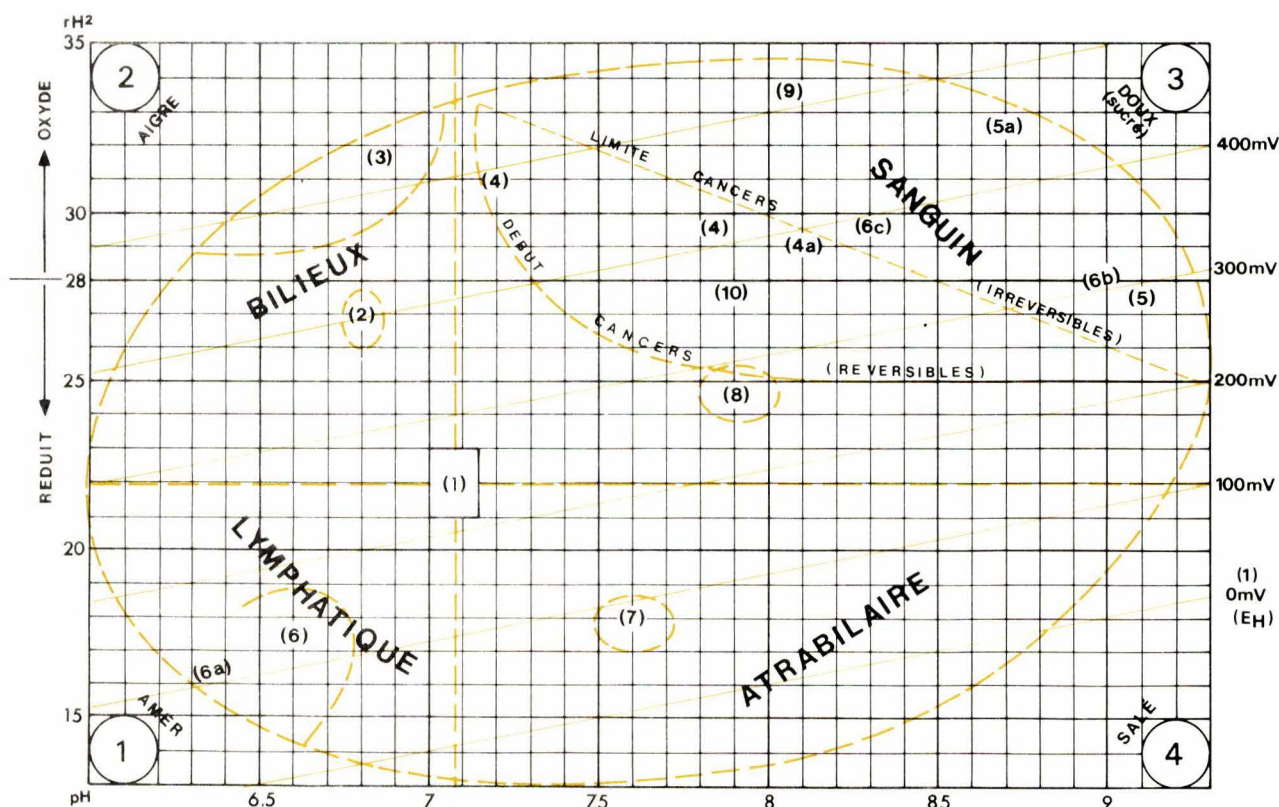
« Certes la question vaut d'être étudiée de près, et surtout sans la passion qu'apportent trop souvent à ces débats les partisans et les adversaires de la vaccination. »

« Il serait bien imprudent, déclare le Dr **Héricourt**, d'affirmer que de telles pratiques iront sans troubler gravement l'équilibre des défenses de l'organisme par la profonde modification qu'elles apporteront à la constitution de son terrain. »

« Dans les vingt-cinq dernières années, nous avons vu naître deux nouvelles maladies : la méningite cérébro-spinale et l'encéphalite léthargique. »

« On ne se demande jamais à quels éléments peut être liée l'apparition de maladies nouvelles. Ce manque de curiosité n'est guère scientifique. »

« Il serait sage, désormais, de porter quelques investigations du côté des modifications de terrain créées par les vaccinations. »



VALEURS b.e. : VIE, SANTE, MALADIES	pH	rH2	r
ELLIPSE : Limites vitales du SANG (mini-maxi) :	6 à 9,4	13 – 35	100 – 400
Repère (1) – PARFAITE SANTE (20-25 ans)	7 à 7,2	21 à 23	210 à 250
Repère (2) – Tuberculose	6,8	28	180 à 140
Repère (3) – Poliomyélite	6,7	31	120 et <
Repère (4) – Cancer à son début	7,2	31	135
Repère (4a) – Cancer encore réversible	8,1	29	128
Repère (5) – Cancer irréversible	8,5	32	120
Repère (5a) – Cancer Veille décès	9,4	29,4	105 (décès)
Repère (6) – Délirium trémens	6,57	18,2	127
Repère (6a) – Delirium trémens	6,3	16	100 (décès)
Repère (6b) – Ulcère (gastrectomie)	8,9	27	101 (décès)
Repère (6c) – Carence alimentaire	8,2	29	101 (décès)
Repère (7) – Typhoïde	7,6	18	160-140
Repère (8) – Sclérose en plaques	7,9	25	140-130
Repère (9) – Epilepsie	> 8	> 30	250 à 400
Repère (10) – Vieillards (sans maladie) > 90 ans	> 7,8	> 23	150 à 140

Remarque : sur le graphique ci-dessus sont seuls figurés les pH et rH2 ; les résistivités r peuvent se représenter : soit, par un vecteur proportionnel, issu des zones pH-rH2 figurées ; soit, plus simplement, par la valeur de r correspondant à la zone pH-rH2.

Fig. 1. – Bio-électronigramme du sang montrant les quatre terrains autour de la valeur (1) : bonne santé (d'après L. Cl. Vincent).

« Il faut en effet se bien persuader de ceci, que même si leurs conséquences étaient néfastes et très apparentes, on pourrait très bien mettre longtemps à s'en apercevoir, car on ne voit bien que ce que l'on connaît déjà. »

Cela se passait en 1927, mais ces craintes ne sont-elles pas toujours d'actualité ?

L'arrivée sur le marché de toute une chimiothérapie a permis de poursuivre une thérapie à court terme, mais qu'en est-il à échéance de 15, 20 ou 30 ans !

Actuellement certains médecins s'accordent à reconnaître que les maladies engendrées par les traitements (maladies iatrogènes) occupent une place non négligeable dans la pathologie moderne. Il faut dire que le nombre et la quantité de produits synthétiques absorbés ne doivent pas toujours faire bon ménage avec l'écosystème de l'individu.

Au-delà du nombre d'Avogadro...

Il suffit, pour illustrer ce fait, de connaître l'extrême sensibilité des êtres vivants aux sollicitations extérieures. La médecine homéopathique nous a familiarisé avec l'emploi de doses extrêmement faibles de produits actifs et tout le monde connaît la technique des dilutions. Le paradoxe, pour un biologiste, c'est que même aux très grandes dilutions le produit agit et cela a été démontré expérimentalement.

Comme l'exprime le Dr **Antoine Claris**, dans son ouvrage « Espaces nouveaux de la médecine » : « La grande controverse entre homéopathes et biologistes concerne la matérialité de la substance, teinture mère, qui fait l'objet de la dilution homéopathique. En effet, les homéopathes ont tous constaté dans leur pratique thérapeutique le surgissement d'une aggravation des symptômes dans les vingt-quatre heures qui suivent une prescription de 12^e, 15^e et 30^e centésimales. Ces hautes dilutions ont une action beaucoup plus violente et beaucoup plus rapide que les dilutions basses (qui ne donnent, elles, jamais d'aggravation). Or, pour un biologiste, ces certitudes des homéopathes sont aberrantes, parce que, disent-ils, « vous êtes au-delà du nombre d'Avogadro, donc vous ne pouvez plus avoir une seule molécule de

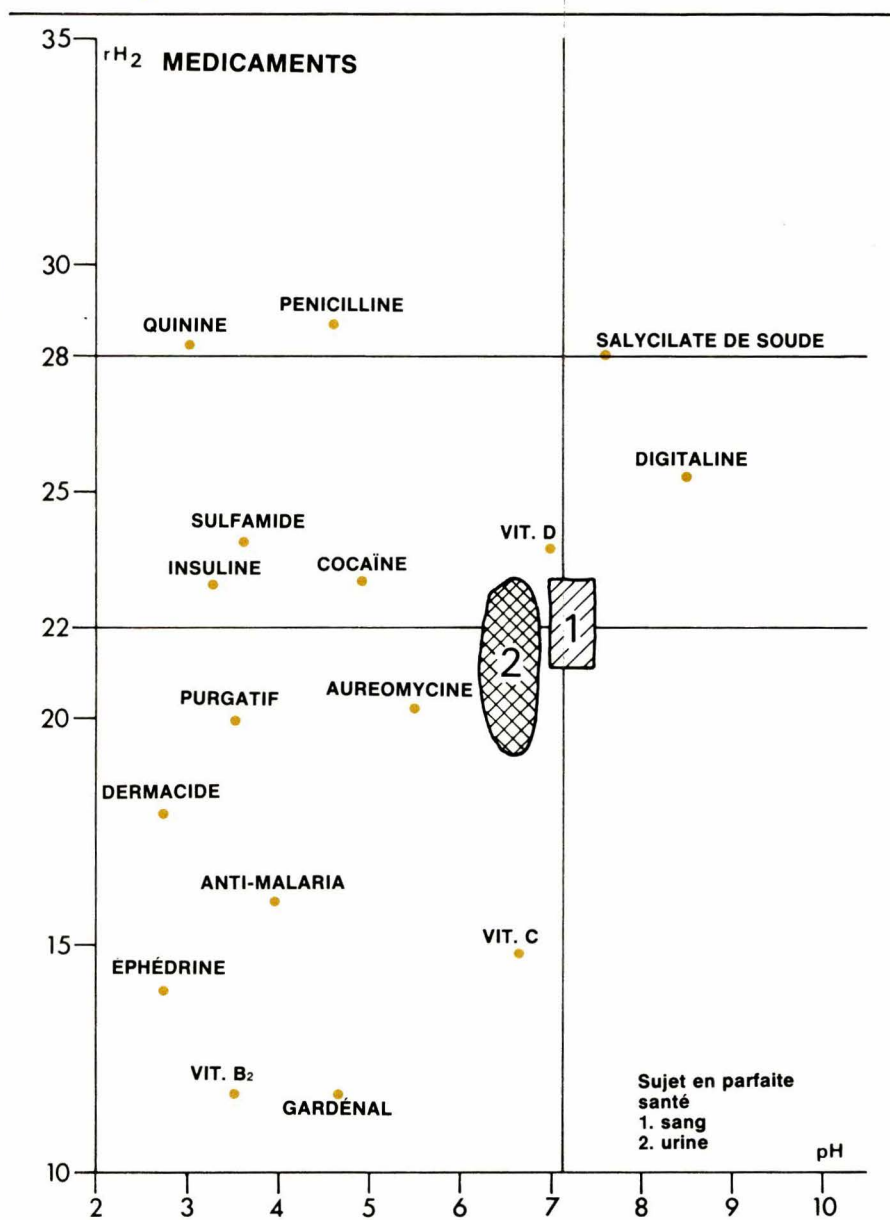


Fig. 2. - Diagramme pH/rH2 de quelques médicaments (d'après L. Cl. Vincent).

votre produit dans la solution qui n'est plus que de l'eau ».

« En effet, l'information donnée par la substance originelle à travers les dilutions successives peut très bien être enregistrée par l'eau qui voit sa structure moléculaire ou énergétique modifiée, et cette modification n'a plus besoin, pour être ensuite opératoire, de support matériel, puisque celui-ci a déjà fait son travail informatif. Pour le moment, il est important de répondre aux biologistes non pas en donnant des explications ou des théories qui ne peuvent être que des hypothèses, des spéculations, mais en favorisant la preuve positive qu'une dilution d'une substance quelconque au-delà de la 12^e centésimale, donc au-delà du nombre d'Avogadro, a une activité effective et prouvée par

une expérience reproductible par laquelle voudrait vérifier cette nouvelle aberration de la Nature. Devant un tel fait concret, on ne peut éluder le problème mais au contraire s'interroger et essayer de déchiffrer ce qui se passe dans ces domaines de l'infiniment petit, dont les lois sont complètement différentes de celles régissant le quantitatif. C'est une exploration dans de nouveaux espaces biologiques qui rappelle singulièrement l'aventure de la mécanique quantique. »

On se rend compte de l'extrême complexité des êtres vivants, de leurs réactions paradoxales, de leur sensibilité ; on se rend compte surtout de l'utopie de certains « experts » à vouloir fixer des seuils minima dans le domaine de la toxicologie.

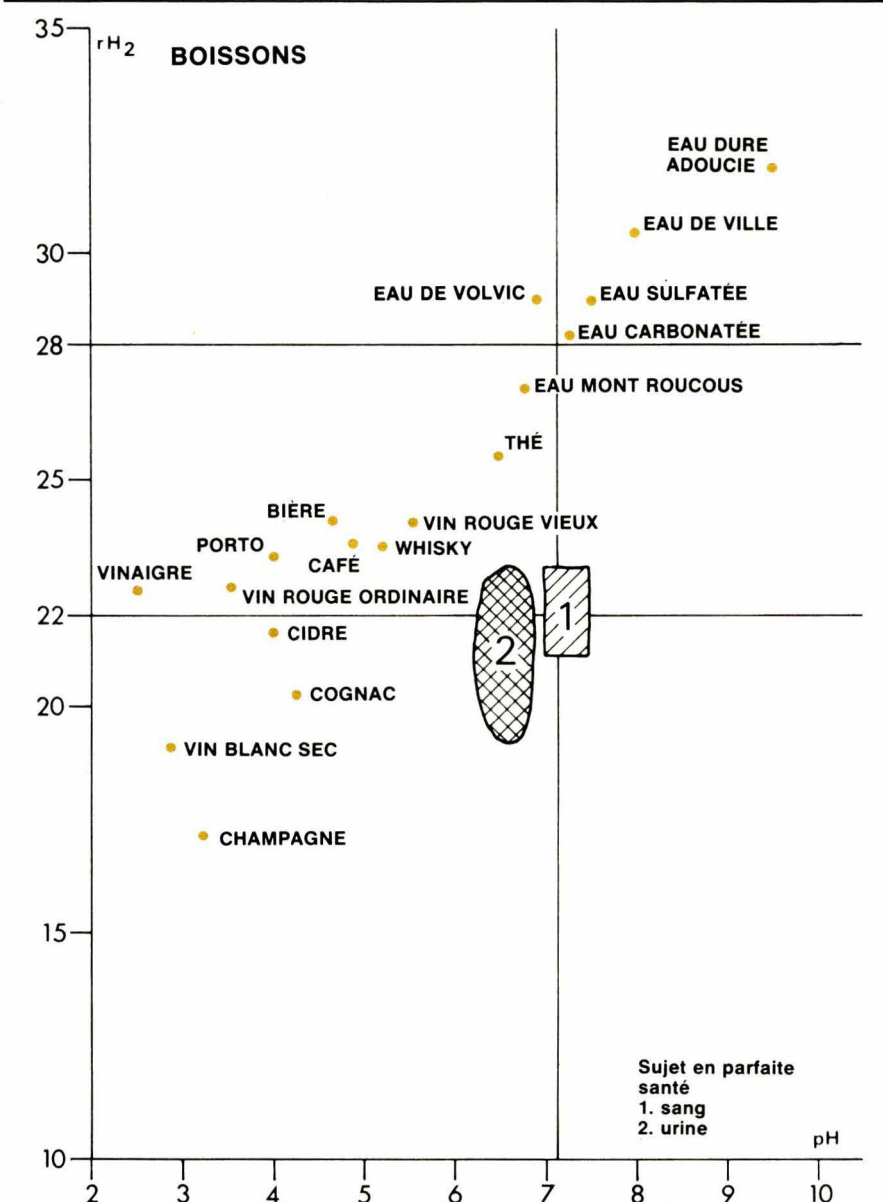


Fig. 3. — Diagramme pH/rH2 de quelques boissons (d'après L. Cl. Vincent).

Il existe de nombreux autres sujets de réflexion du même ordre, mais notre propos est la recherche d'un moyen, ou d'une méthode, permettant de juger de l'état de santé global d'un être vivant. L'idée est séduisante et devrait intéresser beaucoup de gens, à commencer par les médecins. Depuis des années nous voyons la physique pénétrer chaque jour davantage les sciences médicales, et l'on peut dire que toutes les techniques apportent leur contribution, et celle de l'électronique n'est pas la moindre.

Le milieu intérieur

C'est en étudiant le milieu intérieur des êtres vivants que l'on pense trouver la clé de l'état de bonne santé (et

par conséquent de la maladie). Galien disait : « les entrées et les sorties déterminent si les structures et fonctions peuvent continuer ». En effet, chez les êtres pluricellulaires, c'est ce milieu intérieur qui, stable et bien réglé, représente le dénominateur commun à toutes les fonctions spécialisées.

Ce concept de milieu intérieur recouvre, selon le Pr Jean Trémolières, une triple réalité :

- **Anatomique** : liquide circulant (sang + lymph, liquide des espaces lacunaires, des cavités oculaires, épendymaires, séreuses) ; la particularité de son anatomie, c'est qu'il ne s'agit pas de formes pleines, mais de formes creuses. On ne les voit donc pas en les disséquant, mais en y faisant diffuser des traceurs.

- **Chimique** : composition caractéristique en électrolytes, nutriments, excréments, agents d'échange entre organes (hormones, protéines de transfert, enzymes libres).

- **Fonctionnelle** : il baigne les cellules en les maintenant dans un état physique (osmolarité, acidité, température, etc.) et une composition chimique dont les marges sont fixes, sur un flux inconstant d'entrées et de sorties grâce à un ensemble de fonctions régulatrices.

1° L'espace extra-cellulaire assure :

- le maintien du pH,
- l'isoosmolarité et un milieu ionique adéquat,
- le transfert des incréments, y compris l'oxygène et le gaz carbonique.

Ces fonctions générales sont assurées grâce :

- au système circulant,
- aux reins,
- au tube digestif et annexes,
- aux poumons.

Ces quatre systèmes spécialisés régulent les relations de l'organisme avec les matériaux du milieu extérieur.

2° L'espace cellulaire :

- assure les grands métabolismes grâce auxquels l'organisme maintient son organisation et assure ses fonctions : métabolismes calorique, protéique, lipidique, glucidique, minéral, vitaminique ;

- ces grands métabolismes sont réglés par un système neuro-endocrinien et ils permettent à l'organisme d'assurer ses relations fonctionnelles avec le milieu extérieur par les systèmes sensoriels, nerveux et moteurs.

Ces notions de terrain et de milieu intérieur devraient aboutir à une entité aisément préhensible et interprétable sans faire intervenir les milliers d'analyses auxquelles procèdent les différentes spécialités de la médecine traditionnelle. Le milieu intérieur est une solution électrolytique, et comme telle, peut être définie au moyen de paramètres électriques ou électromagnétiques.

Déjà en 1953, Janos Kemeny, Pr de biologie-mathématique à l'Ecole Polytechnique de Budapest avait défini trois facteurs pouvant représenter un terrain biologique :

- un facteur de masse (énergie cinétique),

- un facteur d'élasticité (sensibilité),
- un facteur de viscosité (échauffement).

A cela on peut comparer, et faire une analogie, avec trois facteurs électromagnétiques : le pH, le rH_2 et la résistivité. D'après J. Roujon, voici comment on peut envisager ces facteurs :

1° Le pH, valeur statistique du proton (H^+), est bien un facteur de masse ou d'énergie cinétique ; c'est lui qui détient la place prépondérante dans toutes les manifestations de l'énergie vitale ; il représente la potentialité magnétique et c'est à lui que revient la plus grande mobilité ionique.

2° Le rH_2 , valeur statistique de l'électron, par l'intermédiaire du pouvoir de polarisation de l' H_2 , produit par le double mariage $2(H^+) + 2e^-$ est bien un facteur de sensibilité par excellence, puisqu'il mesure la charge en électrons et représente la potentialité électrique.

3° Le r ou résistivité électrique, mesure de la viscosité, est bien le facteur principal d'échauffement ; il représente, à la fois, la résistance à tout échauffement et en même temps le pouvoir diélectrique K , c'est-à-dire la capacité électrique $c = f(K)$, capable d'augmenter cet échauffement.

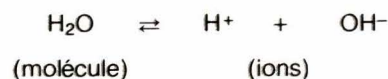
La bio-électronique de Vincent

Sans entrer dans le détail des équilibres chimiques, disons quelques mots des facteurs choisis.

Le pH

La notion de pH évoque les réactions acide-base survenant non seulement en phase aqueuse, mais aussi dans d'autres solvants. Ce qui nous intéresse, dans le cas des êtres vivants essentiellement constitués par de l'eau, ce sont les solutions en phase aqueuse.

L'eau est à la fois acide et base, elle est amphotère. Elle est faiblement conductrice, dissociée en ions H^+ et OH^- selon l'équation réversible suivante :



La thermodynamique démontre,

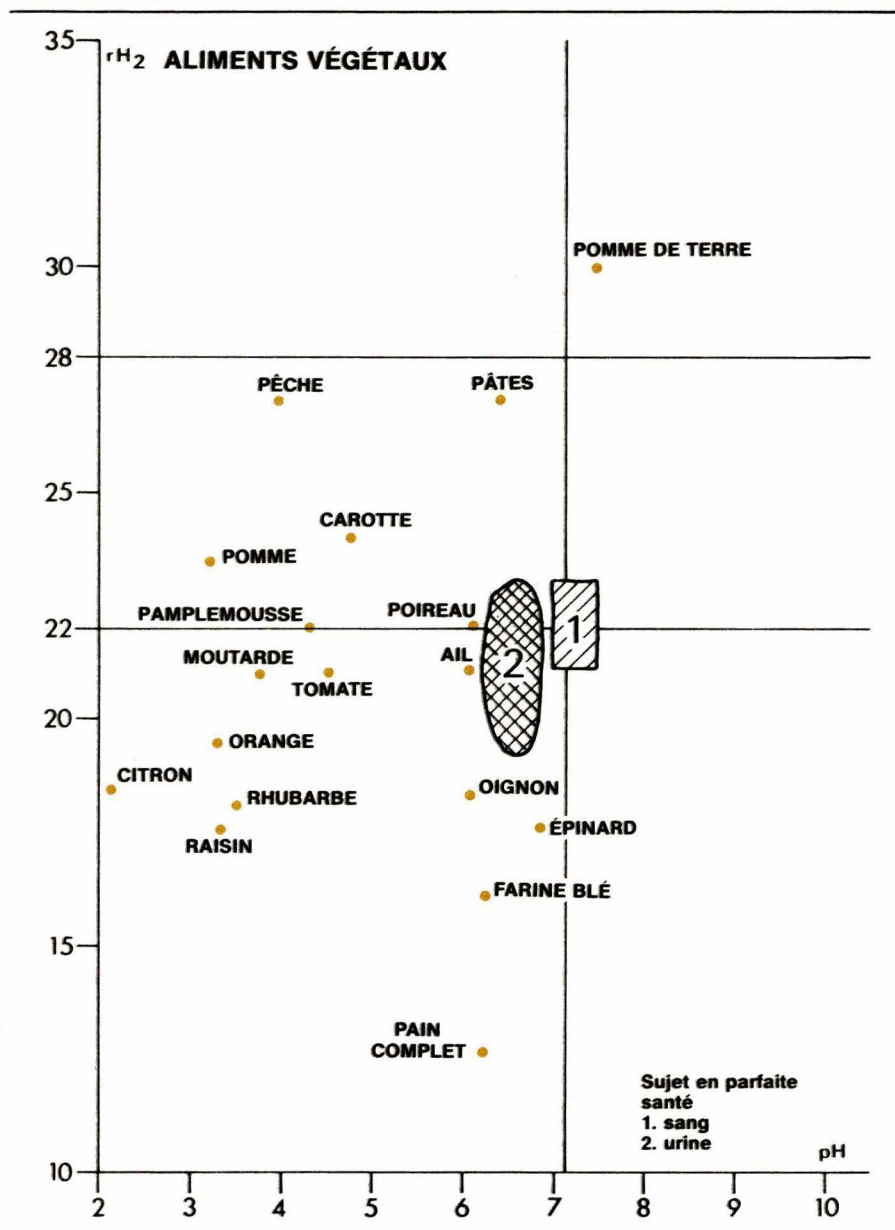


Fig. 4. – Diagramme pH/rH2 de quelques aliments végétaux (d'après L. Cl. Vincent).

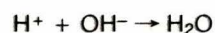
que la quantité $(H^+) \cdot (OH^-)$, appelée produit ionique est, à température donnée, une constante. A 23 °C, le produit ionique est de 10^{-14} et où les concentrations H^+ et OH^- sont exprimées en ion-gramme par litre. Comme la dissociation d'une molécule d'eau fournit un ion H^+ et un ion OH^- , il en résulte que :

$$(H^+) = (OH^-) = 10^{-7}$$

c'est-à-dire que dans un litre d'eau, qui contient environ 55,5 moles d'eau, il n'y a qu'une molécule dissociée pour 555 millions de molécules non dissociées ; l'eau est un composé covalent.

Si l'on ajoute un acide à l'eau pure, on introduit des ions H^+ supplémentaires qui vont perturber l'équilibre dans le sens d'une disparition partielle

des ions H^+ ajoutés selon la réaction :



ainsi la réaction va consommer des ions OH^- et aboutir à un nouvel équilibre caractérisé par le fait que :

$$OH^- < 10^{-7} \text{ donc } H^+ > 10^{-7}$$

puisque le produit est une constante (à température égale).

Pour exprimer l'acidité d'une solution on mesure sa concentration en ion H^+ . Comme nous l'avons vu, elle est exprimée en ion-gramme par litre et sa valeur très faible s'écrit sous la forme d'une puissance négative : 10^{-n} . Il est plus commode de caractériser l'acidité par la valeur de n , c'est-à-dire par l'opposé du logarithme décimal (ou cologarithme) de la concentration en ion H^+ .

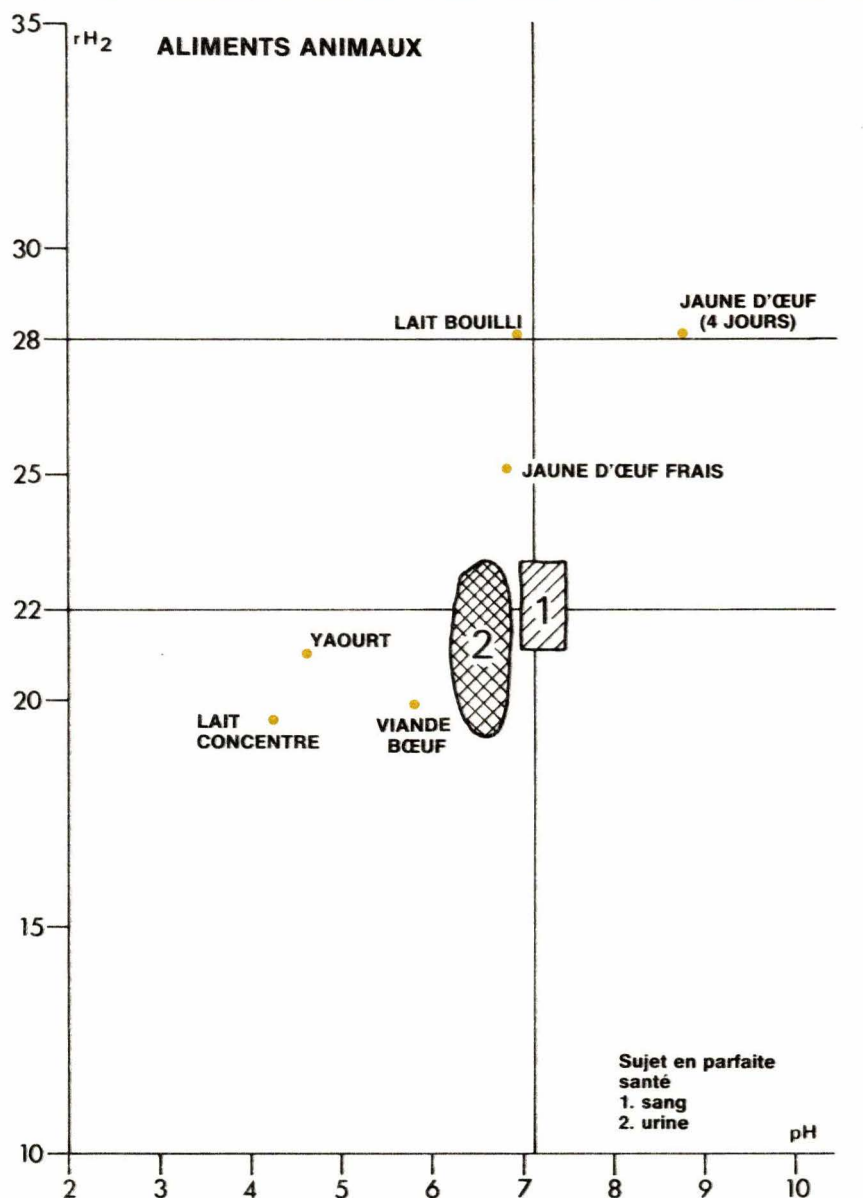


Fig. 5. - Diagramme pH/rH2 de quelques aliments animaux (d'après L. Cl. Vincent).

Ce point de vue ne change rien au raisonnement précédent, mais il était intéressant de le noter, ne serait-ce que pour montrer que les processus ne se déroulent pas forcément d'une manière simple.

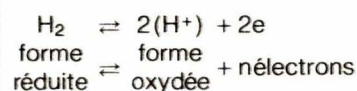
Pour en terminer avec le pH et pour revenir à notre sujet, nous dirons, d'après L. Roujon : « le pH exprime le cologarithme de la concentration en ions (H^+), ou en protons, par litre d'eau. Il représente, en fait, une valeur magnétique puisque le proton, élément de masse de l'hydrogène, joue le rôle de micromagnéto, créatrice de champ magnétique. Si le pH est acide (inférieur à 7), donc prédominant en protons, le champ magnétique est positif et correspond à celui d'un pôle Sud ; si le pH est alcalin (supérieur à 7), donc déficient en protons, le champ magnétique est négatif et correspond à celui du pôle Nord ».

Lorsque l'on fait réagir deux acides (de même pH) avec respectivement deux bases (de même pH) on constate que les deux réactions sont différentes, qu'elles ne se déroulent pas avec la même vitesse, avec la même énergie. Que se passe-t-il ?

Les acides, ainsi que les bases, ne possèdent pas le même potentiel d'oxydo-réduction. Plus la différence est importante, et plus vive est la réaction. Par conséquent, au pH, il faut associer une autre mesure, celle du potentiel d'oxydo-réduction (potentiel « redox »).

Le rH2

L'oxydo-réduction consiste en un transfert d'électrons. Ainsi, une molécule d'hydrogène peut se dissocier selon l'équation suivante :



C'est le couple redox, constitué par la forme réduite et par la forme oxydée d'un même élément. Il lui correspond la demi-équation ci-avant. En résumé, on peut dire qu'une oxydation correspond à une perte d'électrons et par conséquent une perte d'électricité négative (ou un gain d'électricité positive). Inversement, une réduction correspond à un gain d'électrons.

Les phénomènes d'oxydo-réduction ne sont donc plus ramenés à de simples échanges d'oxygène ou d'hydrogène, mais à des gains ou à des pertes d'électrons. On mesure le potentiel d'oxydo-réduction au moyen d'un ensemble d'électrodes à hydro-

La neutralité correspond à un pH = 7 puisque $H^+ = OH^- = 10^{-7}$.

L'acidité correspond à pH < 7

en effet $H^+ > 10^{-7}$,

$$\frac{1}{H^+} < 10^7$$

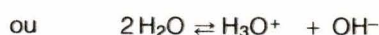
$$\text{or } pH = -\log H^+ = \log \frac{1}{H^+}$$

$$\rightarrow pH < 7$$

à l'inverse, la basicité correspond à pH > 7.

Nous n'entrerons pas davantage dans les détails, car cela nous conduirait trop loin ; toutefois, pour éviter certaines critiques citons le passage suivant extrait du cours de chimie de Ch. Ferradini et coll. à propos de la solvation du proton dans l'eau : « le

proton dans l'eau n'existe pas à l'état H^+ non hydraté. Il subit des interactions avec les molécules d'eau, interactions dues à la polarité de ces molécules. Il forme, en particulier, l'ion oxonium H_3O^+ , mais aussi d'autres ions hydratés contenant un nombre différent de molécules d'eau. L'ensemble de ces espèces est parfois appelé « ion hydronium ». Pour l'eau, qui réagit sur elle-même, nous aurons la réaction d'équilibre suivante :



et dans l'eau pure, à 24 °C, les concentrations en ions H_3O^+ et en ions OH^- sont toutes deux égales à $10^{-7}M$.

gène (ou calomel-platine) et la puissance oxydante (ou réductrice) est donnée par la formule de *Nerst*, basée sur le 2^e principe de la thermodynamique et qui suppose que les réactions sont réversibles et que la loi des gaz parfaits est applicable. Cette formule est la suivante :

$$E = \frac{RT}{2F} \log \frac{2H^+}{H_2}$$

avec E = potentiel mesuré par rapport à l'électrode à hydrogène prise comme potentiel de référence, R = constante des gaz parfaits, T = température absolue et F = la charge d'un ion-gramme monovalent = 96 500 coulombs, le facteur 2 au dénominateur indiquant que le système met en jeu 2 protons 2H⁺ et 2 électrons 2e⁻.

Cette formule peut s'écrire également en considérant que la concentration en ions hydrogène (H⁺) peut s'exprimer par le logarithme de l'inverse de cette concentration (cologarithme pH) ; de même, on peut considérer le logarithme de l'inverse de la concentration en molécule d'hydrogène (H₂) en introduisant un nouveau terme qui, d'après *Clark*, est, par définition :

$$rH_2 = \text{colog } pH_2$$

Ainsi :

$$E = \frac{RT}{2F} (rH_2 - 2 \text{ pH})$$

$$= 0,03 (rH_2 - 2 \text{ pH})$$

avec : R/F = 0,000198

$$T = 273 + t, \text{ et}$$

$$t = 30^\circ \text{C}$$

On voit ainsi l'interdépendance des trois termes pH, rH₂ et E, et l'impossibilité de considérer l'un des termes sans les autres.

En valeur absolue, l'échelle du rH₂ varie de 0 à 42, la neutralité, correspondant à l'égalité des pressions H₂ et O₂, étant égale à 28. Les chiffres croissants de 28 à 42 correspondent à des états de plus en plus oxydés par déficience d'électrons. Les chiffres décroissants de 28 à 0 correspondent à des états de plus en plus réduits et chargés d'électrons.

La résistivité électrique

La résistivité électrique mesure la concentration moléculaire dans le milieu électrolytique ; elle permet de défi-

nir la mobilité des ions (les molécules non dissociées étant sans influence électrique) et ainsi, la valeur de la pression osmotique. Une forte concentration donne une faible résistivité ; c'est l'une des caractéristiques du vieillissement normal, ou prématuré dans les cas pathologiques.

En résumé, on peut donner les quelques chiffres du **tableau 1** ci-dessous.

Ce sont les chiffres sanguins qui ont fait l'objet de la plupart des mesures et qui ont permis de construire le *bio-électronigramme de Vincent* (fig. 1). Ces mesures, associées à un diagnostic formulé par les moyens de la médecine traditionnelle, montrent qu'un regroupement est possible par grandes familles. Ces familles reposent essentiellement sur la notion de terrain, où l'on retrouve les tempéraments décrits par *Hippocrate* et par *Galien*.

L'intérêt de ce diagramme est de pouvoir situer un individu dans un contexte global d'état de santé. De savoir, notamment, dans quelle direction s'oriente la déviation et surtout, par des mesures successives dans le temps, de constater si l'évolution s'effectue vers la bénignité ou la malignité. C'est une façon de quantifier un diagnostic et de pouvoir éventuellement mesurer la vitesse d'évolution d'un processus.

Partant de ces chiffres, il est possible d'extrapoler et de déterminer d'autres valeurs comme la quantification de la vitalité d'un individu, ou de grouper les 9 valeurs (pH, rH₂, r dans le sang, la salive et l'urine) sous la forme d'un chiffre unique appelé

« Facteur Global ». Ce facteur permet de calculer un âge bio-électronique, qui comparé à l'âge réel, indique rarement un rajeunissement mais le plus souvent un vieillissement prématuré de l'individu.

Par le jeu de calculs, on peut ainsi affiner les résultats, mais il ne faudrait pas tomber dans le piège de la complexification du processus. Actuellement, la médecine en fait cruellement l'expérience avec l'apparition d'une multitude de maladies iatrogènes. Elle se rend compte également des dangers des prescriptions médicamenteuses abondantes dont le médecin perd la maîtrise au-delà de trois médicaments sur une ordonnance.

A ce diagnostic peut-on associer une thérapie ?

D'après le diagramme de la **figure 1** les maladies se répartissent dans les quatre secteurs et, sans entrer dans le détail d'une classification des maladies selon les tempéraments, nous pouvons dire que s'offrent aux thérapeutes trois sortes de moyens : les médicaments, les régimes et des thérapies par action physique. Ces dernières sont liées, comme nous l'avons vu, aux gains ou aux pertes d'électricité négative (ou positive) et par conséquent à la mise en œuvre d'un dispositif permettant au sujet de se décharger d'un éventuel excès d'électricité positive, au moyen du « *Négativateur* » de *Vincent*. L'appareil est un dispositif de mise à la terre comportant un potentiomètre qui assure un réglage du débit de décharge ainsi qu'un chronorupteur permettant de fixer automatiquement des temps de traitement. Il faut dire que l'emploi du *Négativateur* a un certain succès dans le traitement de l'insomnie.

	Limites de la vie		Valeurs normales chez l'adulte jeune
	mini	maxi	
SANG pH rH ₂ ρ	6 15 100	9,4 35 400	7 à 7,2 21 à 23 190 à 210
URINE pH rH ₂ ρ			6,8 24 30
SALIVE pH rH ₂ ρ			6,5 22 140

Tableau 1

On peut noter toutefois, parmi les effets biologiques, une baisse de la résistivité de l'urine, ce qui assure une meilleure élimination des électrolytes par modification indirecte des phénomènes d'électro-osmose au droit du néphron (l'élément de base de la structure rénale).

Les produits que l'on absorbe (médicaments, aliments, etc.), ont fait l'objet d'analyses d'un point de vue bio-électronique, c'est-à-dire que l'on peut les situer sur des diagrammes de même nature que le bio-électronigramme de la **figure 1**. On obtient ainsi les **figures 2 à 5** où les éléments se placent selon leurs propriétés électromagnétiques. Il est certain qu'un malade se plaçant dans le 3^e secteur : alcalin et oxydé groupant les tempéraments sanguins ne doit pas absorber des aliments ou des médicaments situés dans cette zone, sinon on augmente l'alcalinisation et l'oxydation de son milieu intérieur et l'on aggrave son état de santé. L'état de bonne santé nécessite un traitement qui, au contraire, tend à ramener les chiffres perturbés du malade vers une neutralité (pH : 7) et une légère réduction (rH₂ : 22) de son milieu intérieur.

A cet état de fait, deux remarques peuvent être formulées, notamment pour les médicaments. La première est relative à l'analyse bio-électronique d'un produit complexe dont la plupart du temps l'excipient représente 99 % de la masse du produit. Rappelons que l'excipient est la partie (neutre) du produit dont le rôle essentiel est de matérialiser la substance active que l'on veut administrer. C'est ainsi que l'on peut donner un volume à un cachet, un suppositoire, une solution à injecter. Par conséquent, le bio-électronigramme d'un médicament est avant tout celui de son excipient. On retrouve d'ailleurs la même observation sur les aliments en comparant les valeurs pour l'orange (**fig. 4**) et la vitamine C (**fig. 2**). En outre, l'excipient suit dans l'organisme un trajet différent de celui de la substance active.

La seconde remarque concerne la position parfois paradoxale d'une maladie et de son traitement. C'est parfois le cas de certaines infections et des vaccins et antibiotiques. Cette remarque rejoint le grand courant actuel de la réflexion médicale à propos des maladies iatrogènes. C'est peut-être une autre façon d'attirer l'attention sur la très grande prudence et la grande rigueur que l'on devrait exiger dans l'administration d'un traitement.

Conclusion

Dans la recherche d'un moyen permettant de juger de l'état de santé d'un individu, la bio-électronique de **Vincent** apporte une grande contribution. Son rôle peut être très efficace dans la domaine de la prévention et nous pensons surtout au problème de l'eau dans les pays « civilisés » où son traitement la rend pratiquement impropre à la consommation. Son rôle peut également susciter de nombreuses études dans des directions nouvelles et dont nous avons grand besoin, notamment en médecine. Ce moyen peut apporter au médecin généraliste la possibilité de mieux cerner les problèmes de santé individuelle, mais dans leur globalité et de redonner à celui-ci la place qu'il n'a plus, celui de médecin de famille.

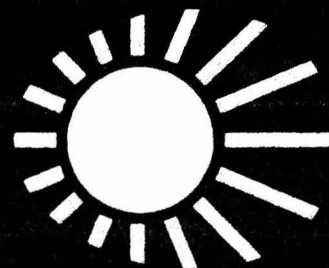
Toutefois, la bio-électronique est surtout un moyen de détection et de prévention dont l'action thérapeutique ne peut s'appliquer que dans les stades peu évolués des maladies. Elle ne s'applique pas à la traumatologie, aux corrections de malformations congénitales et à toutes les maladies ayant dépassé le stade de la réversibilité où seule une cure chirurgicale peut apporter, sinon la guérison, tout au moins une amélioration. Il existe un fort pourcentage de maladies que l'on ne peut prévoir. Et puis, sait-on comment naît et évolue une maladie !

J. Trémolières

Bibliographie

- [1] **A. Claris** — « Espaces nouveaux de la médecine ». Coll. Réponses-santé, Robert Laffont Edit. 1977.
- [2] **J. Hericourt** — Le terrain dans les maladies ». Bibliothèque de philosophie scientifique. Flammarion Edit. 1927.
- [3] **J. Trémolières** — « Biologie générale » — 3 vol. Dunod Edit. 1972.
- [4] **L. Roujon** — « Aperçus théoriques et pratiques sur la bio-électronique Vincent » — La Source d'Or Edit. 1975.
- [5] **Ch. Ferradini et coll.** « Les équilibres chimiques ». — Synthèse 43, chimie PCEM - Armand Colin Edit.

FORMATION CONTINUE



Ministère
de l'Education Nationale
Académie de Versailles

GRETA-95-ouest

PROGRAMMES DE FORMATION

AUTOMATISMES

- Divers automates
- Euromak

MICROPROCESSEURS

- 6800 - 6809 - 68000

MICRO INFORMATIQUE

- Logabax
- Commodore
- Apple

COMMANDE NUMERIQUE

- Tour ES 350 N.S.

ELECTRO TECHNIQUE

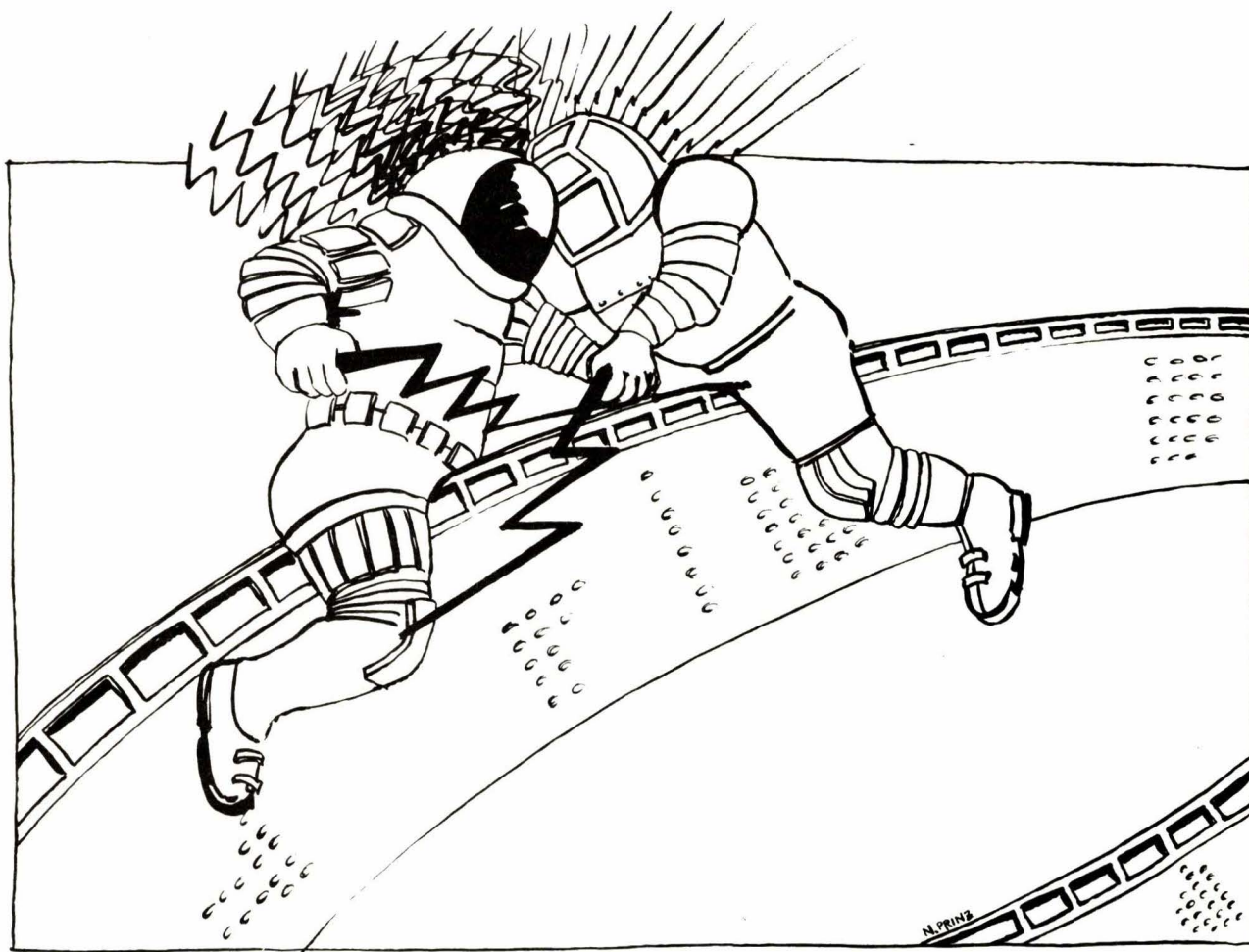
Autres formations...
nous consulter

**LYCEE Jean-PERRIN
CITE TECHNIQUE
2, rue des Egalisses
St-Ouen L'Aumône
95310
Tél.: 16 (3) 032.16.11**

Energie

Avec le projet LEP : aux confins de la structure de la matière

La collision à très haute énergie entre des faisceaux d'électrons et de positons d'intensité élevée offrira aux chercheurs européens des conditions exceptionnelles pour l'étude des particules et des forces fondamentales de la nature. C'est le but que recherche l'Organisation Européenne pour la Recherche Nucléaire (CERN) en envisageant la construction du grand anneau de stockage à électrons-positons, communément appelé « LEP » (« Large Electron-Positon Collider »).



Qu'est-ce que le projet LEP ?

Le « LEP » sera une grande installation complexe comprenant un tunnel circulaire de 27 km de circonférence où seront installés plusieurs milliers d'équipements de précision. Il est proposé de le construire dans le cadre du Laboratoire du CERN, près de Genève (Suisse). Le coût du projet, dont la construction s'étalera jusqu'à la fin de 1987, dépassera un milliard de francs suisses.

Les 12 états membres du CERN ont approuvé la construction du collisionneur « LEP ». Le forage du tunnel débutera cette année. En quoi consiste ce gigantesque projet et pourquoi avoir choisi un anneau de stockage à électrons-positons pour mieux connaître la structure de la matière ? C'est ce que nous nous proposons d'évoquer au cours de cet article.

Les données du problème

Depuis le début du siècle, la nature est représentée comme formée de différents types d'atomes possédant eux-mêmes un noyau, constitué par des particules relativement lourdes, électriquement chargées et neutres (appelées protons et neutrons) et entourées de particules légères, ayant une charge de signe opposé, appelées électrons. Pendant un certain temps, on a pensé que ces trois particules constitutives de l'atome étaient *élémentaires*, en ce sens qu'elles ne pouvaient pas être « brisées » pour obtenir des entités plus petites. Mais, depuis une vingtaine d'années, nous savons que les protons et les neutrons sont formés individuellement de particules plus petites appelées *quarks*.

L'univers qui nous entoure est formé par un quartet de particules qui en forment les éléments de base : deux quarks (appelés « haut » et « bas ») et deux leptons (l'électron et le neutrino d'électron, porteur de l'énergie libérée dans la désintégration radio-active des noyaux). Dans les phénomènes observés, ou dans les expériences réalisées dans les laboratoires de physique, c'est-à-dire à des niveaux d'énergie plus élevés (fig. 1), tous les types de comportements peuvent être expliqués en ajoutant à

l'ensemble initial de particules deux autres quartets qui contiennent chacun, comme le premier, deux quarks et deux leptons.

Toutes ces particules se comportent de manières différentes et jusqu'à présent on a expliqué ces différences en affirmant que les particules réagissent à des forces différentes. La *force électromotrice*, par exemple, rend compte de l'existence des atomes, car elle maintient les électrons en orbite autour du noyau. Cette force explique également l'existence de toute une gamme de rayonnements comprenant la lumière visible, la chaleur, les rayons X et les ondes radio-électriques. La *force faible* rend compte de la radio-activité, puisqu'elle contrôle la désintégration des particules. Puis, la *force forte* rend compte de l'existence des noyaux, puisqu'elle assure la co-

hésion entre les protons et les neutrons.

C'est donc dans ce domaine des constituants de la matière et des forces qui régissent leur comportement que le LEP fera progresser nos connaissances.

L'unification des forces

L'électricité et le magnétisme sont les deux premières forces qui furent unifiées, et ce fut l'une des plus grandes réussites de la physique du XIX^e siècle. Pourtant, chacune de ces forces correspondait à des comportements de la matière bien distincts et l'on ne pensait pas pouvoir les réunir en une seule et même force. Mainte-

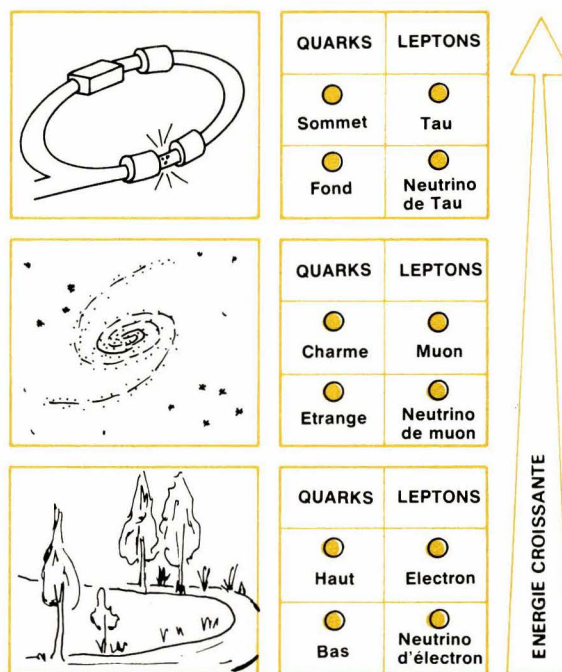


Fig. 1. — Les nouveaux constituants de l'Univers. Des quartets comprenant deux quarks et deux leptons, selon trois niveaux d'énergie.

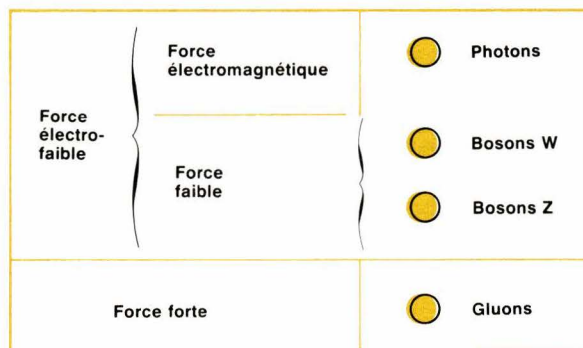


Fig. 2. — Les porteurs de forces.

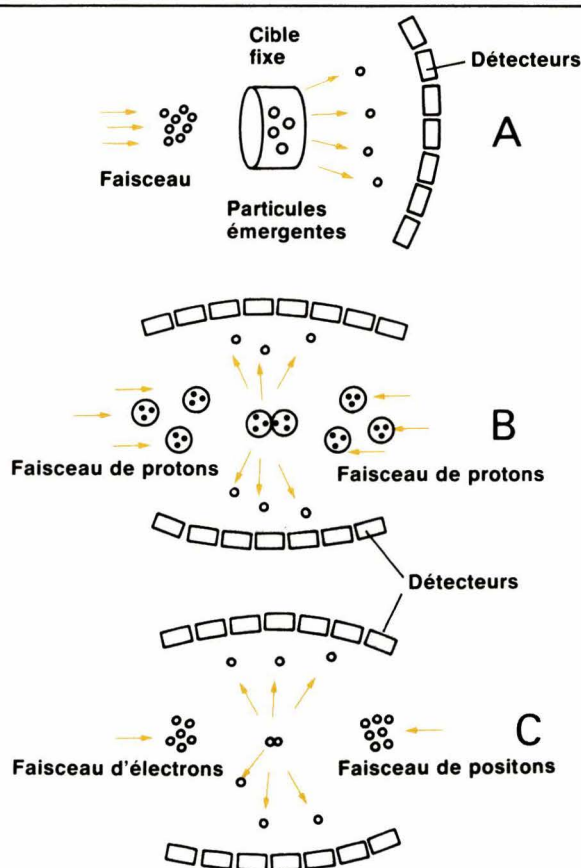


Fig. 3. — A. Machine à cible fixe, l'énergie conférée aux faisceaux de particules reste sous la forme d'énergie cinétique acquise par les particules émergentes. — B. Anneau de stockage, collisions de protons permettant d'étudier la structure en quarks du proton. — C. Anneau de stockage, collisions électrons-positons. Le phénomène est plus simple.

nant, il est tout à fait naturel d'étudier les manifestations de la force électromagnétique et d'en calculer avec précision ses moindres détails.

Ainsi, la force électromagnétique est transmise d'une particule à une autre par des particules dépourvues de masse et que l'on appelle les photons. Les photons sont des « paquets » d'énergie électrique émis par les particules et, selon leur énergie, se manifestent sous la forme d'ondes radio-électriques, de lumière visible, de rayons X, etc.

Fort de ce succès, il était tentant de vouloir faire un rapprochement avec les autres forces. Dans le même esprit, l'interprétation de la force faible exige l'existence de vecteurs différents appelés « bosons intermédiaires faibles ». Il en existe trois types : deux sont porteurs d'une charge électrique, appelés W^+ et W^- , le troisième est neutre et appelé Z^0 . Ces particules s'intègrent dans une théorie de la force faible qui est si intimement liée à celle de la force électromagnétique que l'on tend maintenant à adopter le nom générique de force électro-faible.

Cette seconde étape dans l'unification des forces conforte les physiciens dans leur espoir de regrouper le comportement de la matière dans le cadre d'une description théorique unique.

La force forte, en revanche, pose encore des problèmes puisque les tentatives actuelles de son interprétation postulent l'existence d'un nouveau type de particules qui transmet cette force entre les quarks. Ces particules vecteurs ont reçu le nom de gluons, parce qu'elles semblent lier les quarks entre-eux. Cependant aucun quark « libre » n'a jamais été observé (fig. 2).

Un anneau de stockage à électrons-positons

Les discussions poursuivies dans la communauté européenne de la physique des hautes énergies ont conduit à conclure qu'un collisionneur (anneau de stockage) électrons-positons, de très haute énergie, devait constituer la machine la plus appropriée pour la

poursuite de cette recherche à l'époque actuelle.

Rappelons que, jusqu'à maintenant, l'accès aux énergies élevées a été rendu possible par l'emploi d'accélérateurs de particules de grande puissance (voir « EA » n° 14, 16, 17). Des énergies de plusieurs milliards d'électron-volts (GeV) sont nécessaires pour pénétrer à l'intérieur des particules. Conformément à l'équation $E = mc^2$, qui traduit l'équivalence de l'énergie et de la masse, il est possible de créer des particules par matérialisation de l'énergie et c'est pourquoi la masse des particules est parfois exprimée en électronvolts. Ainsi, les vecteurs lourds de la force électrofaible auraient une masse de l'ordre de 80 GeV pour les bosons W et de 90 GeV pour les bosons Z.

Dans les accélérateurs, la combinaison de champs électriques et magnétiques permet de conférer de hautes énergies à des particules chargées, tout en les confinant pour former des faisceaux d'intensité élevée. Il s'agit généralement de protons et d'électrons qui sont des particules stables, faciles à arracher à des atomes. Les accélérateurs fournissant les énergies les plus élevées sont les synchrotrons, dans lesquels les faisceaux de particules sont contraints à circuler de nombreuses fois sur une orbite, à l'intérieur d'un anneau d'aimants ; cela permet d'utiliser de manière répétée les mêmes champs accélérateurs en vue d'augmenter l'énergie des particules en circulation. Lorsque l'énergie recherchée a été atteinte, les faisceaux sont éjectés et dirigés vers des cibles fixes. Au CERN, l'accélérateur le plus puissant est un synchrotron à protons (SPS) qui fonctionne à l'énergie de 400 GeV.

Cependant, lorsqu'une particule heurte un nucléon dans une cible fixe, seule une faible proportion de l'éner-

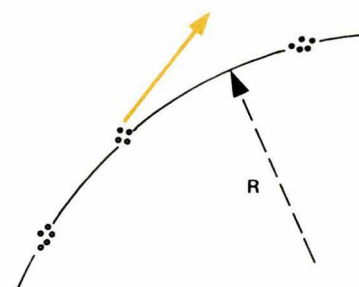


Fig. 4. — Lorsque les électrons et les positons suivent une trajectoire incurvée par un champ magnétique, ils émettent un rayonnement synchrotronique.

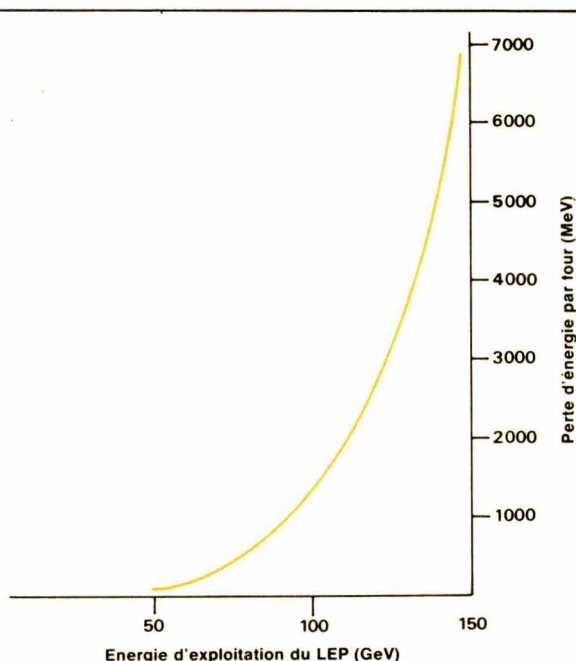


Fig. 5. — La quantité d'énergie rayonnée par les électrons et les positons augmente lorsque l'énergie des particules croît.

gie de la particule incidente est disponible pour la création de nouvelles particules ; tout le reste se maintient sous la forme d'énergie cinétique acquise par la particule incidente et par le nucléon projeté vers l'avant. Ainsi, un proton de 400 GeV heurtant un proton fixe dans une cible ne libérera que 28 GeV environ pour la création de nouvelles particules (fig. 3a).

L'emploi d'anneaux de stockage permet la collision entre deux particules semblables qui se déplacent en sens opposé, avec la même énergie (fig. 3b). Le choc frontal des deux particules arrête leur course et l'énergie est utilisée plus efficacement. Le CERN exploite des anneaux de stockage à intersection (ISR) dans lesquels des protons entrent en collision à l'énergie maximale de 31 GeV par faisceau. Un projet visant à provoquer des collisions entre des protons et des antiprotons dans le SPS devrait conduire à des énergies de collision de plusieurs centaines de GeV. Les expériences ont été menées en 1981 et, à la fin de cette année, un autre projet appelé « LEAR » (Low Energy Antiprotons Ring) permettra de poursuivre ce type de collision. Le but est de produire des vecteurs lourds de la force électrofaible postulée par la théorie et on espère mieux comprendre la structure en quarks du proton. Cependant, les machines à protons ne permettront pas une étude approfondie de la force électrofaible, en raison de la présence inévitable de phénomènes complexes résultant de la

force forte, qui a toujours tendance à masquer les effets électrofaibles.

Dans le cas où l'une des particules de la collision est l'antiparticule de l'autre (fig. 3c), ces deux entités peuvent s'annihiler mutuellement en libérant ainsi toute leur énergie pour la création d'autres particules. C'est le cas de l'anneau de stockage à électrons-positons qui offrira de bien meilleures conditions d'expériences que le type de collision précédent. L'électron et le positon produiront des particules massives. Par exemple, si les prévisions de la théorie électrofaible sont correctes, un anneau de stockage exploité à 45 GeV, pourrait produire le boson neutre Z^0 dont la masse serait de 90 GeV, à partir de collisions électron-positon. Avec une énergie de fonctionnement supérieure à 80 GeV, il serait possible d'obtenir des paires de bosons W^+W^- dont la masse totale prévue serait de 160 GeV.

Un anneau de 27 km de circonférence

Le supersynchrotron à protons (SPS) a un anneau de 7 km de circonférence pour obtenir des protons d'une énergie de 400 GeV. On pourrait penser, qu'avec le LEP, conçu pour des électrons et des positons qui atteindront une énergie de l'ordre de 130 GeV, la machine aurait des dimensions plus petites. En fait il n'en est rien, voici pourquoi.

Les électrons et les positons sont bien plus légers que les protons. Lorsque leur trajectoire est incurvée sous l'effet d'un champ magnétique, ils rayonnent une quantité d'énergie bien plus importante que les protons. Ce rayonnement est appelé rayonnement synchrotronique (fig. 4) et la quantité émise augmente rapidement à mesure que l'énergie des particules croît (fig. 5) ; elle diminue lorsque le rayon de leur trajectoire augmente. L'énergie de ce rayonnement est proportionnelle à l'expression E^4/R . Par conséquent, le seul moyen de réduire la perte d'énergie par rayonnement synchrotronique consiste à conférer une courbure moins importante à la trajectoire de ces particules, c'est-à-dire à augmenter le diamètre de l'anneau de la machine. Ainsi l'anneau du LEP aura une circonférence de 27 km.

Cet anneau de stockage devra permettre la circulation d'un grand nombre d'électrons et de positons, groupés en paquets de faibles dimensions, et ce, pendant plusieurs heures et en sens opposé. Puisque ces particules ont des charges électriques opposées, elles seront déviées en sens inverse et circuleront à l'intérieur du même anneau avec réalisation de collisions frontales. Très schématiquement (fig. 6) on peut dire que des champs magnétiques (créés dans des aimants de courbure, qui seront au nombre de quatre mille autour de l'anneau du LEP) incurvent les trajectoires des particules chargées, de telle sorte qu'elles effectuent de nombreux tours de l'anneau à l'intérieur d'une enceinte à vide. Les électrons et les positons, porteurs de charges électriques opposées, sont déviés en sens inverse ; un seul anneau suffit pour les stocker et les faire entrer en collision. Des aimants de focalisation (le LEP en aura deux mille) concentrent les particules sous la forme de faisceaux étroits. Des cavités accélératrices H.F. (qui occuperont jusqu'à 2 km de la circonférence de l'anneau du LEP) assurent une augmentation de l'énergie des particules.

Les principaux éléments du LEP

Nous n'évoquerons pas les problèmes de géologie et d'hydrologie que soulève l'implantation d'un tel projet dans le sous-sol jurassique. Il a fallu tenir compte des installations actuelles auxquelles seront raccordées celles du LEP, de la nature géologique

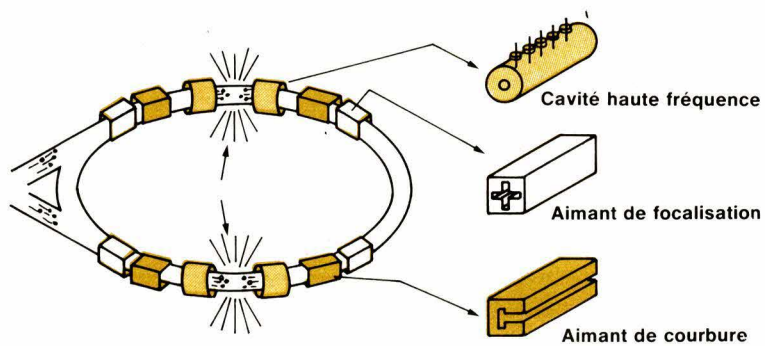


Fig. 6. — Représentation schématique d'un anneau de stockage avec les cavités HF et les aimants de focalisation et de courbure.

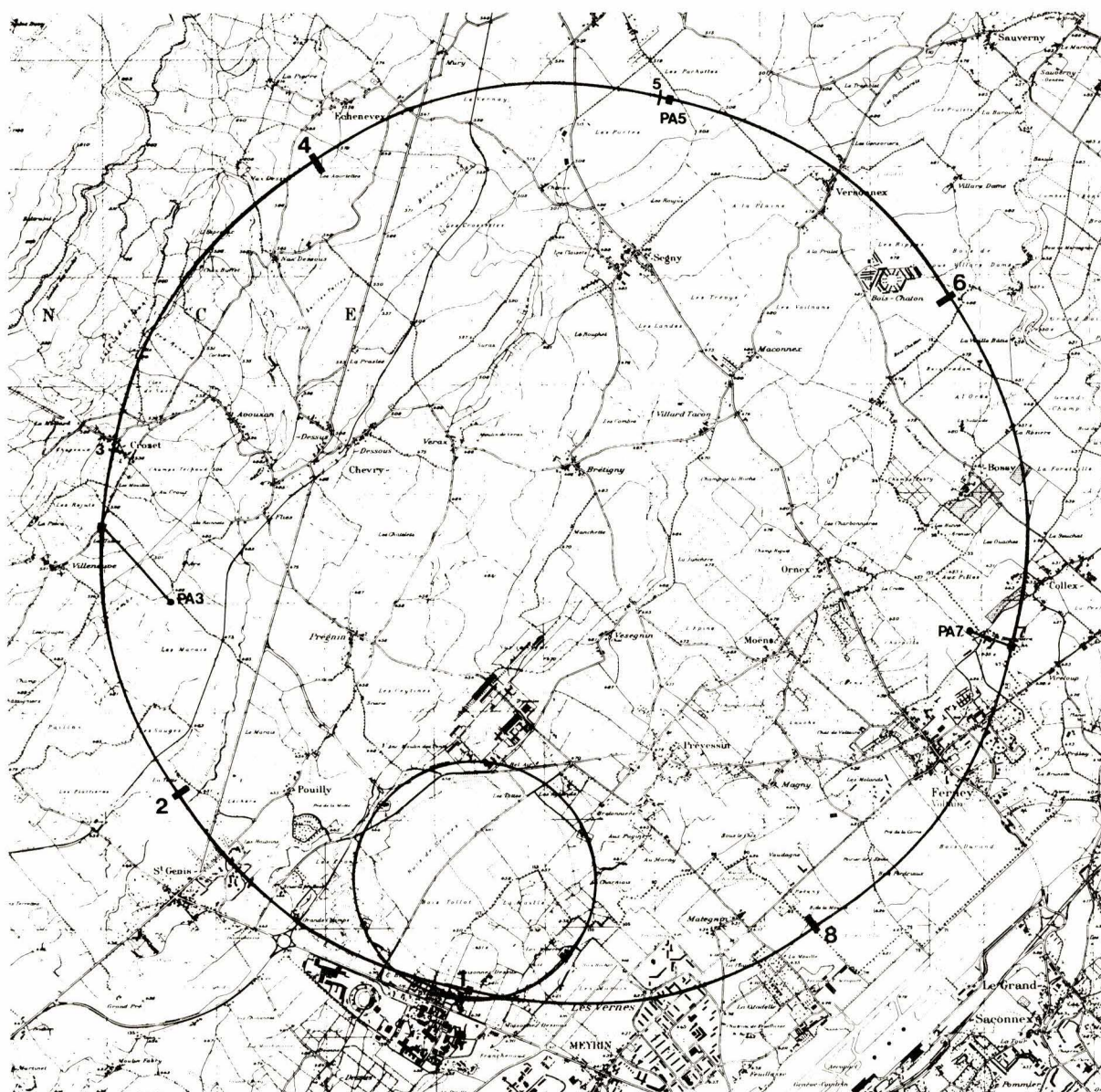


Fig. 7. — Tracé définitif du LEP, près de la frontière franco-suisse, dans la région de Genève (doc. CERN).

des terrains rencontrés (difficultés du forage, stabilité dimensionnelle du tunnel au cours du temps), des dénivellations qui placeront la profondeur maximale du tunnel à 150 mètres (au lieu de 600 mètres dans le projet de 1981) (fig. 7).

Le système d'injection

Le premier élément important du LEP est son système d'injection qui doit fournir, en douze minutes environ, quelque cinq millions d'électrons et de positons destinés à former les paquets en orbite dans l'anneau.

Obtenir des électrons en nombre suffisant ne soulève aucune difficulté. Un filament chauffé émet des électrons qui peuvent être attirés par des champs électriques comme dans le canon à électrons de tous les tubes à images des téléviseurs. En revanche, un système bien plus complexe est nécessaire pour obtenir suffisamment de positons (fig. 8).

Des paquets d'électrons seront accélérés par un accélérateur linéaire jusqu'à une énergie de 200 MeV. Ils bombarderont ensuite une cible et, comme la matière et l'énergie sont interchangeables, des positons pourront ainsi être produits. Dans un premier temps, le ralentissement des électrons dans la cible provoquera l'apparition d'une énergie sous la forme de photons. Ceux-ci pourront ensuite se convertir en matière, avec

production d'une paire électron-positon. Les positons seront séparés par des champs magnétiques appropriés et accélérés à 600 MeV par un second accélérateur linéaire.

La production d'un nombre suffisant de positons exigera un anneau accumulateur dans lequel seront recueillis les positons produits par la cible pendant une longue période. Lorsque le nombre requis aura été atteint, les positons seront injectés dans

le synchrotron à protons de 28 GeV pour y être transférés dans le super-synchrotron à protons, en vue d'une accélération de 22 GeV, avant d'être injectés dans le LEP. On pourra ainsi se dispenser d'un synchrotron à électrons-positons de 22 GeV. Ces particules seront accélérées dans le PS et le SPS entre des giclées de protons, de sorte que l'emploi de ces machines au bénéfice du LEP n'interférera pas avec le programme expérimental utilisant des protons.

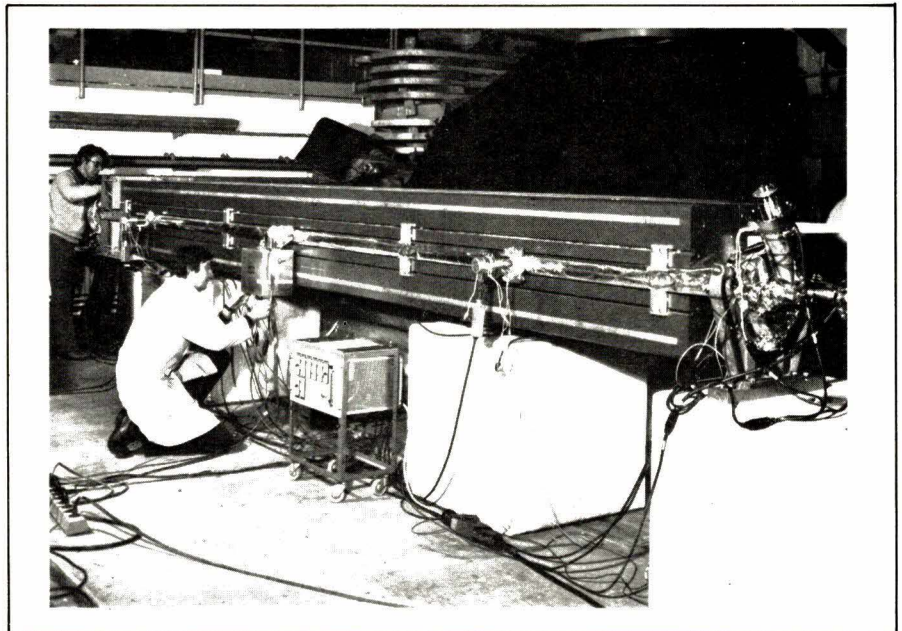


Fig. 9. — Prototype d'aimant du LEP construit selon une nouvelle méthode consistant à espacer les tôles d'acier et à remplir les interstices avec du béton. Cette solution est acceptable parce que de faibles champs magnétiques suffisent (doc. CERN).

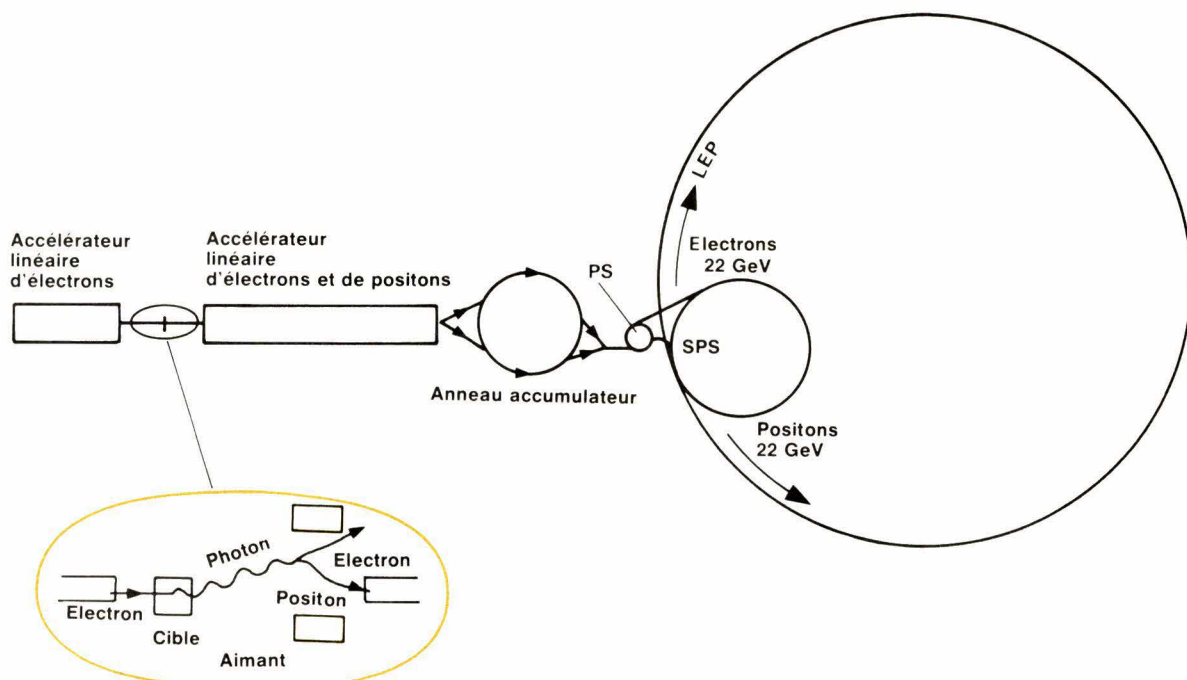


Fig. 8. — Production et injection des électrons et des positons dans le LEP.

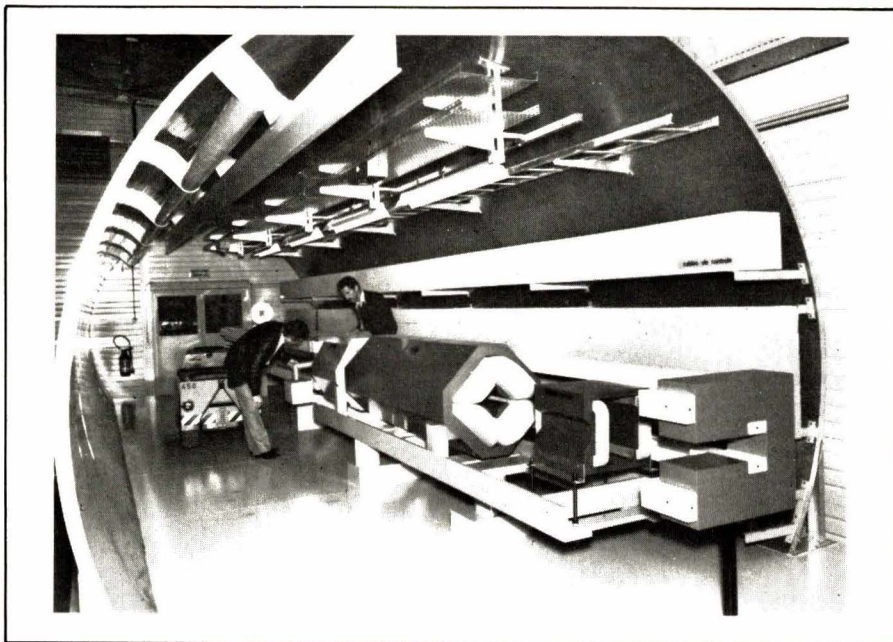


Fig. 10. — Maquette du tunnel du LEP montrant les aimants de courbure et de focalisation des faisceaux (doc. CERN).

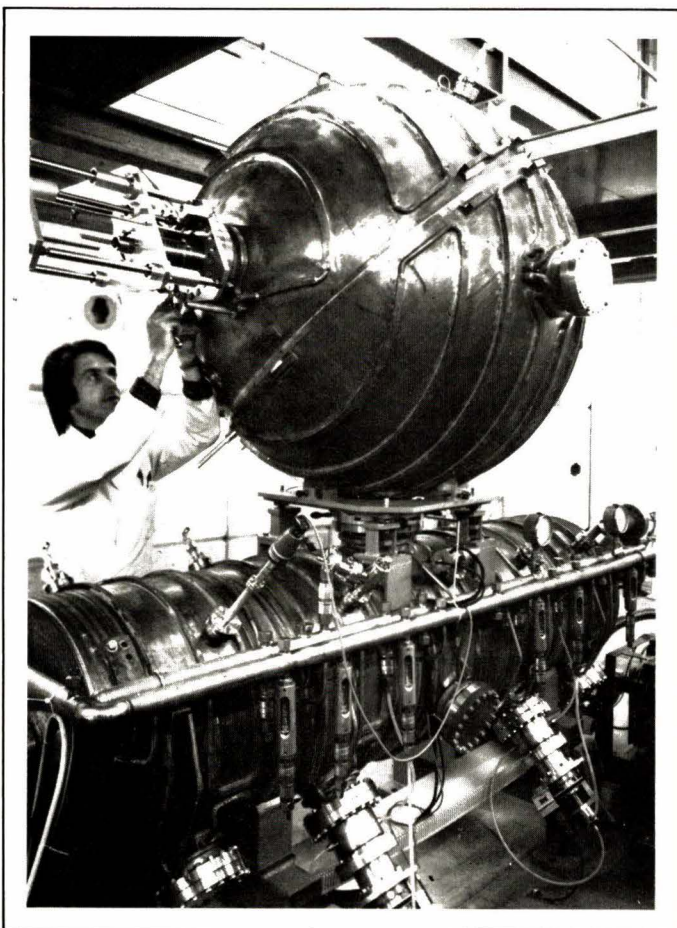


Fig. 11. — Cavités HF à faibles pertes montées en association avec les cavités accélératrices. La photo montre un modèle en « vraie grandeur » de cavité sphérique à faibles pertes (doc. CERN).

Les aimants de courbure

Environ 22 km de la circonférence du LEP seront occupés par des aimants de courbure qui maintiendront les particules sur leur orbite circulaire. Par rapport aux aimants employés dans les accélérateurs de protons, ces aimants présentent une caractéristique peu courante : ils n'ont à produire qu'un faible champ magnétique, même aux énergies les plus élevées.

Le CERN a mis au point une nouvelle technique pour la fabrication de ces aimants. Au lieu de réaliser les culasses entièrement en tôles d'acier, on emploie un plus petit nombre de tôles, séparées entre elles par des éléments d'écartement, et ces espaces vides sont remplis avec du béton (fig. 9 et 10). On obtient ainsi des aimants de la qualité requise, ayant une grande rigidité mécanique et un poids réduit. Leur prix de revient est inférieur de moitié environ à celui des aimants classiques. Comme il faudra environ quatre mille aimants mesurant chacun près de six mètres de long, cette technique assurera une économie considérable.

La faible valeur requise pour le champ permettra également de réduire le coût du système d'alimentation électrique des aimants. Les bobines classiques seront remplacées par une paire de barres en aluminium refroidies par circulation d'eau qui traverseront tous les aimants de courbure installés sur l'anneau du LEP, de manière à les relier en série.

L'installation de vide

Dans l'entrefer des aimants, les particules circuleront à l'intérieur d'une enceinte à vide en aluminium, refroidie par eau et fabriquée selon les techniques mises au point pour les machines à électrons-positons de plus basse énergie.

Il est nécessaire de maintenir de très bonnes conditions de vide, parce qu'il importe de réduire le nombre des collisions entre les électrons ou les positons et les molécules de gaz qui subsistent dans l'enceinte. La pression nominale (3×10^{-9} torr) est fixée de manière à réduire ces pertes jusqu'à un niveau tel que ce seront d'autres effets qui détermineront la durée de vie utile des faisceaux. Le remplissage de l'anneau avec des particules ne devra être répété que toutes les deux heures.

Ajoutons, en outre, que l'échauffe-

ment de la chambre, due au rayonnement synchrotronique, entraîne d'importants dégazages, d'où la seconde raison d'avoir un système de pompage puissant. Une couche de plomb de 5 mm environ entoure la chambre à vide pour éviter que ce rayonnement ne s'échappe dans le tunnel et n'irradie les équipements.

Le système de pompage choisi pour le LEP est à la fois simple et nouveau. Il s'agit d'une bande métallique recouverte d'une poudre d'un mélange d'aluminium et de zirconium. Ce mélange a la propriété d'absorber par un procédé chimique la plupart des gaz que l'on trouve dans la chambre à vide et d'absorber par un procédé physique les autres. Lorsque la surface est saturée, il suffit de chauffer l'ensemble pour débarrasser la surface de ces molécules et la remettre ainsi en état.

Le système d'accélération

En raison des pertes d'énergie pendant l'exploitation du LEP dues au phénomène de rayonnement synchrotronique, les éléments les plus critiques du projet sont les cavités accélératrices haute fréquence et leurs alimentations électriques. C'est dans ces cavités que l'énergie nécessaire pour accélérer les électrons et les positons et pour compenser la perte d'énergie par rayonnement synchrotronique sera transmise aux faisceaux en orbite. Sur la circonférence de l'anneau, environ deux kilomètres sont réservés pour l'installation des cavités.

Comme nous l'avons déjà évoqué au début de cet article, chaque particule chargée défléchie par un champ magnétique émet une énergie électromagnétique. Ainsi, une particule chargée circulant dans une enceinte circulaire de rayon R (en mètres) avec une énergie E , perd une fraction ΔE (en MeV) de cette énergie par révolution :

$$\Delta E = \frac{6 \cdot 10^{-15}}{R} \left(\frac{E}{m_0 c^2} \right)^4$$

où m_0 est la masse de la particule et c la vitesse de la lumière.

Cette formule montre clairement que l'énergie perdue est beaucoup plus grande pour les particules légères que pour les particules lourdes. Les électrons et les positons stockés et accélérés dans le LEP sont environ 2 000 fois plus légers que les protons dans le supersynchrotron. Dans le LEP, pour une énergie de 51,5 GeV, il y a une perte de 222,7 MeV par révolution.

C'est pour cette raison qu'un anneau de stockage doit comporter un système accélérateur procurant assez d'énergie aux particules pour compenser les pertes d'énergie. L'énergie est apportée aux particules au moyen d'un puissant champ électrique créé à l'intérieur d'une cavité radio-fréquence. A 51,5 GeV, la tension nécessaire est de 357 MV par tour.

Trois programmes de développement, qui doivent permettre de réaliser le meilleur système d'accélération possible, sont actuellement en cours. Le premier concerne les amplificateurs de puissance H.F. ; il vise à améliorer l'efficacité des sources de puissance, qui seront probablement des klystrons ou des tétrodes, et à suivre les progrès accomplis à l'extérieur du CERN dans la mise au point d'autres sources (gyrocons ou triotrons).

Le second programme vise à réduire les pertes de puissance H.F. en exploitant les cavités accélératrices en association avec des cavités à faibles pertes (fig. 11). Une importante fraction de la puissance H.F. est dissipée sous forme de chaleur dans la structure des cavités accélératrices classiques, et le projet consiste à transférer

la puissance de ces cavités, pendant une partie du temps d'exploitation, à d'autres cavités équipées d'une structure spéciale assurant une forte réduction de la puissance dissipée. La puissance H.F. serait transmise aux cavités accélératrices lors du passage de chaque paquet de particules, afin de produire l'accélération nécessaire, mais, dans les intervalles entre les paquets, cette puissance serait transférée aux cavités à faibles pertes. Les premiers essais de cette méthode ont donné de bons résultats.

Ces deux programmes de développement permettront de réduire la puissance totale requise dans le cas d'une exploitation avec des structures à cavités en cuivre. Toutefois, pour pouvoir obtenir des énergies très supérieures à 90 GeV, il faudra remplacer les cavités en cuivre par des cavités supraconductrices en niobium (fig. 12), pouvant fonctionner avec une consommation d'énergie électrique beaucoup plus faible. Un programme de développement a été entrepris au CERN en collaboration avec plusieurs universités et laboratoires européens.

Les premiers résultats sont encourageants.

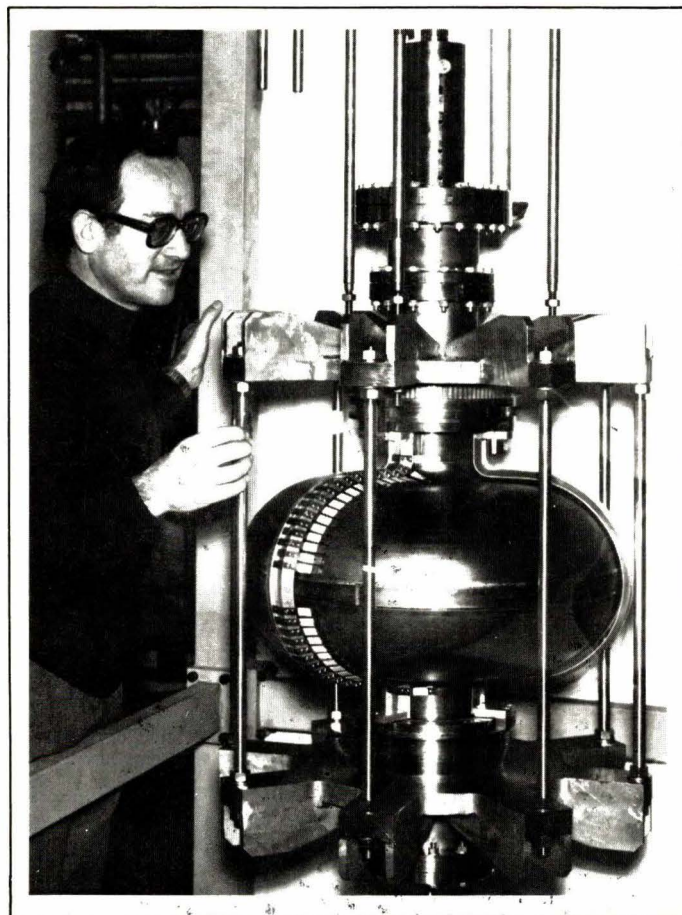


Fig. 12. - Cavité monocellulaire en niobium (doc. CERN).

rageants, mais il faudra vraisemblablement attendre plusieurs années avant de pouvoir affirmer que tous les problèmes ont été entièrement résolus. Dès cavités supraconductrices pourront alors être installées progressivement sur l'anneau du LEP afin de réduire la consommation de puissance électrique à tous les niveaux d'énergie de la machine et augmenter l'énergie maximale.

Les halls d'expériences

Pour exploiter les expériences qui se déroulent au LEP, de grands détecteurs seront placés tout autour des points de collisions entre les électrons et les positons et ce, en huit points de l'anneau. Au niveau de ces huit emplacements, l'anneau perd sa forme circulaire et on y insère des sections droites d'environ 300 mètres de long. Au centre de chaque section droite, les paquets de particules seront concentrés par des champs magnétiques pour obtenir un nombre maximum de collisions par seconde (fig. 13).

Afin de pouvoir analyser ce qui se produit, l'expérimentateur doit avoir la possibilité de mesurer avec grande précision les propriétés des particules issues des collisions, notamment leur direction, l'instant de leur passage, leur énergie, leur charge électrique et leur masse. Diverses techniques peuvent être employées ; la plupart utilisent comme source d'information la perturbation électrique provoquée par le passage d'une particule chargée.

Par exemple, les particules chargées traversant des blocs de matière plastique provoquent de minuscules décharges lumineuses qui peuvent être enregistrées à l'aide de photomultiplicateurs. Ces détecteurs repèrent l'instant du passage d'une particule avec une précision de près d'un milliardième de seconde. L'ionisation causée par le passage d'une particule chargée dans un gaz peut être détectée en établissant un champ électrique entre des plans de fils rapprochés. Ces détecteurs déterminent la position d'une particule avec une précision de l'ordre du millimètre. L'énergie déposée dans un gaz par une particule chargée peut être calculée à partir de l'ionisation qu'elle produit. Ces méthodes calorimétriques fournissent une estimation de l'énergie des particules. Des champs magnétiques incurvent la trajectoire des particules dans des directions opposées, selon le signe de leur charge électrique, et l'importance de la déviation mesure

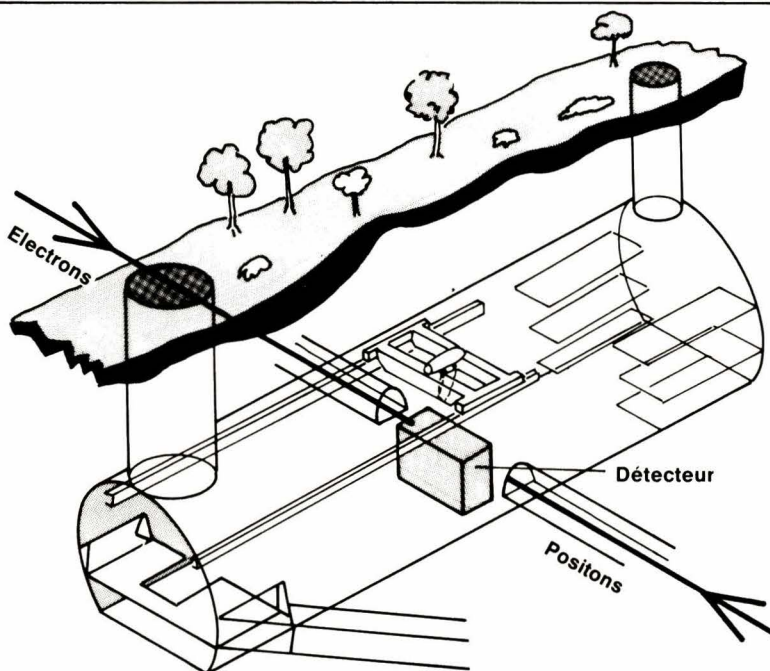


Fig. 13. — Schéma montrant une implantation possible dans un hall d'expériences. Deux systèmes de détection pourront être construits et mis en place alternativement (doc. CERN).

l'impulsion de la particule, paramètre qui est lié à l'énergie. De nombreux systèmes de détection sont donc équipés de grands aimants. Ils font également appel à une électronique de pointe ; par ailleurs, de puissants ordinateurs servent à recueillir et à analyser les données des expériences.

Les expériences avec le LEP emploieront des systèmes complexes constitués par les types de détecteurs décrits ci-avant. Plusieurs des halls édifiés dans ces zones sont suffisamment vastes pour permettre d'utiliser alternativement deux systèmes. L'un sera mis en place sur l'anneau du LEP tandis que l'autre sera retiré pour des travaux de développement ou de modification.

1982 :

l'« année du LEP » ?

Le LEP est un grand projet complexe dont la construction s'étendra sur plusieurs années et la réalisation s'effectuera par étapes. Il est souhaité de pouvoir commencer l'exploitation dès que possible, avec une énergie de 50 GeV par faisceau, en employant initialement un ensemble d'équipement expérimental assez modeste. L'emploi du synchrotron à protons (PS) et supersynchrotron à protons (SPS) dans le système d'injection entraîne une économie importante et une autre réduction pourra être obtenue en n'équipant au départ que qua-

tre zones d'expérimentation. De même, l'obtention d'une énergie de 50 GeV par faisceau n'exige que la moitié de l'équipement haute fréquence nécessaire pour « l'étape 1/3 ». C'est la « phase 1 » du LEP.

J. Trémolières

Le CERN : ses moyens et ses activités

Le CERN exploite un ensemble d'accélérateurs et d'appareils associés : un synchro-cyclotron de 0,6 GeV, un synchrotron à protons de 28 GeV, des anneaux de collisions, un synchrotron à protons de 400 GeV. De grands détecteurs de particules (visuels ou électroniques) sont également utilisés avec les accélérateurs, de même que des équipements de dépouillement des données acquises.

Les activités du Laboratoire sont financées par douze Etats Membres : Allemagne (RFA), Autriche, Belgique, Danemark, France, Grèce, Italie, Norvège, Pays-Bas, Royaume-Uni, Suède et Suisse. L'Espagne, qui a déjà été membre du CERN (1961-1968), a demandé à redevenir membre de l'Organisation.

Le personnel du CERN est de quelque 3 500 personnes.

CALENDRIER

EXPOSITIONS

31 août au 3 septembre. — Göteborg.

El Komponent 82 : salon international des composants électroniques.

Rens. : Chambre de Commerce française en Suède c/o.

Bourse du Commerce, 2, rue de Viarmes, 75001 Paris. Tél. : 261.44.69.

18 au 21 septembre.

IBC'82.

Rens. : IBC Secrétariat, Institution of Electrical Engineers, Savoy Place, London WC 2 R OBL, United Kingdom.

21 au 24 septembre. — Cannes.

8^e ECOC : conférence européenne sur les communications optiques (fibres et câbles, composants, optique intégrée, systèmes de transmission par fibre, applications des techniques optiques aux domaines de la communication).

Rens. : Secrétariat général ECOC 1982, 11, rue Hamelin, 75783 Paris Cédex 16. Tél. : 33 (1) 505.14.27.

21 au 25 septembre. — Besançon.

Micronora : Salon international des techniques horlogères et micromécaniques.

Rens. : Parc des expositions Planoises, 25000 Besançon, M. Coudurier. Tél. : (81) 87.21.74.

22 septembre au 1^{er} octobre.

Paris.

SICOB.

Rens. : 6, place de Valois, 75001 Paris, M. Hermieu. Tél. : 261.52.42.

30 septembre au 10 octobre.

Paris.

Salon de l'automobile.

Rens. : 3, av. du Président-Wilson, 75008 Paris. M. Charpin. Tél. : 723.59.40.

4 au 8 octobre. — Strasbourg.

MIDEST : Marché international pour la diffusion européenne de la sous-traitance.

Rens. : Midest BP 1593, 54027 Nancy Cedex. M. Detourbet. Tél. : (83) 51.09.01.

12 au 14 octobre. — Bordeaux

Electron 82.

Rens. : ADESO, 12, place de la Bourse, 33076 Bordeaux Cedex. Tél. : (56) 90.91.28.

12 au 14 octobre. — Brighton.

Internecon UK.

Rens. : Kiver Communications S.A. Milbank House, 171-185 Ewell Road, Surbiton, Surrey KT6 6 AX. Tél. : 01.390.0281.

15 au 20 octobre. — Cannes.

VIDCOM : Marché international de la vidéocommunication.

Rens. : 179, av. Victor-Hugo, 75116 Paris. M. Chevy. Tél. : 505.14.03.

3 au 5 novembre. — Versailles.

Real time Data 82.

Rens. : INRIA, BP. 105, 78153 Le Chesnay Cedex.

16 au 19 novembre. — Londres.

Compec : Computer peripherals, small computer and systems exhibition.

Rens. : Compec UK Surrey House, Throwley Way, Surrey SM1 4QQ. Tél. : 01.643.8040.

6 au 11 décembre. — Paris.

Elec 82.

Rens. : SDSA, 20, rue Hamelin, 75116 Paris. Tél. : 505.13.17.

STAGES SEMINAIRES CONFERENCES

Stages de l'Ecole

Supérieure d'Electricité.

L'Ecole Supérieure d'Electricité organise dans le courant du troisième et du quatrième trimestre 1982 un certain nombre d'actions, visant la formation continue des ingénieurs et techniciens supérieurs.

Au programme : informatique, automatique, instrumentation, électroni-

que générale, logique, dispositifs et composants, sûreté-sécurité-vulnérabilité, gestion et marketing.

Rens. : ESE, plateau du Moulon, 91190 Gif-sur-Yvette. Tél. : (6) 941.80.40.

« Opto 82 »

Technologies et applications industrielles sont les orientations retenues pour les conférences OPTO 82 : fibres optiques, laser, optique, visualisation. Ces sessions se déroulant par demi-journées seront animées par des conférenciers de différentes origines (laboratoires, industries, utilisateurs), et auront lieu du 16 au 18 novembre, parallèlement à une présentation de matériel.

Rens. : Masson/ESI publications, 12, rue de Seine, 75006 Paris. Tél. : 325.53.58.

Stages « Centre de Formation Continue Polytechnique ».

Informatique, microinformatique, électronique, électrotechnique, tels sont les thèmes des stages organisés entre septembre et décembre 82 par le CFCP.

Rens. : Centre de Formation Continue Polytechnique, place des Hauts-Murats, BP 354, 31006 Toulouse Cédex. Tél. : (61) 52.21.37.

Stages I.S.A.R.D.

L'I.S.A.R.D. (Institut Scientifique d'Automatique et de Robotique de la Drôme) organise à Valence des stages, dans le cadre de la formation continue. Ces stages de 10 jours environ (à raison de 1 ou 2 jours par semaine) s'adressent à des ingénieurs et techniciens des différentes branches de l'électricité, électronique, électrotechnique, microinformatique et automatique.

Un stage spécialisé sur les microprocesseurs se déroulera, à plein temps, du 4 octobre au 17 décembre 1982. Il s'adresse à la fois aux salariés d'entreprise (formation continue) et aux demandeurs d'emploi (possibilité de rémunération).

Rens. : I.S.A.R.D., 60, rue Barthélémy de Laffemas, 26000 Valence.

SCHÉMATIÈQUE

Un décodeur SECAM

Le TDA 3530 est un circuit intégré monolithique qui réalise toutes les fonctions nécessaires au décodage de signaux SECAM à partir du signal vidéo composite et fournit les signaux différences de couleur – (R-Y) et – (B-Y).

Il est prévu pour être utilisé en conjugaison avec un circuit d'amplification et de contrôle vidéo TDA 3500, 3501 ou 3505.

D'autre part, le circuit est prévu pour permettre la réalisation aisée de récepteurs SECAM/PAL par simple addition d'un circuit décodeur PAL TDA 3510, avec lequel il partage la ligne à retard 64 μ s, toutes les fonctions de commutation de système étant alors réalisées automatiquement.

Les principales fonctions du TDA 3530 sont les suivantes :

– amplificateur de chrominance à

gain commandé (plage min. 26 dB) ;

– amplificateur pour ligne à retard, à gain fixe (nom. 8), commandé par le portier (commutation N.B./Couleur et SECAM/ PAL) ;

– étages limiteurs pour voies directes et retardée ;

– permutateur ;

– système d'identification (ligne ou trame avec bascule et « portier »), ne nécessitant qu'un réseau déphaseur externe sans réglage, permettant la commutation automatique de standard en utilisation SECAM/PAL ;

– synchronisation, identification (ligne ou trames), nettoyage réalisés à partir de l'impulsion « sandcastle » à trois niveaux ;

– démodulateurs à quadrature avec circuit déphaseur externe, et désaccentuation au moyen d'une capacité externe ;

– étage de sortie à basse impédance commandés par le portier (commutation N.B./Couleur et SECAM/ PAL) ;

– circuit de sélection d'identification ligne ou trame par mise à la masse d'une borne ;

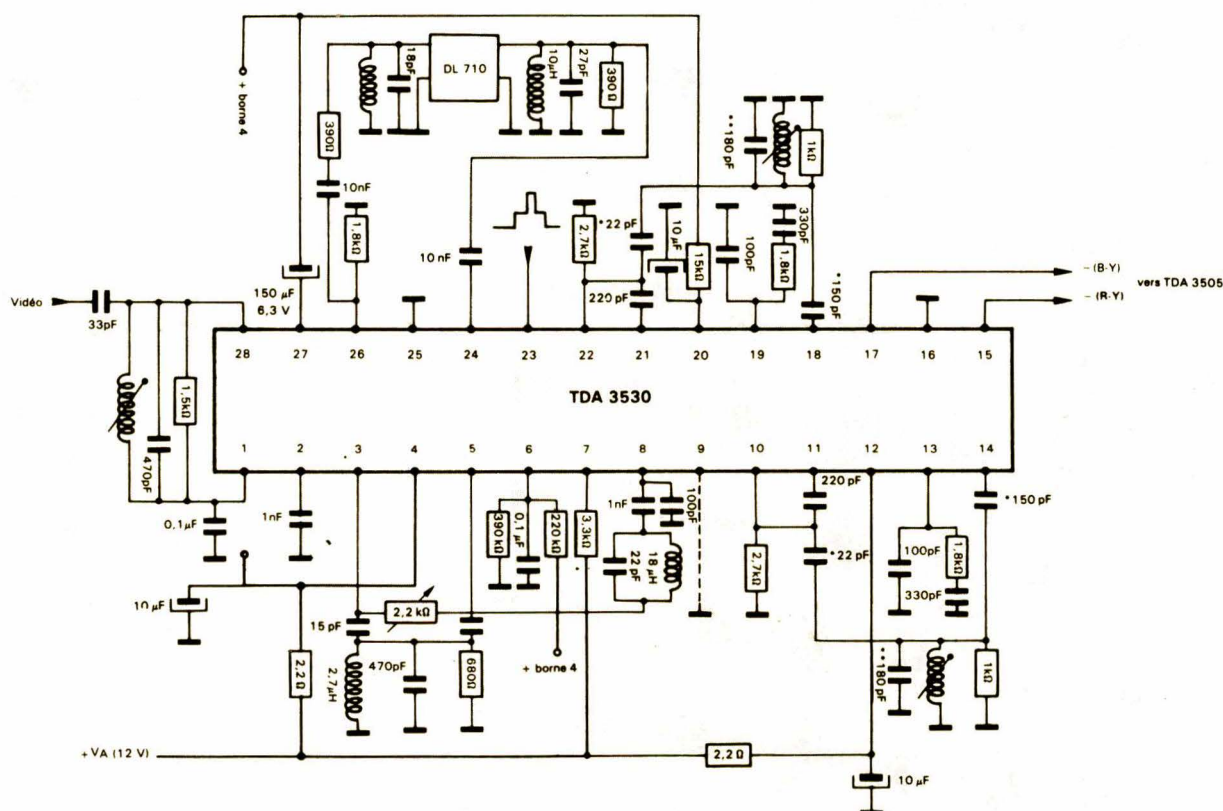
– sortie « portier » avec composante H/2 disponible pour la commutation du filtre de sous-porteuse avec correction optionnelle de ligne à ligne.

Application RTC

Un circuit de synchro avec oscillateur vertical et étage de commande

Le TDA 2578 est un circuit de synchronisation horizontale et verticale destiné à être utilisé avec les circuits de sortie verticale TDA 3651/3651A.

Il sépare les impulsions de synchronisation du signal vidéo composite et effectue les fonctions de synchronisation horizontale et verticale, et fournit



la commande des étages de puissance respectifs.

Ce circuit a la particularité de ne nécessiter qu'un faible courant de démarrage pour l'étage de sortie et de l'oscillateur horizontal (cas d'alimentation par le transformateur lignes).

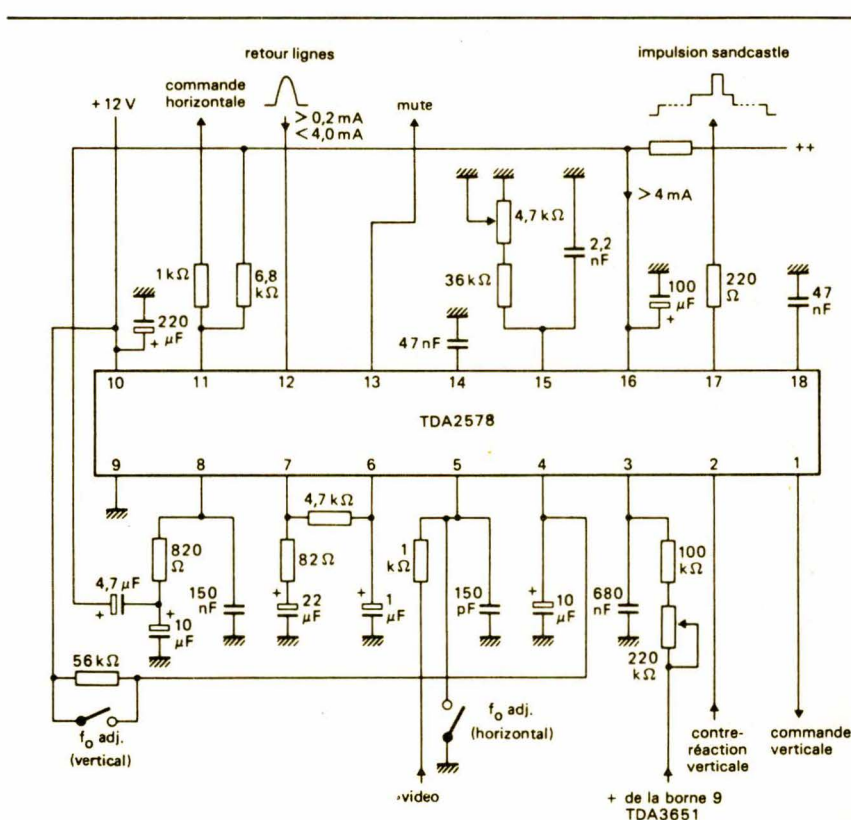
Le TDA 2578 remplit les fonctions suivantes :

- séparateur de synchronisation horizontale et inverseur de bruit ;
- détecteur de phase horizontale (synchro vers oscillateur) avec commutation de constante de temps (faible constante de temps pendant la capture) ;
- oscillateur horizontal ;
- deuxième détecteur de phase ($\varphi 2$) pour compensation du temps de stockage de l'étage de déviation horizontale ;
- étage de sortie horizontale ;
- constante de temps commutable extérieurement (par ex. rapide pour VCR) ;
- générateur de l'impulsion « sandcastle » à 3 niveaux ;
- circuit d'identification d'émetteur TV ;
- séparateur de synchronisation verticale ;
- oscillateur vertical et comparateur vertical avec étage de commande verticale ;
- générateur d'impulsion d'effacement vertical ;
- circuit de protection verticale (circuit « guard »).

Application RTC.

Un circuit de déviation verticale

Le TDA 3651 (avec le TDA 3651 AQ) constituent des circuits de déviation verticale pouvant commander différents ensembles de déviation avec des courants atteignant 2 A crête à crête. Ils sont destinés à être utilisés en combinaison avec les circuits de synchronisation TDA 2578 ou TDA



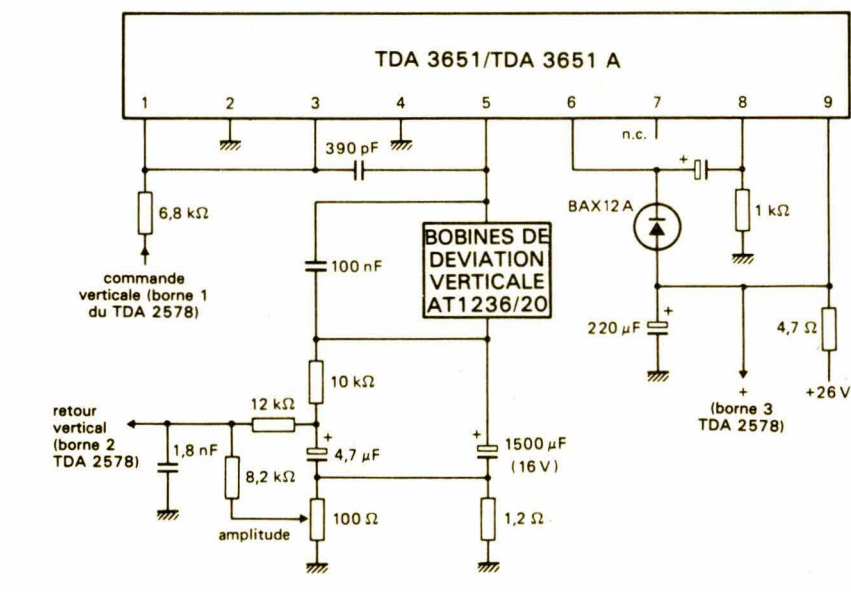
2577. Les circuits comprennent les fonctions suivantes :

- étage driver : borne 1 = entrée, borne 3 = circuit de commutation ;
- étage de sortie : borne 6 = alimentation, borne 5 = sortie, borne 4 = masse ;
- protection thermique et protection de l'étage de sortie ;
- générateur de retour : borne 9 = alimentation ; borne 8 = sortie ;
- stabilisateur de tension : borne 7

= découplage, borne 9 = alimentation.

Les technologies vidéo ont largement bénéficié, ces derniers temps, de l'apparition de circuits intégrés inédits qui, regroupant un grand nombre de fonctions élémentaires, réduisent considérablement la taille, le coût et la complexité des cartes.

Application RTC



Un « gong » électronique

Ces dix dernières années, les constructeurs se sont ingéniés à rendre leurs appareils attractifs à l'aide d'afficheurs, de lampes témoins, d'échelles lumineuses, etc.

Le confort d'utilisation d'un appareil grand public ou de péri-informatique, d'une automobile ou d'un appareil de mesure passait par les yeux, par l'opto-électronique.

Qui a songé au confort acoustique ? à l'information brève que l'on perçoit même si l'on n'est pas concentré sur ledit appareil ?

Siemens présente le SAB 0601 qui génère une note et quelques harmoniques pour que la sonorité soit agréable. Le SAB 0602 génère deux notes successivement. Ces deux nouveaux produits sont utilisables sur le même circuit imprimé et avec les mêmes composants périphériques que le SAB 0600 à 3 notes, disponible depuis début 81.

Ces trois circuits intégrés MOS peuvent attaquer directement un haut-parleur de 8 Ω sans transformateur et délivrer 160 mW. En veille, ils ne consomment que 1 μ A sous 7 à 11 V.

Voici quelques exemples de fonctions d'alarme ou d'annonces « sonorisables ».

● Automobile :

Dépassement de vitesse, ceinture non attachée, température d'huile ou d'eau excessive, accumulateur n'étant pas en charge pour rupture de courroie, danger de verglas, etc.

● Electroménager :

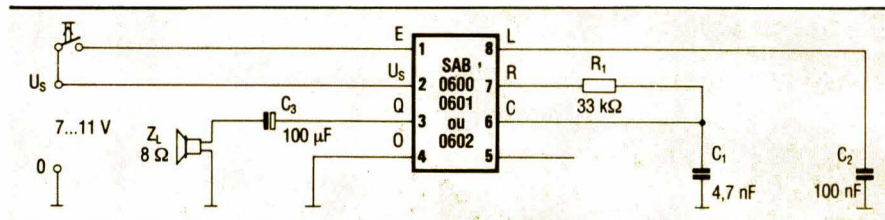
Température de congélateur dépassant la limite pour une bonne conservation, fin de cycle de travail d'une machine à laver, sac d'aspiration plein, fin du rebobinage d'une cassette d'enregistreur.

● Habitation :

Equipement d'immeuble : sonnerie de porte, incident de climatisation ou de chauffage, fuite, fermeture de porte d'ascenseur, portier électronique.

● Industrie :

Informatique - Bureautique - Télématicque : signalisation de mauvais fonctionnement, de nécessité d'intervention ou de révision d'une machine, annonce de disponibilité d'un



résultat ou d'une liaison, fin de message, etc.

Le montage d'application est commun aux 3 circuits intégrés SAB 0601, SAB 0602 et SAB 0600. La fermeture du contact qui relie la broche 1 (E) à la tension d'alimentation déclenche 1, 2 ou 3 notes successives.

Application Siemens.

Pour la mesure des résistances très élevées

Ce circuit, bien que très simple à exécuter, permet d'apprécier des résistances allant jusqu'à 10 000 M Ω .

La broche 2 de l'ampli-op est maintenue au potentiel de 1 V au moyen du courant fourni à la broche 6 ; la chute de tension introduite par les résistances R_1 et R_2 est appliquée à un voltmètre numérique.

Ce dernier doit être sur le calibre 200 mV et doit présenter une impédance d'entrée de plus de 5 M Ω . La diode D_2 et les composants qui lui sont associés procurent une référence stable de 1 V, tandis que R_3 et D_1 protègent le circuit de surtensions atteignant 100 V. Pour étalonner le

montage, brancher le multimètre aux points de test et ajuster R_4 pour obtenir une lecture de 1 V.

Connecter ensuite le voltmètre aux sorties de l'ampli-op, et, avec une résistance de précision de 10 M Ω branchée en entrée, ajuster R_2 pour une lecture de 100.

Le multimètre donne une lecture directe de la conductance (résistance inverse) en nanosiemens (nS).

On prendra garde, lors de la réalisation, à réduire les courants de fuite dans le circuit de la broche 2.

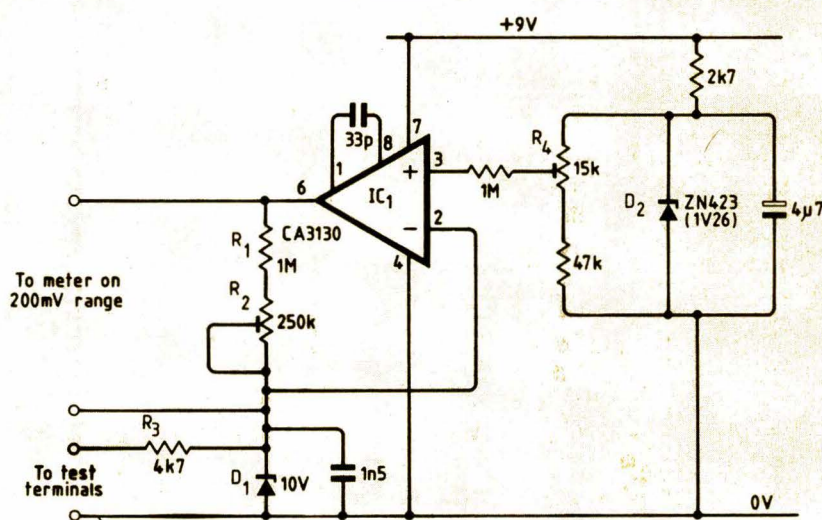
Ce montage peut aussi mesurer le courant de fuite des condensateurs, ainsi que l'isolement sur les cartes imprimées. Avec une diode connectée à l'entrée, le courant de fuite sous une polarisation inverse de 1 V est affiché en nA.

Dans le cas d'essai de condensateurs de plus de 100 pF, le voltmètre accusera le courant de charge.

Enfin, on pourra convertir conductances en résistances au moyen de la formule :

$$1\,000/(x\text{ nS}) = y\text{ M}\Omega.$$

Wireless World.



BIBLIOGRAPHIE

Kompass professionnel

Edition 1982

« Electricité électronique

Nucléaire »

L'ouvrage « Kompass » est composé de 80 branches professionnelles (avec 3 200 nomenclatures d'articles) pour 9 000 citations de firmes, et complété d'un index alphabétique des articles en quatre langues.

En outre, chaque entreprise est présentée par ordre alphabétique sous forme d'une notice détaillée comportant des informations sociales et administratives, industrielle et commerciales.

Les activités traitées dans cette édition sont les suivantes :

- générateurs, moteurs, convertisseurs, transformateurs ;
- aimants et électro-aimants, accumulateurs et piles, isolants ;
- appareillages de distribution, d'installations ;
- câbles et fils électriques, équipements de lignes ;
- appareils électro-thermiques, électro-mécaniques, outillage électrique et électromagnétique ;
- éclairage, appareils de signalisations ;
- matériel de télécommunications, radars ;
- radiodiffusion et télévision : matériels professionnels, grand public ;
- électronique industrielle, automatisation, télécommande, informatique ;
- enregistrement, reproduction, amplification ;
- composants électroniques (passifs, complexes, tubes, semi-conducteurs, circuits imprimés) ;
- relais – hyperfréquences ;
- instruments de mesure électrique et électronique ;
- énergie nucléaire, énergie solaire ;
- entreprises d'installations électriques. Ingénierie ;
- sous-traitance (construction électrique et électronique).

Un volume 21 x 29,7 cm, de 712 pages.

SNEI Kompass, 22, avenue Franklin-D.-Roosevelt, 75008 Paris.

SERVICE-LECTEURS N° 154

Catalogue Sodilec

Alimentations pour équipements, mono ou multisources, régulateurs à découpage, convertisseurs continu-continu, ensembles de laboratoire, changeurs de fréquence... la gamme **Sodilec** est de longue date connue.

L'édition 1982 du catalogue de la marque reprend l'ensemble de ces fabrications et insiste plus particulièrement sur :

- des alimentations pour équipements à découpage direct ou à régulation linéaire d'une très grande fiabilité ;
- une nouvelle génération d'alimentations de laboratoire ;
- un système de secours contre les micro-coupures ;
- un système complet d'interface de programmation à conversion numérique-analogique pour alimentations et appareils programmables ;
- une gamme de régulateurs à découpage et de convertisseurs continu-continu réalisés en technologie couche épaisse.

Sodilec est maintenant présent dans 10 pays et distribué en France via deux agences et six distributeurs.

Sodilec, 7, avenue Louise, 93360 Neuilly-Plaisance.

SERVICE-LECTEURS N° 155

Electronique de puissance

par H. Buhler

L'électronique de puissance concerne des dispositifs permettant la conversion d'un système de courant en un autre, par exemple la conversion d'un système à courant triphasé en un système à courant continu ou vice versa. Dans la plupart des cas, ces dispositifs permettent aussi la variation de la grandeur de sortie dans un large domaine avec des puissances de commande très faibles. Ces dispositifs réalisent donc aussi une amplification en puissance. Pour la réalisation, on utilise des diodes, thyristors ou triacs.

Le chapitre 1 de cet ouvrage est une introduction à l'électronique industrielle, tandis que le chapitre 2 présente une introduction à l'électronique de puissance. Des considérations générales sur les éléments de puissance sont évoquées dans le chapitre 3.

Le chapitre 4 présente les variateurs de courant alternatif. Les montages classiques, c'est-à-dire les convertisseurs de courant, sont présentés et analysés dans les chapitres 5 à 9. On traite successivement le fonctionnement idéalisé, le phénomène d'empiètement et le fonctionnement réel. Enfin les problèmes qui se posent dans l'utilisation des transformateurs sont étudiés ainsi que les réactions des convertisseurs de courant sur le réseau d'alimentation.

Des convertisseurs de courant bidirectionnels sont décrits au chapitre 10. Sur la base de convertisseurs de courant classiques, il est aussi possible de réaliser des convertisseurs de fréquence à commutation naturelle. Ces montages sont présentés au chapitre 11.

Enfin, les chapitres 12 à 16 traitent des montages modernes de l'électronique industrielle, fonctionnant avec une commutation forcée. Dans les chapitres 12 et 13, on présente le fonctionnement idéalisé et la commutation forcée des variateurs de courant continu. Une extension de ces montages porte sur les onduleurs. Les chapitres 14 et 15 sont consacrés respectivement au fonctionnement idéalisé et au phénomène de commutation. Ce volume se termine avec le chapitre 16 traitant des convertisseurs de fréquence.

Editions Dunod, 17, rue Rémy-Dumoncel, 75686 Paris Cedex 14.

SERVICE-LECTEURS N° 156

Catalogue « Magnecraft »

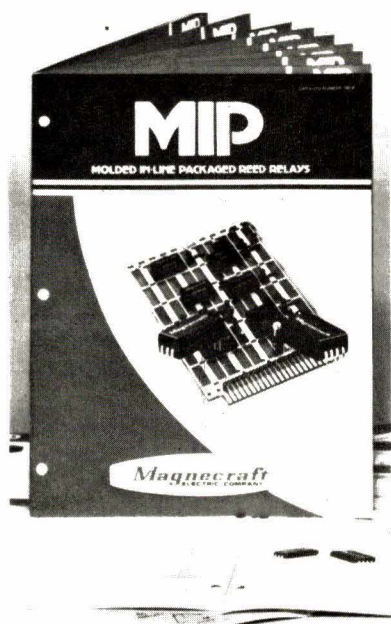
La société **Magnecraft**, représentée par **Bicel**, vient de sortir son nouveau catalogue de relais Reed version Mip où figurent dorénavant des modèles anti-vibration.

Les modèles 131, 134, 135 sont plus particulièrement destinés à des circuits de commutation, des circuits

analogiques de bas niveau et des circuits audio.

Ces trois modèles sont livrables jusqu'à 3 pôles, en 5-12-24 VDC et avec une résistance de contact de 80, 330 ou 1 400 Ω .

Bicel, B.P. 136, 94123 Fontenay-sous-Bois Cedex.



SERVICE-LECTEURS N° 157

La commutation électronique par « Grinsec », Groupe des ingénieurs du secteur Commutation

Voici la seconde édition de cette étude très approfondie et complète de la commutation électronique, qui constitue une synthèse parfaitement réussie d'un sujet particulièrement complexe.

Il est vrai que les auteurs de l'ouvrage, ingénieurs au CNET, étaient fort bien préparés à cette tâche, puisque la contribution du CNET au développement de la commutation électronique a été essentielle.

Mais cette technique évolue tellement vite qu'elle contraint à des mises à jour fréquentes. C'est le cas de cette seconde édition, entièrement revue et complétée par un index, un glossaire et une bibliographie.

Le tome 1 présente les fonctions

des autocommutateurs et leur place dans les réseaux de télécommunications

Il étudie l'architecture et les différents ensembles constitutifs des commutateurs électroniques : réseaux de connexion spatiaux et temporels, signalisation, raccordement d'abonnés, organes de commande et technologie. L'aspect système et la présentation des équipements constituent les dominantes de ce tome.

Le tome 2 traite des logiciels appliqués au traitement des appels, aux services, à l'exploitation et à la maintenance ; un chapitre nouveau introduit la signalisation moderne par réseau sémaphore.

Les techniques étant étudiées, on aborde la partie descriptive, qui contient un panorama des principaux systèmes de commutation utilisés dans le monde d'après les plus récentes informations, et un aperçu des perspectives sur les services et les techniques qui pourraient apparaître dans les réseaux de télécommunications dès la dernière décennie de notre siècle.

Ce tome consacre ses derniers chapitres à la description de cinq systèmes introduits en France, dont trois à commutation temporelle.

Collection CNET, ENST, Editions Eyrolles, 61, boulevard Saint-Germain, 75240 Paris Cedex 05.

SERVICE-LECTEURS N° 158

Guide

« aimants permanents »

Arelec

Arelec vient d'éditer un « Guide d'Utilisation des Aimants Permanents » qui se divise en trois parties :

– la première indique des généralités sur les matériaux magnétiques, leurs caractéristiques, les principes simples à respecter dans leur utilisation, les limites d'emploi ;

– la deuxième montre des exemples d'utilisation, dans les domaines les plus variés : électrotechnique, organisation de bureau, mécanique, électroménager, fixation, biologie, etc.

Le lecteur pourra facilement, à partir de ces exemples concrets, transpo-

ser ces solutions à son problème particulier ;

– la troisième partie indique les composants prêts à l'emploi, avec leurs domaines d'application particuliers (aimants souples, aimants résistants à la chaleur, etc.), et leurs caractéristiques techniques.

L'utilisateur n'a donc pas besoin de recalculer un circuit magnétique ni de créer les outillages correspondants.

Arelec, 71, boulevard de Reuilly, 75012 Paris.

SERVICE-LECTEURS N° 159

Catalogue

« Distribution électronique »

Ce catalogue, « outil de travail » de 192 pages, destiné aussi bien aux services achats, qu'aux laboratoires, services études et maintenance des sociétés de toutes tailles, réunit les éléments techniques essentiels permettant de définir aisément un produit standard.

Il indique, en outre, 12 000 références tenues en stock.

Il est bon de souligner que, pour faire face à la demande, l'édition 82/83 met en évidence les nouveaux produits suivants :

- claviers et boutons-poussoir à effet Hall Honeywell ;
- afficheurs « intelligents » Litronix » (société du groupe Siemens) ;
- transistors MOS de puissance « Sipmos » Siemens ;

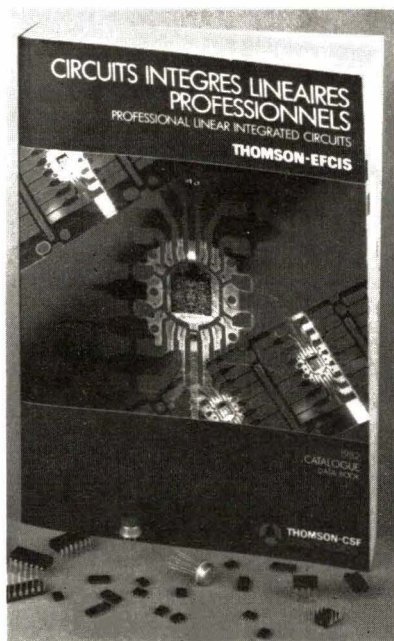


- cartes microprocesseurs, format européen **Siemens** ;
- cartes E/S statiques **Celduc** ;
- connecteurs auto-dénudants **Socapex** ;
- câbles en nappe « Rubavyl » **Filotex** ;
- cellules photo-électriques, infrarouge modulé et barrages **Cometa** (société du groupe **Honeywell**) ;
- composants pour transmission par fibres optiques **Honeywell optoélectronique**.

Del, Z.I. de la Fosse aux Dames,
B.P. 60, 78340 Les Clayes-sous-bois.

SERVICE-LECTEURS N° 160

Circuits intégrés linéaires professionnels » Efcis



Ce catalogue 82 de 720 pages contient les notices techniques les plus récentes de la gamme bipolaire professionnelle **Thomson-Efcis**. En particulier :

- les ampli-opérationnels ;
- les régulateurs de tension fixes ou réglables ;
- les comparateurs de tension ;
- les circuits de commande de relais ou de lampes ;
- les circuits pour alimentations à découpage et pour commande de triacs ;

- les amplificateurs large bande ;
- les réseaux de transistors ;
- les convertisseurs VF et AD ;
- les temporisateurs analogiques ;
- les détecteurs, capteurs, références.

Ce catalogue bilingue anglais/français est un outil de base utile à l'électronicien informé.

Efcis, B.P. 217, 38019 Grenoble, Cedex.

SERVICE-LECTEURS N° 161

Une collection d'ouvrages

« modulaires » en semi-conducteurs et télécommunications

Ces ouvrages permettent aux techniciens déjà « opérationnels » de contrôler leurs connaissances. Les titres parus sont au nombre de sept.

Physique des semi-conducteurs

Qu'elle soit discrète ou intégrée, l'électronique moderne est entièrement fondée sur les propriétés des matériaux semi-conducteurs. Cet ouvrage présente une étude de la matière, prémices nécessaires à la compréhension des mécanismes de conduction et des propriétés fondamentales de ces matériaux.

Les résistances non linéaires à semi-conducteurs

Exposé clair et précis des types des performances, des utilisations et de la technologie des résistances non linéaires à semi-conducteurs, avec points fréquents – pour questions et réponses – des connaissances acquises.

Les diodes modernes. De la théorie à l'utilisation

Composants essentiels de nombreux montages, les diodes sont présentées dans leurs applications fondamentales correspondant à leurs caractéristiques technologiques.

La modulation

Analyse des différents modes de transformation des messages qui per-

mettent leur transmission grâce aux équipements électroniques (modulation d'amplitude AM, modulation à bandes latérales unique ou double, modulations de fréquence ou de phase ou multiples).

Les antennes

Examen des conditions générales, des paramètres qui les affectent et les différents modes de propagation.

Emetteurs et récepteurs. Principes, propriétés, fonctions

Etude de l'émission et de la réception des ondes modulées.

Reproduire le son. Microphones et hauts-parleurs

Editions Dunod, 37, rue Boulard, 75014 Paris.

SERVICE-LECTEURS N° 162

Une précision...

Horloges « France-Inter » : remise à l'heure...

Afin que nos lecteurs soient complètement informés de la question des signaux horaires diffusés par France-Inter, deux précisions méritent d'être apportées à notre étude publiée dans le numéro 22 d'« Electronique Applications ».

La Société **Dyna** (36, avenue Gambetta, 75980 Paris cedex 20) nous indique tout d'abord que les récepteurs, qu'elle commercialise maintenant couramment, bénéficient d'une licence **CNET** exclusive (deux modèles proposés : un récepteur portable et un élément en rack, plus une carte interface informatique). D'autre part, une autre société **Syrelec** (13, rue d'Avron, 93250 Villemomble) a conçu, toujours en vue de l'exploitation des signaux horaires France-Inter, des cartes de réception et de décodage. Le récepteur est donné pour 1 μ V de sensibilité et 70 dB de réjection des réponses parasites, et la carte de décodage fournit en BCD et parallèle toutes les données du message radio ; un dispositif de sauvegarde est en outre prévu.

Introduction aux microprocesseurs

par Ch.-M. Gilmore
traduit de l'américain par S. Jacoud.

Texte d'initiation aux microprocesseurs et micro-ordinateurs, ce livre s'adresse à un public relativement neuf dans le domaine de l'électronique. Les connaissances demandées au préalable sont peu importantes. Il faut avoir une culture élémentaire en électronique des circuits intégrés, des circuits numériques, ainsi qu'en mathématiques. Pour la plupart des cas, les bases de l'algèbre seront suffisantes. Des connaissances plus approfondies en électronique des circuits intégrés et numériques permettront au lecteur d'être plus autonome.

Cet ouvrage aborde les microprocesseurs avec une approche double : d'une part les microprogrammes, d'autre part le matériel, c'est-à-dire les composants électriques et mécaniques. De nombreuses pages sont consacrées aux parties fondamentales de l'instruction. Chaque fois que possible, les concepts sont étayés par des exemples réels qui prennent la forme de courts programmes.

Mc Graw-Hill,
28, rue Beaunier,
75014 Paris.

SERVICE-LECTEURS N° 163

Pratique de la vidéo

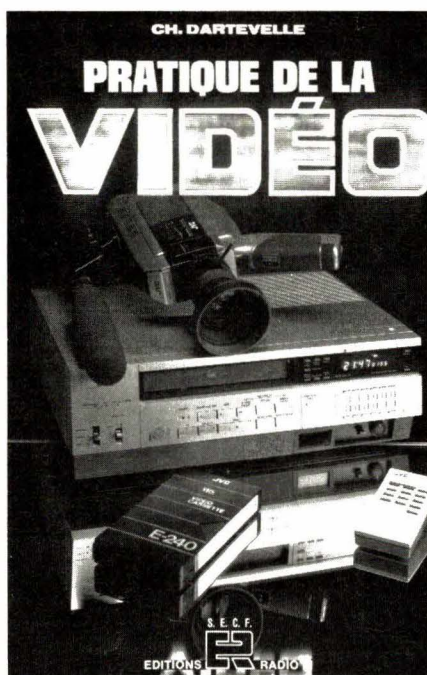
par Ch. Darteville

L'auteur aborde l'utilisation du matériel sur le plan essentiellement technique (ce qui signifie qu'il ne faut pas espérer trouver dans ce livre des indications sur la pratique « artistique » qui concerne la manière de filmer, d'effectuer un montage, de disposer un jeu d'éclairage ou même d'établir un scénario). Par contre, on découvrira dans cet ouvrage tout ce qui peut avoir trait aux liaisons et branchements des divers appareils mis en œuvre en vidéo, aux réglages, aux transferts de films et diapositives sur bandes magnétiques ou aux particularités et conditions d'emploi des vidéo-cassettes. Cette liste est loin d'être limitative. En effet, l'auteur fait part dans son livre de ses multiples expé-

riences dans le domaine de la vidéo, qu'il s'agisse de copier des vidéo-cassettes, de post-sonoriser un montage ou télécommander un appareil qui ne présente pas cette particularité d'origine.

On retiendra plus particulièrement parmi les multiples sujets, que propose Ch. Darteville, le chapitre qui traite des anomalies et défauts des images enregistrées et où nombre de remèdes sont indiqués de façon à pallier de manière efficace les inconvénients qui en résultent.

Editions Radio,
9, rue Jacob,
75006 Paris.



SERVICE-LECTEURS N° 164

Le choix d'un micro-ordinateur

par H.P. Blomeyer-Bartenstein
traduit de l'allemand et adapté
par Philippe Hellman

Comment choisir un micro-ordinateur ?

Question d'actualité face à un marché en plein développement, et aux nombreux débouchés dans les domaines les plus variés ; n'a-t-on pas parlé de l'« invasion » des micro-ordinateurs dont on recense plus d'une centaine de modèles ?...

Dans cette optique, sont passées en revue la structure et les caractéristiques des micro-ordinateurs, des périphériques et des supports, les possibilités d'interfaçages, de commande et de groupement. Un chapitre particulier est réservé aux logiciels. De nombreux tableaux synthétiques étayent cette étude qui peut, par ailleurs, être utilisée comme un instrument de formation à la micro-informatique. Le lecteur trouvera en particulier à la fin de l'ouvrage un répertoire sous forme de tableau des différents matériels actuellement sur le marché.

Editions Dunod, 17, rue Rémy-Dumoncel, 75686 Paris Cedex 14.

SERVICE-LECTEURS N° 165

Astronomie et mesure du temps

par J.-J. Delcourt

Ce livre constitue un *vade-mecum* abondamment illustré traitant du phénomène physique « temps ». Les chapitres I et II couvrent les mouvements de révolution et de rotation de la Terre et les échelles de temps associées à ces mouvements.

Le chapitre III décrit essentiellement le fonctionnement des étalons de fréquence (quartz, maser à hydrogène, étalons au rubidium et au césium).

Les chapitres V et VI englobent la conception et la réalisation d'étalons de fréquence à quartz.

Un court chapitre VII évoque les synthèses de période et de fréquence, tandis qu'un original chapitre VIII traite du décodage des informations horaires disséminées par voie radio-électrique.

Le chapitre X, assez technique, s'attache à la fabrication d'une chronologie sidérale, tandis que les chapitres IX et XI s'intéressent à la description d'instruments d'aide à la mesure et au calibrage.

Editions Masson, 120, boulevard Saint-Germain, 75280 Paris Cedex 06.

SERVICE-LECTEURS N° 166

Technologie

Les résistances de précision

L'amélioration des courbes de température des résistances est en évolution constante, pour répondre certes aux tendances de l'industrie électronique ; cependant, la création de nouveaux composants stimule celle d'instruments nouveaux, irréalisables auparavant.

Nous avons déjà considéré la question de la minimisation des effets thermiques sur les caractéristiques des résistances de précision : « Electronique Applications » n° 13. Nous avons vu comment les courbes résistance-température, linéaires avec des résistances courantes, avaient pu être ramenées à des courbes présentant un état stationnaire au voisinage des températures ambiantes. Pour faire mieux, il fallait tenter de relever ces courbes vers les températures plus élevées. Ce qui est fait, avec une nouvelle famille de résistances « Thermotropic ».

Rappels théoriques

Lorsqu'une résistance évolue avec la température, le circuit dont elle fait partie subit des variations de caractéristiques incompatibles avec les performances espérées. Par contre, il est des montages qui, à première vue ne devraient pas être affectés par des variations thermiques, mais qui, en fait le sont. Citons le cas pourtant fort simple, d'un diviseur de tension.

Un tel circuit est constitué (fig. 1) par deux résistances R_A et R_B en série. Une tension E étant appliquée à l'entrée, on a à la sortie S , une tension telle que :

$$S = E \frac{R_B}{R_A + R_B} = E \frac{1}{1 + \frac{R_A}{R_B}}$$

Si les deux résistances sont de même technologie, on peut penser qu'elles suivront le même destin, et que le rapport R_A/R_B sera constant, malgré les variations de température ambiante. Cependant, la température d'un élément résistif dépend aussi de l'effet Joule. Traversées par un même courant I , ces résistances dissiperont respectivement des puissances égales à R_AI^2 et R_BI^2 , qui seront différentes.

De ce fait, les éléments résistifs subiront des élévations de températures différentes et leur rapport sera d'autant plus affecté que le coefficient de température sera plus élevé. Même dans le cas de valeurs nominales théoriquement égales, $R_A = R_B$, il existe une inévitable dispersion (coefficient de température différentiel ou « tracking »). Nous passerons sous silence les différences de températures dues aux rayonnements thermiques de composants voisins (transfos ou autres). Quoiqu'il en soit, ces effets existent toujours, sauf pour des résistances de coefficient thermique nul ce qui n'est qu'un idéal.

Les technologies nouvelles

Vers les années 60, apparut une technique nouvelle, (Vishay), qui permettait d'améliorer ces effets. Une couche de métal laminé était collée à une plaquette de céramique (fig. 2). Le circuit résistif était ensuite obtenu par photogravure. Le métal est un alliage de nickel-chrome contenant des traces d'autres corps simples qui en modifient les propriétés physiques, en

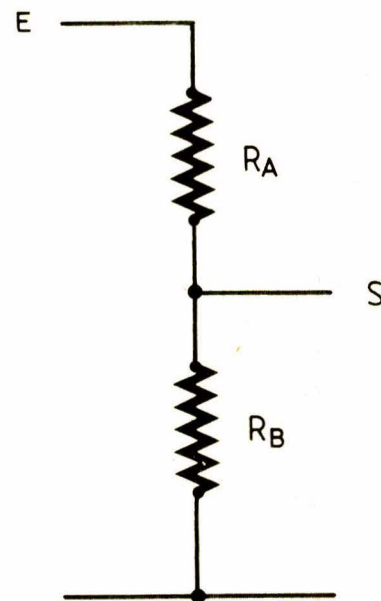


Fig. 1. — Diviseur de tension. Une tension étant appliquée à l'entrée E , on obtient à la sortie S une tension proportionnelle à E dans un rapport qui semble ne pas dépendre de la température si les résistances sont de même technologie. Cela est purement théorique, comme nous le verrons plus loin.

particulier la résistivité. Il est parfaitement stable de par sa nature, mais aussi du fait de son élaboration par laminage qui lui confère des propriétés mécaniques supérieures à celle du même alliage brut.

C'est ce qu'on désigne sous le nom de « métal massif » (« bulk metal »). Par un choix judicieux des impuretés, on peut agir sur les différentes propriétés physiques et, en particulier, électriques. La valeur résistive d'un tel circuit varie avec la température du fait de deux phénomènes :

- la résistivité varie avec la température (fig. 3 a) ;
- les dilatations du métal (α_1) et de la céramique (α_2) étant différentes, le circuit conducteur subit une dilatation différentielle dépendant de α_1 et α_2 (fig. 3 b).

En combinant ces deux effets, on peut espérer minimiser la variation de résistance en fonction de la température, au moins dans une certaine zone. Si les phénomènes étaient indéfiniment linéaires, à gauche comme à droite, une telle compensation donnerait une courbe horizontale (fig. 3 c). Les phénomènes physiques sont rarement indéfiniment linéaires.

Pour réaliser de telles résistances, le Ni-Cr a une variation de résistivité qui est courbe (fig. 4 a) cependant que la variation de longueur due à la dilatation a une allure linéaire (fig. 4 b). En combinant les deux, on obtient une courbe ayant une allure stationnaire dans le domaine des températures courantes (fig. 5).

Chacune des courbes individuelles de chaque résistance passe dans la zone de dispersion (délimitée en couleur sur cette figure).

Pour faire mieux, on a tenté de délinéariser la courbe de la figure 4 b. On y parvient en agissant sur la composition de la céramique utilisée comme support. Dans ces conditions, on peut obtenir des résistances dont la courbe de température présente deux maxima de part et d'autre d'un minimum (fig. 6, 7, 8). Dès lors, dans un domaine plus large que précédemment, la courbe est très proche d'une droite. Les différentes résistances ainsi obtenues ont des courbes voisines de droites comprises entre les pentes ± 1 ppm/°C. (fig. 6). Par sélection, on peut faire en sorte que cette droite soit une horizontale. (fig. 7), les maxima et minima étant à + 30 ppm et - 30 ppm. Dans une gamme moins étendue (25 à 95 °C) on peut limiter les écarts, par rapport

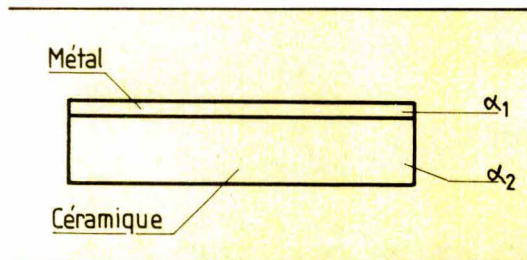


Fig. 2. – Les résistances « bulk métal » sont constituées par une couche de métal laminé collé sur un support de céramique. Le métal subit une dilatation résultante des dilatations propres à lui-même et au support.

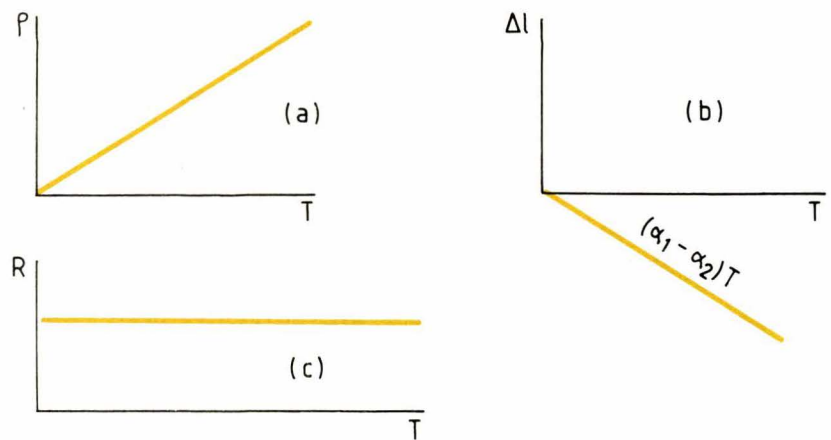


Fig. 3. – Si les phénomènes de variations de résistivité (a) et de dilatation (b) étaient indéfiniment linéaires, on pourrait, par combinaison des deux effets, obtenir des résistances à coefficient de température indéfiniment nul (c).

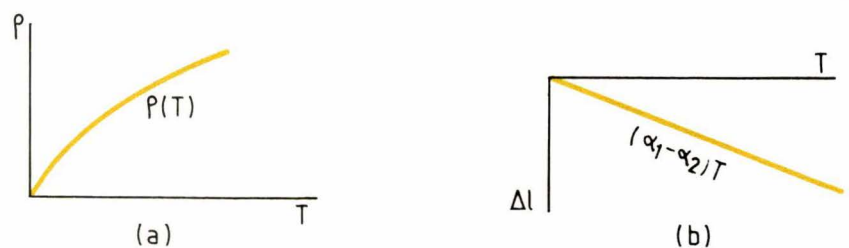


Fig. 4. – La variation de résistivité en fonction de la température est une courbe de pente positive (a). La dilatation du métal, subissant également celle du support, donne un effet résultant d'allure linéaire, à pente négative (b).

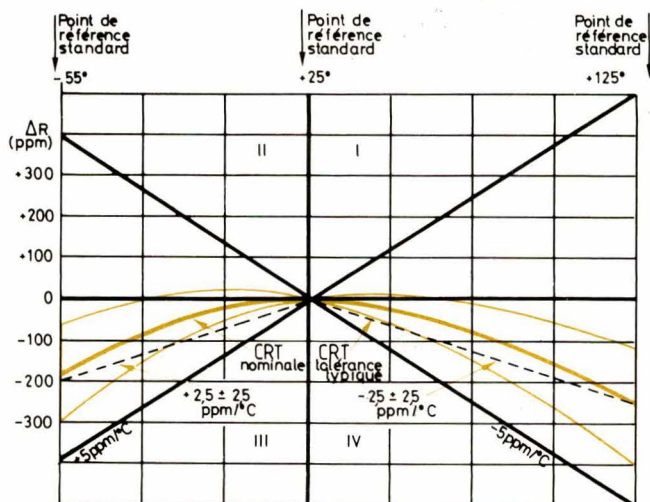


Fig. 5. — Les courbes de température des résistances S 102 C Vishay présentent une zone stationnaire au voisinage des températures ambiantes. Toutes les courbes de cette famille sont dispersées dans une zone, en couleur sur la figure.

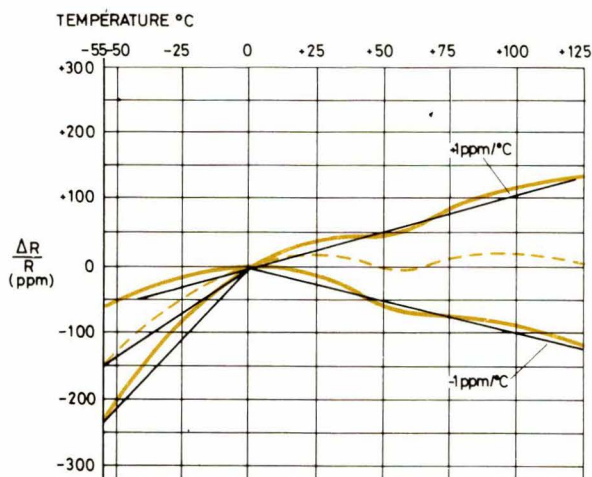


Fig. 6. — Courbes de température des résistances « Thermotropic » avec leur dispersion (± 1 ppm/°C).

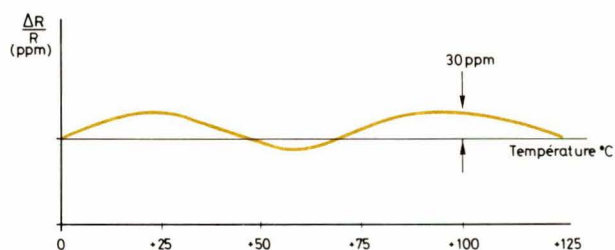


Fig. 7. — Par sélection, on peut obtenir des résistances dont la courbe de température est pratiquement horizontale de 0 à 125 °C.

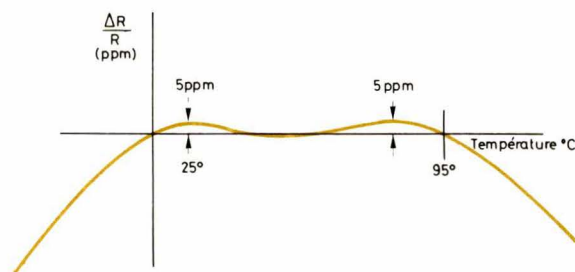


Fig. 8. — Dans un domaine plus étroit (25 à 95 °C), l'écart de la courbe peut être réduit à 5 ppm. Ces résistances trouvent leur application dans la conception de nouveaux instruments de haute précision.

à l'horizontale à 5 ppm (fig. 8). Cette zone pourrait facilement être déplacée dans un autre domaine de même amplitude.

Les résistances dont l'écart par rapport à une droite est faible jusqu'à 125 °C trouvent leurs applications dans ce domaine de températures, par exemple pour l'aérospatiale.

Les résistances dont l'écart n'excède pas 5 ppm par rapport à l'horizontale, dans le domaine 25-95 °C, sont utilisées dans les instruments de précision. Ces résistances sont désignées sous le nom de « Thermotropic ».

Lorsque l'on considère l'évolution successive des résistances, exprimée par leurs coefficients de température, on note une amélioration de l'indépendance par rapport aux effets thermiques :

- diverses techniques : 25 ppm/°C ;
- résistances type bobiné : ± 5 ppm/°C ;
- « Vishay S 102 C » : ± 2 ppm/°C ;
- technique « Thermotropic » : < 1 ppm/°C.

L'apparition de nouvelles caractéristiques technologiques a pour effet d'améliorer les performances, mais aussi de révéler des possibilités nouvelles et de permettre la conception d'instruments nouveaux.

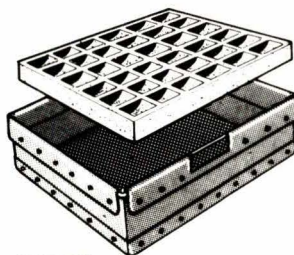
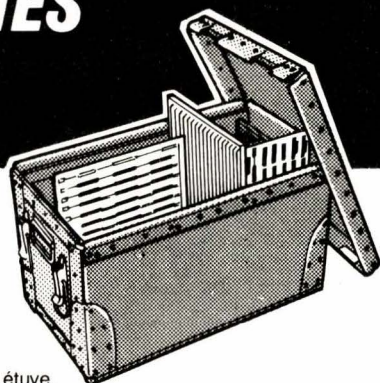
F. Zandman
J. Avril
(Société Vishay)

BACS POUR CIRCUITS IMPRIMES

- stockage
- transport
- manutention

bacs fabriqués sur mesure en matière antistatique

Excellente résistance aux températures. Peuvent convenir pour le passage des cartes en étuve.



plateaux sur mesure en thermoformage

Avec alvéoles aux dimensions précises de la pièce à conditionner.

SJM

ETUDES PARTICULIERES SUR DEMANDE

SOCIETE JURASSIENNE DE MANUTENTION

B.P. 4 - PONT-DE-POITTE

F. 39130 CLAIRVAUX-LES-LACS - TEL. (84) 48.31.50

SERVICE-LECTEURS N° 214

Les mots croisés d'« Electronique Applications »

Solution de la page 34

	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
1	F	O	U	C	A	U	L	T		C	A	P
2	O	H	R	I	D		E	O	S	I	N	E
3	U	M	A	R		D	Y	N	A	M	O	S
4	D		T	C	H	A	D		R	A	D	E
5	R	I	E	U		N	E	U	T	R	E	
6	E	N		I	C	I		P	R	O	S	E
7		D	E	T	R	E	M	P	E	S		M
8	E	U	S		I	L	E	S		A	M	I
9	V	I	S	U	E	L		A	A		I	L
10	A	T	O	N	E		A	L	I	E	N	E
11	N		R	E	S	O	N	A	N	C	E	
12	S	E	E	S		R	A		E	U	R	E

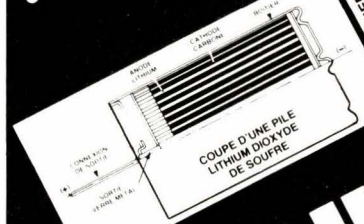
UNE NOUVELLE DIMENSION ENERGETIQUE



DURACELL®

PILES LITHIUM SO₂

- Tension nominale 3 volts
- Haute énergie 330 WH/Kg
- Hautes performances à basse température jusqu'à -54° C
- Courbe de décharge constante
- Durée de stockage 5 à 10 ans (suivant conditions)
- Totalemment hermétique (sortie verre métal)
- Puissance instantanée élevée



LITHIUM

DURACELL FRANCE
5, rue Chantecoq 92808 PUTEAUX
Tél. : 776.44.20 - Téléc. : 630423

HERRMANN & ASSOCIÉS

NOUVEAUTES

Analyseur logique

« couleur »

Cet analyseur logique (« DAS » pour son constructeur) est le premier à utiliser la représentation couleur sur un écran d'instrumentation. Des études démontrent que la couleur simplifie considérablement la tâche de l'utilisateur d'un analyseur logique. Comparée aux autres formes de codage d'informations, elle réduit de 80 % le risque d'erreur humaine. Tout particulièrement dans les domaines tels que la détection de parasites et les mesures temporelles utilisant des curseurs. Elle simplifie généralement les réglages et l'interprétation des données acquises.

Pour une analyse de données rapide, les informations de « fond » (telles les étiquettes des lignes) sont en vert. Les informations de « premier plan » (diagrammes de temps, tables d'états) sont en jaune. Les messages d'erreurs et les curseurs, en rouge, sont identifiés du premier coup d'œil. Les parasites des données acquises (en vert) sont surintensifiés.

Pour réduire les temps de réglage d'acquisition et de génération de séquences, les zones de menus programmables se distinguent aisément des zones de menus fixes.

Trois modules d'acquisition de données sont actuellement disponibles :

- 32 voies, 25 MHz en modes synchrone et asynchrone, 512 bits par voie, et deux qualificateurs d'horloges ;
- 8 voies, 100 MHz en modes synchrone et asynchrone, 512 bits par voie, des mémoires d'acquisition et de parasites séparées, et un qualificateur d'horloge ;
- 4 voies, 330 MHz en modes synchrone et asynchrone, 2 048 bits par voie. Le mode haute résolution permet de disposer de 660 MHz (résolution de 1,5 ns) sur 2 voies, avec 4 096 bits par voie.

Ces modules sont interchangeables et se combinent pour supporter une grande variété d'applications. Jusqu'à 104 voies d'acquisition sont disponibles à 25 MHz, 32 voies à 100 MHz, 16 voies à 330 MHz, et 8 voies à 660 MHz (résolution de 1,5 ns).

Le générateur de séquences offre 16 voies de sortie à 25 MHz, et deux impulsions de sortie programmables (strokes), pouvant être étendues respectivement à 48 ou 80 voies et à 10 impulsions programmables par l'addition d'un ou deux modules 32 voies. Il possède également plusieurs entrées de contrôle externes autorisant le branchement sur une interruption, et offrant de multiples possibilités d'interaction avec l'appareil sous test.

Tektronix.

SERVICE-LECTEURS N° 167

Oscilloscopes 75 MHz

« maintenance »

Voici deux oscilloscopes de classe laboratoire développés pour les utilisations de maintenance.

Cette nouvelle gamme comprend un oscilloscope simple base de temps PM 3254 et une version avec base de temps retardée PM 3256.

Tous les composants, tant électroniques que mécaniques, ont été choisis pour garantir un comportement optimal dans les conditions parfois sévères rencontrées sur le site.

Les appareils sont présentés dans un boîtier de faible encombrement offrant une excellente résistance aux chocs. De poids réduit, ils peuvent être portés facilement sur l'épaule au moyen d'une bandoulière laissant les mains libres pour le transport d'autres matériels.

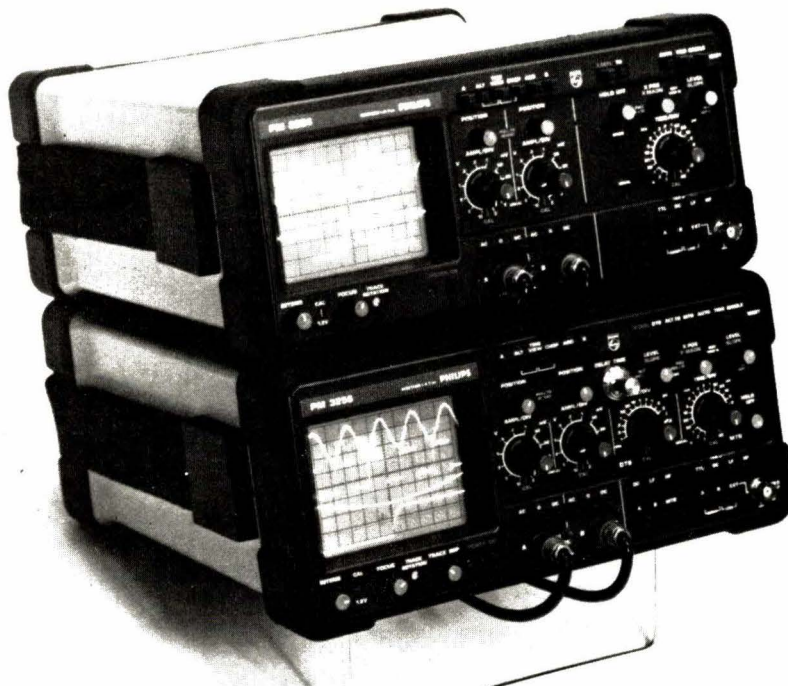
Les deux modèles offrent une bande passante de 75 MHz avec une sensibilité de 2 mV sur les deux entrées et une gamme de déclenchement des bases de temps de 100 MHz.

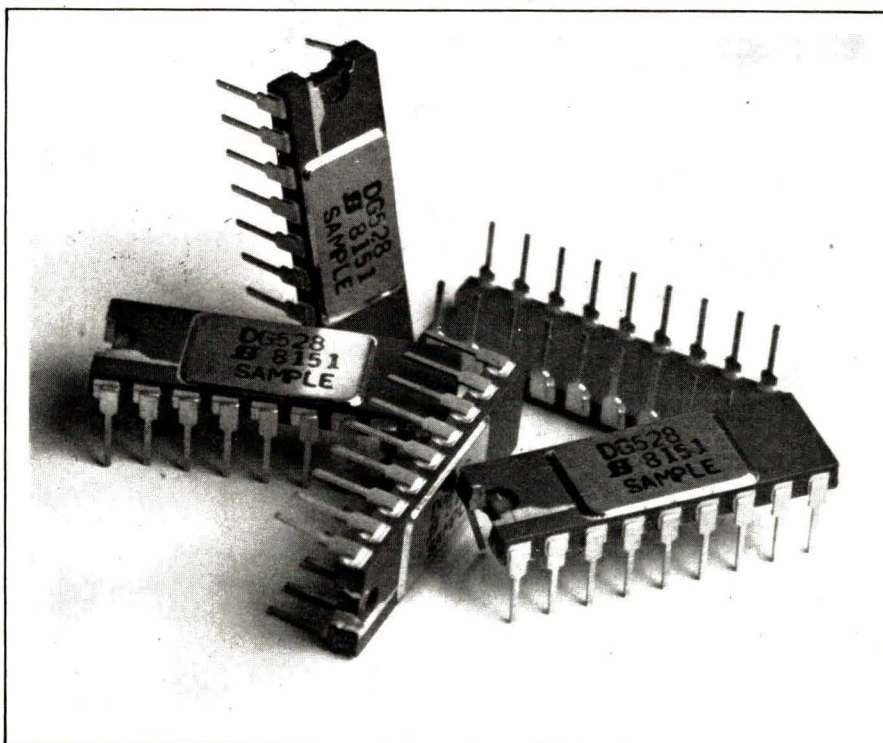
Le déclenchement est possible à partir de la voie A, de la voie B, des deux voies (mode composite) d'un signal extérieur ou du secteur. La possibilité de déclenchement TTL peut être modifiée en ECL ou TV.

La visualisation du signal de déclenchement, qui peut être utilisée comme troisième voie, accroît les possibilités des appareils. L'inversion de polarité est disponible sur les deux voies.

Philips.

SERVICE-LECTEURS N° 168





Multiplexeurs analogiques ▲

Voici deux nouveaux multiplexeurs analogiques C.MOS : les DG 528 et 529. Ce sont respectivement des multiplexeurs/démultiplexeurs 8 canaux ou deux fois 4 canaux différentiels.

Par rapport à leurs homologues DG 508/509, ils incluent tout un réseau de bascules « latch » permettant le travail direct avec un microprocesseur par connexion sur le bus sans interface. Ces produits acceptent des temps d'écriture de 300 ns et possèdent deux « reset » distincts. Le premier agit au niveau des bascules et permet la sélection d'un multiplexeur précis dans le cas de système étendu. Le second agit au niveau du multiplexeur proprement dit et intervient surtout pendant la phase d'initialisation de la mise sous tension. Ces produits sont élaborés à partir du nouveau processus C.MOS « PLUS 40 ». De ce fait, leur claquage est porté à 44 V. La RON max par canal est de 400 Ω et les temps de commutation de 1 μ s.

L'isolation OFF atteint 68 dB, les transferts de charge sont inférieurs à 10 pC et la puissance consommée est seulement de 60 mW.

Ces produits sont compatibles TTL sans résistance de pull up et le Δ Ron est meilleur que 6 %. Grâce à un système de référence interne, leur plage de fonctionnement s'étend de ± 5 V à ± 20 V. Ces produits sont compatibles en bornage avec les DG 508, 509

aux broches 1 et 18 près d'écriture et d'effacement. Ils sont tous les deux disponibles en boîtier plastique 18 broches ou cerdip céramique.

Siliconix.

SERVICE-LECTEURS N° 169

Multiplexeur optique

Ce multiplexeur disponible sous la référence HP 39301A possède huit voies en duplex RS-232C (EIA)/V24 (CCITT). Il permet de constituer des réseaux de transmission entre terminaux. Le raccordement entre deux multiplexeurs est réalisé au moyen d'un câble optique à deux voies HFBR 3100. Il est ainsi possible de relier une unité centrale quelconque à un ensemble de terminaux distants jusqu'à 1 000 m.

Du fait que les câbles métalliques sont remplacés par des câbles optiques le réseau est complètement immunisé contre les interférences électro-magnétiques, produites par la foudre, les moteurs mal anti-parasités, les décharges statiques ainsi que contre la diaphonie.

Une fibre optique ne rayonne pas, ce qui rend les interférences difficiles et la transmission des données très sûre. Il n'y a pas à blinder les câbles optiques en atmosphère explosive car ceux-ci n'émettent pas d'étincelles. Le faible poids de la fibre amène d'autre

part de sérieuses économies d'installation.

La capacité du multiplexeur HP 39301A peut atteindre 16 voies au moyen du câble d'adaptation HP 8120-3569. Chacun de ces câbles permet de brancher deux dispositifs RS-232-C ou V24 à chacune des huit entrées du multiplexeur. Chacune de ces 16 voies en duplex intégral, permet une transmission asynchrone à 19,2 kbd avec un taux d'erreurs inférieur à $1 \cdot 10^{-9}$.

Hewlett-Packard.

SERVICE-LECTEURS N° 170

Analyseur logique évolué

« ALADDIN » (« Advanced Logic Analysis Design and Development Instrument ») est plus qu'un analyseur logique, mais un instrument sophistiqué pour la conception, le développement et le test.

D'abord et avant tout, « ALADDIN » (ou « NPC 764 ») est un analyseur logique performant : 8 voies timing 100 MHz, 48 voies étant 15 MHz, avec 16 niveaux de déclenchement, format d'affichage à la demande, désassemblage, détection de parasites, possibilité de relier les conditions de déclenchement sur les différents domaines de travail (timings, états, analogiques). ALADDIN peut lui aussi avoir une voie analogique 50 MHz 8 bits, un compteur timer analyseur de signature, test de liaisons série.

« ALADDIN » est aussi un système d'acquisition qui pourra sauvegarder les données sur un mini enregistreur de disque (Floppy 5"). « ALADDIN » est aussi un contrôleur de bus IEEE. Utilisé en système de test automatique, déjà précieux par sa fonction analyse logique, il permet de supprimer le contrôleur de bus du système. Il peut piloter par exemple un multimètre, un fréquencemètre, un standard de tension, un analyseur de spectre, etc.

« ALADDIN » est enfin un micro-ordinateur autonome d'une capacité de 48 K, avec une mémoire de masse intégrée (mini disquette), un clavier ASCII, un grand écran 9", un accès par CP/M (Control Process Monitor).

Paratronics-Eurotron.

SERVICE-LECTEURS N° 171

Micro-ordinateur

Le micro-ordinateur « Boîte Noire » 3/20 est un matériel d'usage général, conçu pour tous domaines d'application, la gestion commerciale, industrielle, etc.

Equippé d'origine avec deux disques souples d'une capacité de 500 K-octets, la « Boîte Noire » 3/20 se prouve un ensemble répondant aux besoins des utilisateurs, que ce soit en mono ou bien en multipostes.

La présentation des « Boîtes Noires » a été agencée autour d'un thème commun, offrant ainsi une intégration harmonieuse dans l'environnement quotidien de l'utilisateur. La composition compacte et attrayante du boîtier, le fonctionnement en milieu ordinaire, sans alimentation électrique spéciale ni climatisation, permettent d'implanter la « Boîte Noire » exactement là où l'utilisateur le désire.

L'architecture technique des « Boîtes Noires » permet de les configurer avec la plus grande souplesse et assure l'adaptation souple aux besoins évolutifs de l'utilisateur. Chaque machine peut ainsi supporter jusqu'à 512 K-octets de mémoire centrale RAM, accéder 16 ports série I/O, et interfacer le bus parallèle IEEE 488.

Toutes les « Boîtes Noires » supportent les différents logiciels de développement standard du marché, ce qui permet une portabilité totale sur l'ensemble de la gamme.

La disponibilité des langages de haut niveau, tels que BASIC, FORTRAN, PASCAL, COBOL et PL/1 garantit la valeur de l'investissement en offrant un large choix dans la conception du logiciel et l'accès facile à tous logiciels sous CP/M et MP/M disponibles sur le marché.

RAIR

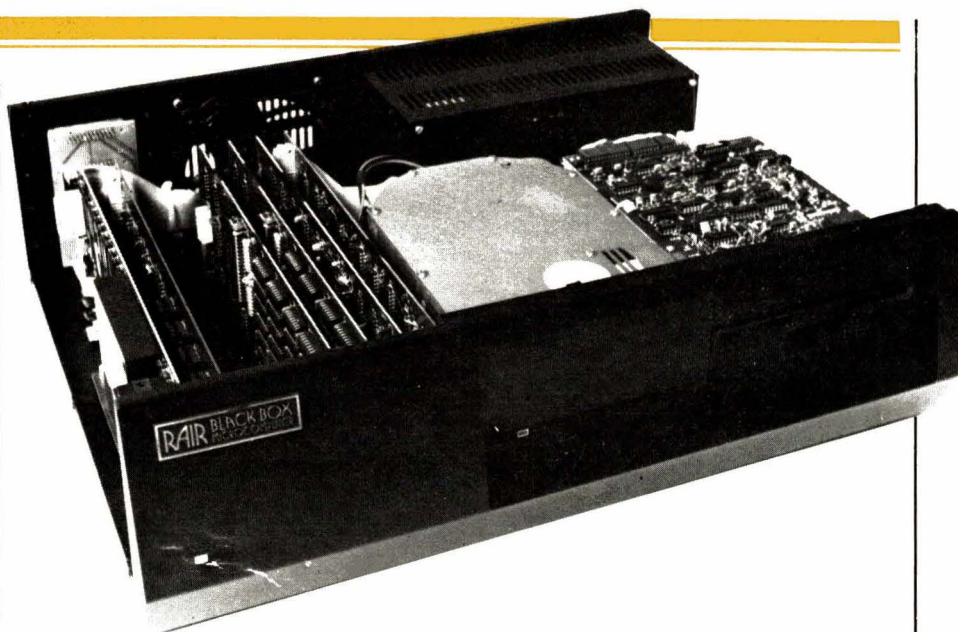
SERVICE-LECTEURS N° 172

Générateur de signaux arbitraires

Cet appareil est un générateur de signaux arbitraires qui garde toutes les possibilités d'un générateur de fonction standard.

Basé sur un microprocesseur, il permet d'entrer une série de niveaux de tension jusqu'à 1 024 points avec une résolution en amplitude de 4 000 points.

Ces points peuvent être entrés manuellement, par l'interface IEEE ou par le programmeur interne.



Une fonction d'interpolation assure un lissage numérique de la courbe. Chaque segment peut être défini, soit en durée totale, soit par le nombre de points ou en incrément de tension.

Neuf registres de stockage et un programmeur interne permettent de stocker jusqu'à 360 pas de programme.

Les signaux arbitraires produits trouvent de nombreuses applications dans les domaines biologiques, biomédicaux, tests mécaniques et électriques.

Krohn-Hite.

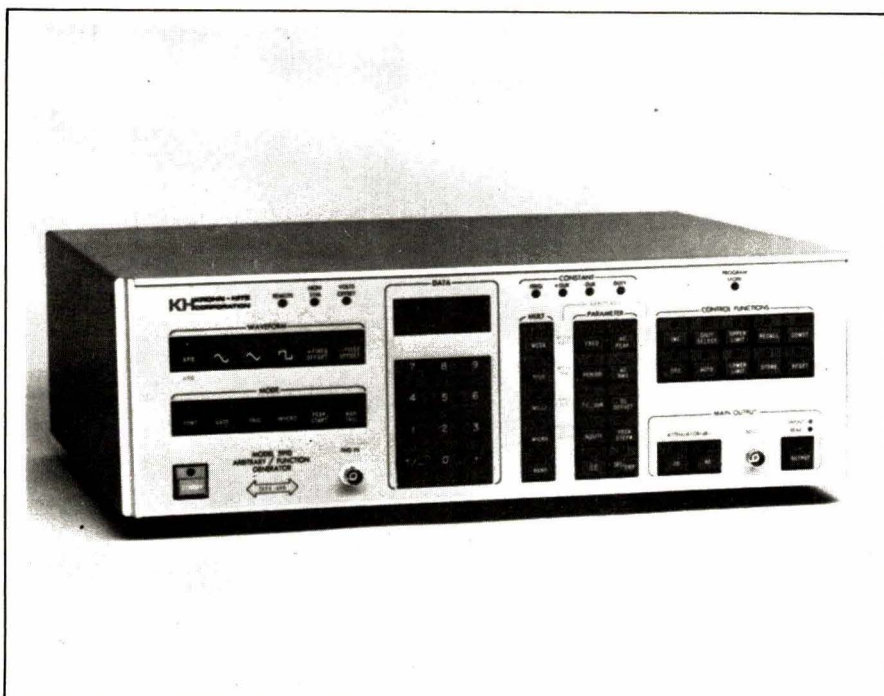
SERVICE-LECTEURS N° 173

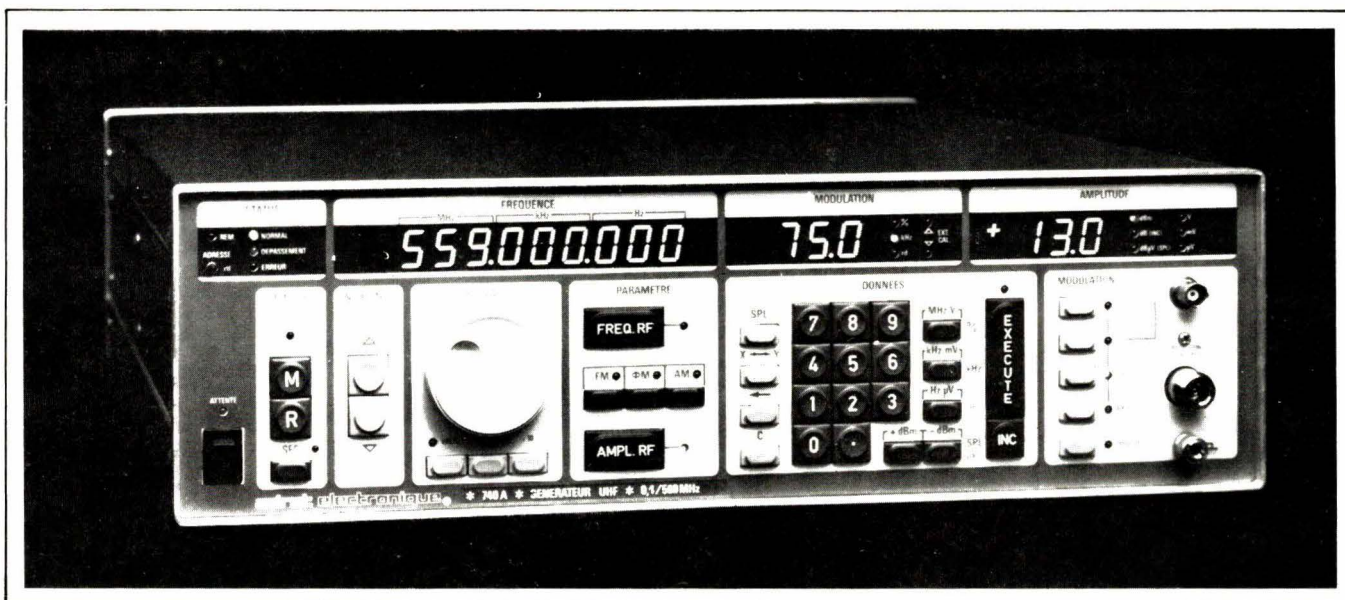
Générateur-synthétiseur

Le générateur synthétiseur 740 A est un instrument dans lequel sont mis à profit les derniers progrès des techniques de synthèse de fréquence et de gestion par microprocesseur.

La fréquence RF, couvrant la gamme 100 kHz à 1 120 MHz (doubleur en option, à partir de 560 MHz) est obtenue par un synthétiseur de fréquence au pas de 10 Hz, réferé à un pilote à quartz qui lui confère à la fois stabilité, précision et pureté spectrale.

Les circuits de sortie et de modulation ont été étudiés de manière à satisfaire les exigences des mesures en radio-communication avec modula-





tion d'amplitude, de fréquence, de phase, atténuateur de précision et protection électronique de la sortie. En option, un modulateur d'impulsion est disponible.

La grande souplesse d'utilisation est due au microprocesseur qui gère les commandes du panneau avant, et permet la programmation intégrale de toutes ces commandes par le BUS IEEE 488.

Une innovation remarquable dans ce type de matériel est apportée par une commande « Execute », qui constitue un avantage essentiel en ce qu'elle permet :

- la préparation d'une configuration nouvelle sans interrompre un programme en cours,
- le test d'un programme complet avant son introduction en mémoire,
- le passage d'une configuration à une autre sans configuration intermédiaire parasite ou indésirable.

D'autres perfectionnements caractérisent le 740 A :

- entrée de tous les paramètres de fonctionnement par clavier numérique et par roue codeuse au choix de l'utilisateur,
- mise en mémoire non volatile de 40 configurations complètes simplifiant énormément les tâches de routines sur bancs de tests,
- affichage très lumineux et largement dimensionné permettant une lecture aisée quelles que soient les conditions de luminosité ambiante.

Adret.

SERVICE-LECTEURS N° 174

Indicateur numérique

Voici un nouvel indicateur numérique 20 000 points, le « 2520 », à affichage LED de 14,2 mm, dans un boîtier norme DIN 96 x 24 et alimenté en 5 Vcc.

Dans sa version standard, l'appareil est présenté en 3 gammes : 2 V, 20 V et 200 V pleine échelle soit une résolution de 100 μ V, avec une véritable entrée différentielle, une résistance d'entrée de 1 G Ω , un courant d'entrée de 1 pA et un coefficient de température de $7 \cdot 10^{-5}/^{\circ}\text{C}$ de la lecture.

En standard, est également disponible une sortie BCD série.

En option, et toujours dans le même boîtier, le 2520 peut recevoir une carte amplificateur avec une résolution de 1 μ V ou une carte sortie BCD parallèle.

La carte amplificateur permet également des décalages importants de zéro et de pleine échelle.

Newport.

SERVICE-LECTEURS N° 175

Circuits diviseurs

Cette série de circuits intégrés en technologie C.MOS comporte cinq modèles qui divisent par 5 ou 6, 50 ou 60, 100 ou 120, 300 ou 360 et 3000 ou 3600 selon l'état logique haut ou bas de la broche de sélection.

L'entrée accepte directement un signal sinusoïdal ou géométrique d'une

fréquence quelconque inférieure à 60 kHz avec une alimentation de 5 V et 120 kHz en 10 V. Cette fréquence limite étant proportionnelle à la tension d'alimentation, on voit qu'elle est de 220 kHz à 18 V, maximum du VDD.

Une faible consommation, un fonctionnement statique, une haute immunité au bruit font de ces diviseurs des éléments particulièrement attrayants.

Une application typique consiste à utiliser les 50 Hz du réseau et à commander un compteur en sortie afin de mesurer la durée d'utilisation d'un appareil et donc de procéder avec une bonne précision dans le temps aux opérations de maintenance.

ISC France.

SERVICE-LECTEURS N° 176

Interface IEEE 488

Voici un nouvel interface IEEE 488 qui est, désormais, disponible en Europe. Sa conception récente lui permet de franchir un nouveau pas dans le domaine de la programmation des alimentations stabilisées par calculateur.

Elle peut, grâce à sa grande souplesse d'utilisation, télécommander de nombreux appareils : alimentations de laboratoire, charges électriques, blocs fonctionnels à découpage.

Les deux tensions analogiques délivrées par chaque carte coupleur peuvent, en outre, piloter tous les appareils admettant une tension de

télécommande située dans la plage de 3 à 10 V.

Ses performances électriques répondent aux nécessités courantes des bancs des tests automatiques actuels et dépassent celles des principaux fabricants internationaux.

Quelques autres possibilités supplémentaires le distinguent particulièrement :

- deux connecteurs montés en parallèle permettent de le raccorder aux BUS correspondant aux normes IEEE 488 et CEI625C 42910 (disparition de l'adaptateur propre aux interfaces mono-connecteur) ;
- ses éléments constitutifs de base sont modulaires : boîtier plus alimentation, carte maîtresse et cartes coupleurs.

Sodilec.

SERVICE-LECTEURS N° 177

Mesureur de niveau

Ce nouveau système permet d'effectuer un grand nombre de mesures, jusqu'à 32,5 MHz, automatiquement et avec une grande précision sur les multiplex analogiques.

Les possibilités essentielles du système HP 3046A sont les suivantes :

- mesure automatique du niveau des pilotes du signal de test, de fuite des porteurs et de bruit ;
- contrôles à une fréquence unique ou selon un plan de répartition de fréquences connu sur un groupe de voies complet ;
- mesure de la dégradation de la transmission, en terme de gigue de phase, bruit pondéré (avec signal) et bruit impulsif.

Ce système est constitué d'un volt-mètre sélectif HP 3586A/B, d'un ordinateur de table HP-85F et d'un logiciel d'application, le synthétiseur de poursuite HP 3336A/B pouvant être fourni en option.

Les différentes bandes passantes utilisables : 20, 400 et 3 100 Hz permettent la réjection des signaux et bruits indésirables. Un filtrage de pondération psophométrique est également utilisable. Les mesures de niveau des signaux de test sont réalisables avec une précision de $\pm 0,2$ dB entre + 20 dBm et - 120 dBm. La résolu-

tion en fréquence, de l'ordre de 0,1 Hz, permet un accord précis.

L'exploitation ne nécessite aucune formation particulière. Le paramétrage et l'exécution des mesures sont effectués interactivement après définition d'un menu. La configuration de mesure ainsi déterminée peut être sauvegardée, pour utilisation ultérieure sur la cartouche de bande magnétique interne du HP-85F.

L'un des avantages majeurs de ce système est constitué par ses exceptionnelles possibilités d'édition. Les résultats de mesure peuvent être conservés sous forme de graphique tracé sur papier, procurant ainsi rapidement une bonne visibilité sur les conditions de fonctionnement du système testé.

Hewlett-Packard.

SERVICE-LECTEURS N° 178

Transistors germanium

Malgré les apparences, il existe encore des applications où le transistor au germanium n'a pas d'équivalent. Lansdale, qui est l'un des rares fabricants encore en activité témoigne de sa confiance en lançant de nouveaux produits.

Les transistors de la série MP 9 100/9 300 ont un courant collecteur continu de 150 A et VCB de 80 à 120 V selon le modèle. Leur dissipation totale est de 170 W à 25 °C avec

une résistance thermique de 0,5 °C/W entre la jonction et le boîtier (TO36).

Il faut noter que le gain est compris entre 50 et 150 sous 50 A/2 V et est supérieur à 8 sous 150 A/2 V. La tension de saturation collecteur-émetteur est inférieure à 0,5 V avec un I_c de 150 A et un I_b de 20 A. Seul le germanium permet ces performances.

Lansdale – ISC France.

SERVICE-LECTEURS N° 179

Détecteur pyroélectrique

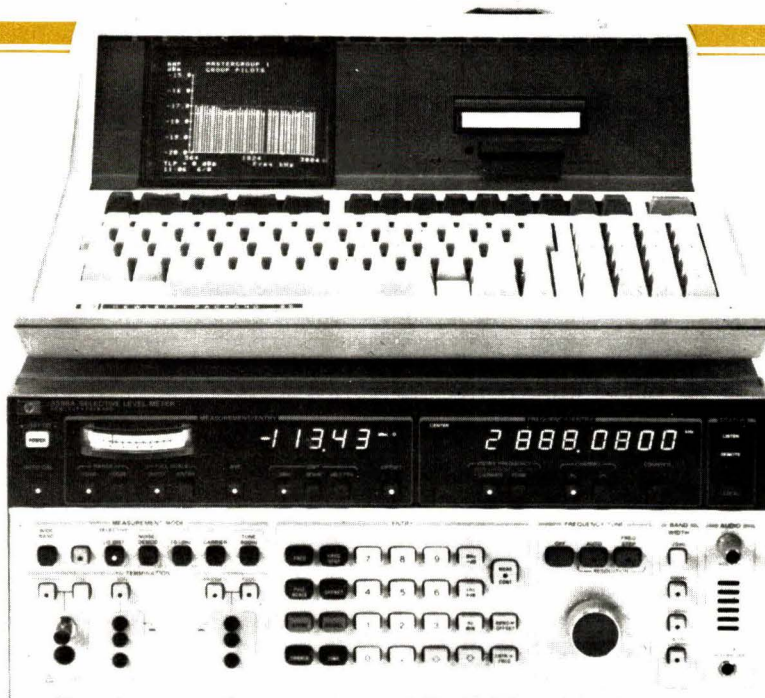
Le « 408 » est un détecteur pyroélectrique infrarouge constitué d'un senseur et d'un amplificateur de courant à entrée FET montés sur un même substrat avec une résistance de très forte valeur. L'ensemble est monté dans un boîtier TO 5 hermétique.

La fenêtre peut être en germanium, en silicium, en beryllium ou en matériau traité afin de filtrer la lumière visible.

L'élément senseur est une couche mince de tantalate de lithium.

L'utilisation d'un détecteur infrarouge intégré avec un amplificateur de tension présente les avantages suivants :

- le gain du détecteur dépend de la valeur de la résistance de contre-réaction, il peut donc être très élevé ;
- la réponse en tension est indépen-



dante de la surface sensible du détecteur ; elle est aussi généralement indépendante de la fréquence de modulation ;

– le signal de sortie présente un rapport signal sur bruit légèrement inférieur à celui que l'on aurait obtenu avec un amplificateur de tension.

La surface sensible du « 408 » est de 2 mm de diamètre. Avec une fenêtre en germanium 10,6 microns, la réponse en tension à 10 Hz est de 100 000 V/W, le NEP est de $7,4 \times 10^{-10} \text{ W/}\sqrt{\text{Hz}}$ et le D de $2,3 \times 10^8 \text{ cm}\sqrt{\text{Hz/W}}$.

La tension d'alimentation peut aller de 5 à 15 V et la consommation est inférieure à 2 mA. La stabilité en température est de + 0,2 °C et celle-ci peut varier de – 55 °C à + 125 °C.

Eltec-ISC-France.

SERVICE-LECTEURS N° 180

Isolants thermo-conducteurs

Ces isolants sont réalisés à partir d'un matériau électriquement isolant possédant une conductivité thermique élevée. Le matériau de base se présente en feuilles silicones chargées de nitrate de bore.

Les isolants sont proposés en versions standards découpées pour les boîtiers TO 3, TO 220, TO 66, et les semi-conducteurs de puissance (diodes, thyristors...).

Ils sont également disponibles dans plusieurs épaisseurs, permettant un ajustement précis aux conditions

d'utilisation (tension d'isolement et résistance thermique).

Ces isolants présentent une résistance thermique très inférieure à celle des isolants classiques en mica utilisés avec une graisse dissipatrice au silicone. Ils ne sont pas fragiles et supportent des pressions de serrage importantes sans risque de rupture.

Denka-Souriau.

SERVICE-LECTEURS N° 181

Multimètre numérique

Ce multimètre, plus particulièrement adapté à la fonction « électriciens » grâce à ses calibres 200 V alternatifs basse impédance (supprimant le risque des tensions parasites) et 10 A (entrée directe), élargit la gamme des multimètres numériques constituée déjà des appareils BIP 7000 et M 6000.

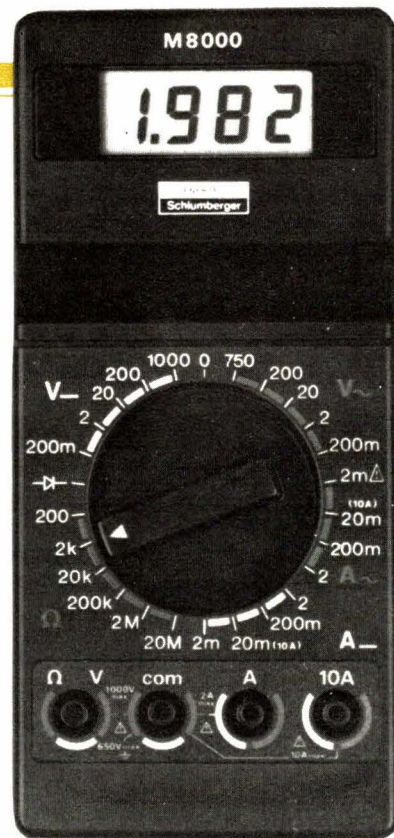
Les nombreuses fonctions (I et A alternatif et =, Ω , test de diode) sont un atout. Son autonomie (1 500 h), ses sécurités (cordons, fusibles et protections internes), ses accessoires (sonde de température, pinces ampèremétriques, shunts, sacoche de transport) lui confèrent immédiatement un intérêt appréciable.

Présenté en boîtier moulé particulièrement résistant, son unique commutateur (fonctions et calibres) a été spécialement conçu pour l'utilisateur : lisible, pratique, facile.

Enfin, la lecture par un afficheur LCD (3 1/2 digits) éprouvé supprime toute ambiguïté de lecture.

Ses principales caractéristiques sont les suivantes :

– V alternatifs et = 100 μV – 750 V ;



- ▲
- I alternatifs et = 1 μA – 10 A ;
- Ω : 0,1 Ω – 20 M Ω ;
- test diode : résolution 1 mV ;
- calibre électricien : 200 V sous 100 k Ω ;
- alimentation : pile alcaline 9 V.

Enertec.

SERVICE-LECTEURS N° 182

Circuit prédiffusé

« polyvalent »

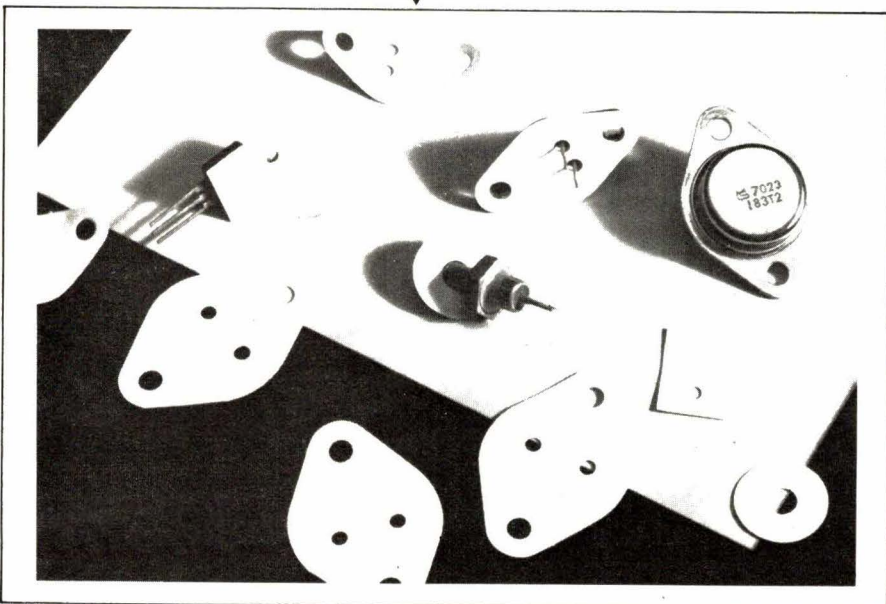
Le circuit prédiffusé « Poly-Use » a été conçu pour réduire au maximum les délais de conception de circuits, en facilitant la tâche de l'utilisateur, aussi bien au stade maquette électrique (par utilisation de « kit-parts » de macrocomposants) qu'au stade d'interconnexions.

Il permet la réalisation d'une vaste gamme de composants à la demande utilisant l'électronique linéaire.

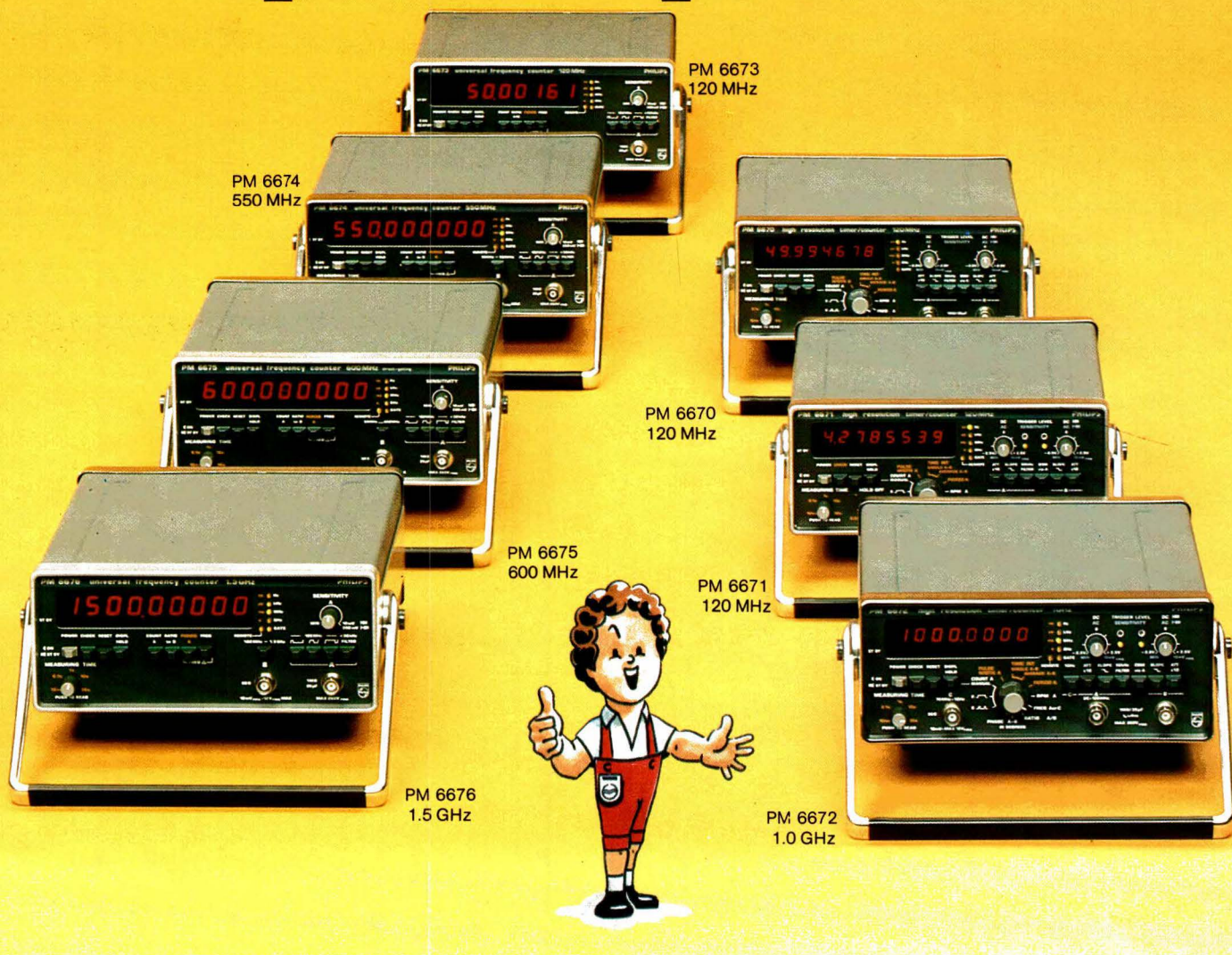
L'emploi de 2 couches de métallisation permet, entre autres avantages, une implantation sur grille. Une seule de ces 2 couches constitue l'interconnexion du circuit, l'autre couche étant banalisée. Cette solution permet de ne pas pénaliser les délais d'implantation et de réalisation, tout en assurant un taux d'utilisation de l'ordre de 80 %.

Thomson-Efcis.

SERVICE-LECTEURS N° 183



Compacts... et performants.



Fréquencemètres universels réciproques (PM 6673/74/75/76)

- Résolution contrôlée par microcalculateur
- Déclenchement fiable
- Choix de 5 versions de l'oscillateur de base de temps
- Excellente protection contre les interférences.

Compteurs-fréquencemètres haute résolution (PM 6670/71/72)

- Précision élevée en fréquence
- Mesure de temps haute résolution
- Choix de 5 versions de l'oscillateur de base de temps
- Mesure de multi-salve moyenne, de phase et de vitesse de rotation.

Les modèles PM 6671/72/73/74/75/76 sont programmables (IEC 625/IEEE 488) et peuvent être équipés d'options : sortie BCD, sortie analogique, batterie interne rechargeable...

Responsable du produit :
Jean-Pierre Toulon. (1) 830.11.11



Regarder 0276 M18/82



Mesure

PHILIPS

La réflexion et le concret

Philips Science et industrie

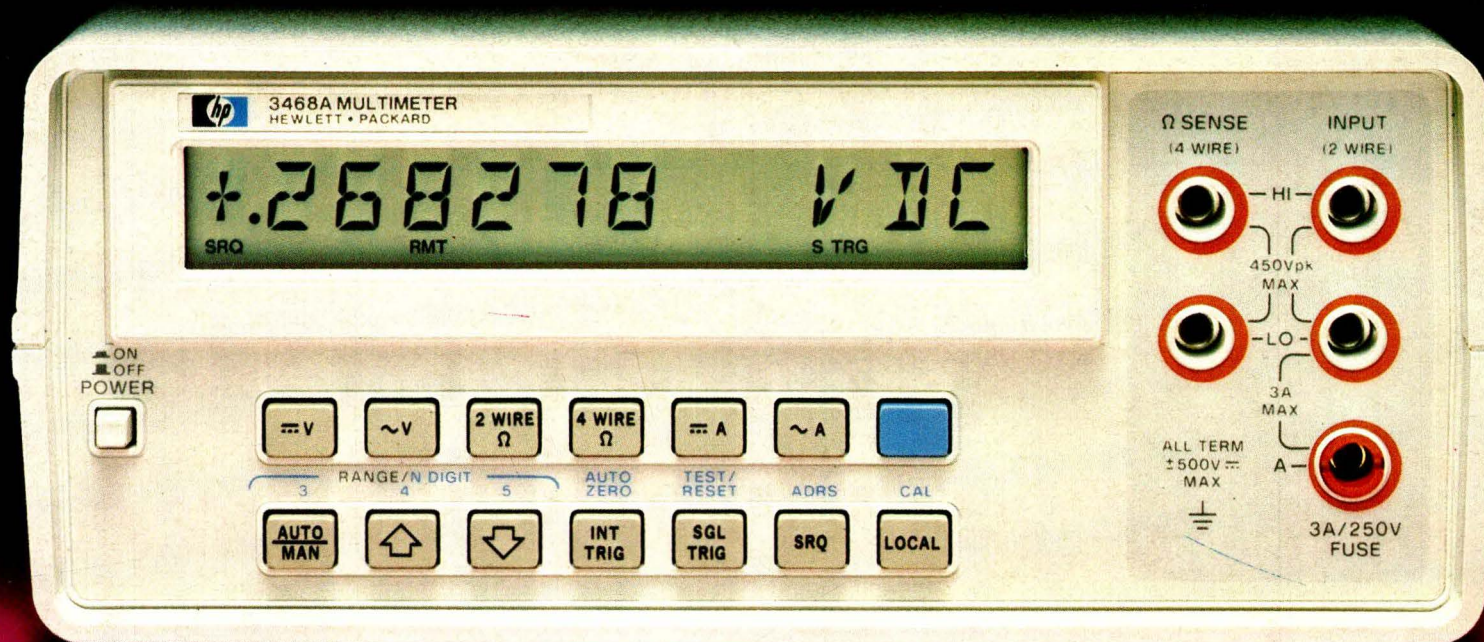
Division de la S.A. PHILIPS INDUSTRIELLE ET COMMERCIALE

BOBIGNY 93002 Cedex - 105, rue de Paris - B.P. 62 - (1) 830.11.11
LILLE 59014 - 47, rue Barthélemy Desespaul - (20) 06.92.24
LYON 69009 - 25, avenue des Sources - (7) 835.70.00

MARSEILLE 13011 - Traverse de la Montre - La Valentine - (91) 44.00.60
NANTES 44471 - B.P. 75 - Carquefou Cedex - (40) 49.11.27
STRASBOURG/NANCY 67000 - 6, rue de Niederbronn - (88) 36.18.61

SERVICE-LECTEURS N° 202

TOULOUSE/BORDEAUX 31017 - 25, bd Silvio Trentin - (61) 47.75.52
AFRIQUE et OUTRE-MER : PARIS 75008 - 33, rue La Boétie - (1) 225.00.80



Le nouveau 3468A de HP : un multimètre numérique économique... Mais aussi, la possibilité de réaliser économiquement des systèmes automatiques sur table.

Le nouveau 3468A de HP n'est pas seulement un multimètre économique à 5 1/2 chiffres de hautes performances. C'est le premier instrument équipé du HP-IL (Boucle d'Interface Hewlett-Packard)... une interface économique qui permet de programmer le 3468A avec un calculateur de poche très répandu : le HP 41. On peut, aujourd'hui, effectuer automatiquement des mesures de tension, de courant ou de résistance; le HP 41, quant à lui, pourra traiter les résultats pour effectuer une analyse statistique ou donner une lecture directe en unités physiques. Mieux encore : vous pourrez ajouter une imprimante afin d'obtenir une sortie sur papier et cassette pour un chargement rapide des programmes ou l'enregistrement des données.

Meilleur coût d'achat, meilleur coût de propriété.

Comparé au prix du HP 3468A, celui des autres multimètres numériques de sa catégorie paraît excessif. Pour 6234 F HT seulement au 1.5.82, vous disposerez d'un multimètre numérique de 5 1/2 à 3 1/2 chiffres (avec possibilité de sélection) couvrant la gamme de 0,3 V = à 300 V à pleine échelle, avec une sensibilité de 1 µV. Il mesure les tensions efficaces vraies jusqu'à 3 A, enfin les résistances en montage

deux fils ou quatre fils. En option, il existe également un module d'alimentation sur batterie, sans oublier les possibilités sans coût supplémentaire qu'offre le nouveau HP-IL. Avec le HP 3468A, le coût de propriété est également réduit. Un étalonnage électronique rapide supprime la nécessité de potentiomètres et améliore le coût de l'étalonnage. Parce qu'un grand souci de fiabilité a présidé la conception même du HP 3468A, celui-ci se place au rang des meilleurs multimètres numériques que HP ait produits. Résultat : un fonctionnement à faible puissance et un minimum de composants.



HP-IL : une interface pour les systèmes de table ou portables.

HP-IL, c'est la Boucle d'Interface Hewlett-Packard; une interface série souple et extensible pour les petits systèmes économiques fonctionnant sur batterie. Sa structure simple en boucle fermée permet un montage rapide et facile.

Ses caractéristiques d'affectation automatique des adresses et d'identification des dispositifs accélèrent la programmation.

L'interface HP-IL confère une nouvelle dimension à l'instrumentation HP et permet de disposer, en laboratoire ou en exploitation, d'une automatisation pour un coût réduit.

Avec le HP 41, vous êtes déjà sur la bonne voie

Autour du HP 41, vous pouvez construire très rapidement un système de table automatisé et économique : avec le module d'interface HP-IL et le multimètre numérique, vous pouvez commencer.

Pour avoir des renseignements supplémentaires sur le multimètre numérique HP 3468A, contactez :
Christian JEANNE, au poste 12-12,
Hewlett-Packard France, 91947 Les Ulis
Cedex, tél. : (6) 907.78.25.

SERVICE-LECTEURS N° 203

Quand la performance se juge aux résultats.



**HEWLETT
PACKARD**