

ELECTRONIQUE

APPLICATIONS

visu



Hervé Tixier

Bimestriel N° 33 - 21 F Décembre 1983-Janvier 1984

SUISSE : 7,50 FS - TUNISIE : 2 415 MIL. : CANADA : CAN \$ 3,50 ESPAGNE : 450 PESETAS - BELGIQUE : 170 F.B.

Famille SAB 8086 jusqu'à 10 MHz En production de masse

Les composants microprocesseurs ayant une fréquence d'horloge de 10 MHz augmentent considérablement les performances des systèmes microprocesseurs.

Les composants suivants sont produits en grandes quantités:

	5 MHz	8 MHz	10 MHz
SAB 8086	✓	✓	✓
SAB 8282	✓	✓	✓
SAB 8283	✓	✓	✓
SAB 8284A	✓	✓	✓
SAB 8286	✓	✓	✓
SAB 8287	✓	✓	✓
SAB 8288	✓	✓	✓
SAB 8289	✓	✓	✓

Nos microprocesseurs sont fabriqués en technologie Mymos qui offre davantage de performances. Cela assure au client le maximum de fiabilité dans ses applications:

- Les tests présentés sur l'abaque de Shmoo

montrent les caractéristiques électriques particulièrement performantes du SAB 8086.

- Le rigoureux système d'assurance de qualité de Siemens répond aux standards mondialement reconnus MIL 883 et garantit à chaque composant la meilleure qualité.

Autres nouveautés:

La famille du composant SAB 80286 et notre ADMA SAB 82258 (8 Moctets/s) présentent de hautes performances.

Pour tout renseignement, veuillez écrire ou téléphoner à:

Siemens S.A. Service Composants Actifs

BP 109

F-93203 Saint-Denis Cedex 01

Tél.: (1) 820-61-20

Mot-clef: SAB 8086

**Composants microprocesseurs
le bon interlocuteur, Siemens**

B 8309.102

**Abaque de Shmoo typique
du SAB 8086-1-C à +70°C**

VCC ↑

7

6

5

4

3

Plage de fonctionnement =
plage de sécurité

Plage de fonctionnement
selon les spécifications techniques

10 MHz

DESSOUDEZ VITE ET FACILE.



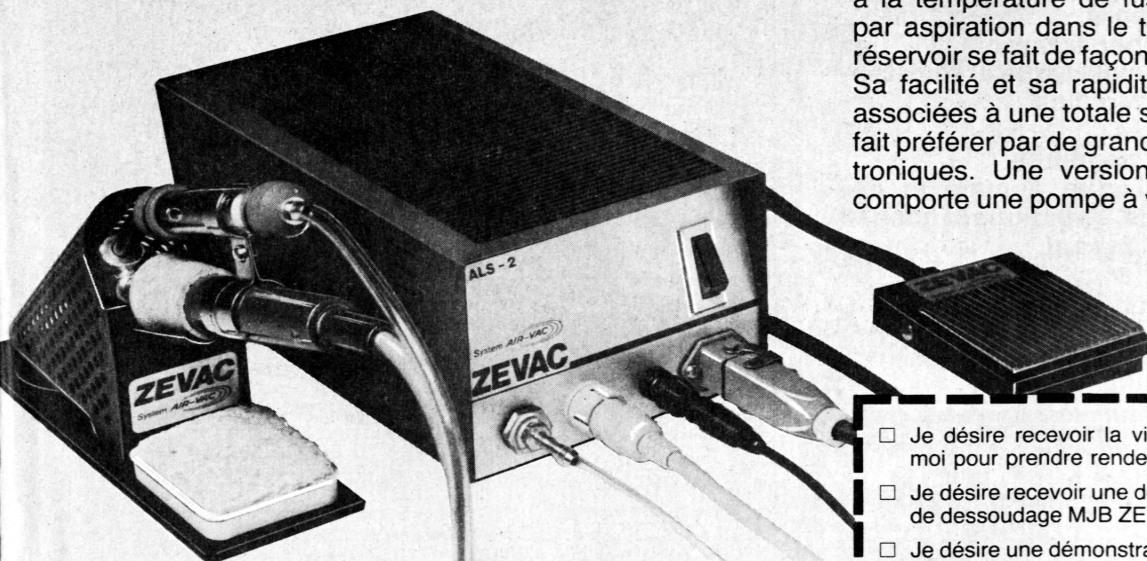
En électronique moderne, dessouder des composants défectueux ou mal insérés doit s'effectuer sans endommager ni les autres composants de valeur, ni les circuits imprimés dont le coût n'a cessé de croître depuis plusieurs années.

Le dessoudeur ZEVAC ALS 2 réalise parfaitement le dessoudage des cartes «simple face», trous métallisés et multi-couches.

Il a été conçu pour les tâches les plus délicates, notamment dans la technologie MOS, et est ainsi équipé d'un transformateur d'isolement 220 V/24 V et d'un dispositif d'égalisation de potentiel.

Tout le parcours de la soudure est maintenu à la température de fusion. Le remplissage par aspiration dans le tube-verre servant de réservoir se fait de façon visible, en continu.

Sa facilité et sa rapidité de fonctionnement associées à une totale sécurité d'emploi l'ont fait préférer par de grands constructeurs électroniques. Une version autonome ALS 2P comporte une pompe à vide incorporée.



mjb ZEVAC

153, AV. JEAN-JAURÈS
93307 AUBERVILLIERS CEDEX
TÉL.: 834.27.32

- ☐ Je désire recevoir la visite d'un spécialiste MJB. Téléphonez-moi pour prendre rendez-vous.
- ☐ Je désire recevoir une documentation complète sur les systèmes de dessoudage MJB ZEVAC.
- ☐ Je désire une démonstration du dessoudeur ALS 2. Voici mes coordonnées:

Nom : _____ Prénom : _____

Société : _____

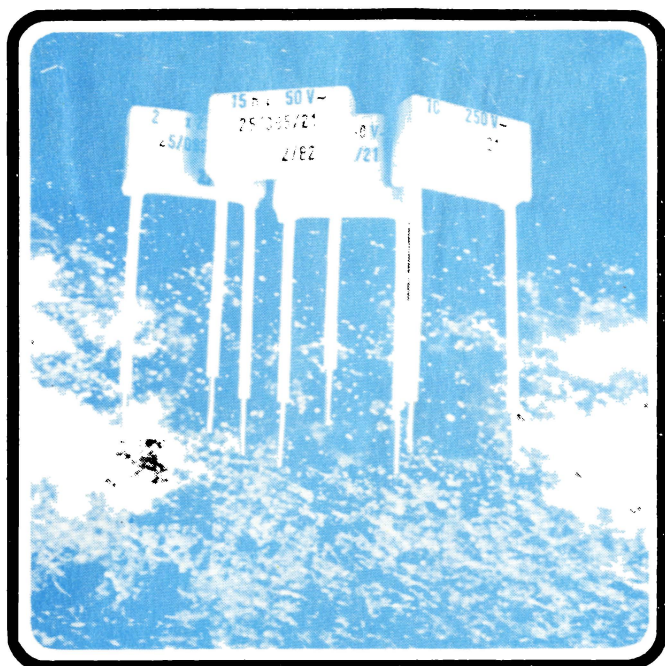
Fonction dans la Société : _____

Adresse : _____

Téléphone : _____

MJB 153, av. Jean-Jaurès, 93307 Aubervilliers Cedex - Tél.: 834.27.32

SERVICE LECTEURS N° 282



Nos fournitures : une gamme complète de composants électroniques :

Condensateurs à feuille isolante en polystyrène, polyester et polypropylène.

Condensateurs en disque ronds et rectangulaires.

Trimmers céramiques en disques de 7 et 10 mm.

Condensateurs antiparasites.

Condensateurs électrochimiques en aluminium.

Condensateurs de puissance, de marche et de démarrage de moteurs.

Condensateur de compensation.

Résistances à couche métallique et résistances bobinées fixes et mobiles.

Interrupteurs et touches.

Plaquettes de circuits imprimés.

Renseignez-vous sur notre gamme et demandez nos prospectus, en indiquant quelles fabrications vous intéressent.



**Votre partenaire pour
composants passifs**

Exporteur: **elektronik**
export-import

DDR-1026 Berlin, Alexanderplatz 6
Haus der Elektroindustrie

**Représentant de commerce
inter composants**
9. Impasse des Petit-Marais
GENNEVILLIERS PORT

SERVICE-LECTEURS N° 302



ELECTRONIQUE APPLICATIONS **visu**

ELECTRONIQUE APPLICATIONS

est une publication bimestrielle

de la Société Parisienne d'Édition

Société anonyme au capital de 1 950 000 F

Siège social : 43, rue de Dunkerque, 75010 Paris

Direction - Rédaction - Administration - Ventes :

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

Tél. : 200.33.05 - Télex : PGV 230472 F

Copyright 1983 - Société Parisienne d'Édition

Dépôt légal : Novembre 1983 N° éditeur : 1162

Président-Directeur Général,

Directeur de la Publication : Jean-Pierre Ventillard

Rédacteur en chef : Jean-Claude Roussez

Coordinateur technique : Jean-Marc Le Roux

Maquette : Michel Raby

Couverture : Gilbert L'Héritier

Ce numéro a été tiré à 56 000 exemplaires

Abonnements :

2 à 12, rue de Bellevue, 75019 Paris.

1 an (6 numéros) : 102 F (France) - 137 F (Etranger).

Publicité :

Société Auxiliaire de Publicité - Tél. : 200.33.05

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

Responsable international de la publicité :

Michel Sabbagh

Chef de publicité : Francine Fohrer

« 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

Imprimeries Edicis-Evry et Edicis-Aulnay

33

Réalisation

Un alcootest électronique	9
Sonomètre-millivoltmètre	17
Flash professionnel pour studio	39
Flash stroboscopique auto	107

Applications

Mesureur de rythme cardiaque	43
------------------------------	----

Composants

Nouveaux circuits intégrés	55
----------------------------	----

Micro

Analyse dynamique d'empreinte (suite)	27
Encore plus avec le ZX-81	99

Analyse

L'électroculture	67
------------------	----

Technologie

Les dispositifs à transfert de charges	79
--	----

Etude

Régimes transitoires des PLL	91
------------------------------	----

Mots croisés	38
Schémathèque	49

Ce numéro comporte un encart broché non folioté aux pages 163 à 166 (Société RCA).

La couverture de Visu	113 et 117
-----------------------	------------



Dossier produit

Super-micros pour OEM musclés d'Intel	118
Le système CONPA de Chauvin Arnoux	130
Micro-ordinateur SV 318 de Spectra-Vidéo	122
Arinfo : carte graphique pour la gamme LSI 11	124
Northwest : quand l'ordinateur donne toute sa « mesure »	126



Sociétés

Sous le ciel irlandais : un centre de recherches en micro-électronique	128
--	-----



Composants actifs



Composants passifs



Opto-électronique



Produits connexes



Mesures



Micro-informatique



Equipements

Notre dossier :

Réseaux de distribution des semi-conducteurs	179
--	-----

Encart service-lecteurs	199-200
vente au numéro	

Formulaire d'abonnement	197
-------------------------	-----



La maîtrise des PROMs

	64 K	32 K	16 K		8 K		4 K			2 K	1 K	0,25 K
Références	HM 76641	HM 76321	HM 7616/161	HM 76165	HM 7681	HM 7685	HM 7640/41	HM 7649	HM 7642/43	HM 7620/21	HM 7610/11	HM 7602/03
Organisation	8192 x 8	4096 x 8	2048 x 8	4096 x 4	1024 x 8	2048 x 4	512 x 8	512 x 8	1024 x 4	512 x 4	256 x 4	32 x 8
TAA max. Version A Version B	85 ns	60 ns	60 ns	60 ns	70 ns 50 ns	70 ns 50 ns	70 ns 45 ns	60 ns 45 ns	60 ns 50 ns 45 ns	70 ns 50 ns 40 ns	60 ns 45 ns 35 ns	50 ns

Version A : rapides Version B : ultra rapides

Programmateur de mémoires à votre disposition

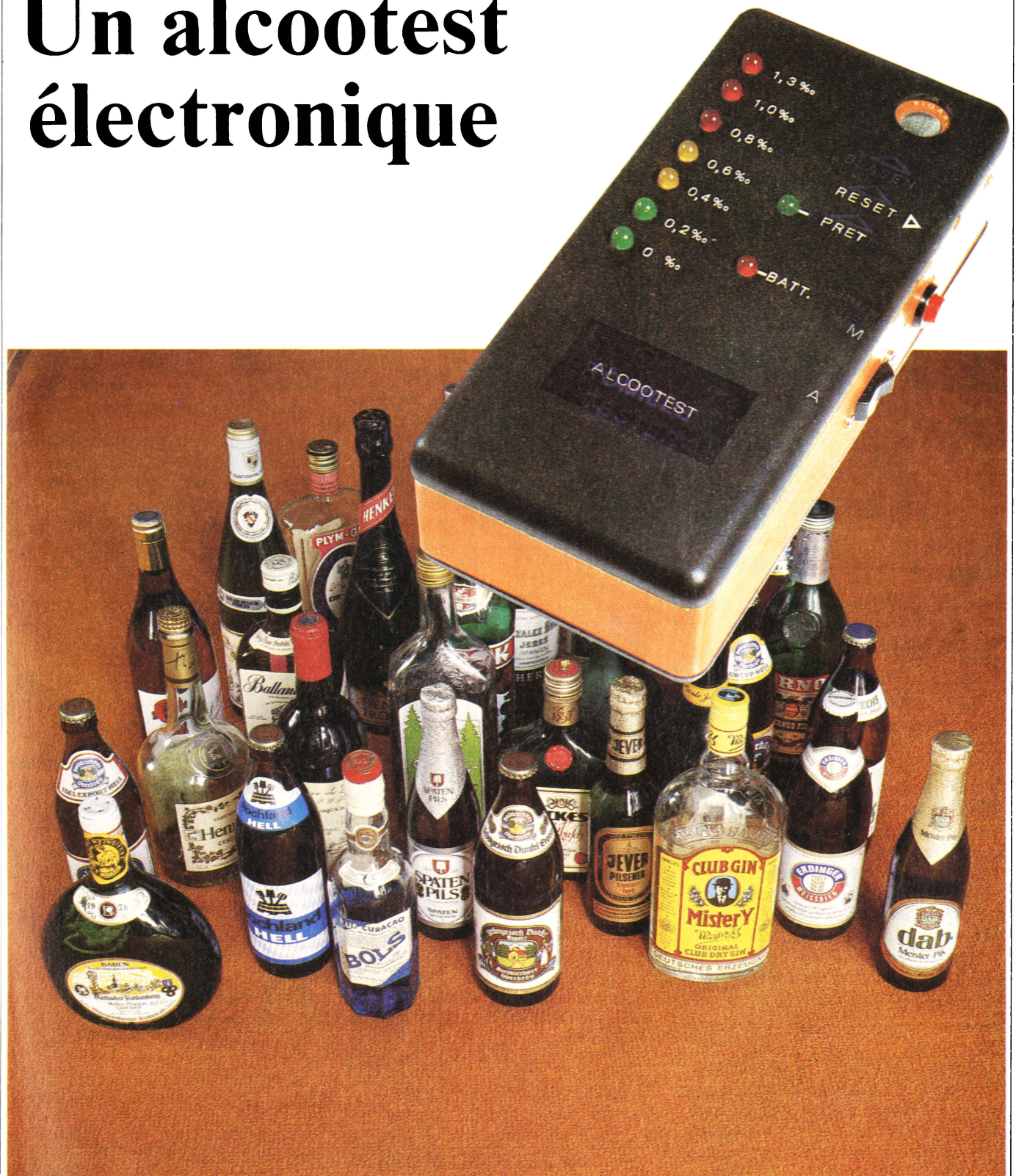
almex

48, rue de l'Aubépine - Zone Industrielle - 92160 Antony Tél. (1) 666.21.12 - Télex : 250 067 F
ALMEX LYON - Tél. : (7) 866.00.66

SERVICE-LECTEURS N° 272

Réalisation

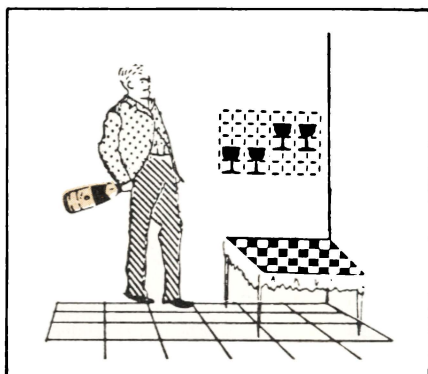
Un alcootest électronique



« Boire un petit coup c'est agréable », dit la chanson, mais, quelquefois, ce plaisir « bien de chez nous » peut apporter certains désagréments, à commencer par le retrait de permis de conduire, lorsque le conducteur d'un véhicule a dépassé un certain taux d'alcoolémie, fixé pour l'instant à 0,8 gramme d'alcool par litre de sang (8/1000), mais qui risque de baisser encore si la législation devient plus répressive (ce qui semble être la tendance actuelle).

Les peines encourues en cas de dépassement de ce taux sont déjà assez sévères pour être dissuasives et il est donc intéressant pour un automobiliste de connaître l'état dans lequel il se trouve avant de prendre le volant.

L'appareil que nous proposons n'a qu'une précision toute relative, d'autant que le taux d'alcoolémie est fonction du poids de l'individu. Alors, deux précautions valant mieux qu'une, il sera préférable de laisser le volant à un autre même si la mesure se trouve inférieure aux 8 pour 1000 fatidiques. Attention ! cet alcootest électronique n'est pas un jouet pour les enfants ; vous pourrez le constater au moment de l'étalonnage !



La tête de mesure : un capteur de gaz

Le capteur utilisé réagit aux gaz combustibles ou réducteurs. Il est basé sur un matériau semi-conducteur, un substrat fritté au dioxyde d'étain. Il n'est opérationnel qu'après une certaine période de préchauffage. Lorsque la concentration de gaz s'accroît, l'impédance interne du capteur s'abaisse, de sorte que la tension de sortie augmente. Il faut par conséquent une alimentation stable et puissante car le préchauffage nécessite à lui seul 120 mA.

Le schéma-bloc

Comme le montre la figure 1, un stabilisateur 5 V alimente toute la circuiterie, y compris le capteur. Le courant est fourni par 8 piles de 1,5 V ou bien par une alimentation secteur avec transformateur 9 V. En version

pile il nous faut donc 12 V, car même des piles neuves ont des problèmes d'affaissement de tension avec un courant débité de 180 mA.

Le capteur constitue, avec la résistance R, un diviseur de tension, dont la tension de sortie peut varier de 1 à 4 V, selon « l'haleine ». Cette tension contrôle six comparateurs, déclenchés dans le cas idéal par les tensions 1,5 V, 2 V, 2,5 V, 3 V, 3,5 V et 4 V.

Nous disons « cas idéal », car, en pratique, il faut tenir compte des tolérances du capteur que nous équilibrerons plus tard lors de l'étalonnage. L'important, c'est que les variations de tension soient dans le rapport exact.

Nous pourrions en principe brancher les diodes LED directement sur les comparateurs. Cela donne certes un beau jeu de lumières, mais les piles ne nous le pardonneraient pas. Nous

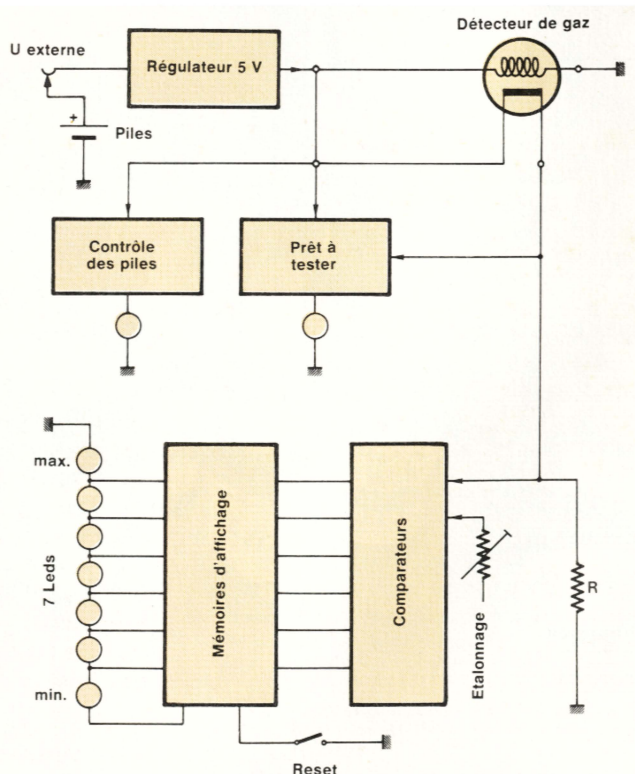


Fig. 1. — Schéma-bloc de l'alcootest électronique.

intercalons pour cela des mémoires d'affichage, de sorte qu'une seule diode soit allumée ; plus important : elles maintiennent la valeur maximale mesurée, même lorsque le capteur ne reçoit plus de vapeurs éthyliques, jusqu'à ce que la touche de remise à zéro ait été actionnée.

Deux fonctions apparaissent encore dans le schéma : un témoin « prêt à l'usage » et un indicateur de pile. La LED du 1^{er} témoin s'allume brièvement à la mise sous tension, puis s'éteint pendant la durée de préchauffage du capteur, avant de s'allumer pour indiquer le « prêt ». Cette information est également fournie par le diviseur de tension. Le second témoin indique une baisse de tension de 50 %. A ce niveau, le régulateur de tension devient en effet inefficace, et l'étalonnage inexact. Il vaut mieux changer les piles. Elles ne sont pas encore vides et peuvent être utilisées dans un autre appareil moins gourmand.



Le montage : plus simple qu'il ne paraît

Le schéma de principe complet est donné à la **figure 2**. La diode D_1 protège le montage en cas d'inversion de polarité. Le stabilisateur 7805 est branché d'une manière classique. Les broches 4 et 6 ainsi que 1 et 3 du capteur sont respectivement interchangeables. Mais cela n'est intéressant qu'en cas de rupture de l'une de ces broches. R_6 et R_7 forment les résistances internes du diviseur de tension. L'emploi de deux résistances devrait faire doubler, selon le fabricant, le coefficient de température, de façon à limiter la dérive thermique du capteur. Nous conseillons d'utiliser le testeur dans des pièces tempérées : c'est souvent le cas au bistrot !

Au point « S », nous disposons de la tension de sortie de ce que nous appelons le diviseur de tension de me-

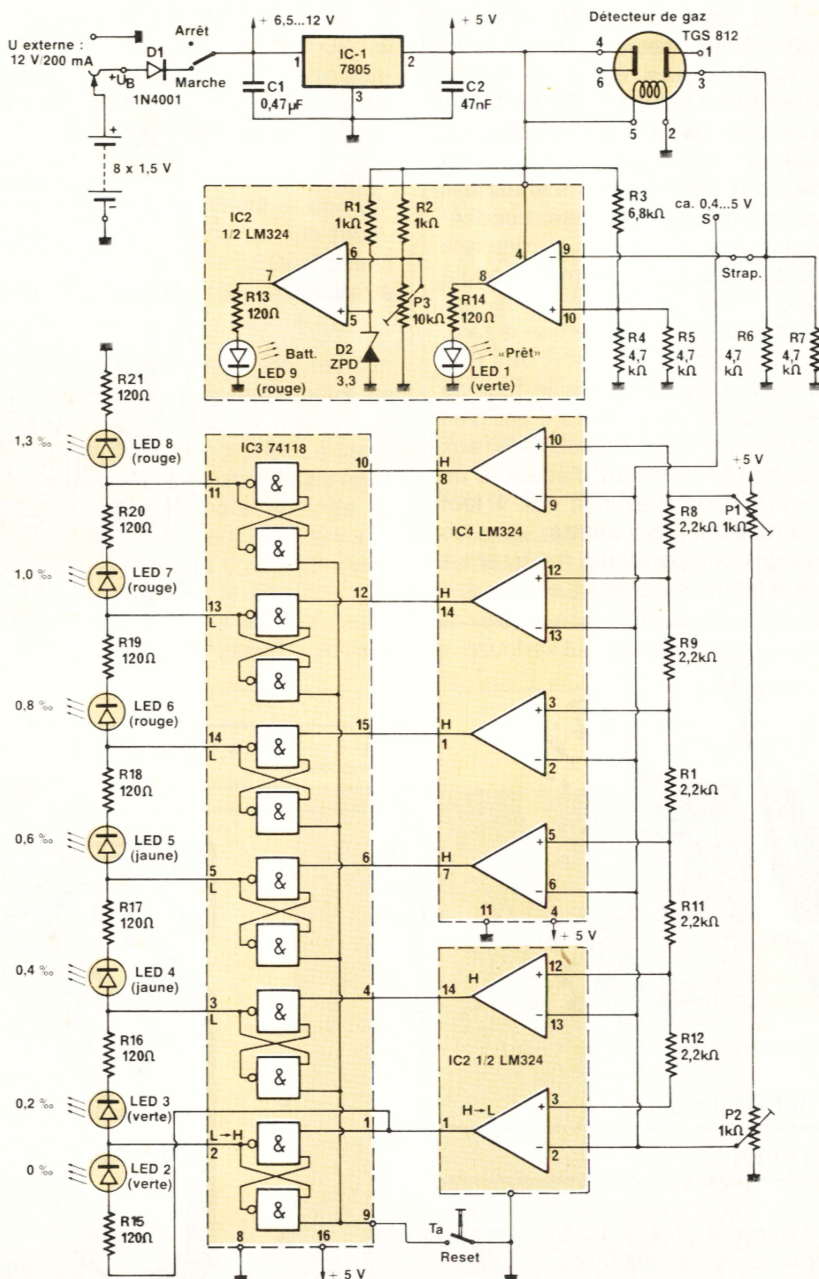


Fig. 2. — Schéma de principe. Sur le circuit imprimé, c'est beaucoup plus simple.

sure. Cette tension est appliquée aux entrées inverseuses de six amplis op. Pour en faire des comparateurs, nous leur délivrons par R_8 et R_{12} des tensions de comparaison, dont les valeurs max. et min. sont ajustées en P_1 et P_2 au moment de l'étalonnage. Si les réglages sont exacts, les sorties de tous les comparateurs (sauf celui servant au contrôle de la pile) sont au potentiel « Haut » (H).

Lorsque le témoin « prêt » s'est allumé pour la deuxième fois, si nous actionnons la touche de remise à zéro, les sorties des bistables RS passent à l'état « Bas » (L). Cela est indi-

qué à la **figure 2**. A ce moment s'allument les diodes LED_1 (prêt) et LED_2 (%). Pour LED_1 , c'est nécessaire, sinon aucune mesure ultérieure ne sera exacte ne vous laissez pas abuser par LED_2 : celle-ci se trouve à l'entrée (broche 1) du bistable inférieur, et celui-ci obtient un signal H depuis le comparateur correspondant.

Si maintenant vous soufflez sur le capteur et que vous ayez auparavant absorbé de l'alcool, la tension s'élève progressivement au point S. Lorsque celle-ci atteint 1,2 V environ, la LED_1 s'éteint. Les sorties des comparateurs passent sur L les uns après les

autres en commençant par le bas. (Si c'est le cas pour toutes les six, cela suppose un taux d'alcoolémie poussé !) Simultanément, les bascules sont positionnées dans le même ordre, de sorte qu'une diode LED s'allume et que la précédente s'éteint. Maintenant, vous avez perdu votre souffle et la tension en S s'abaisse à nouveau. Les bascules restent cependant sur leur position ; la dernière diode allumée reste allumée jusqu'à ce que, rouge de honte, vous appuyiez sur la touche de remise à zéro, en bon français : « Reset ». Au tour du suivant. L'appareil fera le tour de la table des habitués, mais il est bien entendu que c'est uniquement aux fins de test ! Il convient d'attendre un peu entre deux mesures, car il faut que le capteur se remette, que les sorties des comparateurs repassent à H et que la diode « prêt » s'allume.



Et maintenant, au travail

Aux figures 3 et 4, vous trouverez le schéma d'implantation des composants et le plan de gravure du circuit imprimé. Avant de souder les composants, il faut percer un trou de diamètre 5 mm sous le capteur car il faut bien que les vapeurs éthyliques puissent s'échapper. Il ne faut installer le strap de liaison entre le capteur et le point S qu'à la fin ; cela facilitera l'étalonnage ultérieur. A l'endroit du capteur, il convient de percer le dessous du boîtier. Prévoir un maximum de trous d'aération dans le fond du boîtier. Les photos parlent d'elles-mêmes quant à l'agencement du circuit imprimé et du porte-piles. Le boîtier utilisé a deux cavités, séparées par un plan médian. Le couvercle supérieur sera percé en fonction de l'emplacement des LED et du capteur. Le montage des composants ne pose pas de problèmes particuliers. Reste l'étalonnage.

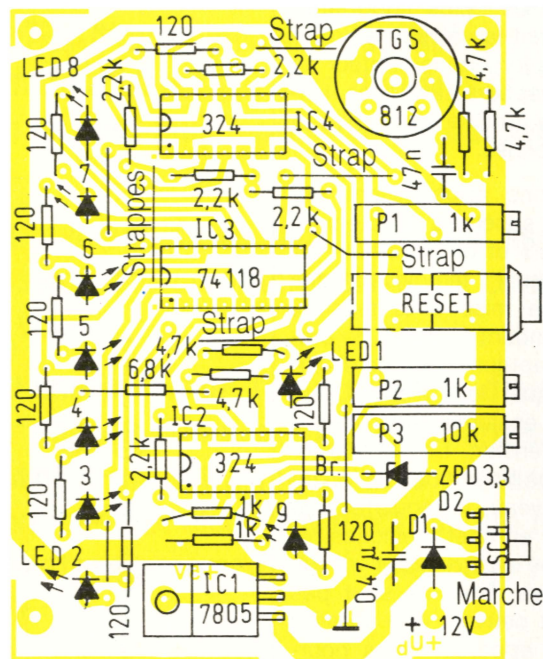


Fig. 3. — Schéma d'implantation. Effectuer tous les travaux mécaniques avant de monter les composants.

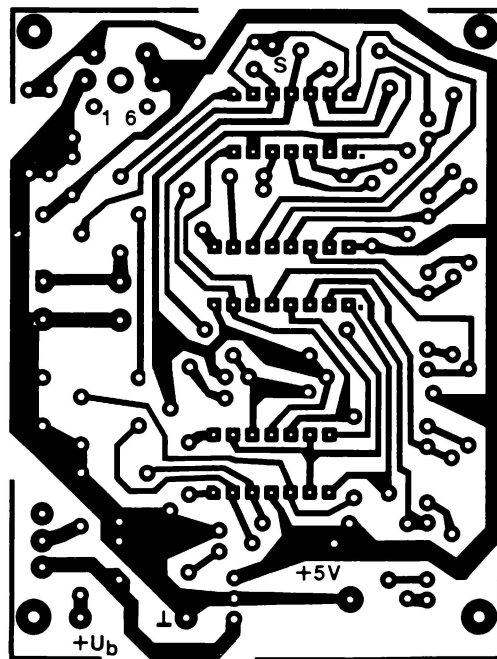


Fig. 4. — Gravure du circuit imprimé.



Pour adultes seulement : l'étalonnage

Le fabricant de capteur fournit une version « non vieillie », et une version « vieillie » : c'est une question de prix, comme pour les jeans. Si l'on prend la version non vieillie, un préchauffage

de trois jours est nécessaire. A cet effet, on branche les électrodes de chauffage 2 et 5 avec une alimentation de 5 V (alternatif ou continu, peu importe) et on laisse tout cela pendant trois jours. On obtient alors un modèle dit « vieilli » prêt à l'emploi.

Venons-en au contrôle des piles. On commence par brancher une alimentation réglable externe. On manipule P_3 de sorte que la LED₉ s'allume lorsque la tension est inférieure à 6,5 V.

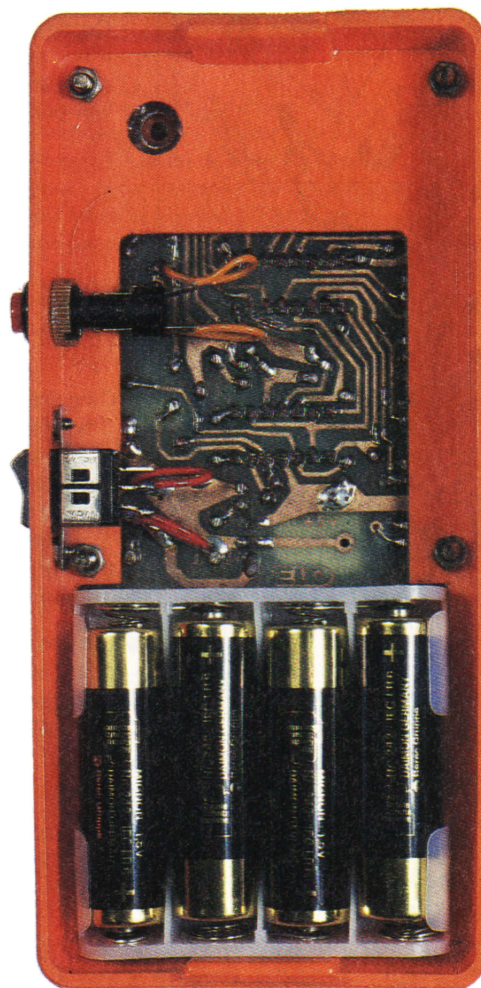
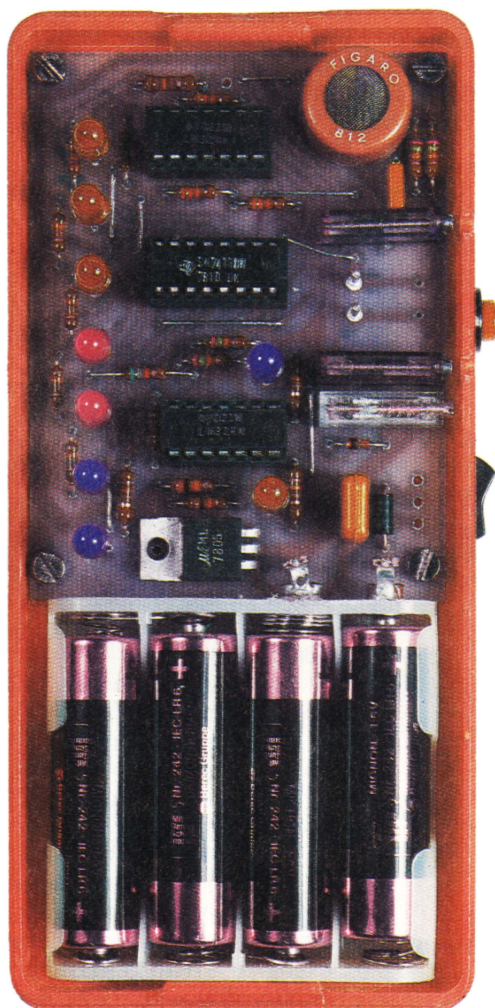
Ensuite, le pré réglage du testeur. Nous branchons un potentiomètre de 10 k Ω entre + 5 V et la masse. Le curseur est relié au point S. Le strap reste ouvert (cf. plus haut). Nous tournons lentement le potentiomètre et mesurons la tension continue entre S et la masse au moyen d'un instrument à haute impédance (≥ 10 k Ω /V). P_1 est réglé sur 5 V, P_2 sur la masse et la touche RAZ est actionnée. Lorsque le

voltmètre affiche 1,2 V, la LED₁ doit s'éteindre. A 2 V, la LED₃ (0,2 %) doit s'allumer (régler avec P_2 !), puis successivement les diodes LED₄ à LED₇, et enfin la LED₈ lorsque la tension atteint 4 V. Ce seuil est ajusté par P_1 . Ce pré réglage ne peut se faire en une seule fois. On procèdera par étapes, sans oublier d'actionner la touche RAZ (reset) entre chaque étape.

A ce stade, P_1 et P_2 se trouvent sur des positions déjà proches des positions finales.

A propos, le pré réglage peut se faire sans le capteur. Lorsque celui-ci sera installé, on peut procéder à l'étalonnage final. Pour cela, il faut que nous soyons absolument à jeun et que nous nous arrêtons de fumer.

Ce qui suit n'est pas pour le buveur rapide, car il faudra attendre un quart d'heure entre chaque verre, afin d'éviter l'influence de l'alcool résiduel dans la bouche. Le liquide employé devra



Photos du boîtier, mettant en évidence les parties à percer et à enlever.

rester le même, par exemple un spiritueux de 40°, absorbé par doses de 2 centilitres exactement.

Après le premier verre et quinze minutes d'attente, le testeur doit encore afficher 0 ‰. Sinon régler le potentiomètre P₂. Après le deuxième verre, 0,2 ‰ est dépassé et la LED₃ doit s'allumer. 0,8 ‰ sont atteints entre le 6^e et 7^e verre et 1 ‰ après le 8^e (exactement 0,963 ‰). On peut dès lors ajuster P₁. Les plus endurants pourront aller jusqu'à 1,3 ‰ avec 11 doses. A ce stade, il vaut mieux ne plus toucher aux potentiomètres, on aurait des problèmes pour les trouver ! Le calcul des doses a été établi pour un poids de 75 kg avec un alcool de 40° (6,32 g d'alcool pur par dose de 2 centilitres).

Un repas gras retarde l'absorption de l'alcool par le sang, ce qui peut fausser les mesures jusqu'à 50 %. Pour plus de certitude, on tournera un peu le potentiomètre P₁ du côté « sûr ».



Encore une fois : le mode d'emploi

- Avant de mettre le testeur en marche, ne plus rien boire pendant quinze minutes ; ne plus fumer deux minutes avant.
- Mettre le testeur en marche ; attendre que la LED « prêt » s'allume pour la seconde fois.
- actionner la touche « RAZ » et souf-

fler lentement pendant cinq secondes au moins, à travers un petit tube de carton (pour des raisons d'hygiène).

- Lire le résultat.
- En cas de répétition, attendre que la LED « prêt » se rallume, puis appuyer sur la touche RAZ.

Notons que le taux d'alcoolémie peut encore monter pendant les soixante ou quatre-vingt dix minutes suivant l'absorption du dernier verre, avant de commencer à baisser. Dans les cas limites, faites plaisir à la corporation des chauffeurs de taxis : il est plus facile de faire passer une note de taxi qu'une contravention en frais généraux.

Autres applications

En modifiant l'étalonnage, il est possible de mesurer par exemple du monoxyde de carbone, des alcools non potables, l'essence (!), les gaz fluorescents et la fumée. On peut en faire un détecteur de gaz ou de fumée.

On peut remplacer le capteur à gaz par un autre, par exemple par une LDR pour la lumière ou un CTN pour la température. A vous d'expérimenter.

Nomenclature

● Circuits intégrés

- 1 x stabilisateur 5 V, type 7805 ou équivalent 1 A en boîtier TO 220.
- 2 x LM 324 (quadruple ampli op) (National Semi-conductor).
- 1 x 74118 (sextuple bistable TTL) (par exemple le SN 74118 N de Texas Instruments).

● Diodes

- 1 x 1N4001
- 1 x Zener 3,3 V/500 mW
- 2 x LED jaunes
- 3 x LED vertes
- 4 x LED rouges

● Résistances 1/4 W

- 9 x 120 Ω
- 2 x 1 kΩ
- 5 x 2,2 kΩ
- 4 x 4,7 kΩ
- 1 x 6,8 kΩ

● Potentiomètres multitours

- 2 x 1 kΩ
- 1 x 10 kΩ

Données techniques

- Alimentation : 6,5 à 12 V.
- Consommation : 180 mA env.
- Tension de chauffage : 5 V ± 0,2 V.
- Courant de chauffage : 120 mA env.
- Tension admissible du capteur : 5 V ± 0,2 V.
- Dissipation au capteur : 15 mW max.
- Impédance du capteur : 1... 10 kΩ en atmosphère 150 BUTAN (1000 ppm/air).
- Le capteur : Pas de postétalonnage avant cinq ans au moins. Pas de perte de sensibilité après une trop forte concentration de gaz. Insensible aux chocs et vibrations.
- Inconvénients : Le capteur est sensible aux variations de température et d'humidité. Veillez à effectuer l'étalonnage et les tests en milieu tempéré.

● Condensateurs

- 1 x 47 nF
- 1 x 0,47 μF

● Divers

- 1 détecteur de gaz type TGS812 (marque FIGARO, distribué en France par la société PRISME, 130, rue J.-P.-Timbaud, 92400 Courbevoie, tél. : 788.69.93)
- 1 interrupteur marche/arrêt
- 1 poussoir
- 1 prise jack 2,5 mm (pour alimentation externe)
- 8 piles de 1,5 V, taille R6, avec porte-piles
- 1 circuit imprimé
- 1 boîtier plastique (dimensions du proto : 43 x 72 x 155 mm). Différentes marques peuvent convenir, par exemple STRAPU (boîtier référencé 2003 ; 160 x 82 x 53 mm) ; il faut alors adapter les dimensions extérieures du circuit imprimé et les trous de fixation au boîtier choisi.



Annexe

le capteur TGS 812

(Figaro Engineering)

DÉTECTEUR À SEMICONDUCTEUR : Introduit par Figaro Engineering Inc. en 1968, le capteur à semiconducteur sensible au gaz TGS est basé sur SnO_2 aggloméré de type N. Quand le combustible ou les gaz réducteurs sont adsorbés à la surface du capteur, une baisse marquée de la résistance électrique se produit. Les principales caractéristiques du capteur TGS comprennent une haute sensibilité (plusieurs centaines de millièmes de gaz facilement détectés), un montage associé à peu de frais et la capacité de détecter les gaz à maintes reprises sans détérioration. Certains des capteurs originaux fabriqués en 1968 souffraient d'une insuffisance de robustesse mécanique et de variations importantes de sensibilité, mais ces problèmes ont été surmontés grâce à un programme continu de recherche et de perfectionnement exécuté par Figaro Engineering Inc. Si on utilise selon les données du fabricant, on peut attendre du capteur une durée minima de 8 ans. Vers Mai 1976, plus de 10 millions de capteurs TGS étaient mondialement utilisés, principalement comme détecteurs de gaz, apportant une remarquable contribution au développement de la sécurité.

Principaux gaz toxiques et combustibles détectés par le TGS

Hydrocarbures et leurs dérivés : Méthane / Éthane / Propane / Butane / Pentane / Hexane / Heptane / Octane / Décane / Éther de Pétrôle / Benzène de pétrole / Essence / Kérosène / Essence lourde de pétrole / Acétylène / Éthylène / Propylène / Butadiène / Butylène / Benzène / Toluène / o-Xylène / m-Xylène / Oxyde d'éthylène.
Hydrocarbures halogénés : Chlorure de méthyle / Chlorure de méthylène / Chlorure d'éthyle / Chlorure d'éthylène / Chlorure d'éthylidène / Trichloro-éthane / Chlorure de vinylidène / Trichloro-éthylène / Éthanol / n-Propanol / iso-Propanol / n-Butanol / iso-

Butanol

Éthers : Éther de méthyle / Éther d'éthyle

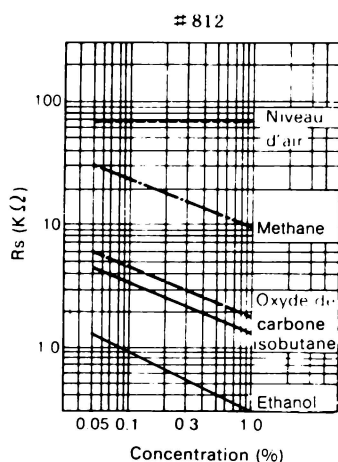
Cétones : Acétate de méthyle / Acétate d'éthyle / Acétate de n-Propyle / Acétate d'iso-Propyle / Acétate de n-Butyle / Acétate d'iso-Butyle

Composés azotés : Nitro méthane / Mono méthylamine / Diméthylamine / Triméthylamine / Mono éthylamine / Diéthylamine

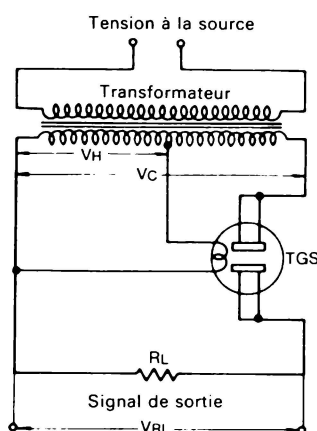
Gaz minéraux : Gaz ammoniac / Oxyde de carbone / Hydrogène / Cyanure d'hydrogène

Type de capteur	Puissances électriques	Applications et caractéristiques
109	V _c : 100V V _H : 1,0V R _L : 4K Ω	But général : détection de gaz combustible. Un accroissement de concentration en isobutane provoque une importante variation de la résistance du capteur. Très recommandé pour la détection du Propane et du Butane.
812	V _c : (Max.) 24V V _H : 5,0V	But général : détection de gaz combustible. Détection d'oxyde de carbone. Sa grande sensibilité à CO permet de détecter la plupart des types de fumée.
813	V _c : (Max.) 24V V _H : 5,0V	But général : détection de gaz combustible. Détection de méthane. Sa grande sensibilité au CH ₄ le fait recommander pour les détecteurs de gaz naturel.

Caractéristiques de sensibilité



Circuit fondamental de mesure



V_H : Tension de chauffage 5,0V

V_C : Tension de circuit 10V

R_L : Impédance de charge 4K Ω

La caractéristique de sensibilité du capteur TGS est obtenue en mesurant V_{RL}.

La valeur obtenue est convertie en résistance du capteur par l'équation suivante :

$$R_s = R_L \left(\frac{V_C}{V_{RL}} - 1 \right)$$

Conseils aux usagers du TGS

- 1 - Le capteur est affecté dans une certaine mesure par les variations de température et d'humidité atmosphériques. Pour un travail précis, on devra tenir compte de ces variations.
- 2 - Puisque la réponse du capteur est exponentielle plutôt que linéaire, on devra réaliser un circuit spécial quand une mesure quantitative est nécessaire.
- 3 - On devra brancher le capteur pendant plusieurs jours pour s'assurer qu'il a atteint son état stable final c-à-d qu'on devra brancher le détecteur complet quelques jours avant d'exécuter un étalonnage.
- 4 - Un capteur stabilisé nécessite 1 à 2 minutes de durée de rétablissement lors de sa mise en circuit.

LOGIQUEMENT PUISSANT

UN QUADRUPLE CIRCUIT D'INTERFACE ULTRA RAPIDE POUR LA COMMANDE DES MOS DE PUISSANCE



 **Siliconix**
l'innovation technologique

RAPIDITE ET COMPATIBILITE TTL

Dernier-né des produits CMOS SILICONIX, le D 469 est un circuit d'interface entre logique et MOSPOWER haute tension - fort courant.

Compatibles TTL, ses entrées acceptent les niveaux d'attaque des microprocesseurs les plus récents.

Les quadruples sorties complémentaires commutent des charges de 500 pF avec des transitions de moins de 25 ns.

La valeur élevée du courant absorbé ou débité (250 mA) permet l'utilisation du D 469 seul en attaque de ligne sans buffer de sortie. Cela permet aux MOSPOWER de générer toute forme d'onde requise par les moteurs pas à pas ou continu sans balai, utilisés dans les servosystèmes et les commandes de disques, sans compromettre la vitesse de commutation élevée inhérente aux MOSPOWER.

COMPACTITE ET EFFICACITE

Le D 469 est présenté en boîtier DIL 14 broches ou en boîtier Cerdip. Au repos, la consommation de ce circuit n'excède pas 3 mA.

Pour plus d'informations contactez-nous:

SILICONIX - 70 avenue du Général de Gaulle - 94022 CRETEIL CEDEX

Tél: (1) 377 07 87 - Télex: 230389.

Distributeurs:

PARIS/ILE DE FRANCE: Aimex (1) 666 21 12 - Scaib (1) 687 23 13 - ITT distribution (1) 664 16 10
EST: Baltzinger (88) 33 18 52

QUEST: Composants SA Bordeaux (56) 36 40 40 - Poitiers (49) 88 60 50 - Toulouse (61) 20 82 38
Rennes (99) 54 01 53

NORD: Sanelec (20) 98 92 12 - SUD: Alrodis (7) 800 87 13

A retourner à: **SILICONIX - 70 av. du Gén. de Gaulle
94022 CRETEIL CEDEX**

Veuillez me faire parvenir:

- ☐ La fiche technique du D 469
- ☐ Une documentation sur les produits suivants:
- ☐ MOSPOWER ☐ FETs
- ☐ COMMUTATEURS ANALOGIQUES
et CIRCUITS INTEGRÉS
- ☐ PRE-DIFFUSES
- ☐ Je souhaite être contacté par un Ingénieur
d'applications.

Nom:.....

Qualité:.....

Société:.....

Adresse:.....

.....

Tél n°:.....

Réalisation

Lutte contre le bruit : un sonomètre

Le bruit est certainement la principale nuisance de notre époque ; se soustraire à cette pollution paraît difficile, mais le fait de pouvoir mesurer son intensité s'avère quelquefois nécessaire. C'est le but du montage décrit dans cet article. L'auteur de cette étude a obtenu pour celle-ci le second prix du grand concours de réalisations patronné par notre confrère d'outre-Rhin « ELO ». Le prototype réalisé par l'auteur étant vraiment miniaturisé, il a fallu concevoir un nouveau circuit imprimé pouvant être utilisé par ceux qui n'ont pas des doigts de « petite-main » ou qui ne trouveraient pas le même boîtier.



D'abord, un peu de théorie

Comme le dit son nom, le sonomètre est destiné à mesurer le son (et donc les bruits). Le bruit est la désignation donnée à un son désagréable, alors que la musique, les tons, repos, etc., sont des termes désignant les sons agréables. Les limites entre sons agréables et désagréables sont fluctuantes et dépendent largement de l'état physique et psychique instantané de la personne considérée. On voit ainsi que l'appréciation objective ne peut être laissée à l'homme, et c'est pourquoi on a créé les sonomètres. Pour que tous les sonomètres puissent mesurer des valeurs analogues, on a établi des prescriptions qui décrivent ce qu'est un sonomètre et quelles sont les caractéristiques qu'il doit avoir. Nous prendrons comme référence les normes allemandes DIN 45 633 et 45 634.

Voici, sous forme simplifiée, quelques-unes des caractéristiques essentielles :

Microphone

- Caractéristique sphérique (omnidirectionnelle).
- Capteur de pression.
- Courbe de réponse linéaire entre 30 Hz et 12,5 kHz ± 3 dB

Sonomètre :

- Courbe de réponse linéaire entre 20 Hz et 20 kHz $\pm 0,5$ dB.
- Filtre de pondération A incorporé.
- Commutateur de gammes par paliers de 10 dB $\pm 0,5$ dB.
- Affichage de la valeur efficace réelle (DIN 45 402) jusqu'à un facteur de forme 3.
- Amortissement rapide (Fast) et lent (Slow) de l'aiguille.
- Caractéristiques dynamiques spéciales pour indications des impulsions sonores.

Le « filtre de pondération A » et l'affichage de « valeur efficace » méritent des explications complémentaires.

Filtre de pondération A

L'oreille humaine ne constitue pas un microphone linéaire, mais possède une courbe de réponse en fréquence. Celle-ci dépend du volume sonore. C'est la raison pour laquelle, entre autres, on trouve une correction physiologique ou touche « loudness » sur les chaînes Hi-Fi. Ces dispositifs relè-

vent les basses aux faibles volumes sonores, car l'oreille perd une grande partie de sa sensibilité aux basses fréquences lorsque le volume sonore est faible. Aux volumes plus élevés, la courbe de réponse de l'oreille se linéarise de plus en plus. Le filtre de pondération A reproduit la courbe de réponse de l'oreille pour un niveau sonore d'environ 80 dB (fig. 1).

Le bruit est normalement toujours mesuré avec le filtre A en service. Les valeurs mesurées sont indiquées en décibels suivies du suffixe A, par exemple : 68 dB (A).

Il existe aussi des filtres « B » et « C » pour des mesures selon d'autres prescriptions et des niveaux sonores plus élevés.

Affichage de valeur efficace

La valeur efficace d'une tension alternative peut être mesurée en l'utilisant pour échauffer une résistance à une température déterminée. Nous débranchons alors la tension alternative et laissons refroidir la résistance, puis lui appliquons une tension continue variable et modifions celle-ci jusqu'à ce que la résistance atteigne la même

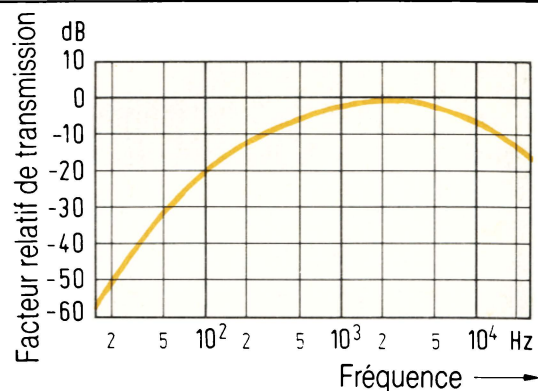


Fig. 1. — Courbe de réponse du filtre de pondération A.

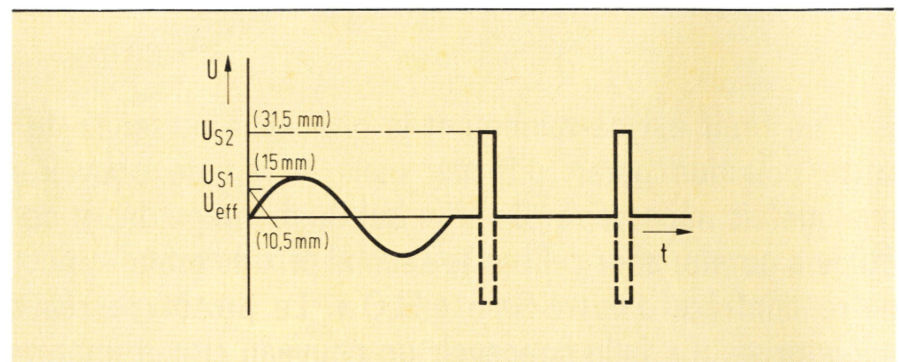


Fig. 2. — Deux signaux ayant la même valeur efficace. Le signal rectangulaire a un facteur de forme de 3.

température. Nous mesurons ensuite cette tension continue. Pour une même température de la résistance, la tension continue est proportionnelle à la valeur efficace de la tension alternative. Tout au moins en théorie.

Un tel dispositif serait, bien entendu, inutilisable pour un sonomètre. Mais tout ce processus physique peut être décrit par une formule :

$$U_{\text{eff}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T u^2 dt}$$

Si nous réalisons cette fonction à l'aide de circuits électroniques adaptés, nous obtiendrons le même résultat. Pour des raisons de prix de revient, on utilise presque toujours dans les sonomètres des circuits simplifiés très astucieux. Les exigences minimales sont décrites dans la norme DIN 45 634, et le procédé de vérification dans la norme DIN 45 402.

On doit réaliser un facteur de forme aussi élevé que possible. Ce facteur de forme est le rapport de la valeur efficace à la valeur de crête. Comme on exige un facteur de forme de 3, nous pouvons conclure que les valeurs de crête sont trois fois plus grandes que les valeurs efficaces. Ce qui signifie aussi que le montage doit présenter une réserve minimale de saturation d'au moins 10 dB, puisque

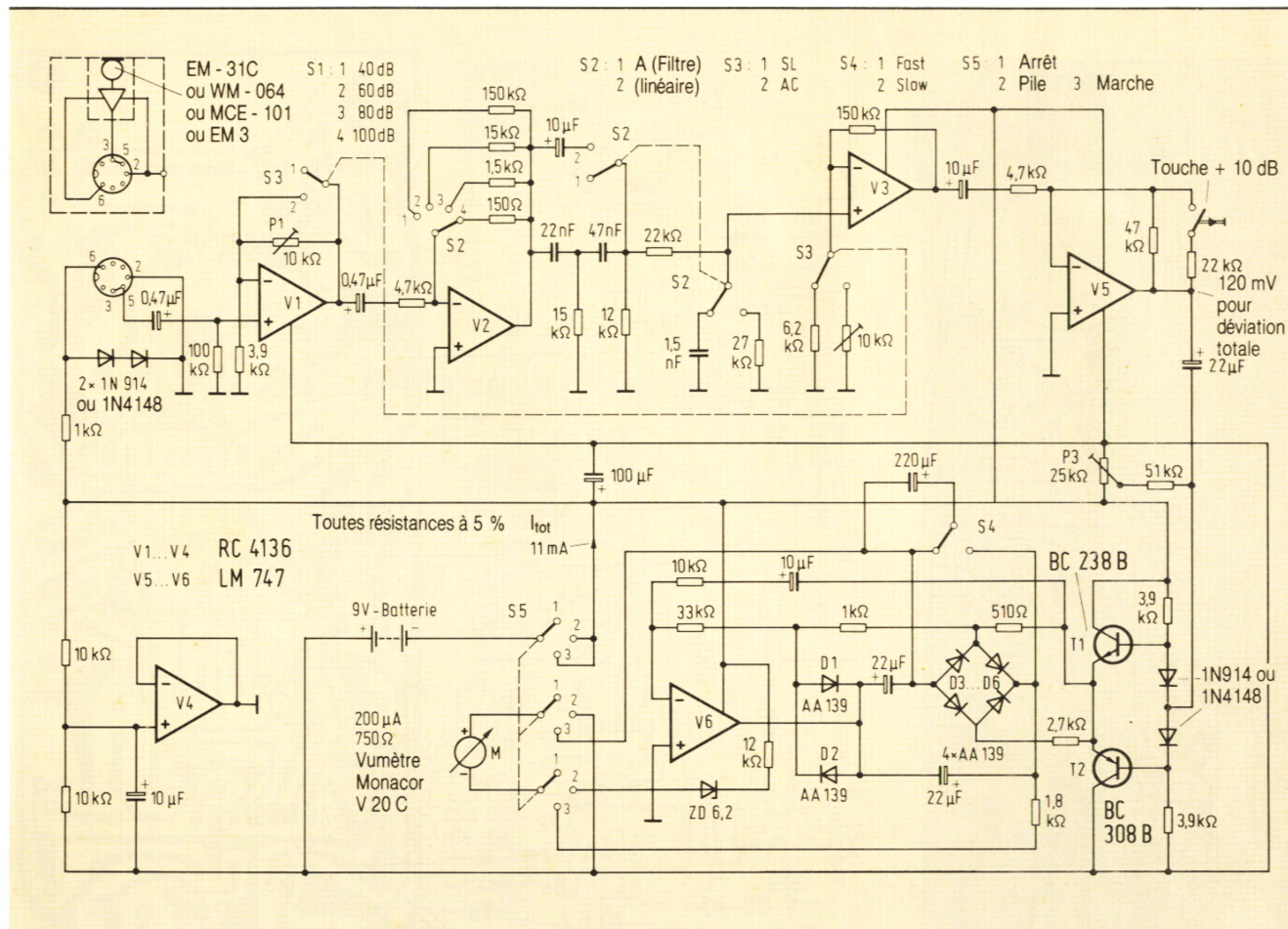


Fig. 3. — Schéma de principe.

10 dB correspondent à un facteur de 3,16. Pour la vérification, on commence par utiliser une tension sinusoïdale et on porte ainsi l'affichage de valeur efficace à déviation totale. Puis on applique une tension rectangulaire de rapport cyclique de 1 (impulsions) à 10 (pauses), et de tension trois fois supérieure à la valeur efficace de la tension sinusoïdale précédente, l'affichage de valeur efficace devant être le même que précédemment, avec une différence maximale de - 1 dB. La mesure avec impulsions positives et négatives ne doit pas varier (fig. 2).

Mais en voici assez avec l'indispensable théorie.

Caractéristiques principales

- Une gamme de mesures corrigées avec filtre A incorporé et une gamme linéaire; convient donc pour toutes les mesures à la maison, au laboratoire, dans la rue, dans une discothèque ou sur la chaîne Hi-Fi.
- Gammes de mesure : de 35 dB(A) à 120 dB(A), et de 40 dB (lin) à 120 dB (lin).

- Indication de la valeur efficace vraie jusqu'à un facteur de forme 3 des niveaux sonores et des tensions alternatives.
- Peut également servir de milli et microvoltmètre alternatif.
- Deux atténuations de l'aiguille (« fast » et « slow »).
- Commutateur de gammes de mesure par paliers de 20 dB, plus une touche + 10 dB permettant des mesures par paliers de 10 dB.
- Contrôle des piles en charge.
- Microphone enfichable (qu'on peut donc également brancher à travers un câble prolongateur).
- Prise DIN à l'entrée permettant de relier l'appareil à une chaîne Hi-Fi.

Le fonctionnement

Le schéma (fig. 3) se compose d'abord du préamplificateur-convertisseur d'impédance V_1 à gain réglable permettant de l'adapter à différentes sensibilités de microphone. Il est suivi de l'amplificateur V_2 à gain commutable en paliers de 20 dB, et de 30 dB de gain maximal. Sa sortie est appli-

quée, par un commutateur, soit directement (lin) soit à travers le filtre de pondération A, à l'entrée de l'amplificateur V_3 . Celui-ci amplifie d'environ 30 dB, selon la position du sélecteur sonomètre/microvoltmètre BF (SL-AC). V_1 à V_4 sont contenus dans le circuit intégré RC 4136 (qui est un circuit réunissant 4 amplis op. du type 741). V_4 est utilisé pour réaliser une masse fictive. La sortie de V_3 est appliquée à l'amplificateur V_5 qui, selon la pression sur la touche « + 10 dB », amplifie de 20 dB ou 10 dB. Puis on trouve un amplificateur de puissance-convertisseur d'impédance, formé par T_1 et T_2 . La sortie de celui-ci attaque le détecteur de valeur efficace. Ce dernier se compose du circuit logarithmique V_6 , D_1 , D_2 et du pont de diodes D_3 à D_6 . Le galvanomètre est connecté au pont de diodes à travers un commutateur. Ce commutateur ayant les positions « arrêt », « pile », « marche » applique, en position « pile », la tension de la pile chargée, à travers une diode Zener au galvanomètre. On obtient une déviation à microuse pour une chute de 2 V environ de la tension. Un autre commutateur, par adjonction d'un condensateur au pont de diodes, multiplie par 10 envi-

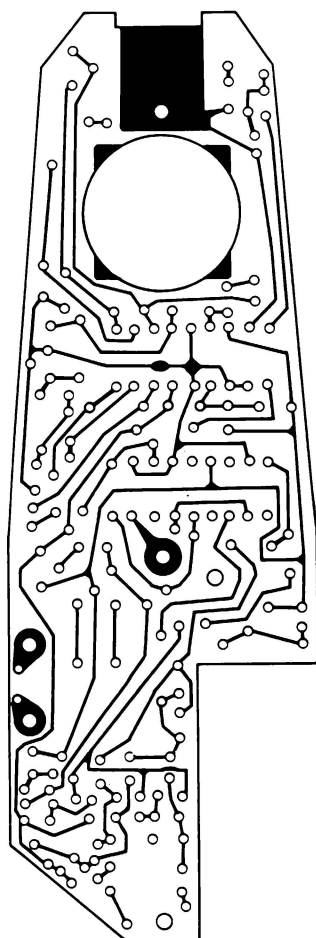


Fig. 4. — Le circuit imprimé principal (prototype).

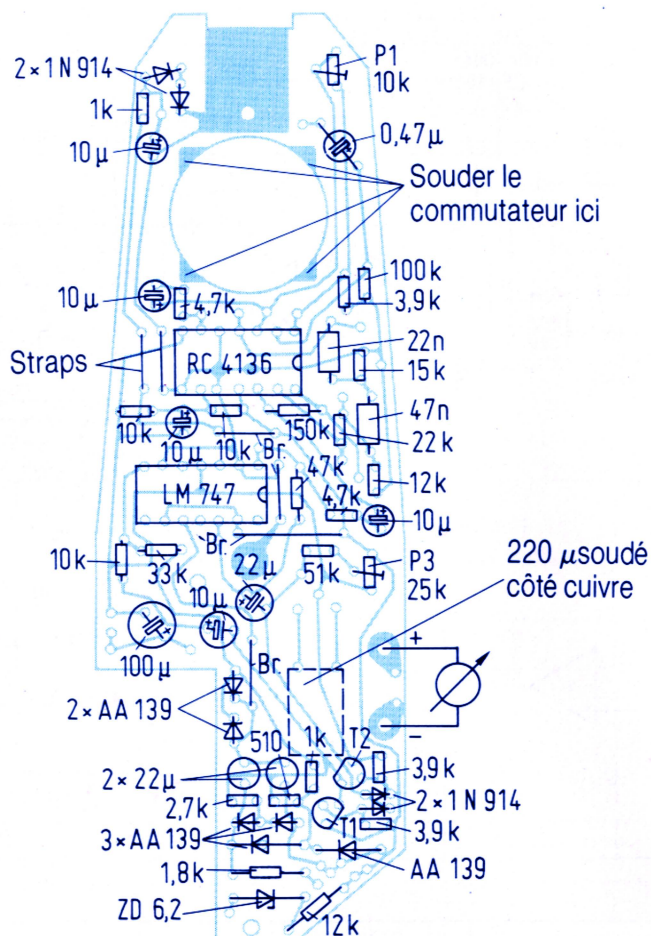


Fig. 6. — Implantation du circuit principal.

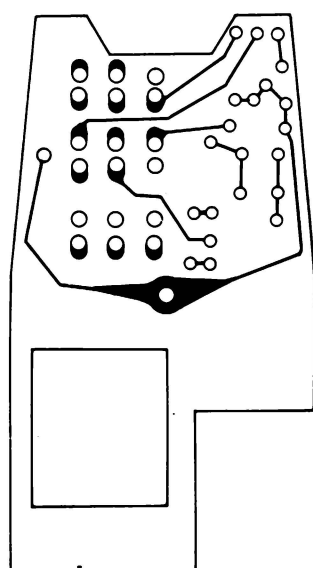


Fig. 5. – Le second circuit imprimé, plus petit (prototype).

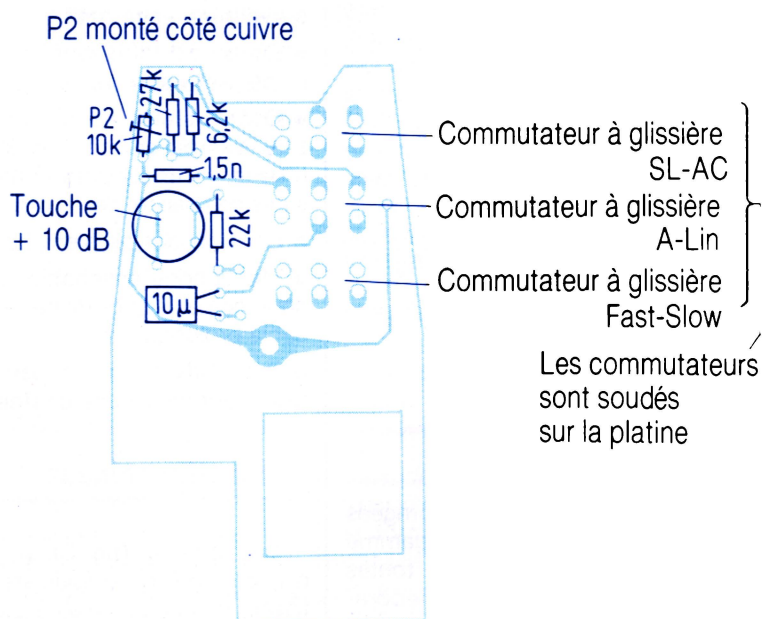


Fig. 7. — Implantation du petit circuit.

ELECTRONIQUE APPLICATIONS N° 33 – PAGE 21

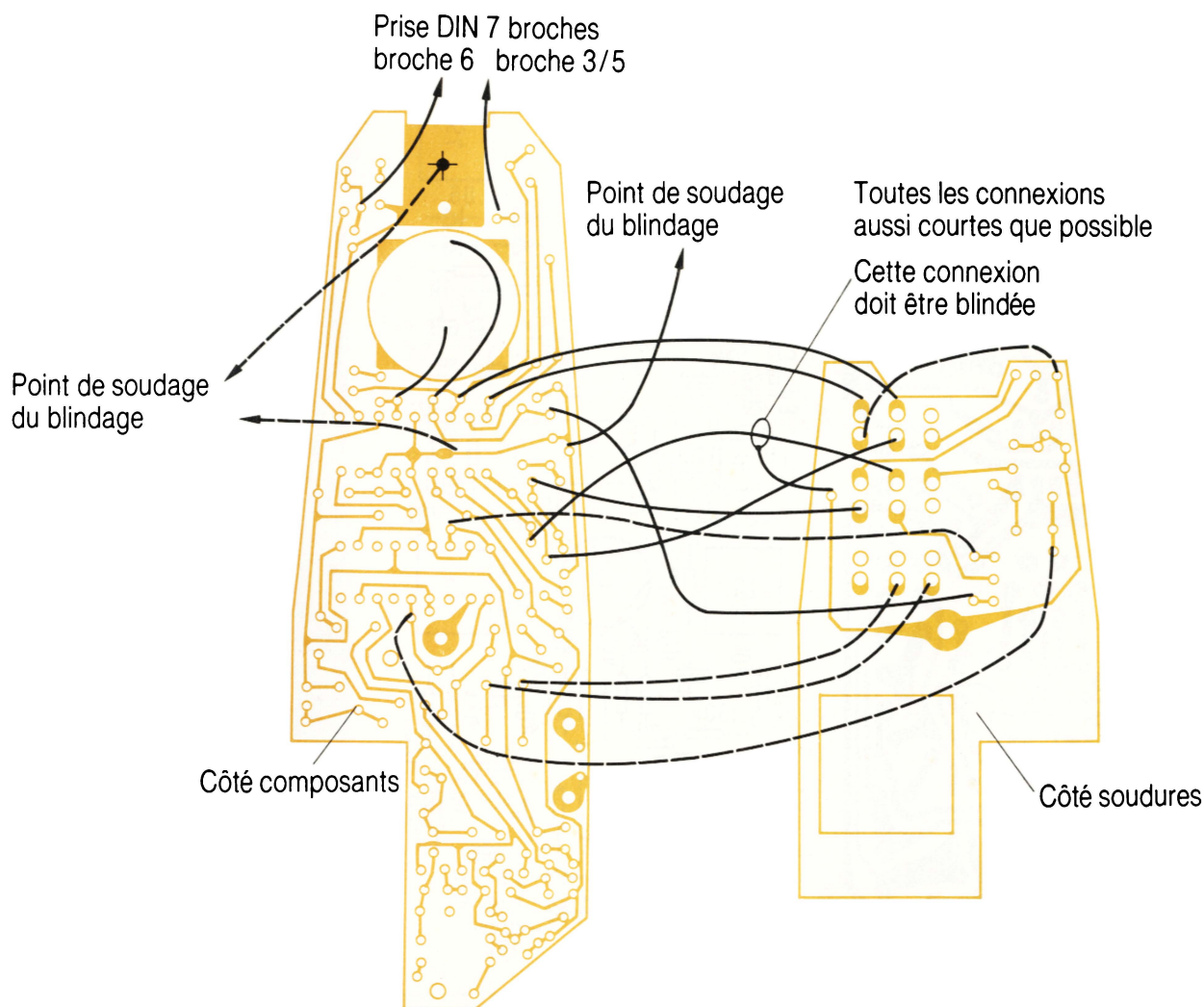


Fig. 9. — Interconnexions du prototype.

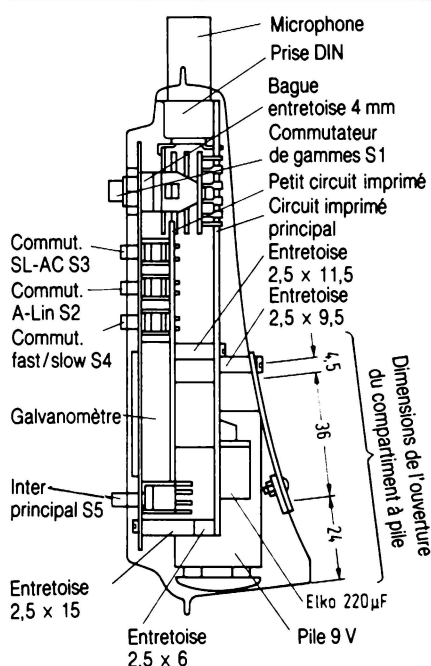


Fig. 8. — L'implantation des différents éléments du montage dans le boîtier du prototype.

parties du montage afin d'éviter le souffle, ronflement ou accrochage éventuel.

Réalisation classique

Pour ceux qui ne désirent pas donner à cet appareil de mesure un parfum de déodorant, la méthode classique reste encore la meilleure.

L'utilisation d'un coffret standard du commerce (métallique ou plastique) permet, entre autres avantages, de pouvoir réaliser un circuit imprimé unique, sans découpe délicate, tel que nous le proposons aux figures 10 et 11. La photographie de la figure 12 montre le circuit câblé.

Essais

Après avoir mis l'appareil sous tension, on court-circuite l'entrée et on branche un millivoltmètre continu entre

la masse et le point commun aux émetteurs de T_1 et T_2 .

On ajuste alors le potentiomètre P_3 pour obtenir la lecture zéro.

Cela fait, on branche à l'entrée un générateur BF. On place ensuite les trois commutateurs à glissière respectivement sur les positions « SL », « Lin » et « Fast » et le commutateur de gamme sur la position « 100 dB ».

On règle le signal BF issu du générateur sur une valeur de 25 mV_{eff}. Régler alors P_1 pour obtenir la déviation maximum sur le galvanomètre du sonomètre. En appuyant sur la touche « + 10 dB », la déviation doit retomber à la moitié environ. Puis on réduit le signal d'entrée à 2,5 mV_{eff} en restant toujours sur la gamme 100 dB. Le galvanomètre doit alors se stabiliser à quelques millimètres au-dessus de sa position zéro.

Le sonomètre serait alors bien réglé pour les microphones à électret classi-

ques, d'environ - 65 dB de sensibilité par rapport à 1 V/ μ bar.

En position AC, on règle P₂ pour obtenir la pleine déviation pour un signal d'entrée de 31,6 mV_{eff} en gamme 100 dB. Mais il reste à faire quelque chose de délicat : l'établissement de la graduation du cadran. Pour cela, il faut à nouveau un générateur BF. La plupart des générateurs ont un atténuateur de sortie à paliers de 20 dB. Le palier intermédiaire de 10 dB est incorporé à notre appareil grâce à la touche « + 10 dB ». Mais comment obtenir les paliers de 1 dB ? Le montage proposé par la figure 13 devrait permettre de les réussir. Des résistances à 5 % sont suffisantes. On branche l'atténuateur au générateur et à l'entrée du sonomètre, puis on augmente la tension de sortie jusqu'à obtenir la déviation totale pour l'une des gammes 60, 80 ou 100 dB. Si on agit alors sur le commutateur du diviseur extérieur, on obtient cette tension de sortie par paliers de 1 dB. L'étalonnage du cadran se fera alors sans aucun problème, les graduations étant repérées à l'encre de Chine.

Emploi du sonomètre

Les inscriptions relatives aux diverses fonctions de l'appareil ont été faites en anglais (expressions plus courtes et normalisées). Voici les traductions des termes utilisés :

SL : Sound Level = niveau sonore.

AC : Alternating Current = courant alternatif.

A : désignation courante pour le filtre de pondération du type « A ».

Lin : linéaire de 20 Hz à 20 kHz.

Fast : rapide (dans ce cas, mouvement rapide de l'aiguille du galvanomètre).

Slow : lent (mouvement lent de l'aiguille).

Off : Arrêt.

Batt : Pile d'alimentation.

On : Marche.

Le mode d'emploi est des plus simples et se décompose comme suit :

– Mise en marche : vérifier au préalable que la tension d'alimentation est encore suffisante (position « Batt »).

– Sélection de la fonction : sonomètre (SL) ou microvoltmètre BF (AC).

– Sélection de la gamme de mesure : en observant la déviation (insuffisante ou saturée), augmenter ou réduire la sensibilité. Un palier correspond à 20 dB et le nombre porté sur le com-

mutateur correspond au zéro du galvanomètre (exemples : gamme choisie = 80 dB ; lecture sur l'appareil = + 5 ; valeur mesurée = 80 + 5 = 85 dB).

Si l'aiguille bute en fin de course, on utilise la touche « + 10 dB ».

Utilisation du filtre « A »

Pour la mesure de bruits, on insère en principe le filtre « A ». Pour les mesures de bandes passantes (haut-parleur, enceinte acoustique, égaliseur), on se place en position « Lin », tout comme pour des mesures de tensions alternatives (fonction microvoltmètre). Les mesures de rapport signal/bruit se font avec le filtre « A ».

Technique d'emploi

● Pour toutes les mesures sonores, diriger le microphone vers la source sonore, en tenant l'appareil à 40 cm environ du corps.

● Les erreurs de mesure de ce sonomètre (± 2 dB) sont relativement négligeables puisque l'on admet une erreur de 3 dB comme minime dans la plupart des cas.

● Lorsqu'il s'agit de mesurer des installations de sonorisations (avec égaliseurs) et des enceintes acoustiques, utiliser des disques microsilicons spécialement étudiés pour ce type de mesure.

Nomenclature

des composants

● Semiconducteurs

1 circuit intégré RC4136 (Raythéon) ou bien XR4136C (Exar) ou μ A4136 (Fairchild)

1 circuit intégré LM747

1 transistor BC238 B ($\beta = 200$)

1 transistor BC308 B ($\beta = 200$)

1 diode Zener 6,2 V

4 diodes au silicium 1N 4148 ou 1N 914

6 diodes au germanium AA 139

● Condensateurs

1 $\times$ 1,5 nF, 63 V

1 $\times$ 22 nF, 63 V

1 $\times$ 47 nF, 63 V

● Chimiques

2 $\times$ 0,47 μ F

3 $\times$ 10 μ F, 16 V

3 $\times$ 22 μ F, 16 V

1 $\times$ 100 μ F, 16 V

1 $\times$ 220 μ F, 16 V

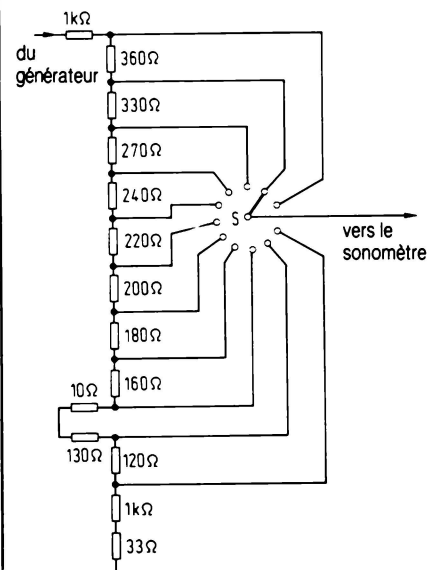


Fig. 13. – Diviseur de tension par pas de 1 dB pour le calibrage.

● Résistances 0,25 W

1 $\times$ 150 Ω

1 $\times$ 510 Ω

2 $\times$ 1 k Ω

1 $\times$ 1,5 k Ω

1 $\times$ 1,8 k Ω

1 $\times$ 2,7 k Ω

3 $\times$ 3,9 k Ω

2 $\times$ 4,7 k Ω

1 $\times$ 6,2 k Ω

3 $\times$ 10 k Ω

2 $\times$ 12 k Ω

2 $\times$ 15 k Ω

2 $\times$ 22 k Ω

1 $\times$ 27 k Ω

1 $\times$ 33 k Ω

1 $\times$ 47 k Ω

1 $\times$ 51 k Ω

1 $\times$ 100 k Ω

2 $\times$ 150 k Ω

● Potentiomètres ajustables verticaux

2 $\times$ 10 k Ω

1 $\times$ 25 k Ω

● Commutateurs

3 commutateurs à glissière double inverseur

1 commutateur à glissière quadruple inverseur, 3 positions

1 commutateur rotatif 3 circuits 4 positions

1 poussoir D6

● Microphone

EM-3 IC (remarquable) ou WM-064 (bon) ou MCE-101 (utilisable) ou EM-3 (encore utilisable)

● Galvanomètre

200 μ A, 7 500 Ω

● Divers

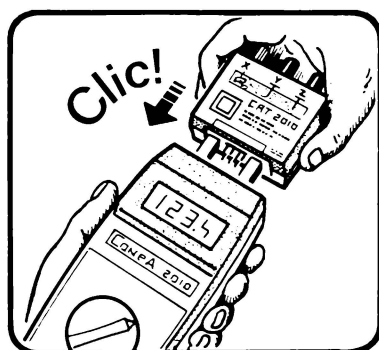
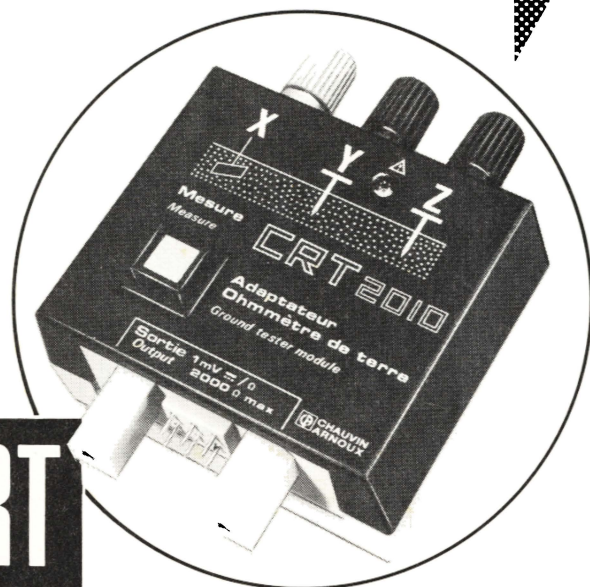
Deux circuits imprimés ou circuit imprimé rectangulaire ; connecteur de pile ; prise et fiche DIN 7 broches ; supports de CI ; bouton rotatif.

CHAUVIN ARNOUX

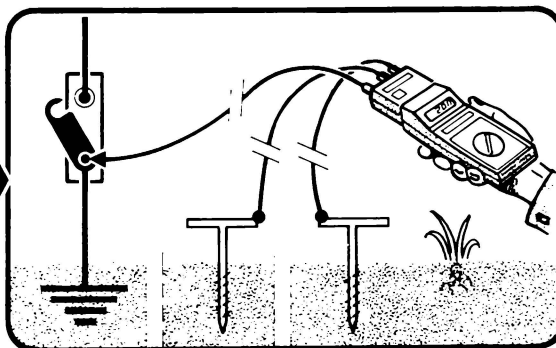
l'avance technologique

**Equipez-vous du
1^{er} MULTIMETRE NUMERIQUE
MESUREUR DE TERRE**

ConpA 2010 + CRT



**L'adaptateur CRT 2010
se fixe instantanément
sur le
MULTI-MULTIMETRE[®] NUMERIQUE
CONPA 2010**



**Mesure de la résistance de terre
immédiate et sans réglage avec :**

- Signalisation automatique des mauvais branchements ou des courants parasites
- Affichage numérique de 0 à 2000 Ω
- Résolution 0,1 Ω max.

**Le MULTI-MULTIMETRE[®]
CONPA 2010**

*peut s'utiliser seul, sans
l'adaptateur de mesure
de terre CRT, pour tous
vos contrôles de :*

- V ~ et ∞ de 100 μ V à 1000 V
- I ~ et ∞ de 100 μ A à 10 A direct
- Ω de 0,1 Ω à 2 M Ω
- Fusibles HPC pour votre protection

et de plus

- MULTI-MULTIMETRE[®], car en plus de l'adaptateur, 12 autres adaptateurs permettent les mesures de température, luxmétrie, fréquence, intensité courant continu par pince ampèremétrique, vitesse et débit d'air, bruits, etc.

COUPON-RÉPONSE A RETOURNER A L'ADRESSE CI-CONTRE

M _____ Société _____
Adresse _____
Votre Distributeur _____

Tél. _____

Souhaite ► } Une documentation détaillée sur le CONPA 2010 et ses accessoires
 } Une démonstration

Commande — n° de commande

MULTIMETRE(S) CONPA 2010
Adaptateur(s) ohmmètre de terre CRT 2010
Mallette(s) d'accessoires comprenant :
2 piquets tarières et 3 cordons (1x5 m et 2x30 m)
Livret(s) technique(s) sur les mesures de terre LT 110-02

Signature

Réf 1818-02 - PU HT : 2120,00 F

Réf 1017-20 - PU HT : 995,00 F

Réf 1008-13 - PU HT : 698,00 F

GRATUIT !



**CHAUVIN
ARNOUX**
la qualité professionnelle

190 rue Championnet 75018 PARIS
Tél. (1) 252.82.55

DP038

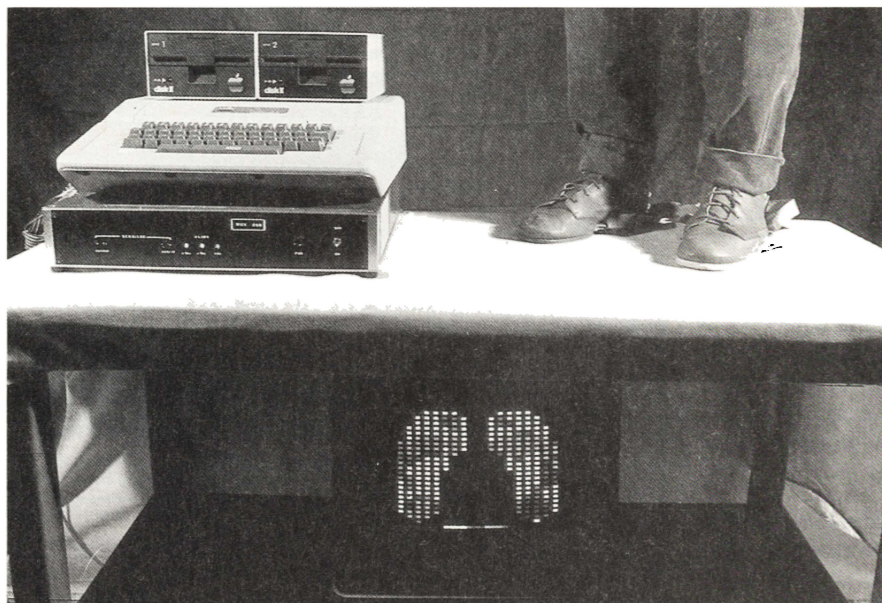
*Micro
informatique*

Analyse dynamique d'empreinte sur Apple II

deuxième partie : stockage d'images

Nous avons vu, dans le numéro de juin-juillet 1983 d'« Electronique Applications » comment réaliser une analyse dynamique d'empreinte. Il s'est avéré rapidement nécessaire, pour rendre cette réalisation exploitable, de pouvoir stocker une séquence de quelques pas.

La méthode utilisée par l'auteur pour ce faire, fait l'objet de cette seconde partie de l'étude.



Le système d'analyse d'empreinte en activité...

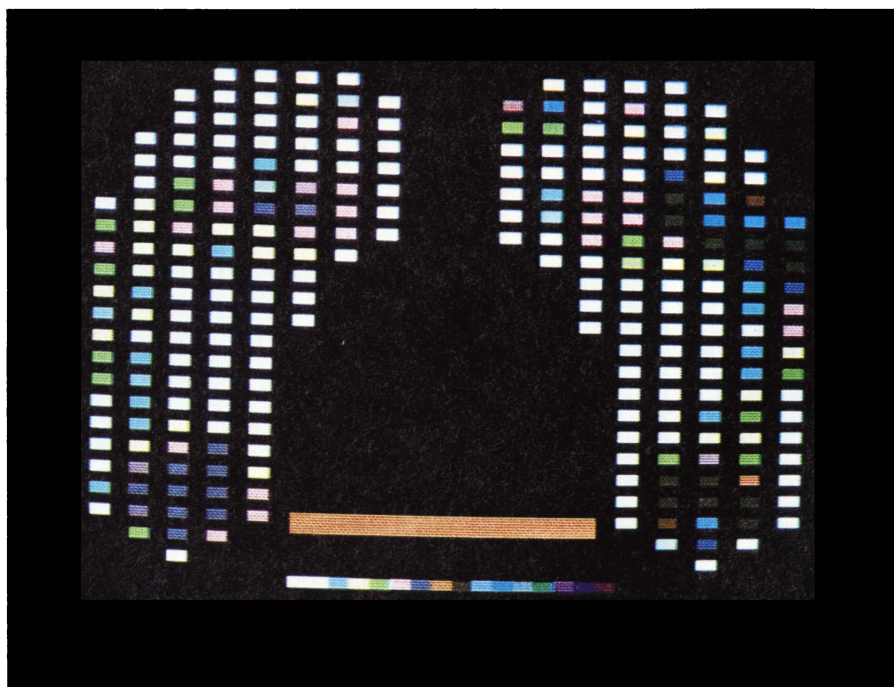
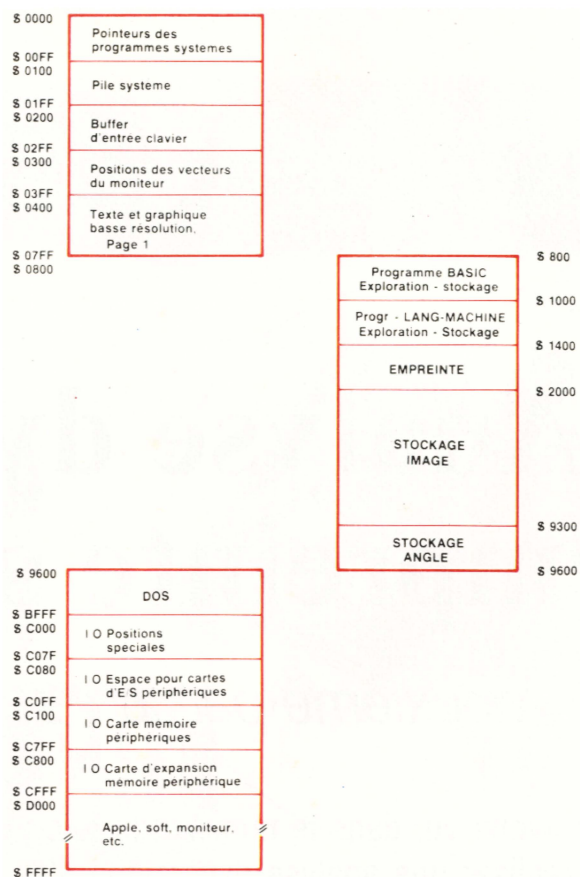
Rappel

Le problème est de visualiser 254 points analogiques provenant d'un capteur de type multipoint. L'application concernée est, rappelons-le, l'analyse de la marche à partir d'un jeu de semelles sensibles, comportant chacune 127 points de mesure. Chaque point de mesure est un capteur de force donnant une correspondance force/tension. Le dispositif que nous avons réalisé nous permettait de visualiser 30 images par seconde, suivant 16 niveaux de couleurs (car l'Apple II en basse résolution ne possède que 16 niveaux de couleurs), l'information étant sur 8 bits (soit 256 niveaux). Nous avons également jugé utile de faire correspondre à chaque image une mesure des angles des membres inférieurs (hanche, genou, cheville) qui ne seront pas affichés au cours de l'exploration temps réel, mais qui seront stockés et affichés lors de la restitution en temps différé de la séquence.

Approche du problème

Pour stocker les images en temps réel (nous obtenons 30 images par seconde c'est-à-dire $30 \times 254 = 7\,620$ octets par seconde), il n'était bien évidemment pas possible de stocker directement sur disquette. Par contre, nous voyons que la visualisation d'un point puis d'une image est obtenue par un stockage (STA \$ 400, X) toujours dans les pages 4, 5, 6 et 7 qui correspondent au graphisme basse résolution. Si nous voulons stocker les images à la même vitesse, il suffit de les stocker dans l'espace RAM disponible de l'Apple. Pour avoir une dynamique d'image identique, nous stockerons directement dans les RAM et non plus en page video, nous n'aurons donc pas de contrôle visuel sur l'écran. Si toutefois nous voulons stocker en gardant le contrôle visuel, la dynamique s'en trouvera réduite de moitié.

La mémoire vive disponible de l'Apple déterminera le nombre d'images pouvant être stockées. Il sera donc nécessaire d'optimiser au maximum l'occupation mémoire de l'Apple II (version 48 K) figure 1.



La mémoire vive disponible occupe l'espace mémoire compris entre \$ 800 et \$ 9 600. (Nous ne pouvons pas aller au-delà de cette adresse sans détruire le DOS ce qui nous empêcherait de sauvegarder ensuite sur disquette.) Les programmes sont implantés suivant la figure 1.

Fig. 1. — Ci-dessus, en haut.

Photo 1. — Empreinte réalisée par la méthode d'analyse dynamique.

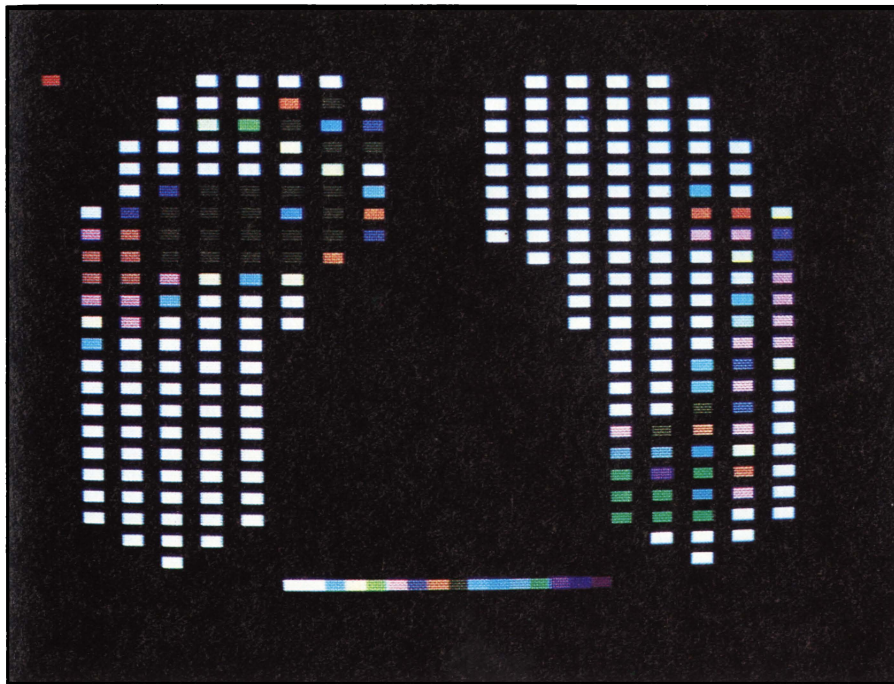


Photo 2. - Empreinte avec témoin de stockage (carré orange en haut à gauche).

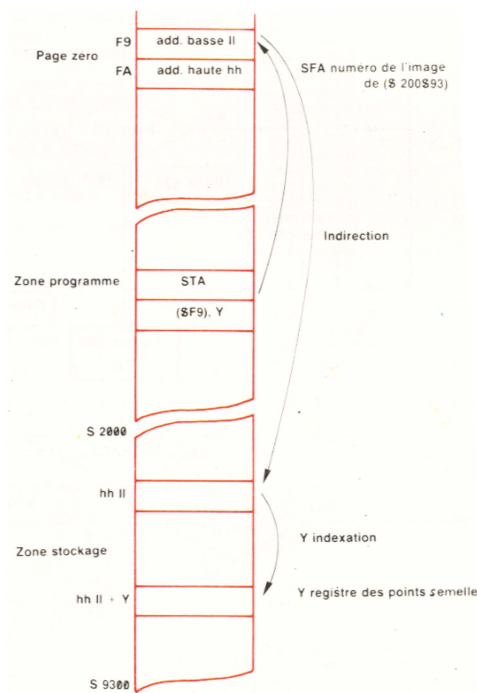


Fig. 2

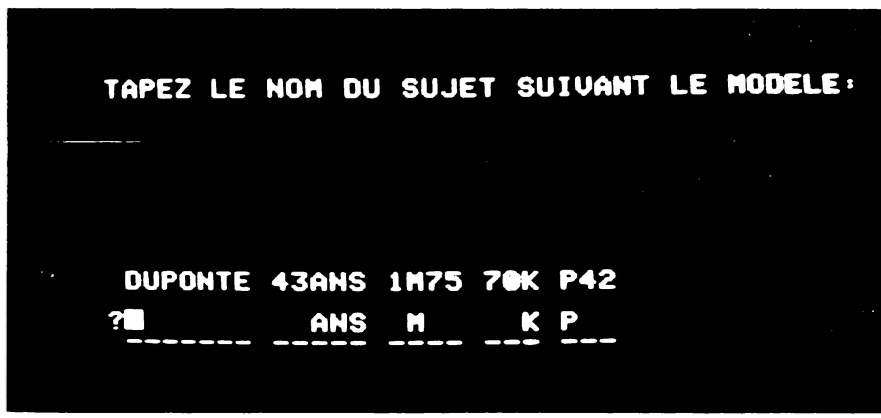


Photo 3. - Affichage des paramètres du sujet.

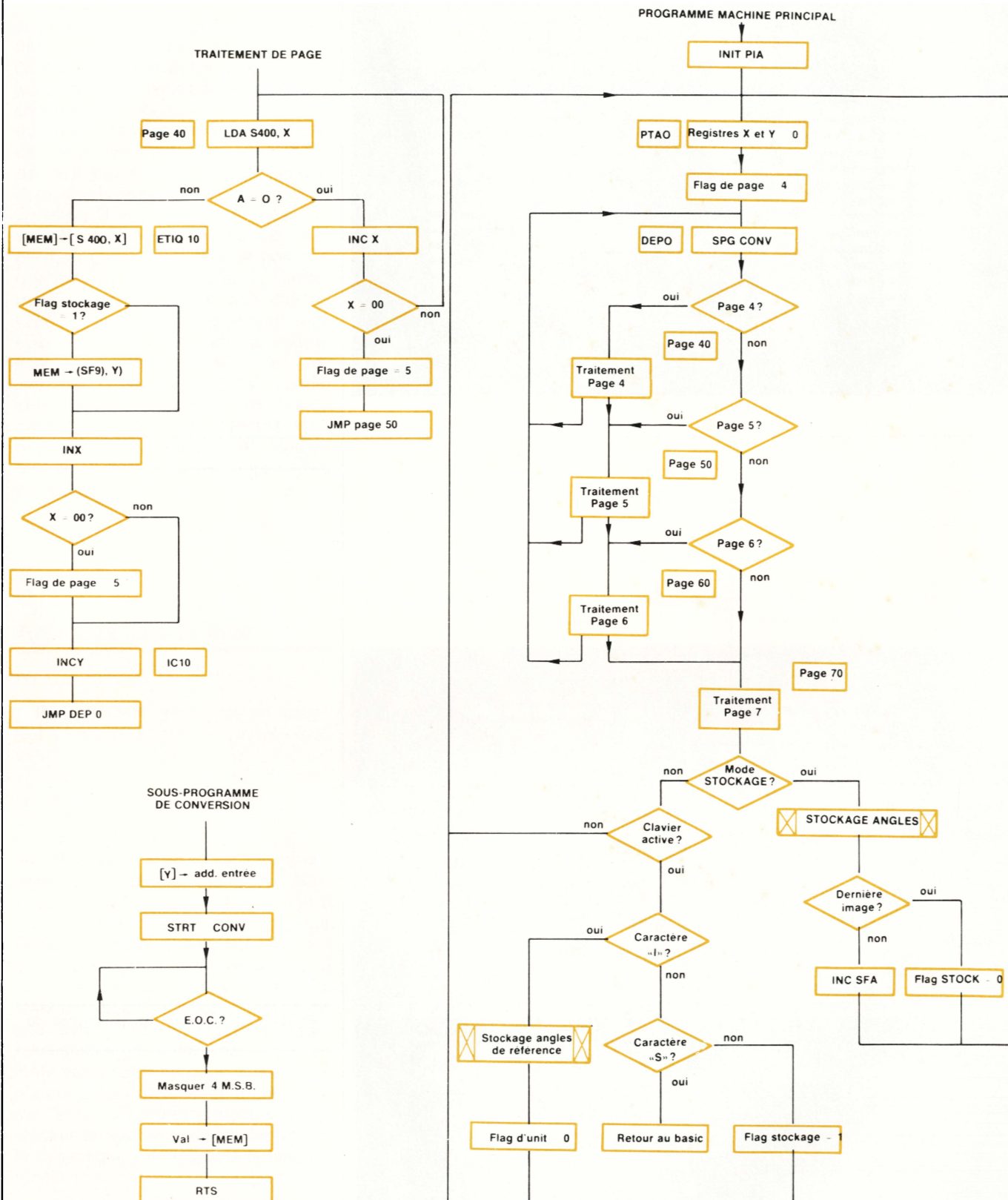


Fig. 3

LIST

```

1 REM *****
2 REM *** R E S T I T . ***
3 REM *****
4 HOME
5 HTAB 15: VTAB 15: INVERSE: PRINT
  "DEPOUILLEMENT": NORMAL
6 PRINT CHR$(4); "BLOD EMPREIN
  TE+RESTIT LX.$1700.D1"
7 CALL 6144: REM EFFACER DE $1
  800 A $1E00
8 D$ = CHR$(4)
10 DATA 12,40,6,42,2,44,0,42,
  0,22,0,16,2,14
20 DATA 2,14,0,16,0,22,0,40,0,
  4,2,2,44,6,42,12,
  40
25 FOR X = 1024 TO 2048: POKE X,
  0
30 NEXT X
40 GR: POKE -16302,0
45 COLOR=15
50 FOR X = 2 TO 16 STEP 2
55 READ YINF,YSUP
60 FOR Y = YINF TO YSUP STEP 2
65 PLOT X,Y
70 NEXT Y
75 NEXT X
80 FOR X = 22 TO 36 STEP 2
85 READ YINF,YSUP
90 FOR Y = YINF TO YSUP STEP 2
95 PLOT X,Y
100 NEXT Y
105 NEXT X
107 CALL 5888
110 POKE 49152,0: POKE 49168,255

111 TEXT: HOME
112 GOTO 450
115 POKE 249,0: TEXT: HOME
116 POKE 49152,0: POKE 49168,255

120 INVERSE: VTAB 5: HTAB 5
121 PRINT "D' DEPART IMAGE-EXPL
  ICATIONS
122 VTAB 7: HTAB 5: PRINT "N' N
  OUVELLE EXPLORATION"
123 VTAB 9: HTAB 5: PRINT "BARR
  E' PARAMETRES"
124 VTAB 11: HTAB 5: PRINT "VERS
  LE DEBUT DE LA SEQUENC
  E"
125 VTAB 13: HTAB 5: PRINT "VERS
  LA FIN DE LA SEQUENC
  E"
126 VTAB 15: HTAB 5: PRINT "M'
  RETOUR AU MENU PRINCIPAL"
127 VTAB 20: NORMAL
128 PRINT "IMAGE DE DEPART ? (<0
  A 114)"
130 INPUT A%
140 IF A% < 115 THEN GOTO 160
150 PRINT "ERREUR": GOTO 120
160 A% = A% + 32
170 POKE 250,A%
175 HOME: GR: POKE 49234,255
177 CALL 6224
180 POKE 49152,0: POKE 49168,255

185 EX = PEEK(49152): Y% = PEEK
  (250)
195 IF EX = 136 GOTO 230

```

```

197 IF EX = 149 GOTO 260
198 IF EX = 160 GOTO 300
199 IF EX = 196 GOTO 115
200 IF EX = 206 GOTO 637
201 IF EX = 205 GOTO 750
205 GOTO 185
210 GOTO 180
230 X% = X% - 1
231 IF X% = 31 GOTO 250
235 POKE 250,X%: GOTO 177
250 X% = 32: PRINT CHR$(07): GOTO
  235
260 X% = X% + 1
270 IF X% = 147 GOTO 290
280 GOTO 235
290 X% = 146: PRINT CHR$(07): GOTO
  235
300 TEXT: HOME: INVERSE
306 HTAB 8: VTAB 1: PRINT E$
307 NORMAL
310 X% = X% - 32
311 HTAB 10
312 VTAB 3: PRINT "CECI EST L'IM
  AGE N":X%
313 HTAB 5: VTAB 5
314 K = 37632
315 PRINT "LES ANGLES SONT EXPRI
  MES EN DEGRE"
316 P0 = K + (6 * X%)
317 P1 = P0 + 1: P2 = P0 + 2: P3 =
  P0 + 3
318 P4 = P0 + 4: P5 = P0 + 5
319 VTAB 7: HTAB 8: PRINT " + FL
  EXION - EXTENSION"
320 HD = (PEEK(P0) - PEEK(383
  36)) * (.47) * (-1)
321 HG = (PEEK(P1) - PEEK(383
  37)) * (.47) * (-1)
322 GD = (PEEK(P2) - PEEK(383
  38)) * (.47)
323 GG = (PEEK(P3) - PEEK(383
  39)) * (.47)
324 CD = (PEEK(P4) - PEEK(383
  40)) * (.47) * (-1)
325 CG = (PEEK(P5) - PEEK(383
  41)) * (.47) * (-1)
326 HD% = INT(HD): HG% = INT(H
  G)
327 GD% = INT(GD): GG% = INT(G
  G)
328 CD% = INT(CD): CG% = INT(C
  G)
330 VTAB 12: PRINT "HANCHE G:"
340 VTAB 12: HTAB 22: PRINT "HAN
  CHE D:"
342 INVERSE
345 VTAB 12: HTAB 14: PRINT HG%
346 VTAB 12: HTAB 35: PRINT HD%
347 NORMAL
350 VTAB 16: PRINT "GENOU G:"
352 INVERSE
355 VTAB 16: HTAB 14: PRINT GG%
356 VTAB 16: HTAB 35: PRINT GD%
358 NORMAL
360 VTAB 16: HTAB 22: PRINT "GEN
  OU D:"
370 VTAB 20: PRINT "CHEVILLE G:"
380 VTAB 20: HTAB 22: PRINT "CHE
  VILLE D:"
381 INVERSE
382 VTAB 20: HTAB 14: PRINT CG%
  VTAB 20: HTAB 35: PRINT CD%
383 POKE 49152,0: POKE 49168,255
384 NORMAL

```

```

385 ONERR GOTO 389
386 GET Z$
389 ONERR GOTO 660
390 GR: POKE -16302,0: GOTO 1
  77
450 TEXT: HOME
460 ONERR GOTO 660
470 PRINT D$:"CATALOG.02.V001"
475 G% = PEEK(37)
480 G% = G% + 1
490 VTAB 5: PRINT "
500 FOR I = 1 TO 15: PRINT "
  "
510 NEXT I
520 Y% = 5
530 VTAB Y%: HTAB 7: INVERSE
  HTAB 10: VTAB 17: PRINT "BA
  RRE: POUR SELECTER "
533 HTAB 10: VTAB 19: PRINT "POUR
  VALIDER "
534 HTAB 10: VTAB 20: PRINT "PA
  RCOURIR TOUTE LA LIGNE"
535 NORMAL
536 VTAB 21: PRINT "
  "
537 VTAB Y%
538 POKE 49152,0: POKE 49168,255

539 HTAB 7
540 GET A$
550 IF A$ = " " GOTO 580
560 INPUT E$
570 GOTO 604
580 Y% = Y% + 1
590 IF Y% = G% THEN Y% = 5
600 GOTO 530
604 FLASH: HTAB 13: VTAB 15
605 PRINT "CHARGEMENT"
606 NORMAL
607 HTAB 10: VTAB 17
608 PRINT "
  "
609 HTAB 8: VTAB 17
610 INVERSE: PRINT E$: NORMAL
611 HTAB 10: VTAB 19: PRINT "
  "
613 HTAB 10: VTAB 20: PRINT "
  "
615 PRINT D$:"BLOD"E$
619 FLASH: HTAB 7: VTAB 15
620 PRINT "CHARGEMENT CORRECT ?
  (<0)(<N)"
621 NORMAL
625 GET U$
630 IF U$ = "O" GOTO 115
635 IF U$ = "N" GOTO 637
636 GOTO 625
637 PRINT: GOTO 450
638 GOTO 625
640 FOR T = 20 TO 22
641 VTAB T
642 PRINT "
  "
643 NEXT T
650 GOTO 490
660 HOME
663 INVERSE
665 FOR T = 1 TO 100
666 VTAB 15: HTAB 10
670 PRINT "ERREUR DE FICHER"
675 NEXT T
677 NORMAL
700 GOTO 450
750 TEXT: HOME
753 POKE 49152,0: POKE 49168,255
755 PRINT D$:"RUN HELLO.D1"

```

```

0800 1 *****
0800 2 *** R E S T I T . ***
0800 3 *****
1850 4 ORG $1850
1850 5 PG4 EQU $04
1850 6 PG5 EQU $05
1850 7 PG6 EQU $06
1850 8 PG7 EQU $07
1850 9 FLG EQU $0018
1850 10 KBD EQU $C000
1850 11 KBDST EQU $C010
1850 12 FLSAVE EQU $001A
1850 13 STOCK EQU $F9
1850 14 MEM EQU $300
1850 A200 15 DEBUT LDX $000
1852 A900 16 LDR $000
1854 900004 17 MINET1 STA $400,X
1857 E$ 18 INX
1858 E000 19 CPX $000
185A D0F8 20 BNE MINET1
185C 900005 21 MINET2 STA $500,X
185F E$ 22 INX
1860 E000 23 CPX $000
1862 D0F8 24 BNE MINET2
1864 900006 25 MINET3 STA $600,X
1867 E$ 26 INX
1868 E000 27 CPX $000
186A D0F8 28 BNE MINET3
186C 900007 29 MINET4 STA $700,X
186F E$ 30 INX
1870 E000 31 CPX $000
1872 D0F8 32 BNE MINET4
1874 A90F 33 PTAB0 LDR $00F
1876 A200 34 LDX $000
1878 900007 35 TAD STA $7DC,X
187B 69FF 36 ADC $FFF
187D E$ 37 INX
187E E010 38 CPX $010
1880 D0F6 39 BNE TAD
1882 A900 40 LDR $000
1884 8000C0 41 STA KBD
1887 8D1A00 42 STA FLSAVE
188A A904 43 PTAB LDR $PG4
188C 8D1800 44 STA FLG

```

```

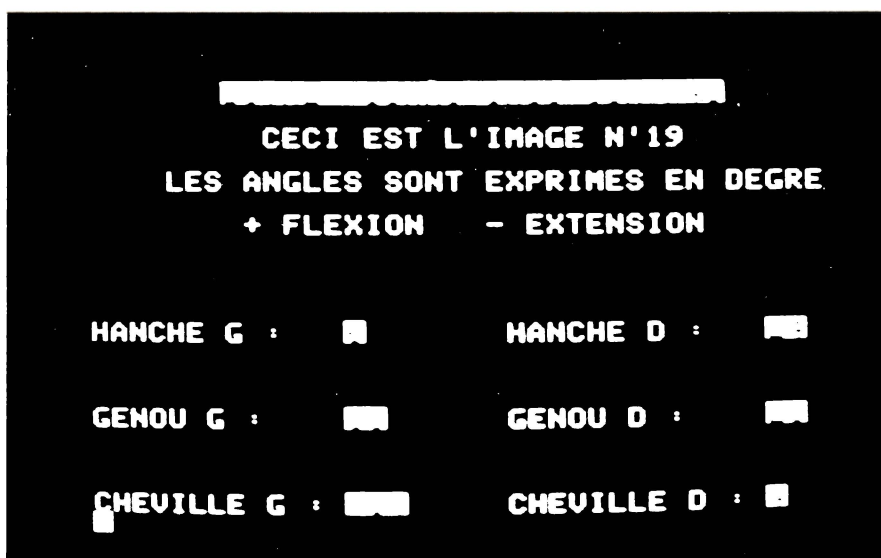
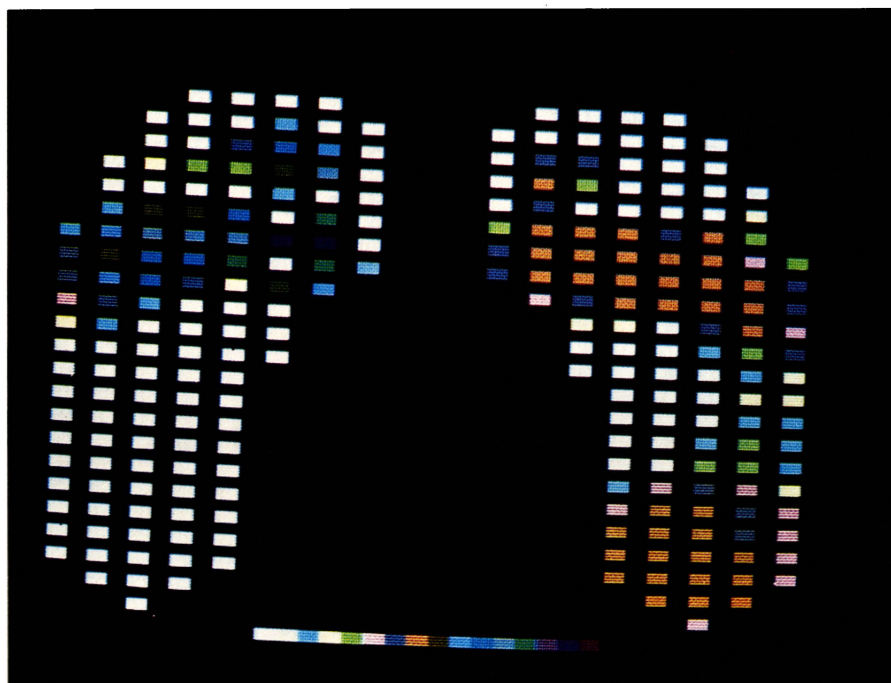
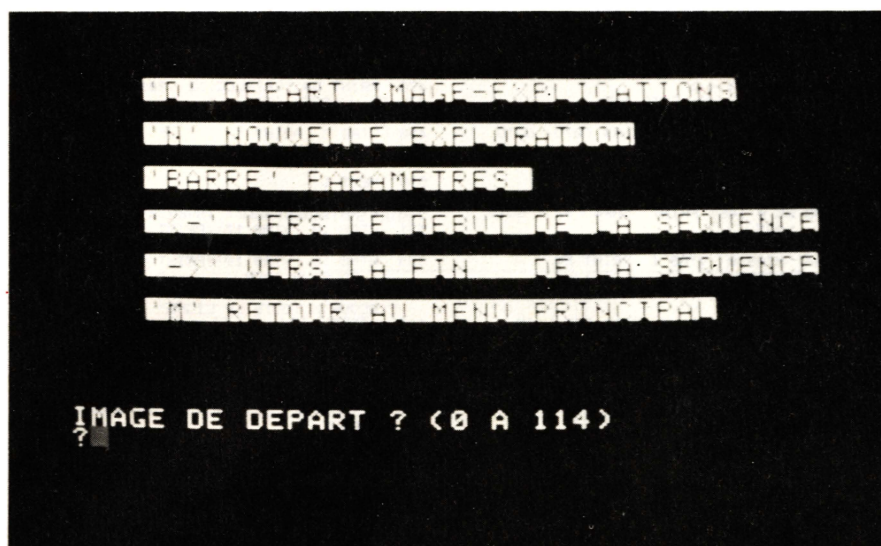
188F A200 45 LDX $000
1891 A000 46 LDY $000
1893 A904 47 DEPO LDR $PG4
1895 4D1800 48 EOR FLG
1898 F011 49 BEQ PAGE40
189A A905 50 LDR $PG5
189C 4D1800 51 EOR FLG
189F F031 52 BEQ PAGE50
18A1 A906 53 LDR $PG6
18A3 4D1800 54 EOR FLG
18A6 F051 55 BEQ PAGE60
18A8 4C2619 56 JMP PAGE70
18AB 8D001B 57 LDR $1800,X
18AE D000 58 BNE ETI010
18B0 E$ 59 INX
18B1 E000 60 CPX $000
18B3 D0F6 61 BNE PAGE40
18B5 A905 62 LDR $PG5
18B7 8D1800 63 STA FLG
18BA 4CD218 64 JMP PAGE50
18BD B1F9 65 ETI010 LDR ($F9),Y
18BF 290F 66 AND $0F
18C1 9D0004 67 STA $400,X
18C4 E$ 68 INX
18C5 E000 69 CPX $000
18C7 D005 70 BNE IC10
18C9 A905 71 LDR $PG5
18CB 8D1800 72 STA FLG
18CE C$ 73 IC10 INY
18CF 4C9318 74 JMP DEP0
18D2 8D001C 75 PAGE50 LDR $1C00,X
18D5 D000 76 BNE ETI020
18D7 E$ 77 INX
18D8 E000 78 CPX $000
18DA D0F6 79 BNE PAGE50
18DC A906 80 LDR $PG6
18DE 8D1800 81 STA FLG
18E1 4CF918 82 JMP PAGE60
18E4 B1F9 83 ETI020 LDR ($F9),Y
18E6 290F 84 AND $0F
18E8 9D0005 85 STA $500,X
18EB E$ 86 INX
18EC E000 87 CPX $000
18EE D005 88 BNE LAB

```

```

18F0 A906 89 LDR $PG6
18F2 8D1800 90 STA FLG
18F5 C$ 91 LAB INY
18F6 4C9318 92 JMP DEP0
18F9 BD001D 93 PAGE60 LDR $1000,X
18FC D000 94 BNE ETI030
18FE E$ 95 INX
18FF E000 96 CPX $000
1901 D0F6 97 BNE PAGE60
1903 A907 98 LDR $PG7
1905 8D1800 99 STA FLG
1908 4C2619 100 JMP PAGE70
190B B1F9 101 ETI030 LDR ($F9),Y
190D 290F 102 AND $0F
190F 9D0006 103 STA $600,X
1912 E$ 104 INX
1913 E000 105 CPX $000
1915 D005 106 BNE HERE0
1917 A907 107 LDR $PG7
1919 8D1800 108 STA FLG
191C C$ 109 HERE0 INY
191D C09C 110 CPY $09C
191F D002 111 BNE PIF
1921 C$ 112 INY
1922 C$ 113 INY
1923 4C9318 114 PIF JMP DEP0
1926 BD001E 115 PAGE70 LDR $1E00,X
1929 D008 116 BNE ETI040
192B E$ 117 INX
192C E000 118 CPX $000
192E D0F6 119 BNE PAGE70
1930 4C4619 120 JMP PTAB0
1933 B1F9 121 ETI040 LDR ($F9),Y
1935 290F 122 AND $0F
1937 9D0007 123 STA $700,X
193A E$ 124 INX
193B E000 125 CPX $000
193D D003 126 BNE AQU10
193F 4C4619 127 JMP PTAB0
1942 C$ 128 AQU10 INY
1943 4C9318 129 JMP DEP0
1946 60 130 PTAB0 RTS
  131 FIN END

```

```

1 REM *****
2 REM ** ANALYSE STOCKAGE
3 REM *****
4 HOME : HTAB 13 : VTAB 10 : PRINT
  "ANALYSE/STOCKAGE"
5 VTAB 16 : PRINT "INIT. ANGLE
  "I"
6 VTAB 18 : PRINT "STOCKAGE EN RA
  M : "BARRE"
7 VTAB 21 : PRINT "STOCKAGE SUR D
  ISK : "S"
8 PRINT CHR$(4) : "BLOD EDUARD
  LX,$1000"
9 CALL 4736
10 DATA 12.40,6.42,2.44,0.42,
  0,0.22,0.16,2,14
11 POKE 49152,0 : POKE 49168,255
12 LX = PEEK(49152)
13 IF LX = 160 GOTO 18
14 FLASH : HTAB 17 : VTAB 23 : PRINT
  "BARRE"
15 NORMAL : GOTO 13
16 POKE 49152,0 : POKE 49168,255
17 DATA 2.14,0.16,0.22,0.40,0.
  4,2.2,44,6.42,12,
  40
18 FOR X = 1024 TO 2048 : POKE X,
  0
19 NEXT X
20 GR : POKE - 16302,0
21 COLOR = 15
22 FOR X = 2 TO 16 STEP 2
23 READ YINF,YSUP
24 FOR Y = YINF TO YSUP STEP 2
25 PLOT X,Y
26 NEXT Y
27 NEXT X
28 FOR X = 22 TO 36 STEP 2
29 READ YINF,YSUP
30 FOR Y = YINF TO YSUP STEP 2
31 PLOT X,Y
32 NEXT Y
33 NEXT X
34 CALL 4096
35 ONERR GOTO 400
36 TEXT : HOME
37 POKE 49152,0 : POKE 49168,255
38
39 PRINT "TAPEZ LE NOM DU SUJET
  SUIVANT LE MODELE:"
40 VTAB 16 : PRINT "A
  NS M K P "
41 VTAB 14
42 PRINT " DUPONTE 43ANS 1M75 7
  0K P42"
43 VTAB 17 : PRINT "-----
  ----"
44 VTAB 16
45 INPUT R$
46 HOME
47 VTAB 10
48 PRINT "VOUS AVEZ TAPE : "
49 VTAB 12 : INVERSE
50 PRINT R$
51 VTAB 18 : NORMAL
52 PRINT "EST CE CORRECT ? (0)
  OU (N)"
53 POKE 49152,0 : POKE 49168,255
54
55 A% = PEEK(49152)
56 IF A% = 205 GOTO 110
57 IF A% = 207 GOTO 180
58 GOTO 160
59 R$ = R$ + ".A$2000,L$75FF,D2"
60
61 HOME
62 HTAB 15 : VTAB 15 : PRINT "STO
  CKAGE"
63 PRINT CHR$(4) : "BSAVE "R$
64 HOME
65 PRINT "VOULEZ VOUS : "
66 HTAB 5 : PRINT "-FAIRE UNE AU
  TRE EXPLORATION ? (A)"
67 HTAB 5 : PRINT "-RETOURNER AU
  MENU ? (M)"
68 POKE 49152,0 : POKE 49168,255
69
70 A% = PEEK(49152)
71 IF A% = 193 GOTO 295
72 IF A% = 205 GOTO 280
73 GOTO 240
74 POKE 49152,0 : POKE 49168,255
75
76 PRINT CHR$(4) : "RUN HELLO.D
  1"
77 END
78 PRINT CHR$(4) : "RUN EDUARD
  .D1"
79 HOME
80 VTAB 3 : HTAB 13
81 INVERSE : PRINT "DISK COMPLE
  T" : NORMAL
82 VTAB 15
83 PRINT "METTEZ UN AUTRE DISK
  FORMATTE DANS D2"
84 VTAB 20 : HTAB 15
85 FLASH
86 PRINT "BARRE"
87 NORMAL
88 POKE 49152,0 : POKE 49168,255
89
90 A% = PEEK(49152)
91 IF A% = 160 GOTO 185
92 GOTO 430

```


Page ci-contre

Photo 4. - Lancement du programme de dépouillement.

Photo 5. - Autre exemple d'analyse d'empreinte.

Photo 6. - Paramètres de l'image de la photo 5.

```

1 REM *****
2 REM *** ANALYSE DE
3 REM *** LA MARCHÉ
4 REM *****
5 ***
10 HOME
20 VTAB 15: HTAB 10
25 INVERSE
30 PRINT "ANALYSE DE LA MARCHÉ"
35 NORMAL
37 VTAB 18: HTAB 15
38 PRINT "PERUCHON E"
40 VTAB 20: HTAB 15
50 PRINT "JULLIAN JM"
60 VTAB 22: HTAB 15
70 PRINT "INSERM U 103"
80 FOR I = 1 TO 1500: NEXT I
90 HOME
100 VTAB 15: HTAB 10
110 PRINT "VOULEZ-VOUS ."
120 VTAB 17: HTAB 5
130 PRINT "-EXPLORER/STOCKER ? (<
E)"
140 VTAB 19: HTAB 5
150 PRINT "-DEPOUILLER ? (<
D)"
153 VTAB 21: HTAB 5:
154 PRINT "-DES COMMENTAIRES ? (<
C)"
155 D$ = CHR$(4)
160 POKE 49152,0
165 X% = PEEK(49152)
170 IF X% = 197 GOTO 200
180 IF X% = 196 GOTO 250
185 IF X% = 195 GOTO 290
190 GOTO 160
200 HOME: POKE 49168,255
210 PRINT D$:"RUN EDUARD,D1"
250 HOME: POKE 49168,255
260 PRINT D$:"RUN RESTIT,D1"
290 HOME: POKE 49168,255
300 PRINT D$:"RUN DOC ANAL.MARCH
E"

```

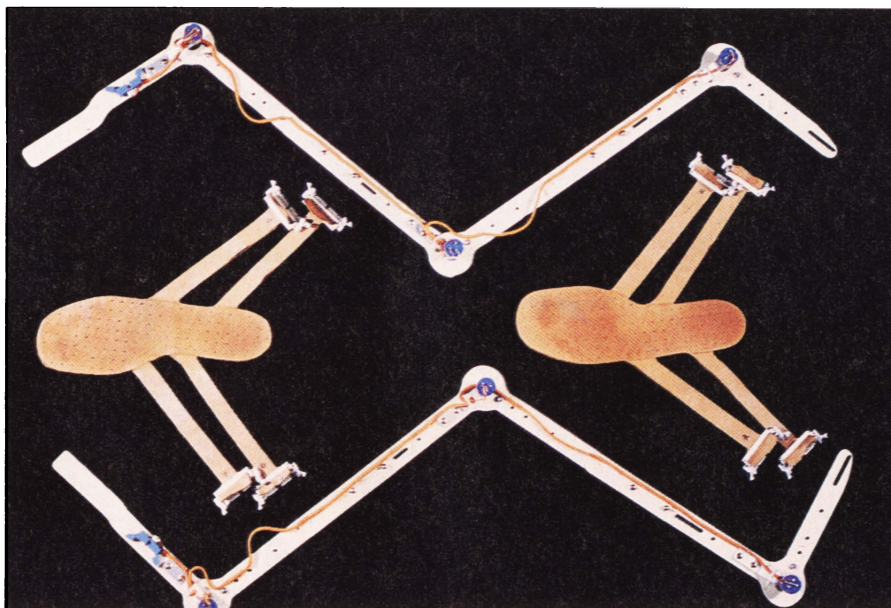


Photo 7. - Les capteurs utilisés dans l'expérience : semelles, chaîne potentiométrique de mesure d'angle.

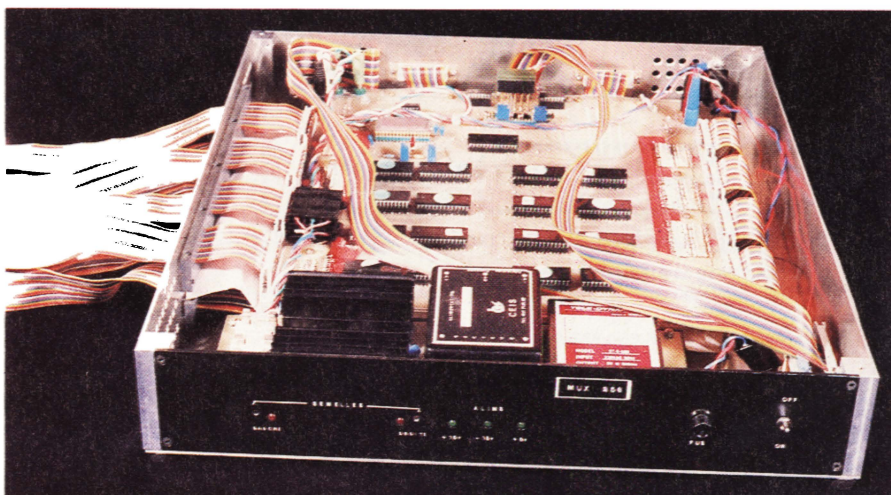


Photo 8. - Le boîtier multiplexeur vu de face...

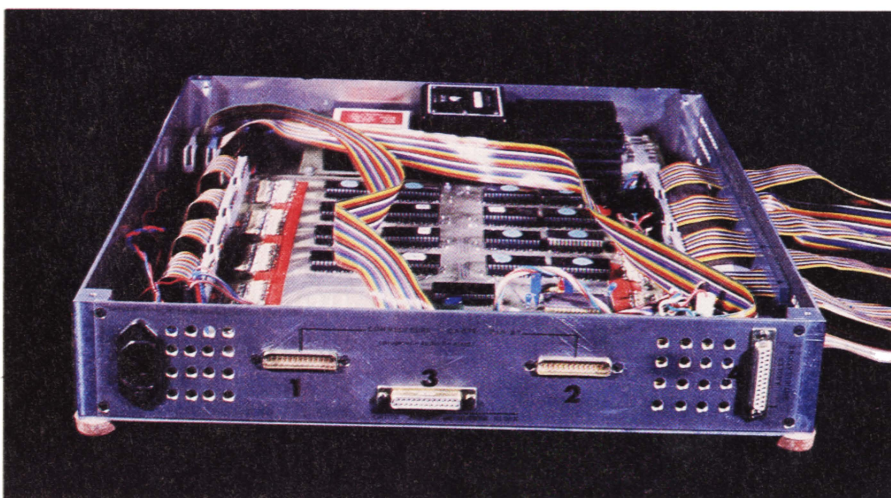


Photo 9. - ... et de l'arrière (on distingue les connecteurs vers l'Apple II).

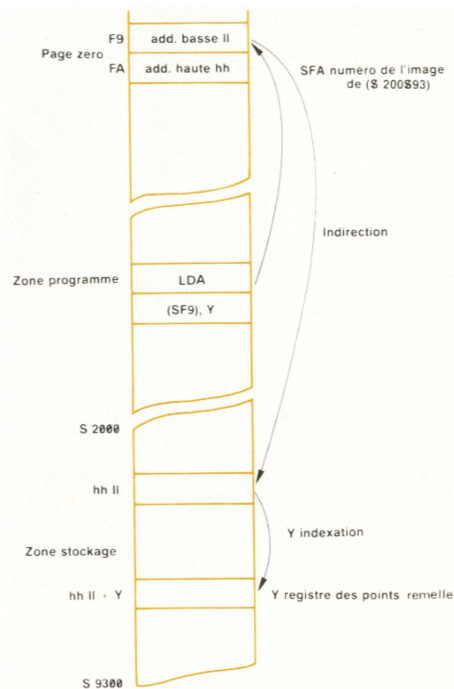


Fig. 4

```

*****
*                               *
* SYMBOL TABLE -- V 1.5 *
*                               *
*****

LABEL. LOC. LABEL. LOC. LABEL. LOC.

** ZERO PAGE VARIABLES:

** ABSOLUTE VARIABLES/LABELS

PG4  0004  PG5  0005  PG6  0006  PG7  0007  FLG  0018  KBD  0000
KBDST 0010  FLSAVE 001A  STOCK 00F9  MEM  0300  DEBUT 1050  MINET1 1054
MINET2 105C  MINET3 1064  MINET4 106C  PTA00 1074  TAD  1078  PTA0  108A
DEP0  1090  PAGE40 1098  ETIQ10 10B0  IC10  10CE  PAGE50 10D2  ETIQ20 10E4
LA0  10F0  PAGE60 10F9  ETIQ30 10B0  HER0  191C  PIF  1923  PAGE70 1926
ETIQ40 1930  AQU10 1942  PTA0S 1946  FIN  1947

SYMBOL TABLE STARTING ADDRESS: 6000
SYMBOL TABLE LENGTH: 0122

```

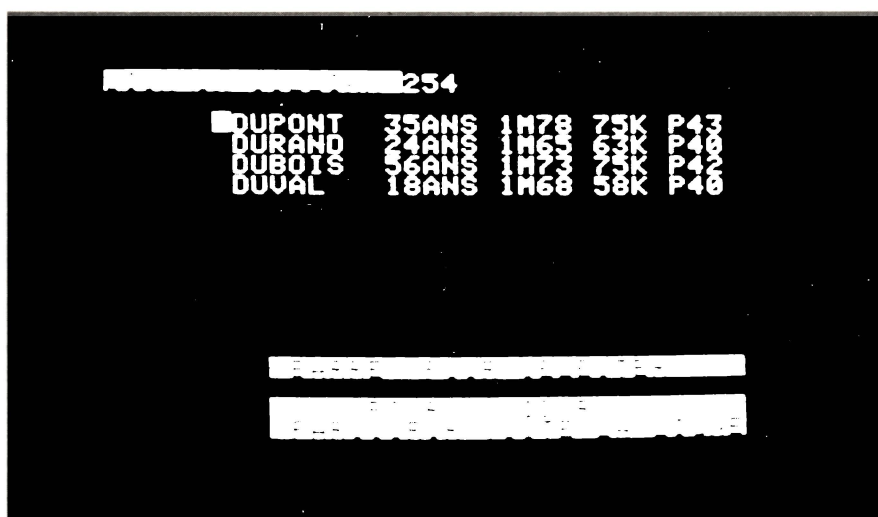


Photo 10. - Le programme « Restit » donne les séquences contenues dans la disquette de données.

Fonctionnement

Le programme Basic crée l'empreinte en page graphique et ensuite appelle le programme en langage machine. Celui-ci va transférer l'empreinte en \$ 1.400 - \$ 17 FF (pour éviter le phénomène d'effacement des points). Le programme d'exploration des points et d'affichage est le même que le précédent donné dans notre numéro 30, à la différence près qu'au moment d'afficher le point en page graphique (STA \$.400, X par exemple) nous testons le flag de stockage pour voir si nous sommes en mode stockage. Si c'est le cas, nous stockons ce même point dans les RAM de l'Apple en utilisant l'adressage indirect post indexé par Y (STA (\$ F9), Y), (fig. 2), le registre Y nous servant ici d'index de stockage et (\$ F9), contenant l'adresse de l'image en cours de stockage. Quand une image entière a été explorée (étiquette PTAOS, fig. 3), nous trouvons le programme de gestion des différents modes, qui teste le buffer d'entrée de caractère (\$ C000) du clavier et qui aiguille vers la séquence désirée.

La procédure normale d'utilisation est de mettre l'Apple sous tension. Le programme Basic qui a été initialisé sur la disquette D₁ est exécuté automatiquement et lance le programme en langage machine. L'utilisateur voit apparaître l'empreinte avec le témoin d'initialisation (photo 1). Le sujet se tient droit, on appuie sur la touche « I » (« init »). Une acquisition de 6 angles (hanche, genou, cheville, droit et gauche) est effectuée et sera prise comme référence lors de la restitution. Le témoin d'« init » sur l'écran s'éteint. Quand le moment semble opportun, l'opérateur appuie sur la barre d'espacement (ou tout autre touche sauf « I » et « S »). Le témoin de stockage sur l'écran apparaît (photo 2), et la séquence de stockage débute à partir de ce moment-là et ce, pour une durée de cinq secondes environ, ce qui correspond à un stockage de 114 images. Quand l'enregistrement est fini, le voyant s'éteint et nous sommes toujours en mode visualisation temps réel. L'opérateur a alors le choix entre stocker une autre séquence en effaçant la précédente, ou sauvegarder la séquence sur disquette. L'opérateur presse alors la touche S. Nous retournons sous contrôle du Basic qui nous permet de stocker la séquence sur la disquette 2 (disquette de donnée), avec tous les paramètres concernant le sujet : nom, âge, taille, poids (photo 3).


```

0000 1 *****
0000 2 *** ANALYSE STOCKAGE ***
0000 3 *****
1000 4 ORG $1000
1000 5 EQU $04
1000 6 PG5 EQU $05
1000 7 PG6 EQU $06
1000 8 PG7 EQU $07
1000 9 FLG EQU $0018
1000 10 KBD EQU $C000
1000 11 KBDST EQU $C010
1000 12 FLSAVE EQU $001A
1000 13 STOCK EQU $F9
1000 14 MEM EQU $300
1000 15 STOCB0 EQU $345
1000 16 PFAISL EQU $350
1000 17 PFORT EQU $351
1000 18 *****
1000 A900 19 PIR1 LDA #500
IA SLOT 1)
1002 20 *****
1002 21 STA $C09D
1005 A9FF 22 LDA #5FF
1007 8D9CC0 23 STA $C09C
100A A904 24 LDA #504
100C 8D9DC0 25 STA $C09D
100F A900 26 LDA #500
1011 8D9BC0 27 STA $C09B
1014 8D9AC0 28 STA $C09A
1017 A904 29 LDA #504
1019 8D9BC0 30 STA $C09B
101C 31 *****
101C 8D0003 32 STA MEM
101F 33 *****
101F 34 -INITIALISATION PIA CARTE ADC SLOT 2
101F 35 *****
101F A900 36 PIA2 LDA #500
1021 8DADC0 37 STA $C0AD
1024 A9FF 38 LDA #5FF
1026 8DACC0 39 STA $C0AC
1029 A93E 40 LDA #53E
102B 8DADC0 41 STA $C0AD
102E A900 42 LDA #500
1030 8DAFC0 43 STA $C0AF
1033 8DAEC0 44 STA $C0AE
1036 A904 45 LDA #504
1038 8DAFC0 46 STA $C0AF
103B 47 *****
103B A904 48 PTA LDA #PG4
103D 8D1800 49 STA FLG
1040 A200 50 LDX #500
1042 A000 51 LDY #500
1044 20A512 52 JSR ANGL
*****
DEP LDA #PG4
EOR FLG
BEQ PAGE4
LDA #PG5
EOR FLG
BEQ PAGE5
LDA #PG6
EOR FLG
BEQ PAGE6
BNE PAGE7
LDA $400.X
BNE ETIQ1
INX
CPX #500
BNE PAGE4
LDA #PG5
STA FLG
JMP PAGE5
LDA MEM
STA $1400.X
INX
CPX #500
BNE IC1
LDA #PG5
STA FLG
INX
JMP DEP
PAGE5 LDA $500.X
BNE ETIQ2
INX
CPX #500
BNE PAGE5
LDA #PG6
STA FLG
JMP PAGE6
LDA MEM
STA $1500.X
INX
CPX #500
BNE LA
LDA #PG6
STA FLG
INX
JMP DEP
PAGE6 LDA $600.X
BNE ETIQ3
INX
CPX #500
BNE PAGE6
LDA #PG7
STA FLG
JMP PAGE7
ETIQ3 LDA MEM
*****
STA $C09D
LDA #5FF
STA $C09C
LDA #504
STA $C09D
LDA #500
STA $C09B
STA $C09A
LDA #504
STA $C09B
STA MEM
*****
-INITIALISATION PIA CARTE ADC SLOT 2
*****
PIA2 LDA #500
STA $C0AD
LDA #5FF
STA $C0AC
LDA #53E
STA $C0AD
LDA #500
STA $C0AF
STA $C0AE
LDA #504
STA $C0AF
*****
PTA LDA #PG4
STA FLG
LDX #500
LDY #500
JSR ANGL
*****
DEP LDA #PG4
EOR FLG
BEQ PAGE4
LDA #PG5
EOR FLG
BEQ PAGE5
LDA #PG6
EOR FLG
BEQ PAGE6
BNE PAGE7
LDA $400.X
BNE ETIQ1
INX
CPX #500
BNE PAGE4
LDA #PG5
STA FLG
JMP PAGE5
LDA MEM
STA $1400.X
INX
CPX #500
BNE IC1
LDA #PG5
STA FLG
INX
JMP DEP
PAGE5 LDA $500.X
BNE ETIQ2
INX
CPX #500
BNE PAGE5
LDA #PG6
STA FLG
JMP PAGE6
LDA MEM
STA $1500.X
INX
CPX #500
BNE LA
LDA #PG6
STA FLG
INX
JMP DEP
PAGE6 LDA $600.X
BNE ETIQ3
INX
CPX #500
BNE PAGE6
LDA #PG7
STA FLG
JMP PAGE7
ETIQ3 LDA MEM
*****
STA $C09D
LDA #5FF
STA $C09C
LDA #504
STA $C09D
LDA #500
STA $C09B
STA $C09A
LDA #504
STA $C09B
STA MEM
*****
-INITIALISATION PIA CARTE ADC SLOT 2
*****
PIA2 LDA #500
STA $C0AD
LDA #5FF
STA $C0AC
LDA #53E
STA $C0AD
LDA #500
STA $C0AF
STA $C0AE
LDA #504
STA $C0AF
*****
PTA LDA #PG4
STA FLG
LDX #500
LDY #500
JSR ANGL
*****
DEP LDA #PG4
EOR FLG
BEQ PAGE4
LDA #PG5
EOR FLG
BEQ PAGE5
LDA #PG6
EOR FLG
BEQ PAGE6
BNE PAGE7
LDA $400.X
BNE ETIQ1
INX
CPX #500
BNE PAGE4
LDA #PG5
STA FLG
JMP PAGE5
LDA MEM
STA $1400.X
INX
CPX #500
BNE IC1
LDA #PG5
STA FLG
INX
JMP DEP
PAGE5 LDA $500.X
BNE ETIQ2
INX
CPX #500
BNE PAGE5
LDA #PG6
STA FLG
JMP PAGE6
LDA MEM
STA $1500.X
INX
CPX #500
BNE LA
LDA #PG6
STA FLG
INX
JMP DEP
PAGE6 LDA $600.X
BNE ETIQ3
INX
CPX #500
BNE PAGE6
LDA #PG7
STA FLG
JMP PAGE7
ETIQ3 LDA MEM
*****
STA $C09D
LDA #5FF
STA $C09C
LDA #504
STA $C09D
LDA #500
STA $C09B
STA $C09A
LDA #504
STA $C09B
STA MEM
*****
-INITIALISATION PIA CARTE ADC SLOT 2
*****
PIA2 LDA #500
STA $C0AD
LDA #5FF
STA $C0AC
LDA #53E
STA $C0AD
LDA #500
STA $C0AF
STA $C0AE
LDA #504
STA $C0AF
*****
PTA LDA #PG4
STA FLG
LDX #500
LDY #500
JSR ANGL
*****
DEP LDA #PG4
EOR FLG
BEQ PAGE4
LDA #PG5
EOR FLG
BEQ PAGE5
LDA #PG6
EOR FLG
BEQ PAGE6
BNE PAGE7
LDA $400.X
BNE ETIQ1
INX
CPX #500
BNE PAGE4
LDA #PG5
STA FLG
JMP PAGE5
LDA MEM
STA $1400.X
INX
CPX #500
BNE IC1
LDA #PG5
STA FLG
INX
JMP DEP
PAGE5 LDA $500.X
BNE ETIQ2
INX
CPX #500
BNE PAGE5
LDA #PG6
STA FLG
JMP PAGE6
LDA MEM
STA $1500.X
INX
CPX #500
BNE LA
LDA #PG6
STA FLG
INX
JMP DEP
PAGE6 LDA $600.X
BNE ETIQ3
INX
CPX #500
BNE PAGE6
LDA #PG7
STA FLG
JMP PAGE7
ETIQ3 LDA MEM
*****
STA $C09D
LDA #5FF
STA $C09C
LDA #504
STA $C09D
LDA #500
STA $C09B
STA $C09A
LDA #504
STA $C09B
STA MEM
*****
-INITIALISATION PIA CARTE ADC SLOT 2
*****
PIA2 LDA #500
STA $C0AD
LDA #5FF
STA $C0AC
LDA #53E
STA $C0AD
LDA #500
STA $C0AF
STA $C0AE
LDA #504
STA $C0AF
*****
PTA LDA #PG4
STA FLG
LDX #500
LDY #500
JSR ANGL
*****
DEP LDA #PG4
EOR FLG
BEQ PAGE4
LDA #PG5
EOR FLG
BEQ PAGE5
LDA #PG6
EOR FLG
BEQ PAGE6
BNE PAGE7
LDA $400.X
BNE ETIQ1
INX
CPX #500
BNE PAGE4
LDA #PG5
STA FLG
JMP PAGE5
LDA MEM
STA $1400.X
INX
CPX #500
BNE IC1
LDA #PG5
STA FLG
INX
JMP DEP
PAGE5 LDA $500.X
BNE ETIQ2
INX
CPX #500
BNE PAGE5
LDA #PG6
STA FLG
JMP PAGE6
LDA MEM
STA $1500.X
INX
CPX #500
BNE LA
LDA #PG6
STA FLG
INX
JMP DEP
PAGE6 LDA $600.X
BNE ETIQ3
INX
CPX #500
BNE PAGE6
LDA #PG7
STA FLG
JMP PAGE7
ETIQ3 LDA MEM
*****
STA $C09D
LDA #5FF
STA $C09C
LDA #504
STA $C09D
LDA #500
STA $C09B
STA $C09A
LDA #504
STA $C09B
STA MEM
*****
-INITIALISATION PIA CARTE ADC SLOT 2
*****
PIA2 LDA #500
STA $C0AD
LDA #5FF
STA $C0AC
LDA #53E
STA $C0AD
LDA #500
STA $C0AF
STA $C0AE
LDA #504
STA $C0AF
*****
PTA LDA #PG4
STA FLG
LDX #500
LDY #500
JSR ANGL
*****
DEP LDA #PG4
EOR FLG
BEQ PAGE4
LDA #PG5
EOR FLG
BEQ PAGE5
LDA #PG6
EOR FLG
BEQ PAGE6
BNE PAGE7
LDA $400.X
BNE ETIQ1
INX
CPX #500
BNE PAGE4
LDA #PG5
STA FLG
JMP PAGE5
LDA MEM
STA $1400.X
INX
CPX #500
BNE IC1
LDA #PG5
STA FLG
INX
JMP DEP
PAGE5 LDA $500.X
BNE ETIQ2
INX
CPX #500
BNE PAGE5
LDA #PG6
STA FLG
JMP PAGE6
LDA MEM
STA $1500.X
INX
CPX #500
BNE LA
LDA #PG6
STA FLG
INX
JMP DEP
PAGE6 LDA $600.X
BNE ETIQ3
INX
CPX #500
BNE PAGE6
LDA #PG7
STA FLG
JMP PAGE7
ETIQ3 LDA MEM
*****
STA $C09D
LDA #5FF
STA $C09C
LDA #504
STA $C09D
LDA #500
STA $C09B
STA $C09A
LDA #504
STA $C09B
STA MEM
*****
-INITIALISATION PIA CARTE ADC SLOT 2
*****
PIA2 LDA #500
STA $C0AD
LDA #5FF
STA $C0AC
LDA #53E
STA $C0AD
LDA #500
STA $C0AF
STA $C0AE
LDA #504
STA $C0AF
*****
PTA LDA #PG4
STA FLG
LDX #500
LDY #500
JSR ANGL
*****
DEP LDA #PG4
EOR FLG
BEQ PAGE4
LDA #PG5
EOR FLG
BEQ PAGE5
LDA #PG6
EOR FLG
BEQ PAGE6
BNE PAGE7
LDA $400.X
BNE ETIQ1
INX
CPX #500
BNE PAGE4
LDA #PG5
STA FLG
JMP PAGE5
LDA MEM
STA $1400.X
INX
CPX #500
BNE IC1
LDA #PG5
STA FLG
INX
JMP DEP
PAGE5 LDA $500.X
BNE ETIQ2
INX
CPX #500
BNE PAGE5
LDA #PG6
STA FLG
JMP PAGE6
LDA MEM
STA $1500.X
INX
CPX #500
BNE LA
LDA #PG6
STA FLG
INX
JMP DEP
PAGE6 LDA $600.X
BNE ETIQ3
INX
CPX #500
BNE PAGE6
LDA #PG7
STA FLG
JMP PAGE7
ETIQ3 LDA MEM
*****
STA $C09D
LDA #5FF
STA $C09C
LDA #504
STA $C09D
LDA #500
STA $C09B
STA $C09A
LDA #504
STA $C09B
STA MEM
*****
-INITIALISATION PIA CARTE ADC SLOT 2
*****
PIA2 LDA #500
STA $C0AD
LDA #5FF
STA $C0AC
LDA #53E

```




```

11B9 BD0016 224 PAGE60 LDA $1600.X
11B0 D000 225 BNE ETI030
11BE E8 226 INX
11BF E000 227 CPX #000
11C1 D0F6 228 BNE PAGE60
11C3 A907 229 LDA #PG7
11C5 8D1800 230 STA FLG
11C8 4CF011 231 JMP PAGE70
11CB AD0003 232 ETI030 LDA MEM
11CE 9D0006 233 STA $600.X
11D1 AD1A00 234 LDA FLSAVE
11D4 F006 235 BEQ FAB3
11D6 AD0003 236 LDA MEM
11D9 91F9 237 STA ($F9).Y
11DB EA 238 NOP
11DC E8 239 FAB3 INX
11DD E000 240 CPX #000
11DF D005 241 BNE HERE0
11E1 A907 242 LDA #PG7
11E3 8D1800 243 STA FLG
11E6 C8 244 HERE0 INY
11E7 C09C 245 CPY #09C
11E9 D002 246 BNE PIF
11EB C8 247 INY
11EC C8 248 INY
11ED 4C3C11 249 PIF JMP DEPO
11F0 BD0017 250 PAGE70 LDA $1700.X
11F3 D008 251 BNE ETI040
11F5 E8 252 INX
11F6 E000 253 CPX #000
11F8 D0F6 254 BNE PAGE70
11FA 4C1A12 255 JMP PTA0S
11FD AD0003 256 ETI040 LDA MEM
1200 9D0007 257 STA $700.X
1203 AD1A00 258 LDA FLSAVE
1206 F006 259 BEQ FAB4
1208 AD0003 260 LDA MEM
120B 91F9 261 STA ($F9).Y
120D EA 262 NOP
120E E8 263 FAB4 INX
120F E000 264 CPX #000
1211 D003 265 BNE AQUI0
1213 4C1A12 266 JMP PTA0S
1216 C8 267 AQUI0 INY
1217 4C3C11 268 JMP DEPO
121A 269 *****
121A AD1A00 270 PTA0S LDA FLSAVE
121D F018 271 BEQ TAD1
121F 20A512 272 JSR ANGL
1222 A5FA 273 LDA $FA
1224 C992 274 CMP #092
1226 F005 275 BEQ TAD2
1228 E6FA 276 INC $FA
1229 4C3311 277 JMP PTA0
122D 278 *****
122D A900 279 TAD2 LDA $900
122F 8D1A00 280 STA FLSAVE
1232 A900 281 LDA $900
1234 8D0004 282 STA $400
1237 4C3311 283 JMP PTA0
123A 284 *****
123A AD0000 285 TAD1 LDA KPD
123D 1A00 286 BPL POUF
123F C9C9 287 CMP #0C9
1241 F034 288 BEQ VALEN
1243 C9D3 289 CMP #0D3
1245 D00B 290 BNE MIC
1247 A900 291 LDA $900
1249 8D00C0 292 STA KPD
124C A9FF 293 LDA #0FF
124E 8D10C0 294 STA KBDST
1251 60 295 RTS
1252 296 *****
1252 A900 297 MIC LDA $900
1254 85F9 298 STA $F9
1256 85EB 299 STA $EB
1258 A920 300 LDA $920
125A 85FA 301 STA $FA
125C A993 302 LDA $993
125E 85EC 303 STA $EC
1260 A9FF 304 LDA #0FF
1262 8D1A00 305 STA FLSAVE
1265 A900 306 LDA $900
1267 8D00C0 307 STA KPD
126A A9FF 308 LDA #0FF
126C 8D10C0 309 STA KBDST
126F A909 310 LDA $909
1271 8D0004 311 STA $400
1274 4C3311 312 POUF JMP PTA0
1277 4CDA12 313 VALEN JMP VALIN
127A 314 *****
127A 315 *** MISE A 0 DE $1400 A $17FF *
127A 316 *****
127A 317
1280 318 PEPE ORG $1280
1280 A900 319 LDA $900
1282 A200 320 LDX $200
1284 9D0014 321 RAB1 STA $1400.X
1287 E8 322 INX
1288 E000 323 CPX #000
128A D0F8 324 BNE RAB1
128C 9D0015 325 RAB2 STA $1500.X
128F E8 326 INX
1290 E000 327 CPX #000
1292 D0F8 328 BNE RAB2
1294 9D0016 329 RAB3 STA $1600.X
1297 E8 330 INX
1298 E000 331 CPX #000
129A D0F8 332 BNE RAB3
129C 9D0017 333 RAB4 STA $1700.X
129F E8 334 INX
12A0 E000 335 CPX #000
12A2 D0F8 336 BNE RAB4
12A4 60 337 RTS

12A5 338 *****
12A5 A000 339 ANGL LDY #000
12A7 20B012 340 ANGL JSR CONVER
12AA 91EB 341 STA ($EB).Y
12AC C8 342 INY
12AD C006 343 CPY #006
12AF D0F6 344 BNE ANGL
12B1 18 345 CLC
12B2 A906 346 LDA #006
12B4 65EB 347 ADC $EB
12B6 85EB 348 STA $EB
12B8 9002 349 BCC PA
12BA E6EC 350 INC $EC
12BC 60 351 PA RTS
12BD 352 *****
12BD 353 -SPG CONVERSION ANGLE
12BD 354 *****
12BD 8CACC0 355 CONVER STY $C0AC
12C0 A936 356 LDA #036
12C2 8DADC0 357 STA $C0AD
12C5 ADADC0 358 VIA LDA $C0AD
12C8 10FB 359 BPL VIA
12CA ADAC0 360 LDA $C0AE
12CD 48 361 PHA
12CE A93E 362 LDA #03E
12D0 8DADC0 363 STA $C0AD
12D3 A936 364 LDA #036
12D5 8DADC0 365 STA $C0AD
12D8 68 366 PLA
12D9 60 367 RTS
12DA 368 *****
12DA A900 369 VALIN LDA #000
12DC 8D00C0 370 STA KPD
12DF A9FF 371 LDA #0FF
12E1 8D10C0 372 STA KBDST
12E4 A9C0 373 LDA #0C0
12E6 85EB 374 STA $EB
12E8 A995 375 LDA #095
12EA 85EC 376 STA $EC
12EC 20A512 377 JSR ANGL
12EF A900 378 LDA $900
12F1 A200 379 LDX $200
12F3 9D5C06 380 FACE2 STA $65C.X
12F6 E8 381 INX
12F7 E00F 382 CPY #00F
12F9 D0F8 383 BNE FACE2
12FB 4C3311 384 JMP PTA0
385 FIN END

***** END OF ASSEMBLY

```



```
*****
*
* SYMBOL TABLE -- V 1.5 *
*
*****
```

LABEL. LOC. LABEL. LOC. LABEL. LOC.

** ZERO PAGE VARIABLES:

** ABSOLUTE VARIABLES/LABELS

PG4	0004	PG5	0005	PG6	0006	PG7	0007	FLG	0010	KBD	0000
KBDST	0010	FLSAVE	001A	STOCK	00F9	MEM	0300	STOCD	0345	PFAIR	0300
PFTOT	0351	PIA1	1000	PIA2	101F	PTA	1038	DEP	1047	PAGE4	105E
ETI01	1070	ICI	1080	PAGE5	108A	ETI02	1096	LA	10A6	PAGE6	10AA
ETI03	10BC	HERE	10CD	PAGE7	10D1	ETI04	10DE	ADUI	10EC	CONV	10FA
VOIE	10FB	PTA00	110C	TAD	1110	FACE1	111E	PTA0	1130	DEP0	113C
PAGE40	1157	ETI010	1159	FAB1	117A	IC10	1184	PAGE50	1188	ETI020	119A
FAB2	11AB	LA0	11B5	PAGE60	11B9	ETI030	11CB	FAB3	11DC	HERE0	11E5
PIF	11ED	PAGE70	11F0	ETI040	11FD	FAB4	120E	ADUI0	1216	PTA05	121A
TAD2	1220	TAD1	123A	MIC	1252	POUF	1274	VALEN	1277	PFFF	127A
RAB1	1284	RAB2	128C	RAB3	1294	RAB4	129C	ANGL	12A5	ANG1	12A7
PA	12BC	CONVER	12BD	VIA	12C5	VALIN	12DA	FACE2	12F3	FIN	12FE

SYMBOL TABLE STARTING ADDRESS: 6000
SYMBOL TABLE LENGTH: 0252

Dépouillement

Le programme de dépouillement nous propose les séquences contenues sur la disquette de donnée (un enregistrement fait 30 K, la disquette peut contenir 144 K, il y a donc 4 enregistrements par face de disquette). Une fois un enregistrement sélectionné et chargé, on donne un numéro d'image de départ compris entre 0 et 114 (photo 4) et nous voyons une image apparaître (photo 5). Une pression sur la touche « → » nous fait apparaître l'image suivante ; une pression sur la touche « ← » l'image précédente. Appuyons sur barre, nous voyons apparaître le nom du sujet, sa taille, son poids, le numéro de l'image et les angulations (photo 6).

Le programme de restitution est en fait le même que celui d'exploration, à la différence près qu'il n'effectue qu'un passage pour l'image choisie. En effet, en Basic, grâce à un « poke » à l'adresse hexadécimale \$FA, on met le numéro de l'image (compris entre \$20 et \$93) et ensuite on fait appel au programme en langage machine qui ira chercher les points en ((\$F9), Y) (fig. 4) au lieu d'aller les chercher sur les capteurs de la semelle, et qui redonnera aussitôt le contrôle au programme Basic, pour pouvoir soit afficher les paramètres, soit positionner le pointeur \$F9 pour une autre image.

Résultat

Ce programme a la particularité de ne stocker que les points véhiculant de l'information. En effet, une image graphique en basse résolution

contient environ 1 K-octets. Dans l'image des semelles, il y a 254 points utiles. Si nous avons stocké les images graphiques, basse résolution, nous n'aurions pu en stocker qu'une trentaine (puisque dans la version 48 Ko de l'Apple il y a une trentaine de Ko disponibles) alors que nous pouvons en stocker quatre fois plus avec notre programme. D'autre part, il est encore possible d'augmenter la vitesse d'exploration c'est-à-dire d'améliorer le nombre d'image par seconde. En effet, nous employons sur le modèle actuel comme convertisseur A/D un ADC 80 qui convertit avec une résolution de 12 bits en 25 μ s. De plus, il est connecté sur l'Apple via un PIA, ce qui donne plus de souplesse mais rajoute du temps d'accès. Pour améliorer la vitesse avec les circuits existants, il faudrait, avant de traiter un point, lancer la conversion du point suivant et se servir des interruptions. Une autre solution est de mettre un convertisseur « high speed » microbus compatible, ce qui nous ferait descendre le temps d'acquisition au niveau de la microseconde.

En ce qui concerne la capacité mémoire, sur un « Apple II plus », nous disposons d'une trentaine de Ko disponibles. Sur l'« Apple IIe » nous disposons de 64 Ko de RAM ce qui nous donne environ 46 Ko disponibles, ou 160 images.

Pour l'acquisition de séquences très longues, on peut envisager l'emploi d'une ou plusieurs cartes extension RAM (128 ou 256 Ko).

J.-M. JULLIAN

INSERM. Unité de
recherches biomécaniques
Montpellier

NORTHWEST INSTRUMENT Systems

Transformidable

L'Instrumentation Personnelle

L'Ordinateur Personnel IBM
transformé en Analyseur logique
16 à 80 voies avec les systèmes
 μ Analyst 2000 et 2100.

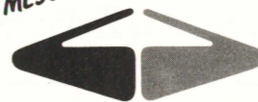
L'Apple II et l'Apple IIe transformés
en :

- Oscilloscope 2 vpies, 50 MHz
grâce au module enfichable 85 aScope.
- Générateur de fonctions
programmables grâce au module
enfichable 65 aGen.
- Générateur de signaux aléatoires
grâce aux modules enfichables
75 et 76 aSource.
- Analyseur logique 16 à 80 voies
grâce aux systèmes μ Analyst
2000 et 2100.

Venez
juger sur
pièces

Conférences techniques
avec applications et manipulations
en nos locaux d'Orsay

Pour connaître les dates,
prenez contact avec notre
Dpt MESURE au (6) 907.78.78



GENERIM

GENERIM Région Parisienne
Z.A. de Courtabœuf Avenue de la Baltique - B.P. 88
91943 Les Ulis Cedex - Tél. : (6) 907.78.78

GENERIM Rhône Alpes
2, rue des Muraillies - B.P. 1
38170 Seyssinet - Tél. : (76) 49.14.49

Gamma 1000,
104, boulevard du 11 Novembre
69100 Lyon-Villeurbanne
Tél. (7) 894.67.57



SERVICE-LECTEURS N° 254

... la Sélection Habillages

de VP électronique



catalogue
"l'espace VP"
80 pages de coffrets et
accessoires de classe



sélectionne
stocke
informe
documente

DISTRIBUE COMPOSANTS ET MESURE

Rég. Paris: (6) 920.08.69 • Rég. Sud Est: (76) 95.50.64 • Rég. Ouest: (99) 51.88.88

COUPON RÉPONSE A RETOURNER A:

VP électronique : 9, rue Gabriel PÉRI 91300 MASSY

valable pour

- ☐ 1 catalogue "l'espace VP"
- ☐ 1 "Petit Livre Vert VP" 1400 pages de sélections VP
- ☐ 1 abonnement gratuit au "petit journal VP" (périodique d'information des nouveautés VP)

joindre les documents des rés

Nom _____

Société _____

Adresse _____

eco press

Salon des Composants : Hall 2, angle Allées 26, G, 27

SERVICE-LECTEURS N° 255

LES

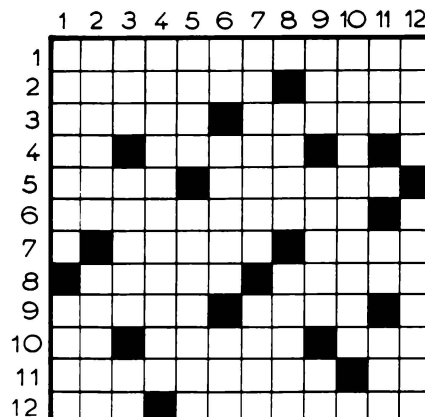
MOTS CROISES

D'ELECTRONIQUE

APPLICATIONS

Horizontalement

1. Capteur d'énergie. 2. Au fond du bassin. Témoin de la mauvaise humeur. 3. Le contact de l'or le prive de tous ses effets. Sévèrement critiqué. 4. Elément d'une portée. Effet du canon. 5. Centre d'activité. Une rencontre qui n'est pas toujours heureuse. 6. Chaleur qui nous vient des profondeurs. 7. Unité de pression. Il a quelque chose à cacher. 8. Fait l'œuf. Invitation à la douceur. 9. Qui est le prochain. Plus frais. 10. Fin de mode. Fusible vers 232 °C. Capucin. 11. Petites dépressions. Ile de France. 12. C'est lui qui prit la pâtée. L'effort les contraint à s'allonger.



Verticalement

1. Capteur d'énergies. Remarquable pour sa fidélité. 2. Caractéristique du jurassique ancien. Remplacé par le becquerel. 3. Dans le plus simple appareil. Il ne pense pas ce qu'il dit. Symbole chimique. 4. Pallie certaines insuffisances. 5. Erasme. Se montrer choquant. 6. Phase lunaire. Exige du trèfle. Débitée en pintes. 7. Réclame l'emploi d'artifices. Eléments isolés. - 8. Vécut un temps dans la dépendance de Babylone. Soumis à des interrogatoires. 9. Bruit sec. Bâton rouge. Direction. 10. Abcès d'origine tuberculeuse. 11. Canton suisse. Pour l'homme. Une certaine adresse. 12. Sensible. Victimes d'un abus de pouvoir.

Solution page 52

ELECTRONIQUE APPLICATIONS N° 33 – PAGE 39

Obtention de l'éclair de flash

L'élément clé du flash professionnel est le tube à éclats, qui appelle quelques commentaires de rappel.

Un tube à éclats est constitué d'une anode et d'une cathode, plus une électrode d'amorçage.

Ce tube est rempli de xénon. Ce gaz est isolant à l'état normal. Lorsqu'on applique une tension élevée entre l'électrode d'amorçage et la cathode (ou l'anode), le xénon s'ionise et devient brusquement conducteur. Si, à ce moment, on place entre l'anode et la cathode un condensateur de forte valeur, chargé sous une tension de 300 à 600 V, celui-ci se décharge violemment dans le tube provoquant un éclair extrêmement lumineux.

L'énergie produite à cet instant est donnée par la formule :

$$E = \frac{1}{2} CU^2$$

avec : E en watts/s (joules)

C en farads

U en volts

Composants nécessaires

Quelques remarques importantes concernant le choix des composants doivent être ici rappelées.

Tout d'abord, il faut absolument se procurer un tube à éclats spécial pour flash, car les tubes vendus dans le commerce pour les kits de stroboscopes ne conviennent pas, ayant tendance à rester ionisés (trop faible tension de service).

On peut se procurer des tubes à éclats et leurs bobines d'amorçage correspondantes chez *Franclair Electronique*, par exemple.

Plusieurs modèles existent, de 50 J à 1 200 J. Un bon choix se portera sur un modèle 300 J, 500 V, référencé XFU 300 chez ce fabricant.

Ces modèles donnent une lumière blanche très intense ayant une température de couleur (5 500 °K) voisine de celle de la lumière du jour, et permettent de libérer dans un temps très court (de l'ordre de la milliseconde) l'énergie accumulée dans un condensateur chargé sous une tension de quelques centaines de volts et d'obte-

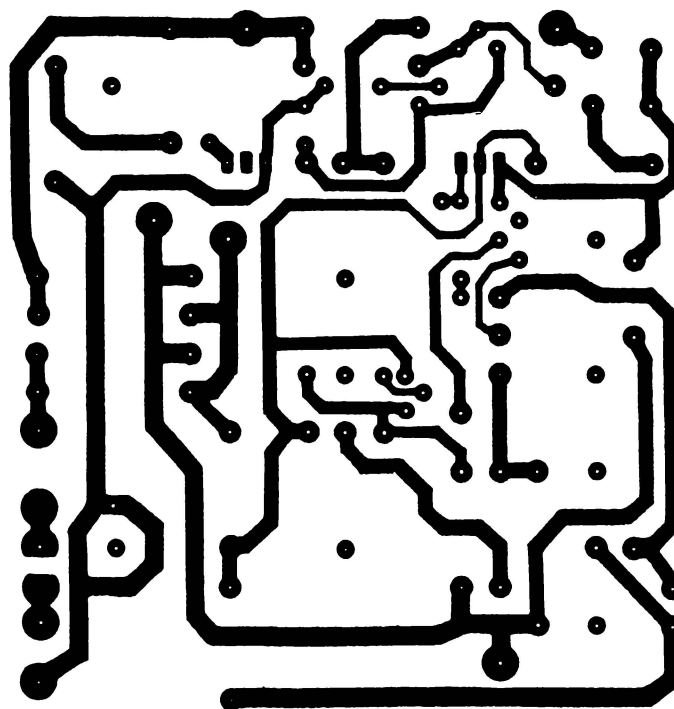
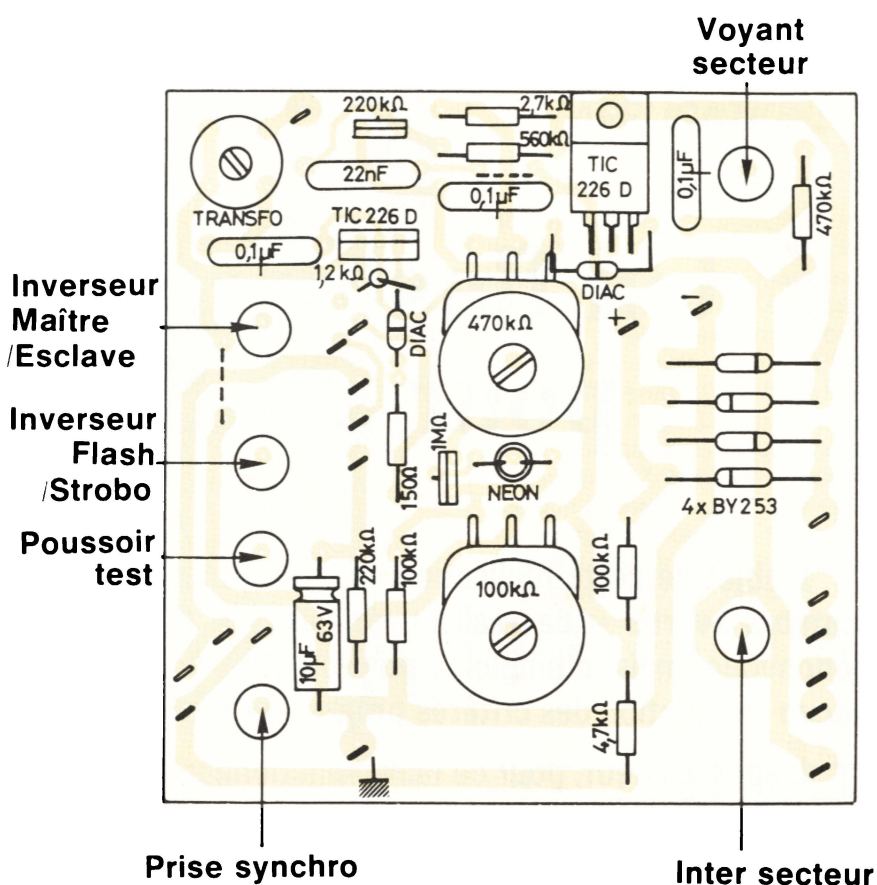


Fig. 2 a. – Circuit imprimé du flash. Pour le raccordement des cosse restées libres, se reporter à la figure 3.

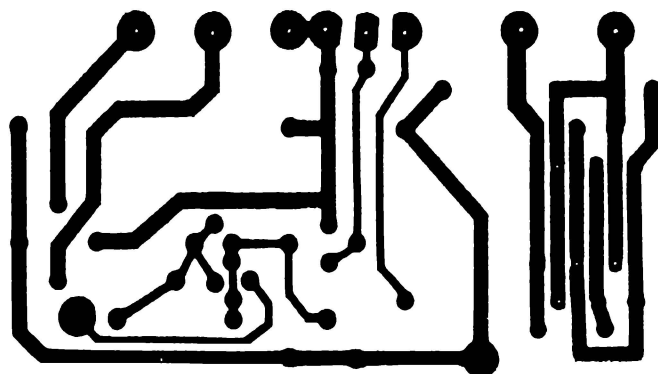
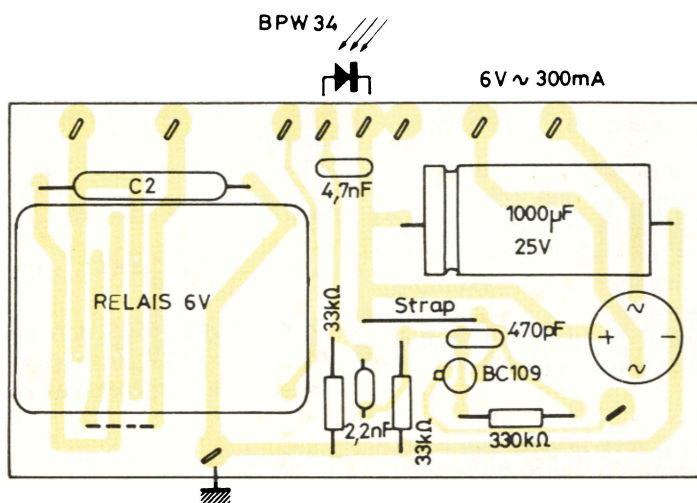


Fig. 2 b. – Circuit imprimé de la partie « alimentation ».

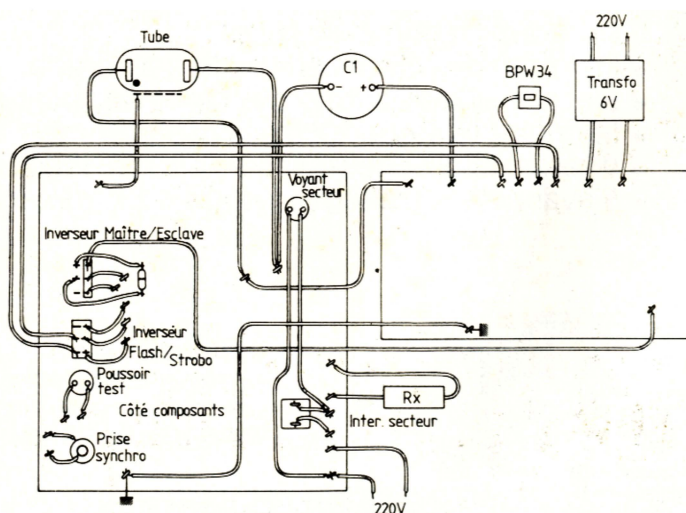


Fig. 3. – Interconnexion des deux circuits imprimés.

nir ainsi une puissance instantanée considérable. Leur durée de vie est très grande ; elle va de quelques dizaines de milliers d'éclairs pour les modèles photos à plusieurs dizaines de millions pour les types stroboscopiques, dans des conditions normales d'utilisation.

Ensuite, les caractéristiques du condensateur sont aussi à considérer de manière précise.

Ce composant est assez particulier car son temps de décharge doit être ultra-rapide, son temps de charge aussi par la même occasion, bien qu'en studio ce paramètre n'ait guère d'importance. On ne saurait donc utiliser des condensateurs de filtrage haute tension. Plusieurs fabricants proposent des condensateurs pour photo-flash dont *Siemens* et *Rubycon*. C'est cette dernière marque, distribuée par *Tekelec-Airtronic*, qui a retenu notre attention. La gamme ici est très étendue, de 200 à 1 500 μF et de 10 à 100 J d'énergie de charge.

Fonctionnement du montage

Comme l'appareil (**fig. 1**) est directement alimenté par le secteur, on redresse celui-ci directement par un pont de diodes, et à travers une résistance de charge de $47\ \Omega$ et de quelques dizaines de watts. Car n'oublions pas que, lors de l'éclair, l'ensemble est en court-circuit !

Une branche du pont est alimentée en alternatif à travers le gradateur de conception classique, si ce n'est le petit dispositif permettant la création d'une hystérésis, donnant une plus grande souplesse de fonctionnement.

Le tube est directement branché aux bornes de l'alimentation continue.

On prélève une partie de la haute tension pour charger un condensateur de $0,1\ \mu\text{F}$ en série avec le triac et le transformateur d'impulsion. Comme on ne peut utiliser un condensateur de forte valeur pour le fonctionnement en stroboscope, on a prévu un relais qui commute C_1 ou C_2 , C_1 étant de l'ordre de 1 à $2\ \mu\text{F}$, 400 ou $600\ \text{V}$.

Lors de l'impulsion de déclenchement, le triac devient conducteur et décharge le condensateur de $0,1 \mu\text{F}$ dans le primaire du transformateur d'impulsion d'où l'apparition au secondaire d'une tension instantanée de quelque 8 000 V, appliquée sur l'élec-

trode d'amorçage et permettant l'ionisation du tube.

En fonctionnement stroboscopique, le déclenchement est assuré par un montage autorelaxateur désormais très classique.

La fonction « esclave » est assurée par un petit circuit monté autour d'une photo-diode BPW 34 (Siemens) et d'un transistor BC 109.

Lorsque la photodiode reçoit la lumière d'un autre flash, une impulsion est transmise à la gâchette du triac de déclenchement, faisant ainsi naître l'éclair.

Comme la lumière se propage à 300 000 km/s, on ne peut décemment pas parler de retard d'un flash à l'autre.

Le tube au néon placé aux bornes du circuit de déclenchement sert à indiquer la fin de charge du condensateur de flash C_2 . Pour régler le potentiomètre de $1\text{ M}\Omega$, on place un voltmètre aux bornes du condensateur C_2 et on règle l'ajustable à la limite de l'extinction du néon.

Le gradateur permet de faire varier la tension continue aux bornes du condensateur entre 50 V et 311 V environ, mais on s'apercevra, suivant le type de tube utilisé, qu'on ne peut guère descendre en dessous de 150 V, car celui-ci ne s'amorce plus.

Le système utilisé dans les flashes professionnels est une commutation de condensateurs de différentes valeurs. Ainsi, on peut disposer de plusieurs puissances, par exemple : pleine, demie et quart de puissance. L'inconvénient est le prix relativement élevé de ces condensateurs.

Rappelons à ce propos que le secteur redressé en deux alternances donne une tension continue de :

$$311,12\text{ V,}$$

que la constante de temps est $T = RC$ pour une charge de 63 % et ainsi de suite jusqu'à l'obtention de la tension nécessaire à l'amorçage du tube, ce qui, dans notre cas, demande environ 1,5 s. Le courant circulant dans le tube au moment de l'éclair est :

$$I = \frac{CU}{t}$$

ce qui, compte tenu des valeurs suivantes :

- $C_2 = 400\text{ }\mu\text{F}$,
- $U = 300\text{ V}$ (tension aux bornes du condensateur),
- $T = 1\text{ ms}$

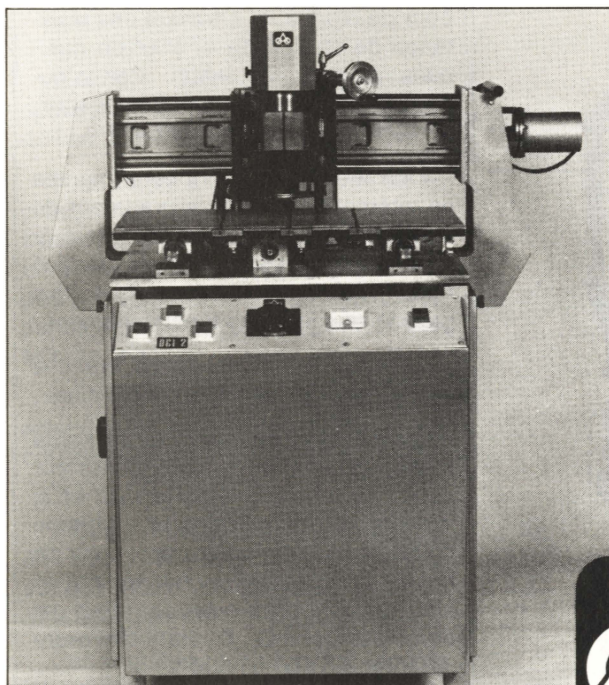
nous donne une intensité

$$I = \frac{4 \cdot 10^{-4} \times 300}{1 \cdot 10^{-3}} = 120\text{ A}$$

Les figures 2 et 3 donnent les circuits imprimés du flash et leur connexion aux éléments extérieurs.

B. Pautal

originalité française



machine à détourer à commande numérique

- Une tête
- Programmation par clavier
- Maintien des pièces en fin de détourage
- Blocage pneumatique des pions de "locating"
- Mémoire statique 1000 pas programme
- Vitesse de broche réglable : jusqu'à 35 000 t/min.
- 5 avances de fraisage : jusqu'à 1 200 mm/min.



Options :

- mémoire à cassette
- caméra de positionnement
- système de "contourning"

ATELIER D'OUTILLAGE ORLÉANAIS

226, faubourg Saint-Vincent - 45000 Orléans - Tél. : (38) 86.48.60

Applications

Mesureur de rythme cardiaque

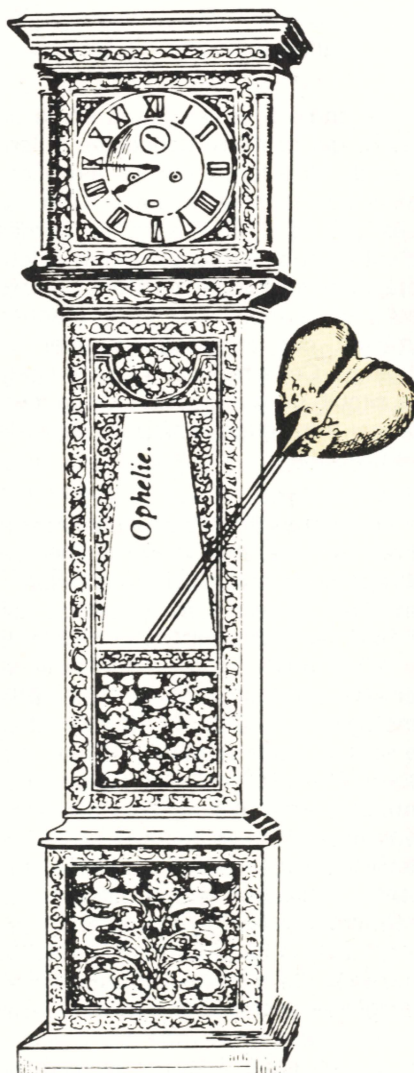
Le « gadget » est, dit-on, par définition un objet amusant ou curieux mais, en tous cas, inutile.

Cela n'empêche pas les fabricants les plus sérieux de circuits intégrés – tel Hugues, dont il sera question ici – de concevoir des modèles à vocation inattendue ou singulière. Témoin, ce « HLSS-0533 » qui permet à peu de frais de réaliser un mesureur de rythme cardiaque.

Un circuit intégré original

Le circuit de chez *Hugues* – représenté en France par ISC-France – dont l'application suivante tire parti, porte la référence HLSS-0533. Ce composant, réalisé en technologie C-MOS, comporte effectivement la plupart des fonctions actives nécessaires à la mesure des battements cardiaques utilisant la technique de la photo-artériographie. Les seuls éléments actifs requis pour un bon fonctionnement de l'ensemble sont le capteur, qui comporte une diode électroluminescente émettant en infrarouge à la longueur d'onde de 0,9 micron et une photodiode travaillant à cette même longueur d'onde, ainsi que le transistor qui commandera la diode électroluminescente.

Le circuit HLSS-0533 a été conçu de manière à combiner un travail à faible courant (35 μ A) et une acquisition très rapide de l'impulsion cardiaque (3 à 4 s), et ceci sous une faible tension d'alimentation provenant de piles ou de batteries (– 2,8 à – 4 V avec une valeur typique de – 3,1 V). Un dispositif interne assure la suppression de la lumière ambiante en cas de surcharge à l'entrée, ce qui



permet une utilisation en lumière du jour. Ce circuit interne réduit également l'influence des interférences lumineuses à 50 Hz provenant des ensembles d'éclairage artificiel utilisant des tubes fluorescents.

Le filtrage et l'amplification du signal sont effectués à partir des amplificateurs opérationnels intégrés au circuit : les caractéristiques du filtre sont alors déterminées par les deux composants R-C extérieurs. La sortie du circuit intégré est un signal du type impulsionnel correspondant à l'impulsion captée à partir de la pression sanguine, qui peut être envoyé directement – donc sans interface – à n'importe quelle entrée logique du type C-MOS. La conversion en valeur physique et l'affichage de ces valeurs doivent être réalisés par des circuits extérieurs (périodemètre par exemple).

Le circuit *Hugues* ne dissipe que 110 μ W. Il a un rapport cyclique de 1/448, ce qui permet à la diode électroluminescente de ne consommer que 350 μ W en moyenne, avec une impulsion de courant de 50 mA. Un oscillateur intégré fonctionnant à la fréquence 32 kHz (32 768 Hz exactement) procure les deux fréquences nécessaires à un fonctionnement avec une logique extérieure, ces fréquences étant de 32 768 Hz et de 1 024 Hz.

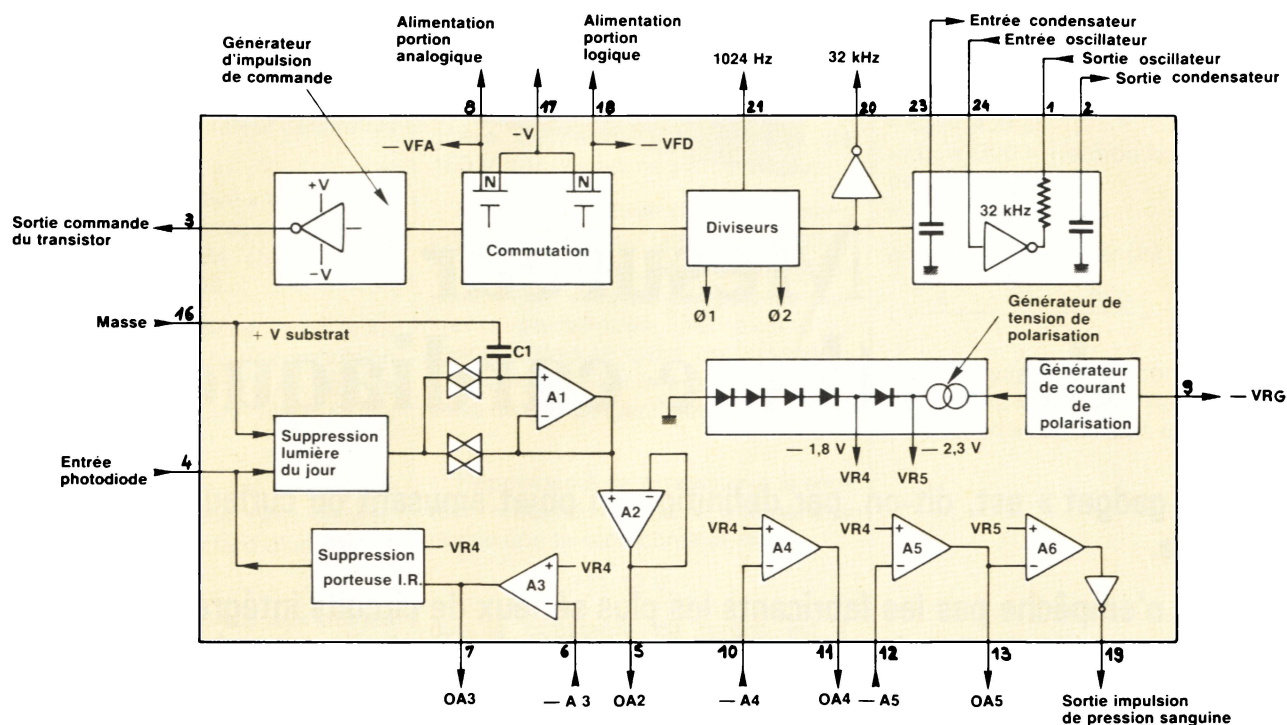


Fig. 1. – Schéma interne du circuit HLSS-0533.

Description du circuit

Passons maintenant en revue les différentes bornes du composant (voir figure 1). La borne 1 est la sortie de l'oscillateur intégré au circuit. Cet oscillateur est conçu autour d'une porte inverseuse que l'on fait osciller à l'aide d'un quartz, à une fréquence de 32 768 Hz, ou que l'on commande à l'aide d'une logique externe avec un signal oscillant à la même fréquence.

Cette sortie de l'oscillateur est isolée, par une résistance de 150 k Ω , de la sortie de l'inverseur qui est elle-même connectée à un condensateur, dont la capacité est de 7 pF, relié à la masse.

A la borne 2, nous trouvons un condensateur intégré d'une valeur de 12 pF, mis également à la masse, qui est prévu pour être connecté en parallèle sur la sortie de l'oscillateur (borne 1), dans le cas où une large gamme d'accord est désirée.

La borne 3 est une sortie prévue pour attaquer la base du transistor commandant la diode électroluminescente. Le courant de base est alors de 1,5 mA lorsque la tension ($-V$) est de 3 V. A la borne 4 doit être appliquée l'anode de la photodiode. Cette entrée devra être le mieux protégée possible par un écran de masse, afin de réduire au minimum l'influence des

bruits provenant des parties logiques et d'un affichage à cristaux liquides.

La borne 5 est en fait la sortie du signal qui doit être connectée à l'entrée du filtre formé par les amplificateurs opérationnels internes A₄ et A₅. Les bornes 6 et 7 sont les bornes d'entrée et de sortie de l'amplificateur opérationnel intégré A₃ dont l'entrée est à haute impédance (étage d'entrée utilisant des transistors à effet de champ). Cet amplificateur commande le circuit de suppression de la porteuse infrarouge compris dans le HLSS-0533.

Les bornes 8 et 18 sont destinées à être reliées à des condensateurs de filtrage de la tension d'alimentation – un filtrage avec des capacités de 0,1 μ F est suffisant –, la borne 8 ($-VFA$) étant utilisée pour filtrer la tension d'alimentation de la partie analogique, et la borne 18 pour filtrer la tension de la partie numérique. La borne 9 ($-VRG$) est la sortie du générateur interne servant de référence (voir figure 2). Elle doit être obligatoirement chargée par un circuit à très haute impédance (étage utilisant des transistors à effet de champ et procurant une impédance supérieure à 100 M Ω). De plus, afin d'obtenir une forte résistance en continu, un condensateur de filtrage d'une valeur de 0,1 μ F (de préférence en cérami-

que) sera connecté de cette borne vers la masse.

Les broches 10, 11, 12 et 13 correspondent aux entrées et aux sorties de deux amplificateurs opérationnels utilisés comme éléments actifs du filtre dont nous avons parlé. Les broches 14 et 15 ne sont pas en service. La borne 16 est à relier à la masse et la 17 au potentiel ($-V$).

La broche 19 est la sortie finale des impulsions filtrées, qui correspond au signal de pression sanguine. Cette sortie n'est pas compatible avec la logique TTL, elle devra donc automatiquement attaquer des entrées CMOS. Les bornes 20 et 21 sont des sorties amplifiées qui serviront de signaux d'horloge pour les circuits logiques extérieurs. La broche 20 nous donne une fréquence de 32 768 Hz alors que la 21 délivre un signal dont la fréquence est de 1 024 Hz. Notons toutefois que, ces sorties n'étant pas compatibles TTL, elle devront aussi être connectées sur des entrées CMOS.

La borne 22 n'est pas utilisée. A la broche 23, nous trouvons un condensateur relié à la masse, d'une valeur de 20 pF, qui est destiné à se substituer au condensateur ajustable de l'oscillateur, dans le cas où un réglage d'accord n'est pas utile. Enfin la broche 24 est simplement l'entrée de l'oscillateur intégré.

Fonctionnement de l'ensemble

La technique dont on se sert ici pour mesurer le rythme cardiaque est basée sur la photo-artériographie qui utilise la réflexion d'une onde lumineuse émise en infrarouge. Cette mesure est directement liée au léger accroissement de l'absorption de la lumière en infrarouge à l'extrémité des doigts, au moment où la pression sanguine augmente, c'est-à-dire au moment du battement du cœur ou encore de la contraction ventriculaire. Dans notre cas, l'extrémité du doigt est placée sur un capteur extérieur comprenant une diode électroluminescente et une photodiode travaillant en infrarouge (longueur d'onde de $0,9 \mu\text{m}$). Lorsqu'une impulsion de courant est envoyée sur la diode électroluminescente, celle-ci émet un rayonnement qui « illumine » l'extrémité du doigt. La lumière est alors réfléchie par les vaisseaux sanguins, et modulée au rythme des contractions cardiaques (on met à profit l'absorption plus ou moins grande des vaisseaux entre le temps de repos du cœur et le passage du flux sanguin dans ceux-ci au moment de la contraction – modulation de 1 à 20 %). La photodiode capte le signal modulé correspondant, et le transmet au circuit intégré.

Une surcharge temporaire apparaît dans les circuits de contrôle lorsque le doigt est placé sur le capteur. Cette surcharge se maintient jusqu'à ce que la composante constante de la portuse infrarouge soit supprimée. Cette suppression se fait lorsque l'amplificateur intégré A_3 envoie une impulsion au circuit assurant cette fonction, cette impulsion étant proportionnelle à la différence de tension existant entre le potentiel de référence interne VR_4 et la tension de sortie de l'amplificateur opérationnel A_3 (comparaison de tensions).

Le signal de sortie de l'amplificateur A_2 est proportionnel à la pression sanguine, mais il doit être traité avant une utilisation externe. Ce signal attaque donc le réseau intégrateur formé par la résistance R_2 ($2,2 \text{ M}\Omega$) et le condensateur C_1 ($0,22 \mu\text{F}$) autour de l'amplificateur A_3 qui commande le dispositif de suppression de la portuse infrarouge. La boucle de réaction du second ordre de A_3 est stabilisée par la résistance R_3 ($470 \text{ k}\Omega$), cependant que le condensateur C_8 (100 pF) mis en parallèle sur cette dernière empêche les oscillations de haute fréquence.

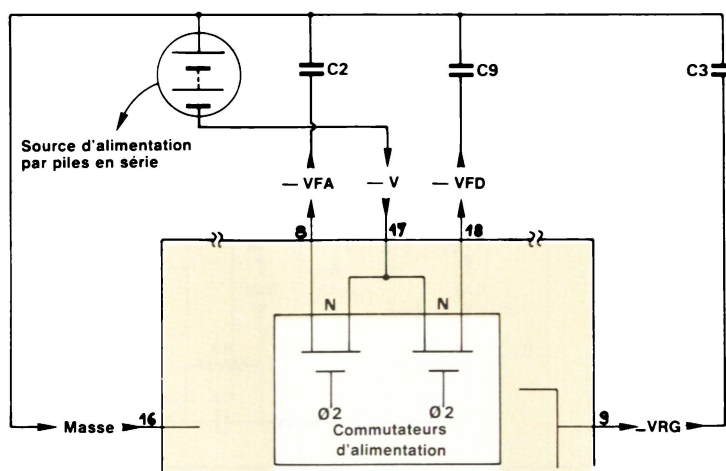


Fig. 2. – Détail sur le filtrage et l'alimentation. Les piles sont deux éléments à 1,55 V (alcaline, zinc ou oxyde d'argent). Les condensateurs C_2 et C_9 ont une valeur de $0,1 \mu\text{F}$.

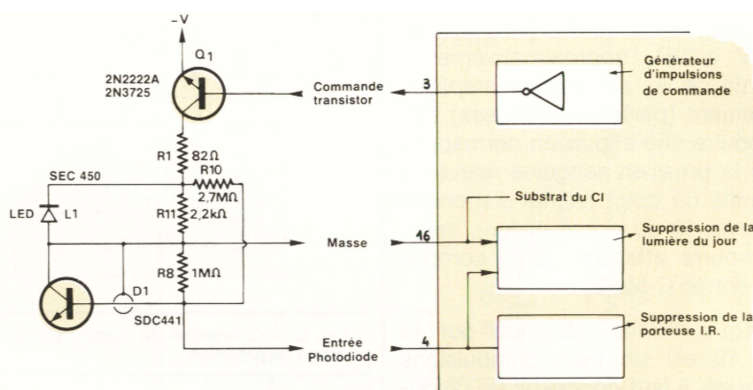


Fig. 3. – Détail sur l'utilisation du capteur. La valeur de la résistance R_{10} ($2,7 \text{ M}\Omega$) est à ajuster en fonction des éléments actifs.

L'amplification et le filtrage du signal de sortie de l'amplificateur opérationnel A_2 – cette onde est du type impulsionnel à front descendant – sont effectués par les amplificateurs intégrés A_4 et A_5 . Les caractéristiques du filtre sont déterminées par les composants RC extérieurs (R_4 , R_5 , R_6 , R_7 , R_9 , C_4 , C_5 , C_6 et C_7). Les amplificateurs opérationnels A_4 et A_5 sont montés en intégrateur pour l'un et en différenciateur pour l'autre. La fréquence de coupure basse est donnée par le circuit de différenciation, soit par R_4 en parallèle sur R_9 et C_7 pour le filtrage du second ordre, et par R_6 et C_5 pour celui du troisième ordre (le pôle dû à C_5 et R_6 est supprimé par le zéro de transmission imposé par C_7 et R_9). En ce qui concerne la fréquence de coupure haute qui dépend de l'intégrateur, ce sont R_5 et C_4 qui déterminent celle du second ordre alors que R_7 et C_6 agissent sur celle du troisième ordre (notons que C_4 et C_6 servent également à stabiliser la bou-

cle de réaction formée autour de A_4 et A_5 , et ceci en haute fréquence). Dans notre exemple, les valeurs des éléments déterminant les fréquences de coupure sont les suivantes :

R_4 : $1,3 \text{ M}\Omega$
 R_5 : $24 \text{ M}\Omega$
 R_6 : $2,2 \text{ M}\Omega$
 R_7 : $24 \text{ M}\Omega$
 R_9 : $4,5 \text{ M}\Omega$
 C_4 : $2,2 \text{ nF}$
 C_5 : $0,22 \mu\text{F}$
 C_6 : $2,2 \text{ nF}$
 C_7 : $0,15 \mu\text{F}$.

Le signal impulsionnel à front descendant sortant de l'amplificateur A_2 produit une impulsion également à front descendant sur la sortie de A_5 (deux inversions de suite par A_4 et A_5). Le signal ici présent déclenchera le discriminateur A_6 au moment voulu. Tout comme pour VR_4 , le niveau de déclenchement VR_5 est obtenu à partir de la référence interne (générateur à diodes série). Si la tension VR_4 est

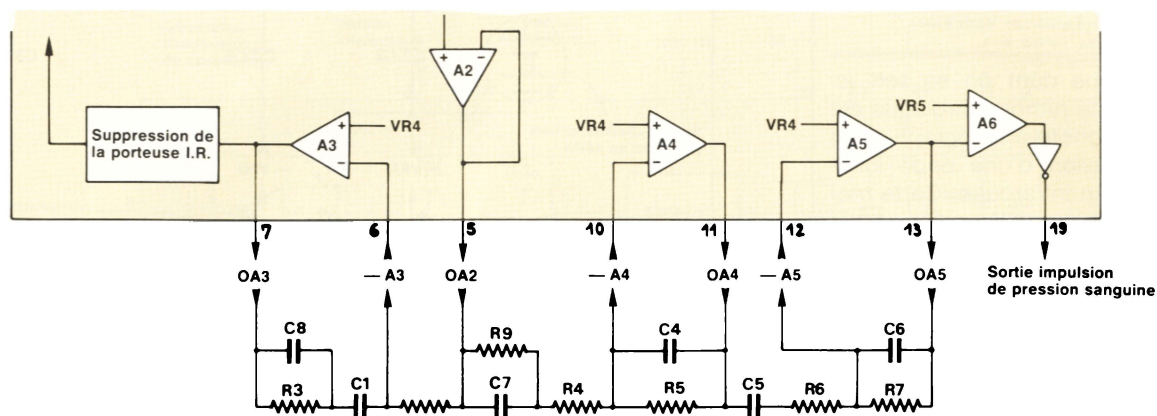


Fig. 4. – Les amplificateurs opérationnels internes permettent une limitation du nombre de composants extérieurs.

de $-1,8\text{ V}$, VR_5 sera de $-2,3\text{ V}$ (une seule diode de différence). Le discriminateur A_6 est donc déclenché par le signal provenant de A_5 (inférieur de 460 mV à VR_4 approximativement). La sortie de A_6 est ensuite amplifiée logiquement (portes inverseuses) afin de produire une impulsion correspondant à la pression sanguine relevée à l'extrémité du doigt (signal disponible à la borne 19 du circuit intégré, celui-ci ne pourra attaquer qu'un composant à entrée C-MOS).

Puisque l'onde obtenue sur la borne 19 est un train d'impulsions électriques, il faut concevoir un dispositif de traitement du signal qui convertira ce train d'impulsions en valeurs exploitables. La technique utilisée devra introduire un algorithme qui rejette tous les signaux pour une durée d'environ 250 ms suivant la reconnaissance du signal de la borne 19. Cet algorithme permettra également d'éliminer les signaux non désirés. Les données permettant de visualiser le rythme cardiaque devront être basées sur un minimum de quatre battements cardiaques (plus ce nombre est grand, plus le risque d'erreur s'amenuise). Deux systèmes de mesure de valeurs pourront être utilisés en parallèle (synchronisés à partir du même intervalle de mesure) afin d'ajouter à la sécurité de l'ensemble.

La synchronisation des différentes fonctions se fait à l'aide de l'oscillateur intégré. Ce dernier peut être utilisé de trois manières, selon la précision voulue. La version précise (fig. 5) est basée, bien entendu, sur l'oscillation d'un quartz dont l'accord est réglable par un condensateur ajustable (précision meilleure que $30\text{ secondes par mois}$). Pour des applications moins précises, aucun condensateur variable ne sera utilisé,

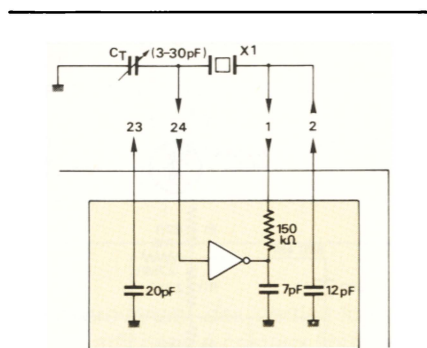


Fig. 5. – Connexion de l'oscillateur pour un usage de précision.

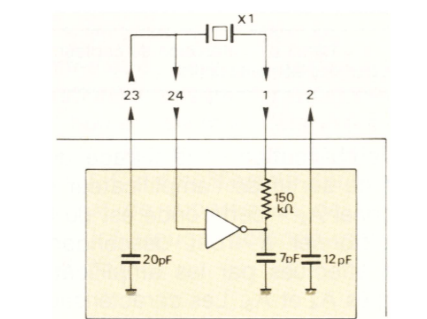


Fig. 6. – Quand l'oscillateur n'a pas besoin d'être ajusté, le quartz est relié à la borne 23.

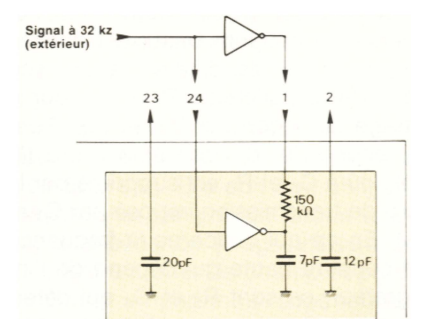


Fig. 7. – Commande du circuit par un signal d'horloge extérieur.

mais le côté du quartz qui était connecté à ce condensateur dans le cas précédent sera relié à la borne 23 (condensateur interne de 20 pF) (voir figure 6). Il est également possible de commander l'oscillateur par un signal extérieur dont la fréquence est de $32\,768\text{ Hz}$; dans ce cas, il faudra connecter une porte inverseuse entre l'entrée et la sortie « oscillateur » du circuit intégré (broches 1 et 24) (fig. 7). Pour les deux premiers modèles, tout quartz prévu pour une fréquence de 32 kHz ($32\,768\text{ Hz}$), avec un facteur de qualité meilleure que $50\,000$ et une résistance série comprise entre 10 et $40\text{ k}\Omega$, pourra convenir à cette application. Pour le réglage d'accord du premier montage, un condensateur variable de 3 à 30 pF fera l'affaire.

Les impulsions de commande délivrées par la borne 3 et destinées à illuminer la diode électroluminescente du capteur par le biais du transistor Q_1 (type $2N\,2222A$ ou $2N\,3725$) sont synchronisées avec le signal à $1\,024\text{ Hz}$ de la borne 21 du circuit intégré. Ces impulsions sont engendrées une à une toutes les $13,67\text{ ms}$, ce qui correspond à une fréquence proche de 73 Hz , lorsque le signal à $1\,024\text{ Hz}$ est à l'état bas – ce signal passe de un à zéro (états logiques) sur un front montant de l'horloge à $32\,768\text{ Hz}$, et sur le neuvième front montant de ce même signal à partir du changement d'état de la borne 21. La largeur de l'impulsion est de $30,5\text{ }\mu\text{s}$ puisque celle-ci revient au zéro logique sur le front montant suivant de l'horloge ($T = 1/F = 1/32768 = 30,5\text{ }\mu\text{s}$). Le rapport cyclique obtenu sur le signal de commande de la diode électroluminescente est donc de $1/448$ ou $2,23\%$ ($30,5\text{ }\mu\text{s}/13,67\text{ ms}$).

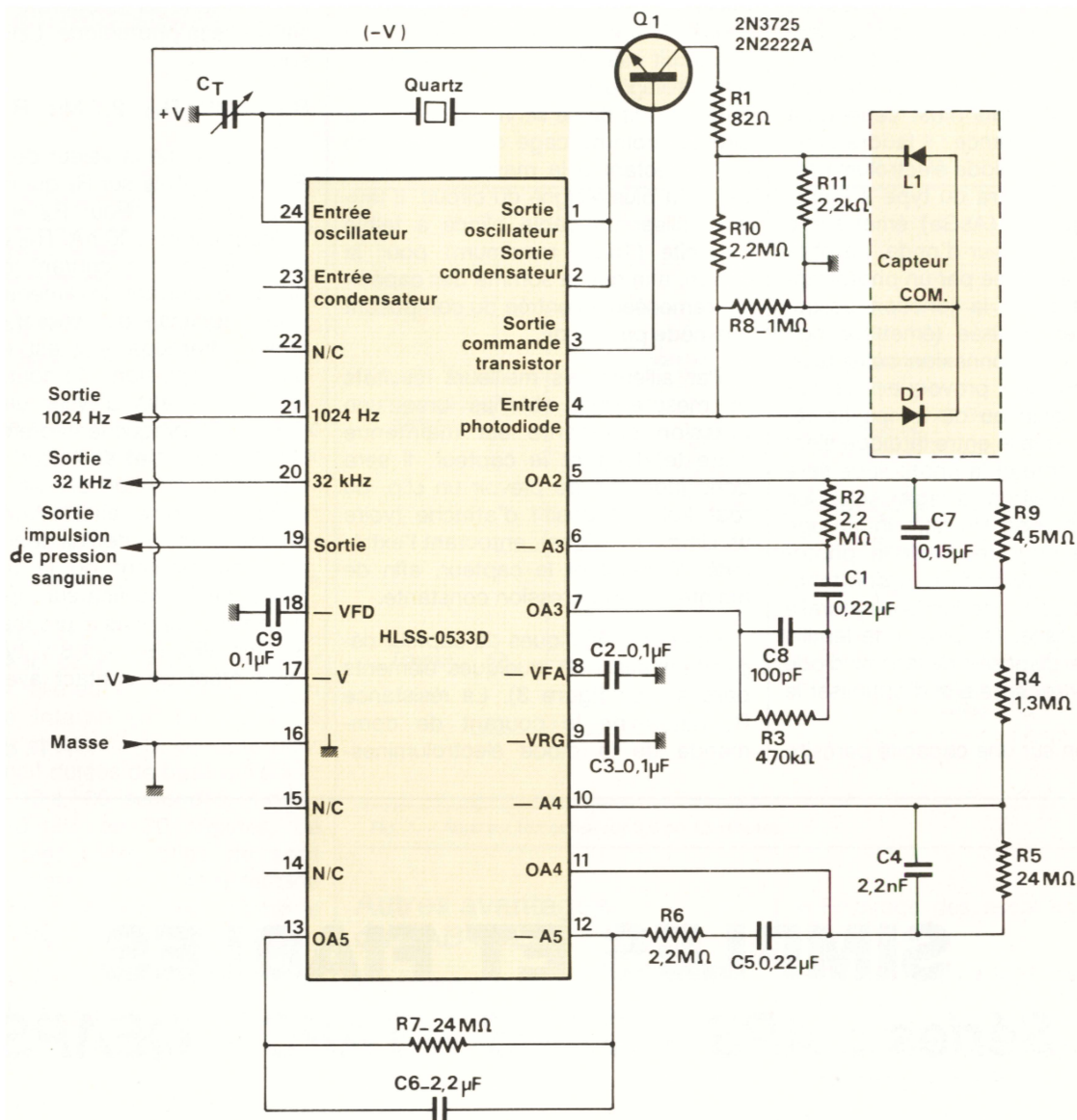


Fig. 8. - Schéma global de l'application envisagée.

L'alimentation et le capteur

Il est recommandé de relier la masse du capteur (boîtier) à la broche de masse du circuit intégré. Les tensions de fonctionnement de l'ensemble sont toutes négatives, elles sont créées à partir d'un potentiel nominal de $-3,1\text{ V}$, obtenu par la mise en série de deux piles alcalines au zinc ou à l'oxyde d'argent. Bien que l'application soit faite avec une tension d'alimentation de $-3,1\text{ V}$, le circuit accepte une plage de variation allant de $-2,8\text{ V}$ à -4 V . Une utilisation avec des batteries de type cadmium-

nickel pourra donc être envisagée, mais avec trois éléments montés en série car le potentiel d'un élément au cadmium-nickel est de $1,2\text{ V}$ ($1,2 \times 3 = 3,6\text{ V}$, ce qui est dans les limites de tensions permises au circuit HLSS-0533).

Pendant la durée de l'impulsion de commande, le courant crête de 50 mA alimentant la diode électroluminescente fait chuter la tension délivrée par les piles. Pour remédier à ce phénomène, il faut filtrer ce potentiel avec un condensateur « réservoir » d'une valeur minimum de $15\text{ }\mu\text{F}$ (en parallèle sur la source de tension). Une deuxième solution, plus intéressante car n'utilisant pas de fortes va-

leurs de capacité, consiste à connecter un condensateur de $0,1\text{ }\mu\text{F}$ sur chacune des bornes 8 et 18 du circuit intégré, la borne 8 étant destinée à alimenter la partie analogique du HLSS-0533, et la borne 18 alimentant les fonctions logiques. Cette dernière broche peut être utilisée également comme source de tension des circuits numériques extérieurs (calcul, affichage à cristaux liquides). Il n'est par contre pas recommandé d'utiliser le côté analogique (broche 8) pour alimenter d'autres circuits.

La borne 9 ($-VRG$) est destinée à un filtrage du générateur de polarisation interne. Un condensateur de type céramique, d'une valeur de $0,1\text{ }\mu\text{F}$, effectuera le filtrage nécessaire.

Les problèmes d'alimentation étant résolus, abordons maintenant le capteur, sans lequel rien n'est possible. Un modèle comprenant la diode électroluminescente et la photodiode infrarouge existe chez *Spectronics* (SPX 5004-1), mais n'est cependant pas importé en France : il faudra donc le concevoir. La diode électroluminescente à choisir sera du type à l'arséniure de gallium (AsGa) émettant à 930 nm de longueur d'onde. La photodiode sera formée par un phototransistor dont seule la jonction collecteur-base est utilisée (émetteur non connecté), une connexion collecteur-émetteur pouvant provoquer des variations de gain ou de temps de réponse. L'intervalle entre la diode électroluminescente et la photodiode sera de 3,8 mm environ (à régler selon les éléments choisis). Un filtre infrarouge sera utilisé pour recouvrir la photodiode afin de permettre un bon fonctionnement sous une lumière naturelle à forte intensité. De plus, une lentille pourra être disposée devant la diode électroluminescente afin d'optimiser le gain.

Il y a bien sûr une capacité parasite

entre les deux éléments du capteur ; toutefois, celle-ci peut être réduite au minimum. Dans le cas d'une utilisation à une distance faible de 10 à 20 mm du circuit intégré, la photodiode devra être protégée par un écran. Pour ce faire, il suffit de se servir du boîtier du capteur comme cage de Faraday en le connectant à la masse. Si celui-ci est bien plus éloigné du circuit, il faudra utiliser un câble blindé à faible capacité (15 pF maximum) pour la liaison, afin que la somme des capacités ramenées à l'entrée du composant n'excède pas 50 pF.

Par ailleurs, les meilleurs résultats de mesure sont obtenus lorsqu'une pression constante est maintenue entre le doigt et le capteur. Il sera donc judicieux de prévoir un clip, ou tout autre dispositif d'attache (voire un simple élastique), entourant l'extrémité du doigt et le capteur, afin de maintenir cette pression constante.

Les caractéristiques du capteur dépendent aussi de quelques éléments passifs (voir **figure 3**). La résistance R_1 détermine le courant de commande de la diode électrolumines-

cente ; elle sera de 82 Ω dans cette application. Les résistances R_8 , R_{10} et R_{11} agissent sur le courant de polarisation de la photodiode. Leurs valeurs sont :

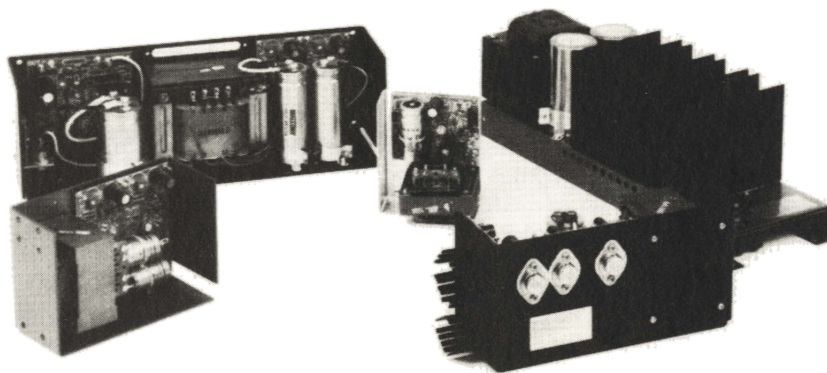
$R_8 : 1 \text{ M}\Omega$; $R_{10} : 2,7 \text{ M}\Omega$; $R_{11} : 2,2 \text{ k}\Omega$

Etant donné la valeur de R_{11} , c'est R_{10} en parallèle sur R_8 qui influencera la polarisation. Pour $R_8 = 1 \text{ M}\Omega$, le courant est de 300 nA. R_{10} est utilisée pour obtenir un courant de photodiode permettant de ramener à zéro la valeur nominale du courant de la porteuse infrarouge — il est nécessaire que ces impulsions de courant soient supprimées afin d'éviter une saturation de A_3 lorsque le capteur est posé sur le doigt —, et sa valeur devra être ajustée en fonction des éléments employés. Pour ce faire, il faut faire décroître la valeur de R_{10} depuis 2,7 M Ω jusqu'au moment où la tension de repos de l'amplificateur opérationnel A_3 atteint une valeur proche de la référence VR_4 ($\approx -1,8 \text{ V}$ typique), le doigt étant en contact avec le capteur.

P. de Halleux

SIMPLES ET FIABLES

Séries : APS - DAPS - TAPS - QEAPS



- Alimentation châssis ouvert à régulation série.
- Série économique
- 110/220 volts sans perte de puissance
- 1 à 4 sorties
- 5, 12, 15, 24, 48, 180, 200, 250 volts
- 15 à 250 watts
- Disponible sur stock
- Fabriqué en France dans son usine de Mantes-la-Ville



Multisources
Electronique

27, rue de l'Étang, 78000 VERSAILLES. Tél : 697071

(3) 950.70.51

Salon des Composants : Hall 1 - Allée 18 - Stand 41

SCHÉMATIQUE

Circuit temporisateur numérique programmable

Le SAB 0529 s'alimente directement sur le secteur qui lui sert aussi d'horloge.

Il commande directement un triac et permet de débrancher du secteur une lampe, un moteur ou tout autre utilisateur au bout d'une durée déterminée.

Cette durée est à choisir entre une seconde et trente et une heures et demie ; trois broches (n° 5, 6, 7) déterminent la durée de base ; suivant qu'on les relie au + de l'alimentation stabilisée interne (n° 18) ou à la masse du circuit (n° 1), on opte pour une des huit durées de base qui sont : 1 s, 3 s, 10 s, 30 secondes, 1 min., 3 min., 10 min. ou 30 minutes. Le branchement entre elles de sept autres broches (n° 8 à 14) détermine un facteur multiplicateur compris entre 1 et 63.

Le SAB 0529 déclenche le triac au bout d'un temps égal à la durée de base choisie multipliée par un facteur multiplicateur.

L'utilisateur a le choix entre deux façons de démarrer la temporisation. Suivant l'option retenue (en branchant la broche 4 au + (n° 18) ou à la masse (n° 1), la temporisation commencera à la fermeture du contact de commande ou au relâchement de ce contact.

Exemples : la lampe de l'agrandisseur d'un labo photo doit éclairer le papier vingt-quatre secondes ; à la fermeture du contact, le triac allume la lampe et l'éteint au bout de vingt-quatre secondes.

Par contre, pour la ventilation de locaux après occupation, le ventilateur est couplé à l'interrupteur d'éclairage.

Il continue à renouveler l'air pendant six minutes après extinction de la lumière (si le SAB 0529 est programmé sur cette durée de six minutes !), indépendamment du temps pendant lequel l'éclairage a fonctionné.

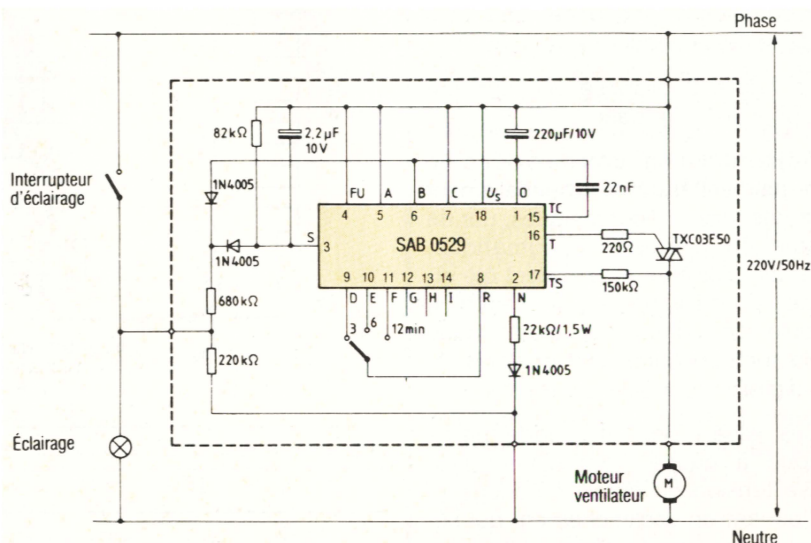


Fig. 1. – Aérateur temporisé sur 3,6 ou 12 minutes.

Autres avantages du SAB 0529

- Alimentation directe sur 220 V (ou 110 V), secteur 50 Hz (ou 60 Hz) ou sur du 5 V $\pm$ 10 % continu.
- Consommation faible (1,4 mA typique).
- Courant d'amorçage du triac jusqu'à 100 mA.
- Commande du triac dans les 2^e et 4^e quadrants avec synchronisation par tension ou par courant (pour les charges inductives ou capacitives).
- Redémarrage de la temporisation possible à n'importe quel moment.

Applications du SAB 0529

Dans l'électroménager, comme programmateur ou comme sécurité :

- Grille-pain (voir fig. 2), machines à café, moulins à café, appareils de cuisson, yaourtières, coquetiers électriques, sèche-cheveux, sèche-mains électrique, humidificateur d'air, chauffe-plats, hottes aspirantes, fri-teuses.

Dans les habitations, comme minuterie :

- Eclairage des escaliers et des ascenseurs.
- Eclairage extérieur (jardin, porte d'entrée).
- Antivol (réaction temporisée), alarmes (arrêt de la sirène).
- Lampe à ultraviolets ou à infrarouges (bronzage ou soins médicaux).
- Chauffage électrique (économie d'énergie ou meilleure utilisation du tarif réduit).
- Ventilation des salles de bains et WC (voir fig. 1).

Loisirs

- Minuterie pour temps d'exposition (labo photo).
- Jeux et automates.
- Projecteur de diapositives (changement de vues).

Divers

- Commande de processus industriels.
- Commande de préchauffage, mise en route échelonnée.
- Mise en route de photocopieurs.

Exemples de réalisations

La **figure 1** représente une application typique du SAB 0529 : l'interrupteur d'éclairage, lorsqu'il est fermé, provoque l'allumage de la lampe et le démarrage du moteur du ventilateur. En ouvrant l'interrupteur, non seulement la lampe s'éteint, mais le ventilateur continue à fonctionner pour 3, 6 ou 12 minutes encore.

La **figure 2** propose une application pour les grille-pain.

Aujourd'hui la commande d'un grille-pain est assurée, essentiellement pour des raisons économiques, par un bilame ou dispositif pneumatique, bien que plusieurs essais aient été effectués pour équiper le grille-pain d'un module de commande électronique de la temporisation, soit analogique, soit digital.

Ces essais ont en grande partie échoué à cause de l'alimentation basse tension du circuit d'horloge et de l'aimant de déclenchement qui nécessitaient, dans la plupart des cas, un transformateur secteur ou un bloc d'alimentation supplémentaire.

Le SAB 0529 évite ces inconvénients. En effet, il est alimenté directement par secteur à travers une résistance série et une diode secteur ; l'électroaimant de déclenchement est actionné par le triac.

Le commutateur codé (22 positions), proposé dans notre exemple, permet de programmer électroniquement des temps d'une durée de 30 s à 4 minutes (par bonds de 10 s) avec une précision d'environ 40 ms.

Les contacts du commutateur codé n'étant pas très sollicités (ouvert : $> 200 \text{ k}\Omega$; fermé : $< 50 \text{ k}\Omega$), le commutateur peut être intégré sur le circuit imprimé dans la plupart des cas, (fig. 3).

Après avoir programmé la durée de fonctionnement, on abaisse le levier du grille-pain. De ce fait, les contacts de chauffage S1, S2 se sont fermés et l'entrée de « Start » S se trouve au niveau haut. L'électroaimant de déclenchement attire et bloque le levier du grille-pain afin qu'il ne puisse pas être repoussé par le ressort de l'aimant. Lorsque la durée de fonctionnement programmée est écoulée, l'électroaimant s'abaisse et déverrouille le blocage. En conséquence, le levier remonte, sépare les contacts de chauffage et fait sortir les tranches de pain.

Siemens

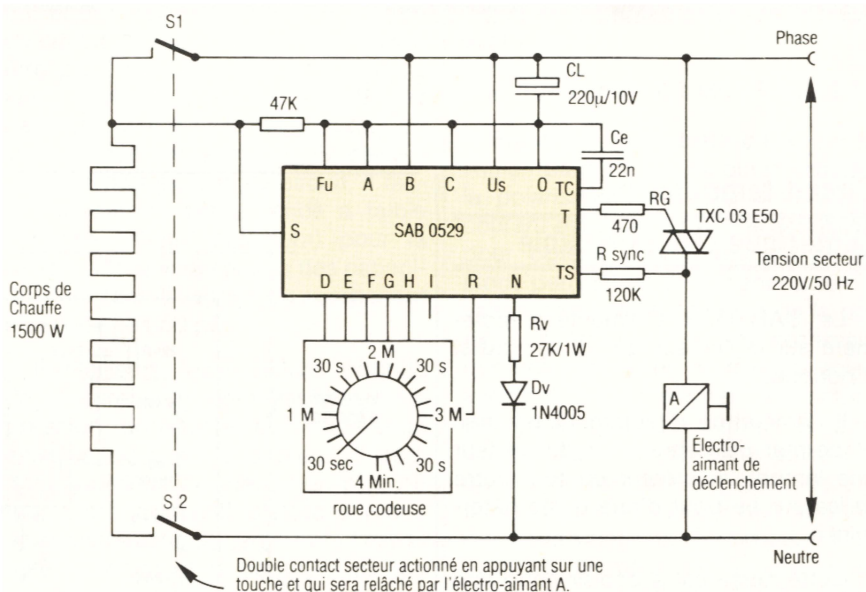


Fig. 2. – Grille-pain temporisé sur 30 s à 4 minutes.

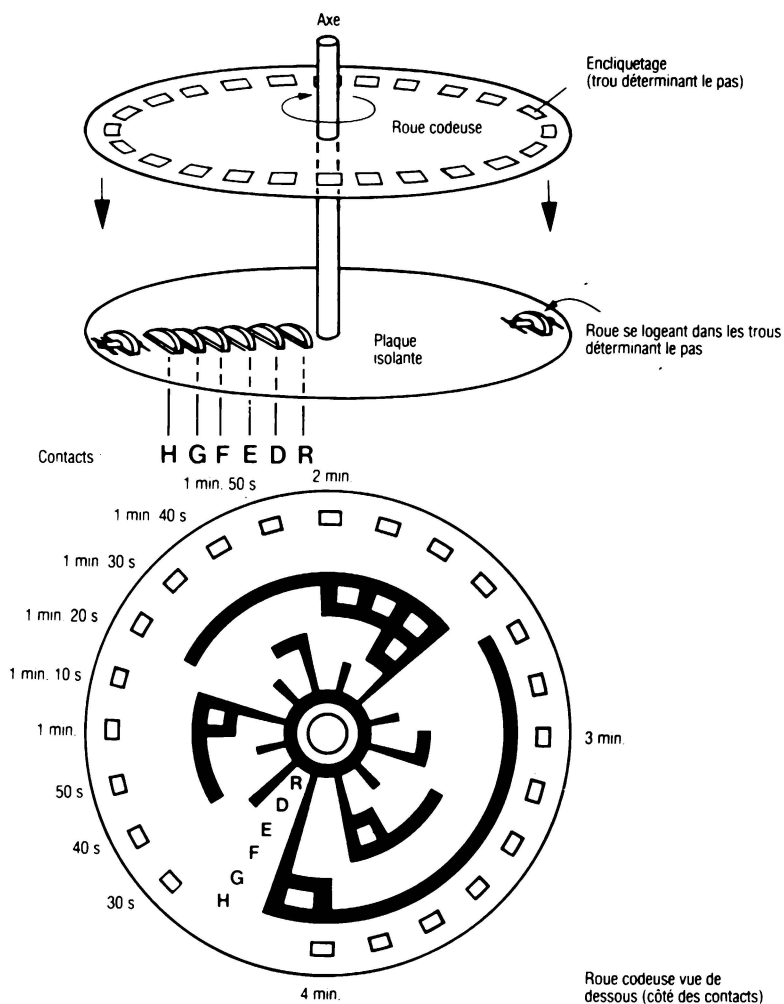


Fig. 3. – Possibilité de réalisation de la roue codeuse sur circuit imprimé.

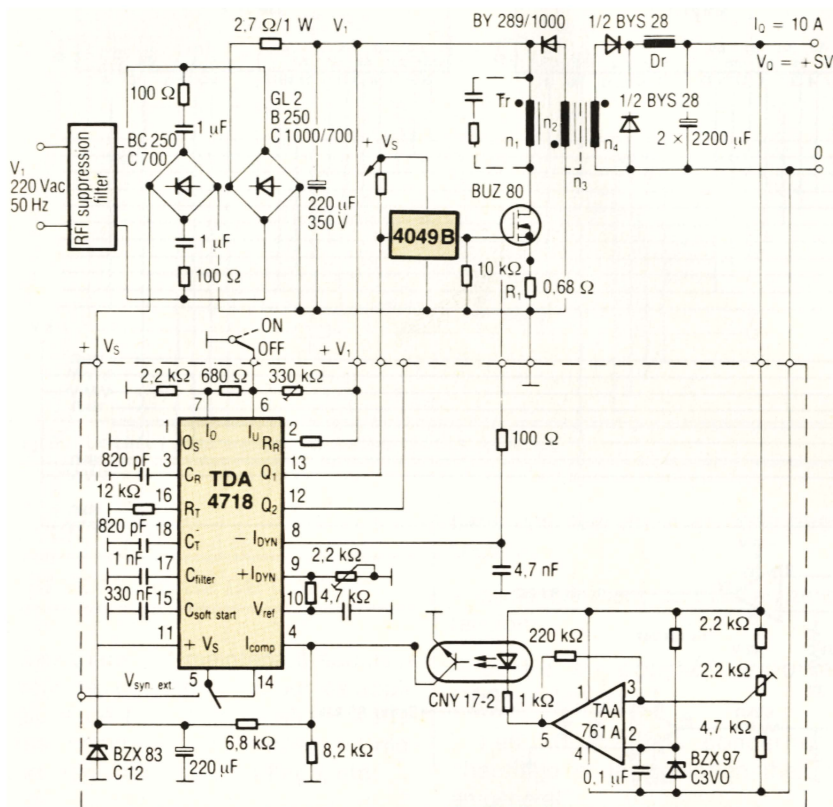


Fig. 4. – Cette dimension fonctionne à 50 kHz.

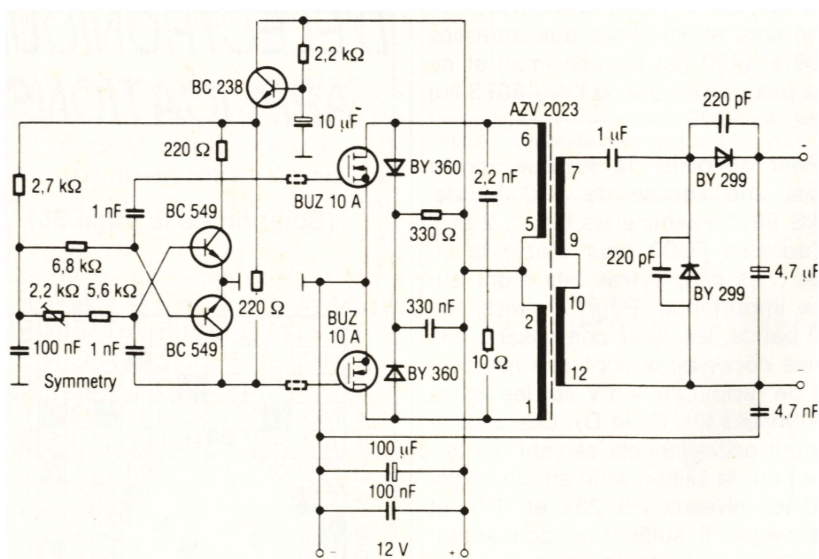


Fig. 6. – Ce convertisseur travaille à 70 kHz.

Encore des applications

« SIPMOS »

Alimentation à découpage 220 V alternatifs/5 V continu sous 10 A maximum (fig. 4)

Ce montage fonctionne à 50 kHz et fait appel au circuit intégré TDA 4718 et au transistor SIPMOS de 800 V de référence BUZ 80. Le photocoupleur CNY 17-2 assure l'isolation galvanique dans la boucle de régulation.

L'amplificateur opérationnel TAA761 A compare la tension de sortie de 5 V à celle d'une diode Zener de 3 V pour en informer le TDA 4718.

Les 8 portes CMOS du carré marqué 4049 B correspondent à un circuit logique standard CMOS branché comme à la figure 5. L'ondulation résiduelle est inférieure à 50 mV crête à crête.

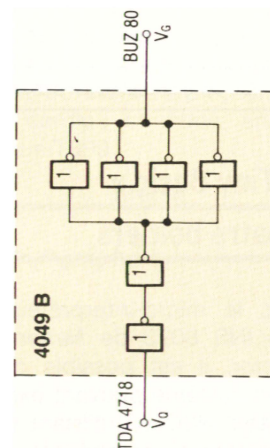


Fig. 5. – Synoptique du 4049 B.

Convertisseur 12 V continu en 250 V continu sous 70 W (fig. 6)

Ce circuit convertisseur travaille en push-pull à 70 kHz et sans stabilisation. Il devrait être suivi d'une autre alimentation à découpage pour obtenir la régulation de tensions stabilisées et continues ou d'un hacheur à 50 Hz stabilisés. Le circuit de la figure 6 utilise deux transistors SIPMOS de 50 V de référence BUZ 10 A.

Siemens

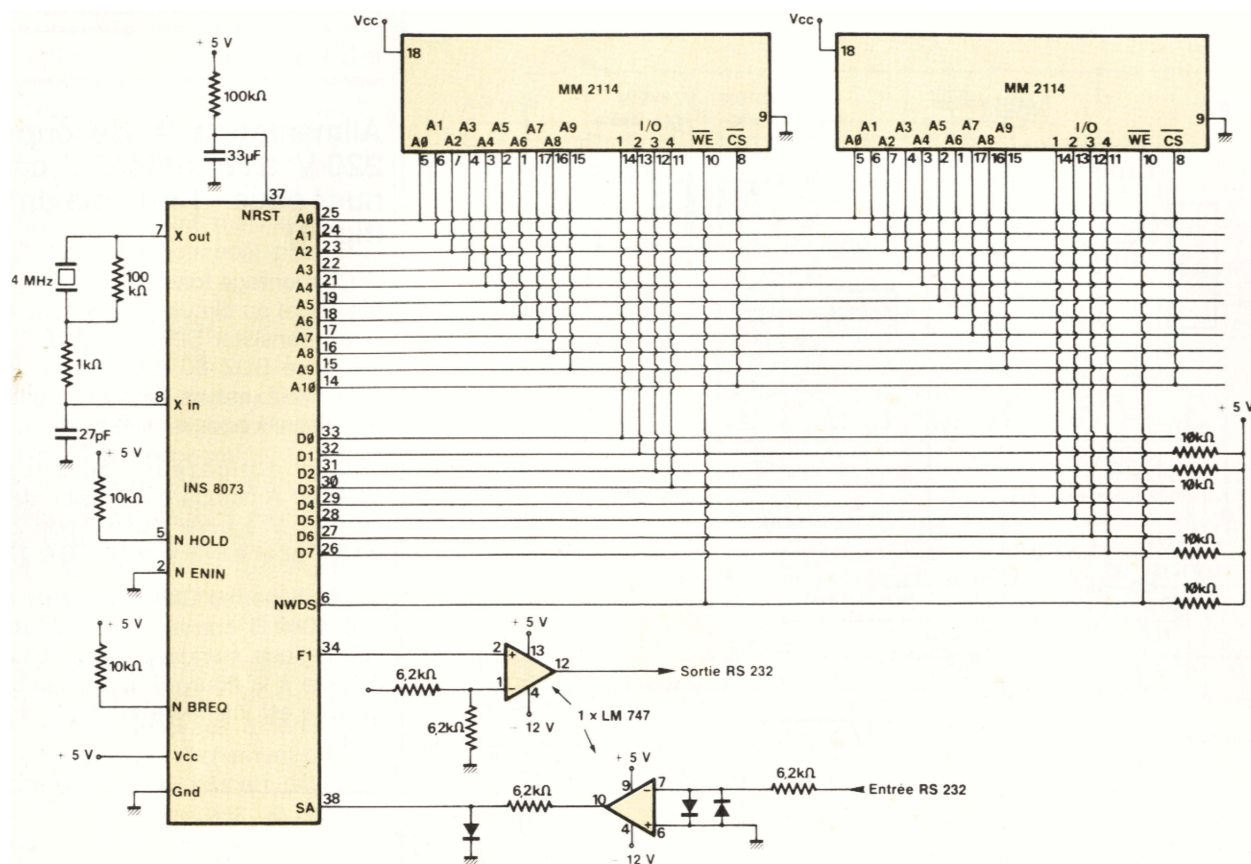


Fig. 7. — Un circuit simple pour exécuter le Tiny Basic.

Le « Tiny Basic » en quatre boîtiers

Avec le micro-interpréteur « Tiny Basic » INS 8073 de *National-Semiconductor*, il est possible de construire un système pouvant exécuter le Tiny Basic NSC en utilisant un nombre minimum de composants. Le système se compose de quatre circuits intégrés : un INS 8073, deux MM 2114 (RAM statiques 1 K × 4) et un double amplificateur opérationnel LM 747. Ce système peut exécuter environ 60 lignes de Tiny Basic (fig. 7).

Le décodage d'adresse se fait simplement : la RAM externe doit être placée au-delà de l'adresse 1000 en hexadécimal.

A la mise sous tension, une recherche non destructive en mémoire est effectuée par l'INS 8073 pour localiser la position de la RAM externe. Ensuite, l'adresse mémoire FD00 est lue pour définir la vitesse de transmission désirée. Puisqu'on lit cette adresse FD00 pour établir la vitesse de trans-

mission, l'entrée « Chip Select » des RAM MM 2114 ne peut pas être reliée à la masse et validée en permanence. Une méthode pour décoder l'adresse consiste à relier la broche d'adresse A10 du 8073 au chip select des RAM MM2114. Ainsi, la mémoire externe sera sélectionnée aux adresses 1000 à 1400 (en hexadécimal) et ne sera pas validée quand l'INS 8073 lira l'adresse FD00.

Pour simplifier la logique, on a choisi une vitesse de 110 bauds. L'INS 8073 examine les bits 1, 2 et 7 à l'adresse FD00 pour établir la vitesse ; les cinq autres bits n'ont aucune importance. Pour la vitesse de 110 bauds, les seuls composants externes nécessaires sont des résistances de rappel au +5 V sur les lignes de données D₁, D₂ et D₇. Les amplificateurs opérationnels servent d'interface pour la liaison série en convertissant les niveaux RS 232 en TTL et vice versa. Il suffit d'un connecteur RS 232 et le système est prêt à être utilisé par l'intermédiaire d'un terminal.

National-Semiconductor

LES MOTS CROISES D'ELECTRONIQUE APPLICATIONS

(Solution de la page 38)

	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
1	C	O	N	D	E	N	S	A	T	E	U	R
2	H	O	U	I	L	L	E		A	C	R	E
3	O	L	E	U	M		D	E	C	R	I	E
4	M	I		R	E	C	U	L	O		L	
5	A	T	R	E		H	I	A	T	U	S	
6	G	E	O	T	H	E	R	M	I	E	S	
7	E		B	I	E	R	E		S	L	I	P
8		C	O	Q	U	E		M	O	L	L	O
9	F	U	T	U	R		F	A	N	E	L	
10	E	R		E	T	A	I	N		S	A	I
11	A	I	S	S	E	L	L	E	S		R	E
12	L	E	E		R	E	S	S	O	R	T	S

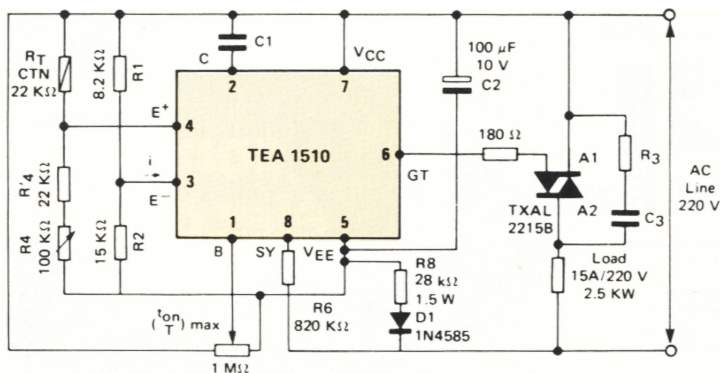


Fig. 8. — Un circuit quasi universel de commutation de puissance.

Circuit intégré pour commande de triac

Les triacs ont maintenant acquis la faveur des concepteurs pour les applications de type commutation : variateurs, commande de lampes, de moteurs, régulation de chauffage, etc.

Par ailleurs, les impératifs de coût et de fiabilité ont incité les fabricants de semi-conducteurs à concevoir des circuits intégrés de commande ne demandant qu'un minimum de composants externes (fig. 8).

Témoin le circuit TEA 1510 de Thomson-Efcis, qui est spécialement conçu pour les applications très grand public de commutation de puissance à l'aide d'un triac, en courant alternatif.

Il est plus particulièrement adapté à la régulation dite « proportionnelle » de la température avec des temps de cycle ajustables entre quelques secondes et plusieurs dizaines de minutes.

Ce temps de cycle est en fait proportionnel à la valeur d'une capacité extérieure suivant la formule :

$$T \text{ (secondes)} = \frac{C \text{ (nf)}}{3}$$

Trois entrées haute impédance sont prévues pour les entrées E+ et E- du comparateur et une entrée B (optionnelle) permet de limiter le rapport cyclique de conduction t_{on}/T à une valeur maximale. On note encore :

- protection thermique intégrée,
- faible puissance dissipée (2 W)

dans une résistance en série avec le secteur,

- déclenchement du triac au zéro de tension,

- sortie en courant importante (150 mA typique).

Les applications concernent le chauffage et la régulation thermique en général.

Thomson-Efcis

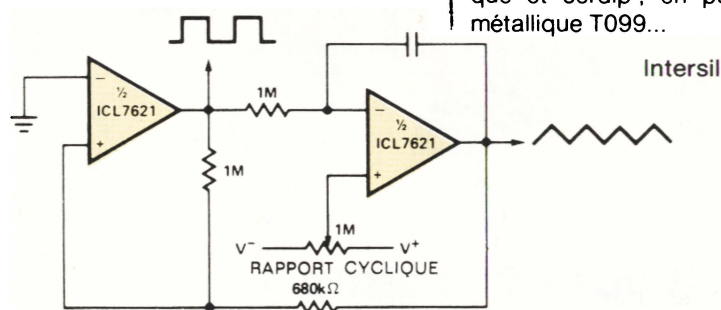


Fig. 9. — Générateur de signaux triangulaires et rectangulaires.

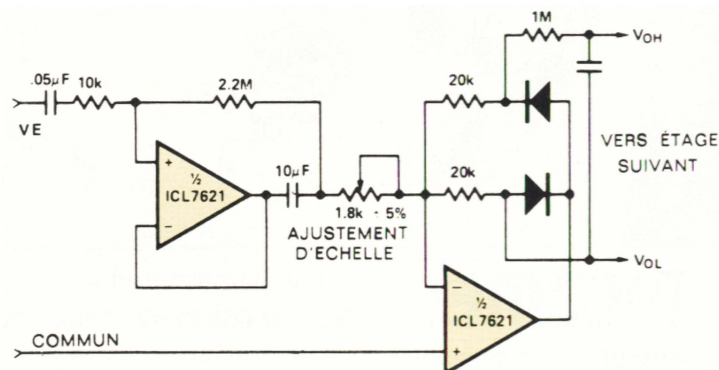


Fig. 10. — Convertisseur alternatif-continu.

Amplificateurs MAX-C-MOS

Destinés aux applications ICL 76xx nécessitant une faible puissance, ces amplificateurs sont réalisés en technologie MAX-C-MOS. Les courants d'alimentation sont programmables (1 000 μA et jusqu'à 10 μA : bienfait de la technologie C-MOS !) et les autres caractéristiques de ces amplificateurs sont tout aussi intéressantes :

- impédance d'entrée de $10^{12} \Omega$ (supérieure à celle des BI-FET) ;
- courant de décalage (offset) de 30 pA max ;
- alimentation de $\pm 1 \text{ V}$ à $\pm 8 \text{ V}$;
- gain de 80 dB min ;
- ajustement possible de la tension de décalage sur certains modèles.

Ces amplificateurs sont idéaux pour les appareils portables fonctionnant sur batteries (fig. 9 et 10).

Ils existent en 177 versions différentes : configuration simple (ICL 761X), double (ICL 762X), triple (ICL 763X) ou quadruple (ICL 764X) opérateur, tension de décalage de 2,5 ou 15 mV, gamme de température industrielle ou militaire ; boîtier mini DIP, DIL plastique et cerdip ; en puce, en boîtier métallique T099...

RTC

DICOMEL

**tous les
composants
électroniques
RTC**

semiconducteurs discrets

diodes - transistors - thyristors - triacs



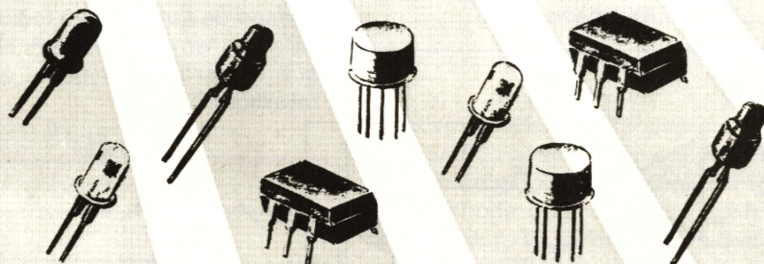
micro électronique signetics

74N-S-LS IFL - 4000B ECL - MOS - bipolaires
microprocesseurs

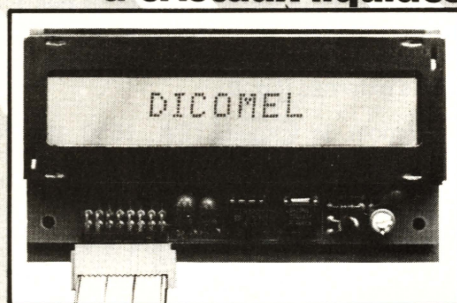


opto électronique

photocoupleurs - LED - lasers - afficheurs - capteurs

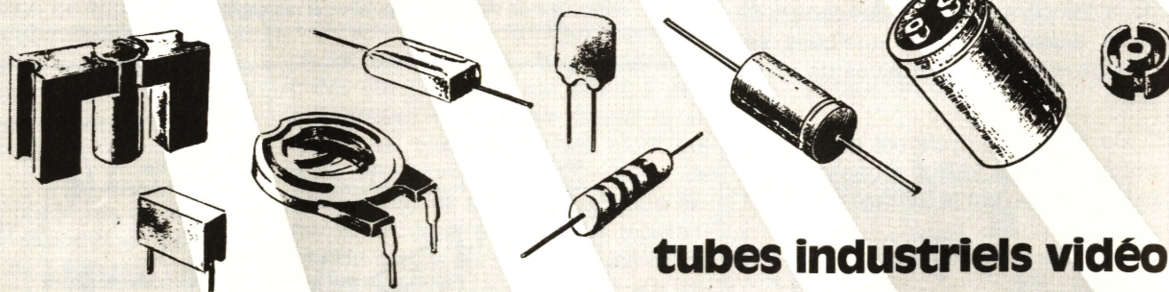


nouveaux afficheurs à cristaux liquides



composants passifs

résistances - condensateurs - matériaux



tubes industriels vidéo

DICOMEL

5, rue Marcelin-Berthelot - Z.I. B.P. 92 - 92164 ANTONY CEDEX
Tél. : (1) 666.21.82 - Télex : 203881

Eiff. tirépub 458

SERVICE-LECTEURS N° 258

Terminateur 2 × 4 bits programmable : le CD 40117 (RCA)

L'un des plus importants bénéfices de la technologie C-MOS est sa très faible consommation d'énergie.

De façon à diversifier cet avantage parmi le plus grand nombre possible d'applications, RCA a introduit récemment le CD 40117, terminateur 2 × 4 bits programmable.

L'emploi de ce nouveau circuit optimisera de façon sensible tout design où le critère de consommation d'énergie est impératif.

Le circuit, très simple, est composé de deux inverseurs C-MOS connectés en série (fig. 1) ; dès qu'une telle configuration est mise sous tension, le terminateur (T) se polarisera directement à l'état haut ou bas.

Cet état, très proche de VDD ou VSS gardera son niveau indéfiniment.

La seule façon de changer l'état logique du terminateur sera de modifier son potentiel de façon à dépasser la tension de basculement de l'inverseur A.

L'addition d'une entrée avec contrôle permet au terminateur (T) d'être programmable (fig. 2).

Le circuit utilise de l'énergie uniquement lors de la consommation.

Le CD 40117 contient 2 × 4 terminateurs, chaque groupe ayant un verrouillage et une entrée programmable commune (fig. 3).

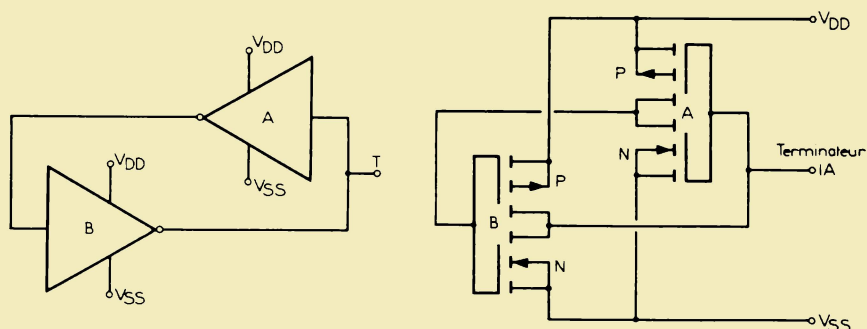


Fig. 1.

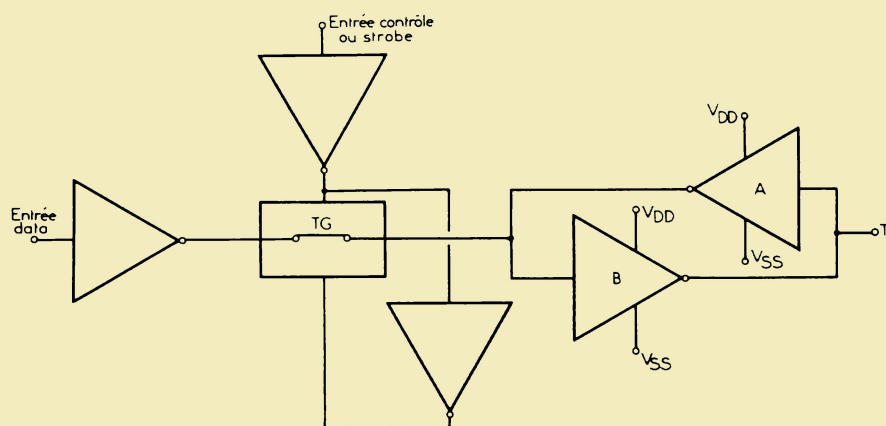
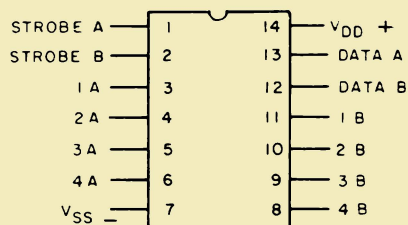


Fig. 2.



Brochage du CD 40117 B (vue de dessus).

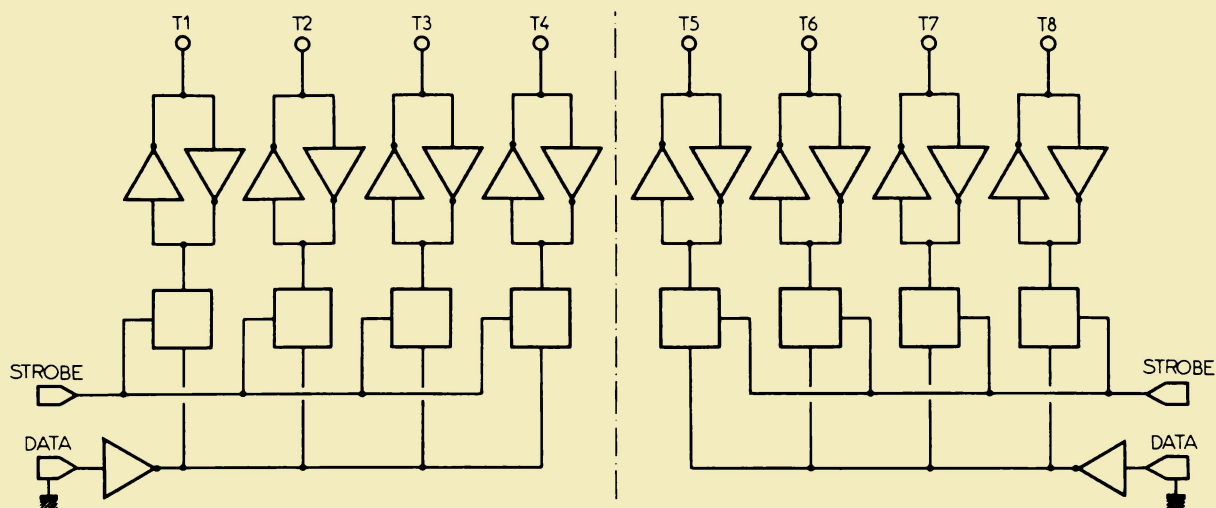


Fig. 3.

Le CD 40117 est, bien sûr, destiné à remplacer les résistances de pull-up ou pull-down utilisées pour éviter toute entrée C-MOS flottante.

La figure 4 est assez explicite d'elle-même ; l'usage du CD 40117, au lieu de la résistance de 22 k Ω supprime le courant qui passe à travers celle-ci.

Les avantages par rapport à une résistance sont nombreux : le terminateur ne consomme uniquement que lors d'un changement d'état, sa tension après commutation est très proche de VDD ou VSS, il est programmable, compact et peut servir comme élément de contrôle lors d'une mise au point.

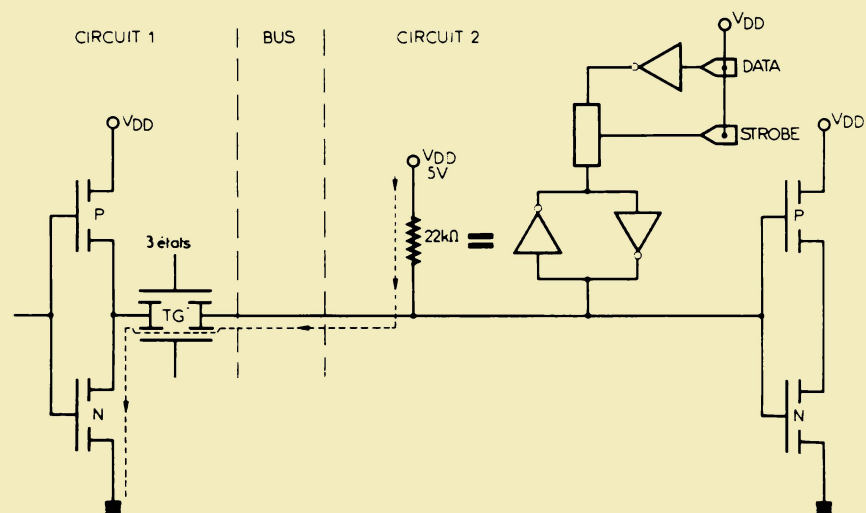


Fig. 4.

Applications

Les domaines d'application sont nombreux : communication de données, télécommunications, mini-ordinateur, automate programmable...

Les figures 5, 6, 7 fournissent quelques idées d'application :

- Figure 5. – Utilisation sur bus micro-processeurs.
- Figure 6. – Circuit antirebond associé à un interrupteur de fin de course.
- Figure 7. – Circuit de mise en forme.

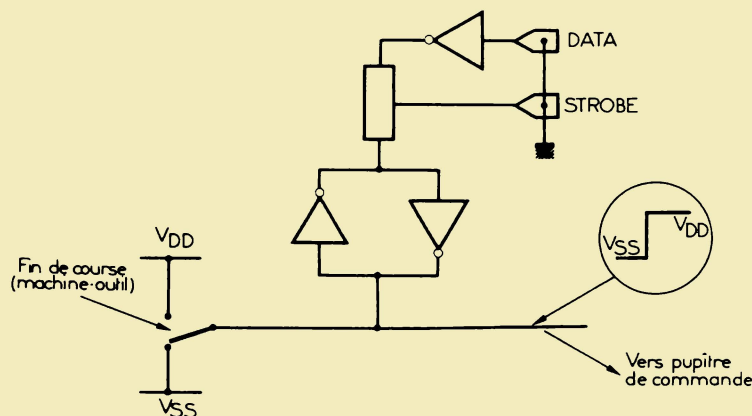


Fig. 6.

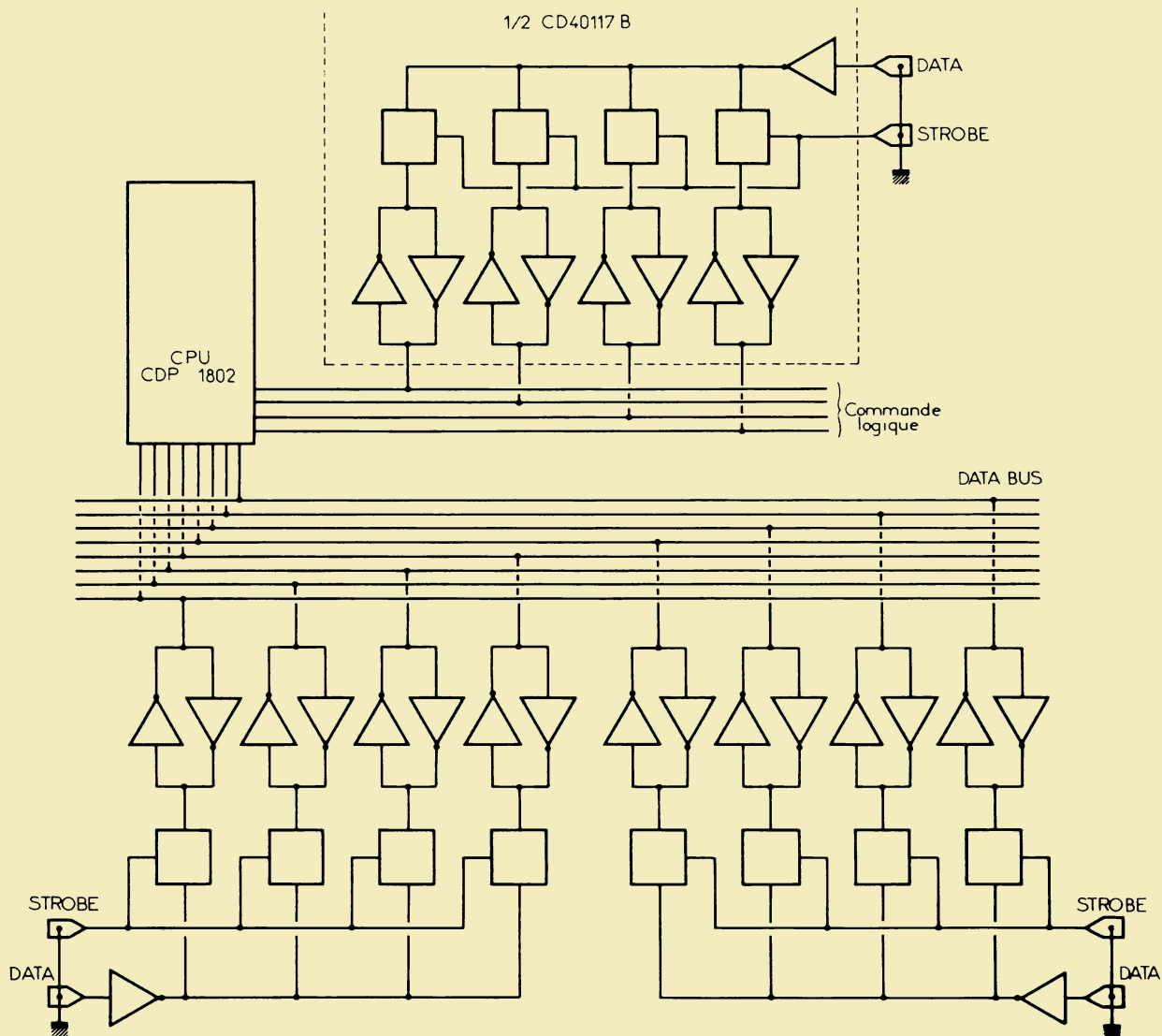


Fig. 5.

Valeurs limites

- Tension d'alimentation : 3 à 18 V.
- Tension sur les entrées : $-0,5 \text{ V}$ à $V_{DD} + 0,5 \text{ V}$.
- Puissance dissipable : 500 mW.
- Puissance dissipable par sortie : 40 mW.
- Courant d'entrée : $\pm 10 \text{ mA}$.

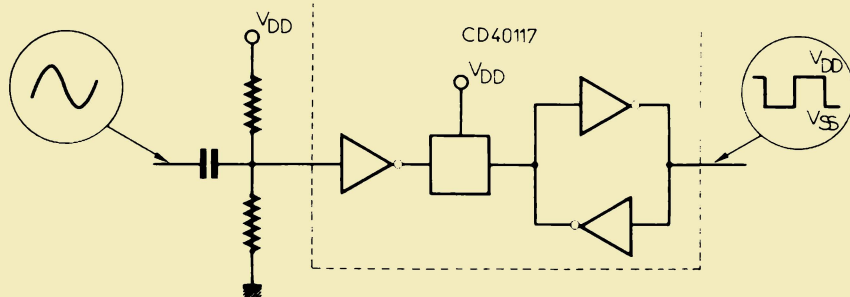


Fig. 7.

Table de vérité du CD 40117. Le signe Δ équivaut à une résistance réunie au potentiel $-$; le signe $+$ équivaut à une résistance réunie au potentiel $+$; le signe $*$ correspond à l'entrée lachée.

STROBE	DATA	1A(B)	2A(B)	3A(B)	4A(B)
1	0	0Δ	0Δ	0Δ	0Δ
1	1	1^*	1^*	1^*	1^*
0	X	*	*	*	*



(1) 687.33.09

L'EXPERIENCE SUR TOUTE LA "LIGNE"!

Comatel est votre partenaire, notre rôle ne se limite pas seulement à distribuer des produits, nous concevons et fabriquons 70% des produits et équipements de notre catalogue. Nous maintenons en permanence un stock portant sur plus de 15 000 articles.

Notre domaine d'intervention couvre deux axes principaux: le circuit imprimé (éléments de câblage, connectique, accessoires de test, matériel de dessin), les circuits hybrides couches épaisses (matériaux de base, connectique, équipements de fabrication).

Notre bureau d'étude permet de faire évoluer les produits en permanence; il est aussi à votre disposition pour étudier toute demande particulière.

Notre activité commerciale s'étend hors de la France, en Europe, U.S.A., Japon... ou nous réalisons 50% de nos ventes.

COMATEL

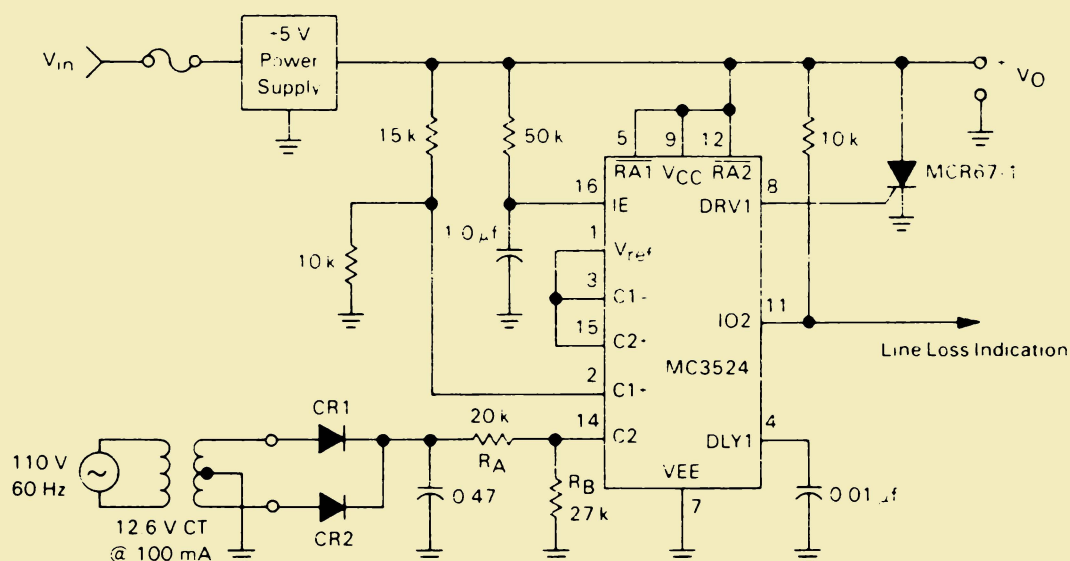
40, rue de Montlhéry - Silic 148 - 94523 Rungis cedex

Protection des alimentations avec le MC 3424 (Motorola)

Le MC 3424 rassemble toutes les fonctions nécessaires à la surveillance et au contrôle d'une alimentation professionnelle. Avec ses deux voies indépendantes, ce circuit intégré monolithique a été conçu dans le but de protéger les circuits électroniques des surtensions et des pannes de régulation, ainsi que de détecter les coupures du secteur. Il est idéal dans de nombreuses applications comme évidemment la supervision d'une alimentation (OUVP) mais aussi le contrôle proportionnel, la charge d'une batterie, les alarmes anti-vol, les générateurs d'impulsions, l'éclairage automatique...

Caractéristiques principales

	Min.	Valeur Typ.	Max.	Unité
Tension d'alimentation	4,5		40	V
Tension différentielle sur les entrées			40	V
Courant de sortie (pour chacun des 2 comparateurs)			300	mA
Courant de sortie pour l'indicateur			30	mA
Puissance dissipée à 25 °C d'ambiante			1	W
Résistance thermique jonction-ambiante			65	°C/W
Tension d'offset à l'entrée		± 2	± 10	mV
Courant d'offset (MC 3424)		± 5	± 50	nA
Courant d'offset (MC 3524)		± 3	± 25	nA
Tension d'hystérésis	0,9	1,1	1,3	V
Courant d'hystérésis	10	14	18	μA
Rejection en mode commun		75		dB
Rejection de la tension d'alimentation		90		dB
Courant d'alimentation (sorties en l'air)		10		mA
Temps de propagation		1		μs



Exemple d'application typique : protection d'une alimentation contre les surtensions en sortie avec indicateur de sous-tension.

NOUVEAUX CIRCUITS INTÉGRÉS

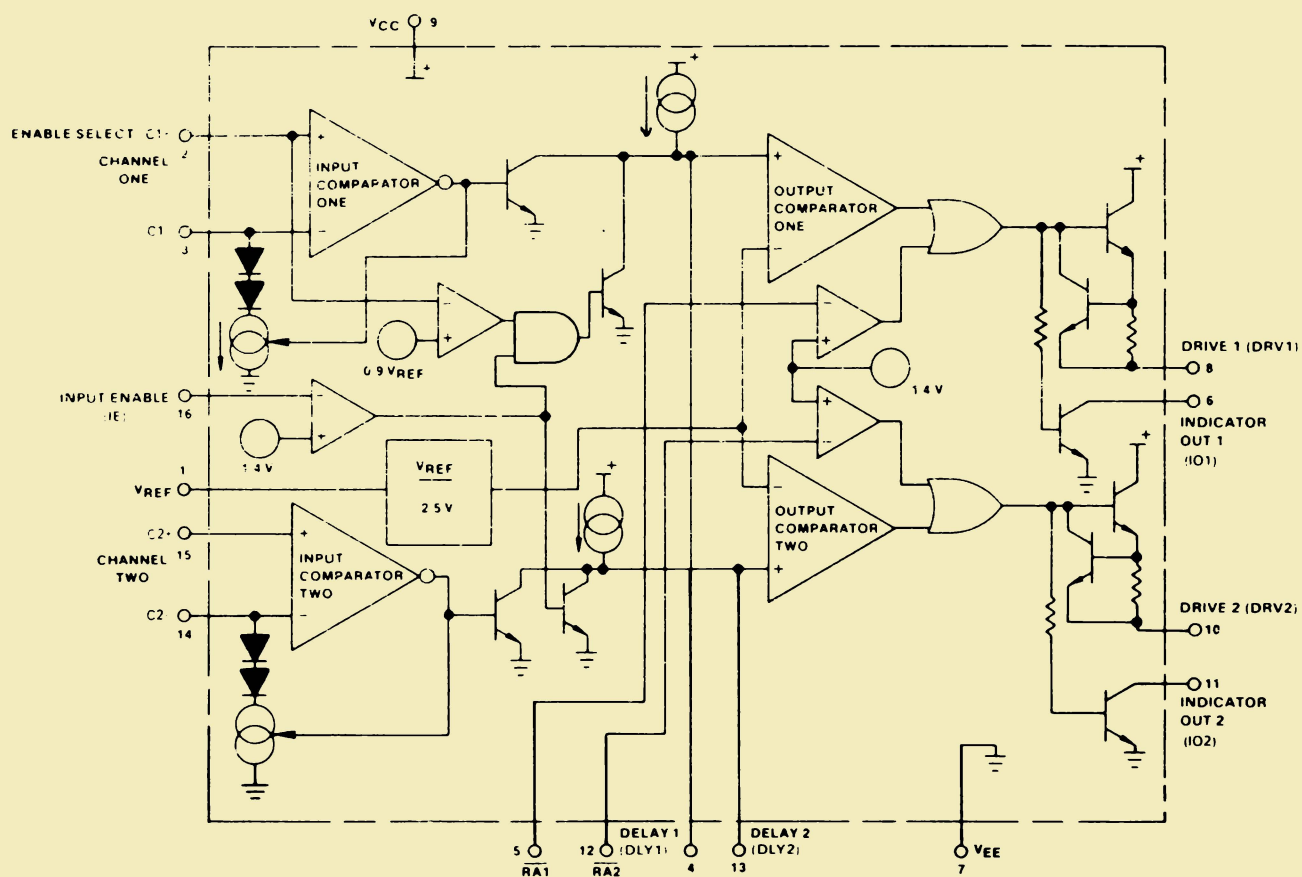
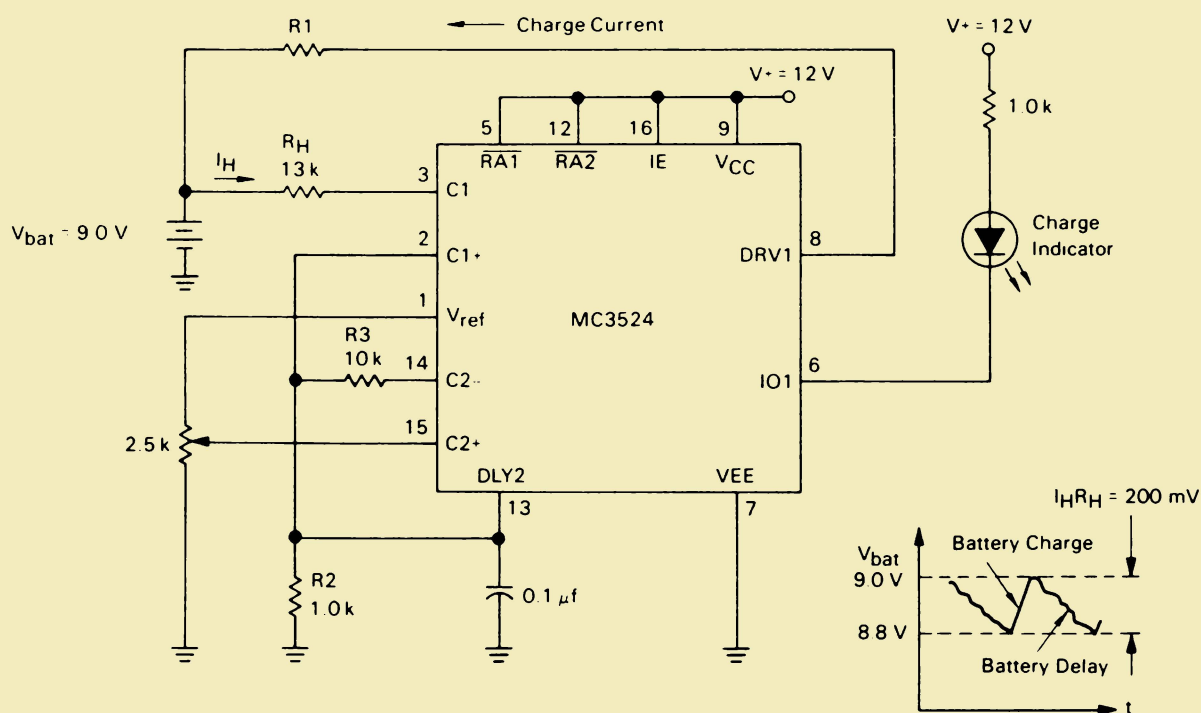
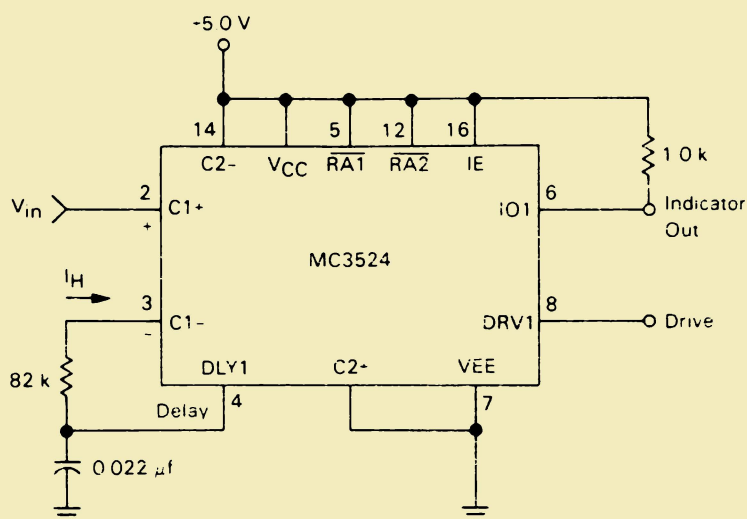


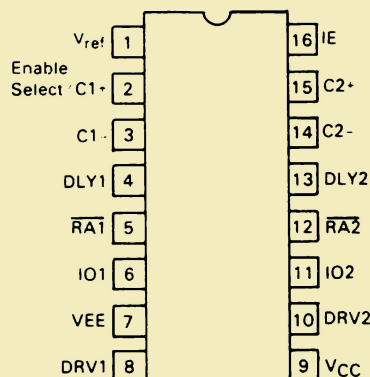
Schéma interne.



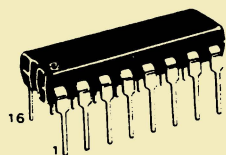
Application : chargeur de batterie 9 V avec détection de courant nul en sortie. La référence de charge (8,8 V) est dérivée de V_{ref} en utilisant le comparateur 2 comme un ampli op. Le produit $I_H \cdot R_H$ détermine la valeur de charge maximale (9 V dans ce cas). La résistance R_1 limite le courant de charge : $I_{charge} = (V_{CC} - V_{bat})/R_1$.



Application : circuit de commande proportionnelle.

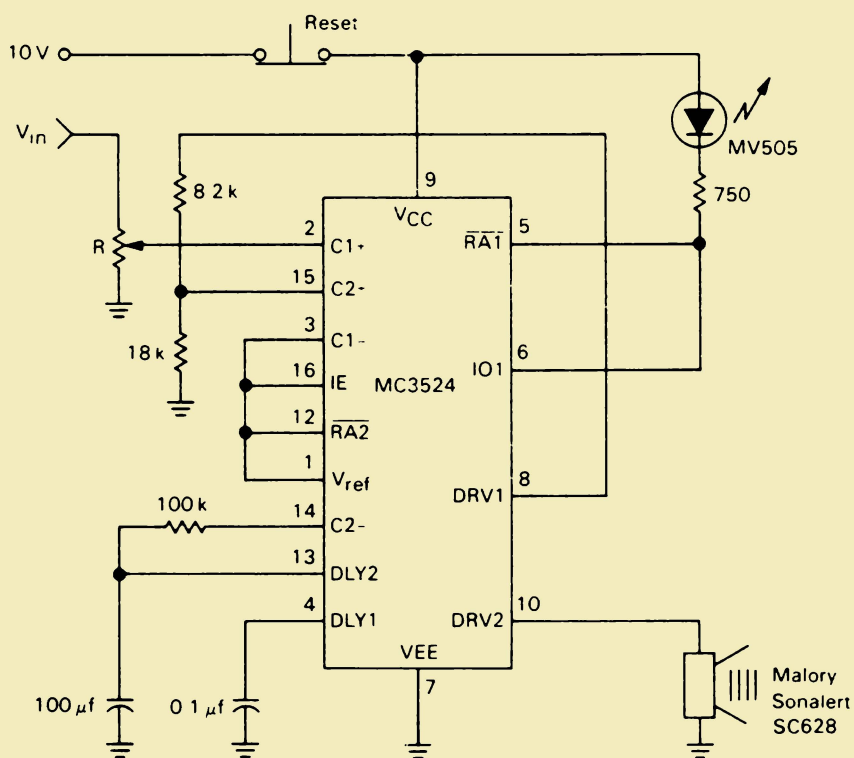


Brochage.



Constitution

Le MC 3424 est un circuit de supervision à deux voies, constitué de deux comparateurs d'entrée indépendants, ayant une large gamme de tensions d'entrée en mode commun, allant de $-0,1\text{ V}$ à $V_{CC} - 1,4\text{ V}$, d'une référence de tension de $2,5\text{ V} \pm 1\%$,



Application : détecteur de surtension avec alarme intermittente.

de deux comparateurs de sortie pouvant chacun déclencher un thyristor grâce à un courant de 300 mA, ainsi qu'indiquer un état de perte de ligne grâce à un courant de 30 mA. Ce circuit fonctionne à partir d'une large gamme de tensions appliquées allant de $4,5\text{ V}$ à 40 V_{CC} . Il est possible d'augmenter l'immunité au bruit en différant l'activation des sorties. Des

entrées numériques compatibles CMOS/TTL permettent d'activer les sorties par une commande externe.

Ce dispositif est disponible dans les gammes de température commerciale (MC 3424), de l'automobile (MC 3324) et militaire (MC 3524). Le circuit est présenté en boîtier DIL plastique ou céramique à 16 broches.

TOUT EN UN...

NOYAUX MAGNETIQUES POUR ALIMENTATION A DECOUPAGE



FERRITES

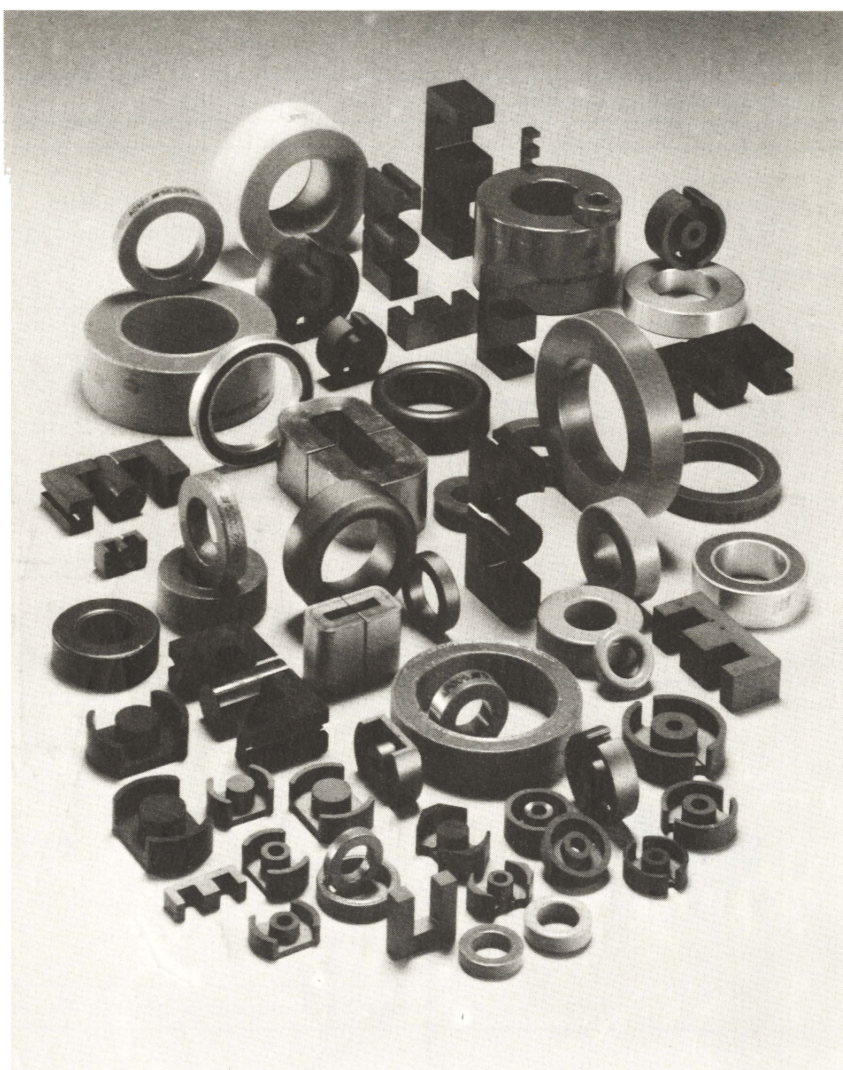
- Transformateurs d'impulsions
- Selfs
- Filtres
- Transformateurs de sortie

TORES A RUBAN ET CIRCUITS COUPES

- Amplificateurs magnétiques
- Drivers
- Convertisseurs
- Selfs saturables

TORES EN POUDRE DE MOLYPERMALLOY

- Selfs de lissage
- Bobines Pupin
- Selfs à coefficient de qualité important
- Transformateurs avec composante continue importante



REPRESENTANT EXCLUSIF

BFI *Electronique*

9, RUE YVART, 75015 PARIS - 533.01.37 +

ADR. TELEGRAPHIQUE : BEFFI PARIS
TELEX : BEFFI PARIS 204425

SERVICE-LECTEURS N° 260

Séquenceur de microprogrammation 8 bits : le MC 10904 (Motorola)

Le MC 10904 est un circuit intégré, séquenceur de microprogrammation à 8 bits, basé sur le principe des tranches de bits, et permettant une extension simple jusqu'à 24 bits. Ce circuit fait partie de la famille M 10900 des circuits ECL (logique à couplage d'émetteurs) à grande vitesse, qui, grâce à une

architecture LSI/VLSI, propose les performances les plus avancées dans les applications suivantes : ordinateurs, contrôleurs et autres systèmes logiques numériques.

Le séquenceur MC 10904 est un produit de la série des réseaux prédiffusés MCA 1200

ECL de Motorola, se caractérisant par un câblage personnalisé par CAO, avec assistance de l'ordinateur, de circuits multicouches prédiffusés dans des plaquettes standards. Cette technologie semi-personnalisée permet de concevoir des circuits très complexes pour un coût relativement modeste.

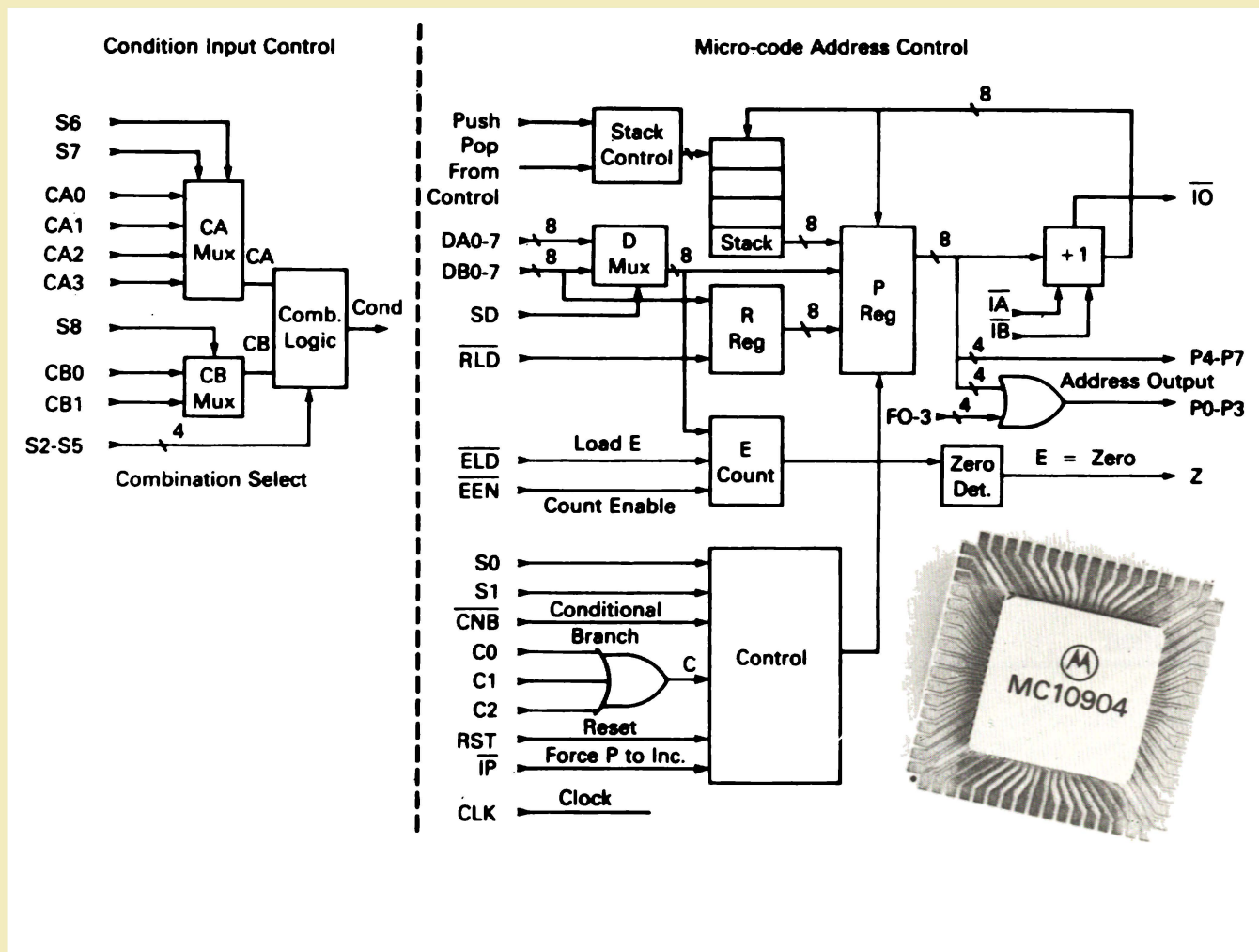
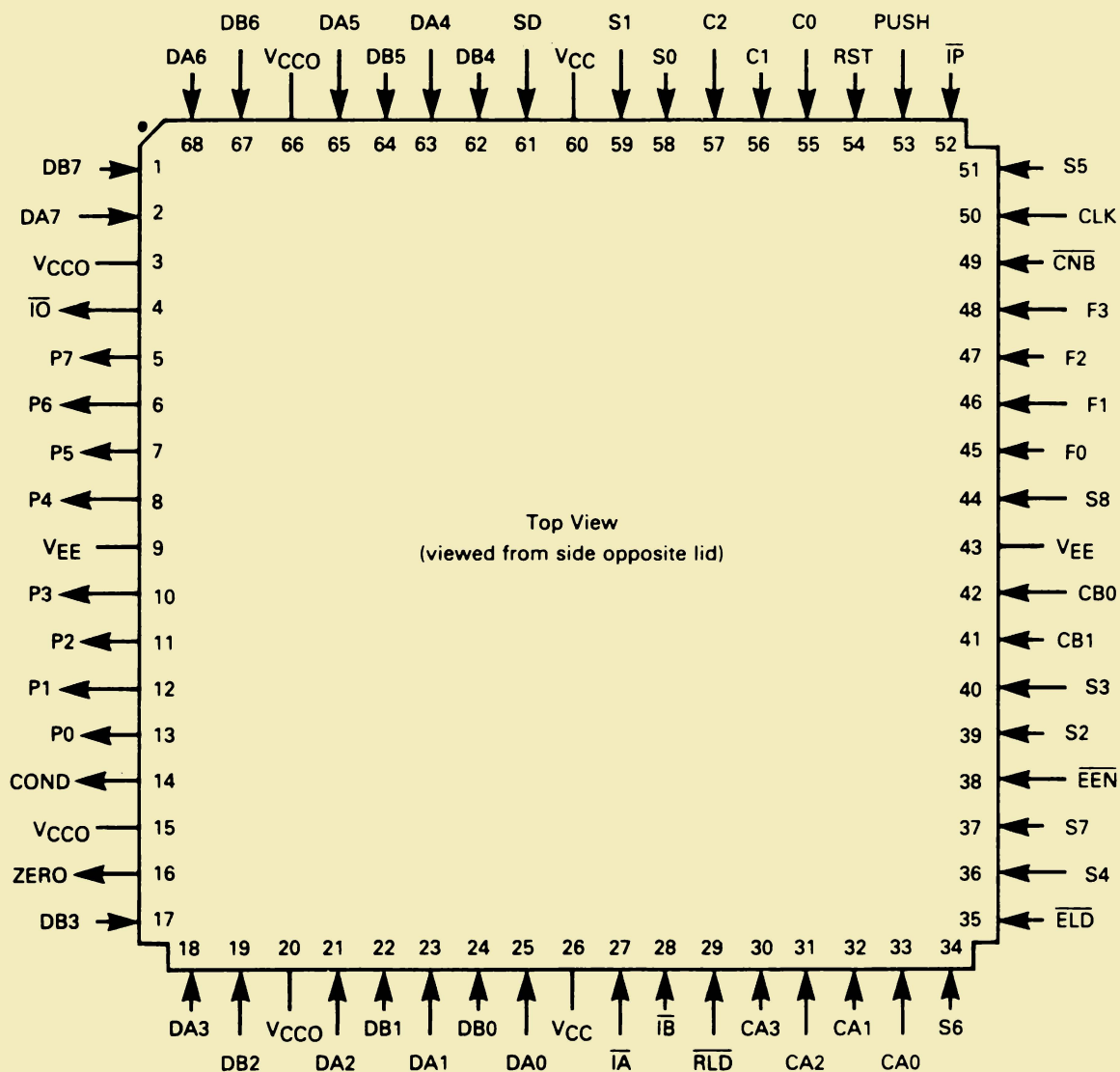


Schéma synoptique du MC 10904.



Branchement des 68 bornes.

Description

Le MC 10904 comprend deux sections principales : (1) un contrôle des entrées de condition, et (2) un contrôle des adresses de microprogrammation. Il possède une pile de sous-programmes à 4 niveaux qui peut être simultanément poussée et tirée, et comprend deux entrées directes pour les sauts et les branchements conditionnels.

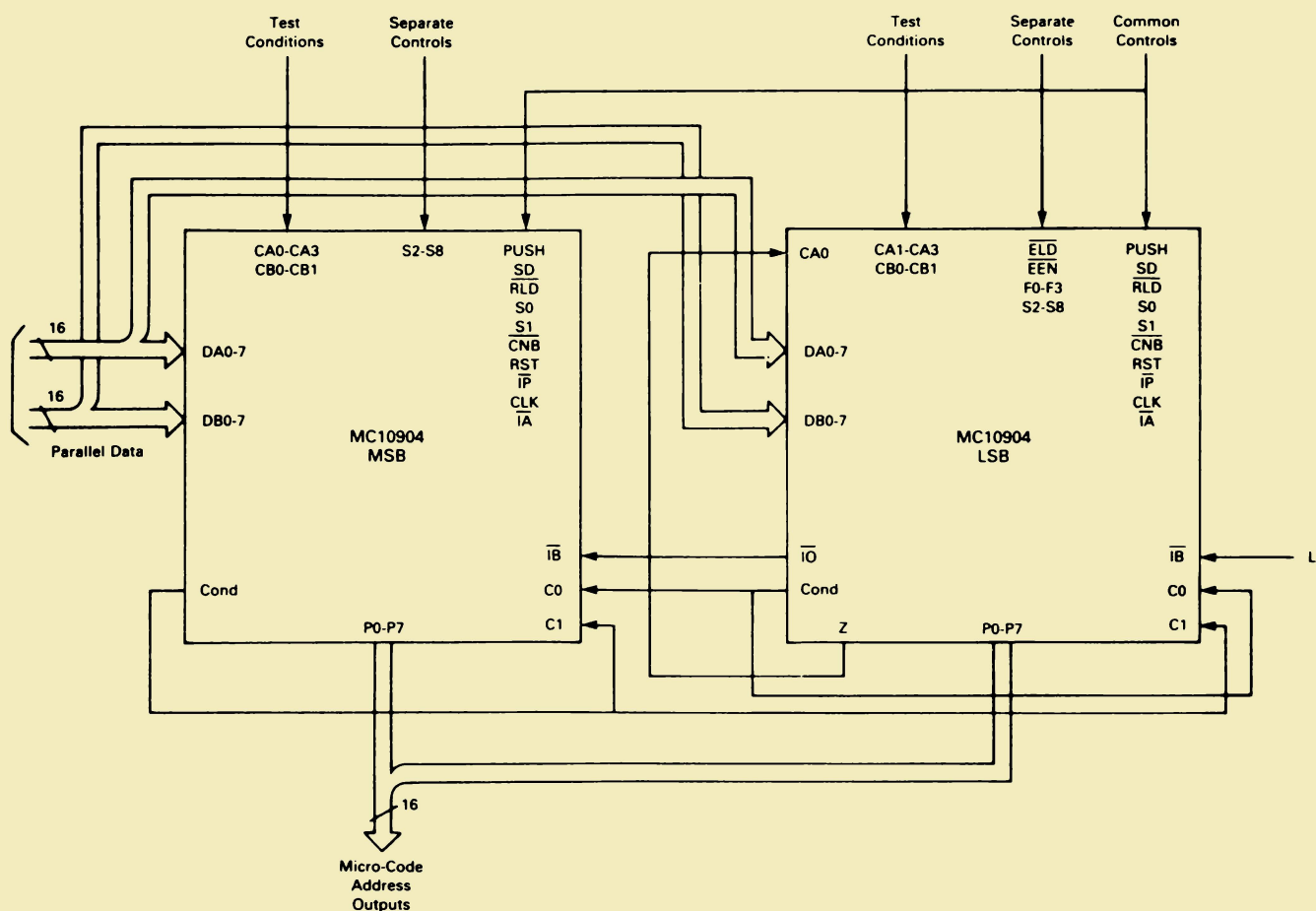
Une broche spéciale pour comp-

teur P simplifie le chargement de la RAM des macroprogrammes. Cette entrée peut aussi servir à maintenir le système sur une micro-instruction à des fins de diagnostic.

Chaque MC 10904 traite un maximum de six conditions de branchement par groupes de quatre et de deux.

Un bit de chaque groupe (des deux ou des quatre entrées) est utilisable par lui-même ou en combinaison logique avec un bit de l'autre groupe pour déterminer l'état de la

condition de branchement. Par exemple, une unique instruction de microprogrammation pourrait comprendre la mention « branchement si inférieur à » en ayant un bit de signe de l'unité arithmétique et logique sur un jeu d'entrées de conditions, et une détection de zéro sur l'autre. Les six entrées de conditions sont extensibles au moyen de circuits séquenceurs supplémentaires. Deux MC 10904 peuvent adresser des mots de microprogrammation à 64 K et admettre jusqu'à 12 entrées de branchement conditionnel.



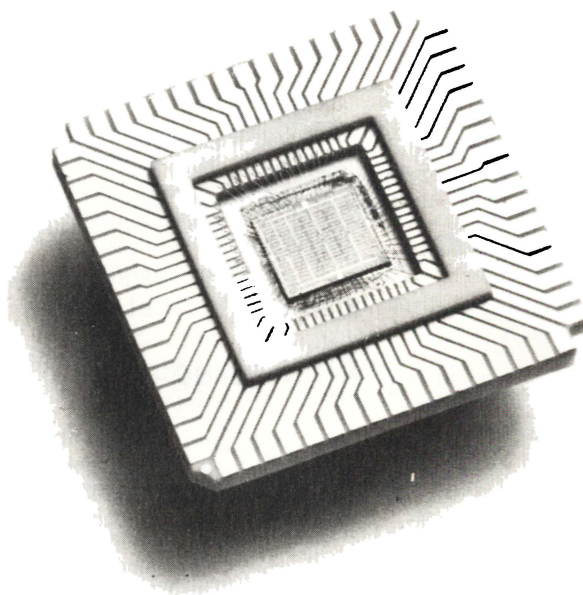
Exemple de séquenceur de micro-programmation à 16 bits utilisant deux MC 10904.

Un aspect du MC 10904.

Autres caractéristiques du MC 10904

- Branchement multidirectionnel sur les 4 bits de poids faible de la sortie P permettant un branchement à 16 directions.
- Registre R permettant de maintenir les informations d'adresse de micro-programmation.
- Un compteur à 8 bits pour la répétition d'instructions ou de séquences. Le compteur peut également compter des événements, des conditions ou des temps.

La tension d'alimentation est de 5 volts.



Les résistances à film métallique Allen-Bradley

la qualité à moindre prix pour la source préférentielle

le type RNH est une "première" d'Allen-Bradley quant aux performances et aux prix de ces nouvelles résistances à film métallique : 1/4 Watt à 70 °C, $\pm 1\%$ de tolérance.

Les caractéristiques sont supérieures aux exigences de la norme MIL-R-10509 (RN55D) : Coefficient de température inférieur à 50 PPM/°C sur toute la gamme de résistance de 10 Ohms à 1 Mégohm.



L'élément résistif nichrome ajusté au laser et enrobé selon

un système d'isolation multiple garantit des effets de bruit à faible niveau et une haute stabilité dans des conditions de fonctionnement les plus larges.

Ces caractéristiques exceptionnelles bénéficient d'un niveau de prix très économique.

Disponible en présentation standard E.I.A. RS 296-D Classe I, et en bande pour insertion automatique.

Allen-Bradley : l'objectif qualité... comme personne



ALLEN-BRADLEY //

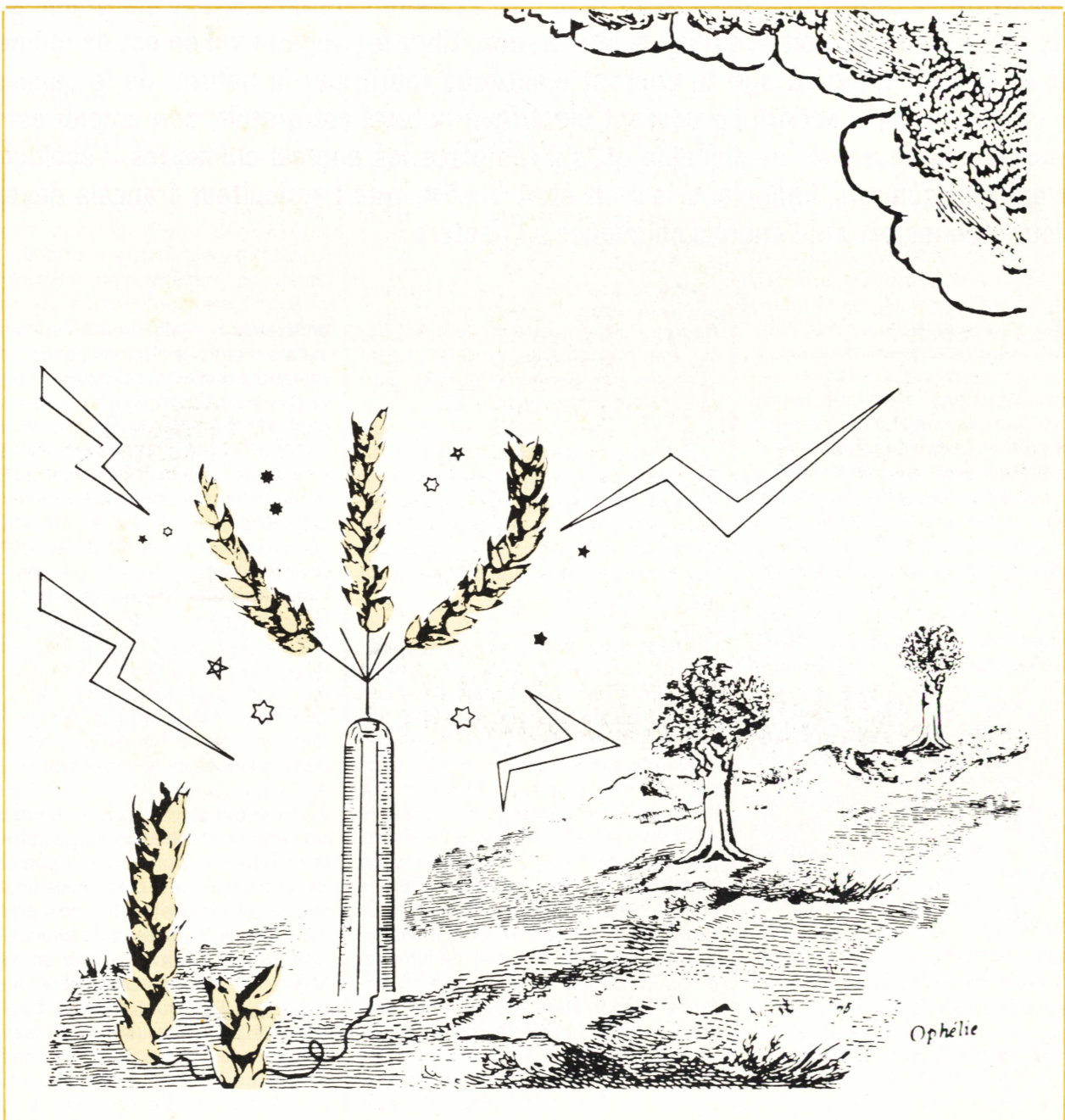
6, rue Émile-Reynaud - 93306 Aubervilliers Cedex
Tél. : (1) 835.82.00+ - Télex : 240834

Salon des Composants - Hall 2 - Allée 23 - Stand 113

SERVICE-LECTEURS N° 256

Analyse

L'électroculture



Les Chinois nous enseignent qu'entre le ciel (« Yang ») et la terre (« Yin ») se trouvent les êtres vivants. Cet interface biologique en subit la double influence, et la médecine chinoise ancienne nous a familiarisés avec cette notion appliquée aux êtres humains (acupuncture notamment), mais le règne vivant comporte également les animaux et les végétaux.

Comme tous les êtres vivants, les végétaux subissent les influences météorologiques mais aussi les influences cosmiques et telluriques (champs magnétique et électrique). L'électricité joue un rôle important au cours du métabolisme du végétal, elle participe aux échanges ioniques au niveau cellulaire (électro-osmose). Elle intervient également sur le milieu microbien du sol dont l'aspect bénéfique n'est plus à démontrer.

Nous savons, en physiologie humaine, que l'électricité peut jouer un rôle de stimulant. Il suffit de choisir judicieusement la nature et l'intensité du courant électrique ainsi que le point précis où doit avoir lieu la stimulation. Chez les végétaux il en est de même, il suffit de savoir comment agit le courant électrique fourni par la nature, de le canaliser pour en augmenter l'action. Le courant électrique naturel est gratuit, son emploi est un facteur économique non négligeable et, s'il remplace les engrais chimiques, l'écologie y trouvera son compte. Rappelons, s'il en était besoin, que l'agriculteur français déverse plusieurs tonnes par an d'engrais chimiques à l'hectare !

Quelques rappels

Les Egyptiens s'étaient rendu compte que la végétation poussait mieux près de certains rochers ou édifices, et aussi selon certaines orientations. Les analyses faites ont montré que les roches contenaient du cuivre (métal électropositif) et étaient entourées d'un sol porteur de charges négatives : tout concourait à produire et canaliser des forces électromagnétiques naturelles jouant un rôle bénéfique sur les plantes.

Il est certain que, depuis ces époques lointaines, des observations similaires ont dû être effectuées, mais sans apporter d'autres détails particuliers. Il s'agissait plus d'observations que d'expériences et il fallut attendre le XVIII^e siècle pour voir apparaître une démarche plus scientifique dans l'étude de l'influence de l'électricité sur la végétation.

C'est en 1748 que l'abbé *Nollet* démontra que des plantes placées sous des électrodes voient leur taux de germination et leur croissance accélérés. Puis, en 1775, le père *Giambattista Beccaria*, de l'université de Turin, nota que « la nature fait un grand usage de l'électricité atmosphérique pour développer la végétation » (*Krueger*, in

Rager). Puis, en cette fin de XVIII^e siècle, des phénomènes similaires furent observés par *Bertholon* (1783), *Gardini* (1784), *Ingenhousz* (1788).

Près d'un siècle plus tard, en 1878, *Berthelot*, *Newmann*, *Thwaite*, *Lemström* et, en 1885 et 1897, *Iodko* démontrèrent l'action de l'électricité sur le monde végétal, aussi bien l'électricité atmosphérique que celle produite par des appareils.

Cependant, de toute cette effervescence, l'unanimité était loin de se faire. En effet, *C.M. Gariel*, dans son *Traité pratique d'électricité* (1886), relate que : « Si l'on n'a pas de renseignements précis sur l'action de l'électricité atmosphérique normale sur l'homme et les animaux, on a pu faire des expériences sur les végétaux. Une plante placée au centre d'une cage métallique en treillage à très larges mailles peut être considérée à tous égards comme dans les conditions ordinaires d'air, de chaleur, de lumière, d'humidité, mais elle doit être au potentiel zéro, n'étant influencée en rien par les phénomènes électriques qui se produisent dans l'atmosphère au dehors de la cage. On a fait pousser comparativement des plantes ainsi protégées contre l'électricité et des plantes de même espèce à l'air libre

entièrement ; malheureusement les résultats n'ont pas été tous concordants et, tandis que MM. *Grandeau*, *Leclerc* et *Celi* ont trouvé que les plantes sous cage étaient moins vigoureuses que celles à l'air libre, M. *Naudin* arrivait à un résultat inverse : il est vrai que les recherches n'avaient pas porté sur les mêmes plantes et que les conditions climatologiques n'avaient pas été les mêmes. Mais, lorsque l'on songe à l'influence que l'électricité exerce sur les combinaisons de l'azote, même lorsque cet agent agit à très faible dose, comme l'a démontré M. *Berthelot*, on ne peut s'empêcher de croire que l'électricité atmosphérique doit jouer un rôle réel dans les phénomènes chimiques de la végétation. »

Au début du XX^e siècle, *Lemström* obtient une stimulation appréciable de la croissance d'un semis de céréales lorsque celui-ci est placé sous une décharge électrique (entre des pointes métalliques). Ces résultats furent d'ailleurs confirmés par *Gassner* en 1907. Mais peut-être sommes-nous là en présence d'un effet dû à la création d'ions positifs facilitant la croissance des plantes comme l'ont démontré de nombreux travaux. Notre propos est de dégager le rôle essentiel du courant électrique dans l'amélioration du rendement des cultures.

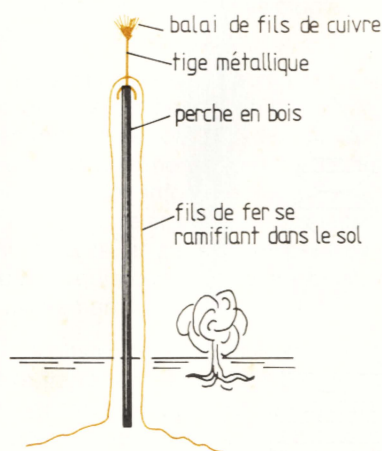


Fig. 1. — Le Géomagnétiseur de Berkensteiner (1848) modifié par Paulin (1893).

Une longue expérimentation

Il est difficile de citer des faits en tenant compte d'une chronologie pour la bonne raison que les écrits ne comportent pas toujours de dates. Ainsi, la brochure sur l'électroculture d'Ernest Bosc de Veze, éditée chez JBG, n'est pas datée, mais elle se réfère à l'*Aimantation universelle*, livre publié en 1910. De nombreuses expériences sont citées. On y apprend notamment que les graines subissent favorablement l'effet de l'électricité tant sur leur germination que sur le développement ultérieur des plantes. S. Kimney a repris ces expériences en utilisant une bobine de Rhumkorff alimentée par une pile Leclanché.

L'utilisation de l'énergie électrique naturelle (atmosphérique, tellurique) a conduit à la mise au point d'appareillages où l'imagination des chercheurs s'est donné libre cours.

L'appareil de l'abbé Bertholon (1783), de Saint-Lazare, l'« électro-végétomètre », se composait d'un poteau en bois surmonté d'un manchon en verre dans le milieu duquel était fixée une tige verticale, dont la pointe supportait un balai de fils de cuivre dorés. Une chaîne de même métal reliait cette tige à une autre, horizontale, isolée elle aussi du poteau ; cette tige horizontale portait à ses deux extrémités des balais de fils métalliques tournés vers le sol. Ces essais ne furent pas heureux.

C'est beaucoup plus tard que le russe Spechneff conçut un appareil-

lage similaire (puisque les poteaux sont également isolés) mais en répartissant uniformément plusieurs poteaux dans le champ de culture. Les résultats obtenus sont intéressants à signaler : une surproduction de 62 % pour l'avoine, de 56 % pour le blé, 34 % pour le lin, 55 % pour l'orge, etc.

Quelques années plus tard, M. Lagrange, professeur à l'Ecole militaire de Bruxelles, fit des expériences avec un appareillage fort simple. Des tiges de fer appointées, sortes de petits paratonnerres, étaient enfoncées à 15 cm de profondeur et placées entre les plantes. Elles ne dépassaient guère la surface du sol (50 cm). Les résultats obtenus furent très bons.

En 1893, le frère Paulin perfectionna le « Géomagnétiseur » mis au point par Berkensteiner en 1848. L'appareil se compose d'une perche (fig. 1), terminée par une tige métallique armée d'un balai de fil de cuivre. De la tige partent vers le sol des fils de fer qui se ramifient à la manière des racines d'un arbre. Paulin conseille de placer 4 appareils à l'hectare. Cet appareil a fait l'objet de multiples essais. Ainsi, en 1891, dans diverses contrées tant en France qu'à l'étranger, et dans le domaine de la viticulture, les raisins étaient plus riches en sucre et en moût et leur maturité plus précoce. En 1892, à Vals (Ardèche), une culture d'épinards vit son rendement en poids atteindre 23 % de plus que celui d'une culture témoin. Et l'on pourrait citer également les résultats d'un agriculteur norvégien (1894) sur des pommes de terre (+ 11 %) ou ceux de M. Pinot, agriculteur de Clifton (Gloucester, Angleterre) sur la pomme de terre (+ 50 %) et sur d'autres légumes et fruits.

Ces différents essais ont donné libre cours à l'imagination des chercheurs et on a vu naître ainsi des dispositifs dont le but était d'améliorer la réception et l'écoulement des effluves. Dans le livre de Masson : *les Appareils étranges* (1979), nous relevons le dessin de l'appareil n° 333 (fig. 2) comprenant un hérisson métallique, le corps principal, suivi, vers le bas, d'un diffuseur à serpentins. Le descriptif qui accompagne cette illustration ne donne pas le mode d'emploi de l'appareil, on y indique simplement que : « arrivé à l'extrémité inférieure du corps, ce qui a été capté et modifié est exprimé par les serpentins diffuseurs.

« Le rôle principal de cet appareil est de permettre à la végétation d'avoir à sa disposition, pour son expansion et son épanouissement, une plus grande quantité d'énergie. Le but est d'obtenir sans engrais chimiques une production intéressante. »

L'emploi de machines statiques

Voici ce que l'on peut lire dans *l'Electroculture de Bosc de Veze* (déjà cité) : « Il n'y a guère, pensons-nous, que le professeur Lemström qui, avec la machine statique, ait fait des essais d'électroculture de quelque envergure ; le même professeur a également utilisé les ondes hertziennes (produites par des étincelles électriques : machines statiques et recueillies par des antennes) pour l'électroculture.

« Voici comment il opérait. Ces ondes étaient transmises par une antenne centrale à une série d'antennes répandues dans un champ et en communication avec celui-ci qui se trouvait ainsi électrisé. Les premières recherches dans cette voie remontent à 1885. L'ensemble du système utilisé comportait un réseau de fils conducteurs supportés par des poteaux avec isolateurs.

« Les fils sont espacés entre eux de 1 mètre environ et pourvus tous les 0,50 m d'une tige métallique qui se dirige sur le sol. La machine fonctionne plus ou moins de temps, mais, en général, de sept à huit heures par jour.

« Pour ce genre d'expérimentation, le professeur Lemström se sert d'une machine statique de son invention, à cylindres, qui fournit trois à quatre fois plus d'électricité que la machine ordinaire des cabinets de physique ; en outre, cette machine est beaucoup moins sensible à l'humidité atmosphérique que les anciennes machines ; elle permet en outre d'accélérer grandement la rotation et, par suite, d'alimenter un réseau métallique d'une très grande surface ; du reste, les cylindres de cette machine ont 30 cm de diamètre et 50 cm de longueur seulement.

« Voici quel était le dispositif adopté pour cette méthode électroculturelle : le réseau métallique relié à la machine statique était ainsi disposé autour des champs à exploiter. Un fil de fer de

1,5 mm à 2 millimètres était placé sur des supports qui faisaient le tour du champ. Ce fil était fixé à ceux-ci (aux supports) par des isolateurs en porcelaine ou en ébonite bien protégés et un fil de fer de 0,5 mm était utilisé pour construire le réseau électrique.

« Voici le résultat d'une expérience faite par l'expérimentateur, en 1898, après 164 heures de traitement : un champ de tabac, de carottes, de betteraves montra d'abord un développement très considérable, sur un champ non électrisé, et les excédents de la récolte furent d'environ 38 % à 39 % de plus pour le tabac ; 11,2 % pour les betteraves ; 8,7 % pour les carottes et 11,2 % pour les fèves des marais.

« Toutes les plantes ne sont pas aussi réceptives à l'électricité, certaines même sont réfractaires. Voici les conclusions même que M. Lemström nous fournit au sujet de ses propres expériences, sans être cependant trop affirmatif.

1° – La proportion dans laquelle les plantes se sont accrues est d'environ 45 %, cette proportion est naturellement en raison directe de la fertilité du sol.

2° – Certaines plantes ne supportent le traitement électrique que si elles sont fortement arrosées ; dans ce cas leur surproduction est remarquable.

3° – Le traitement électrique est plutôt nuisible pendant les fortes chaleurs solaires ; dès lors, on doit l'interrompre au moment de la plus grande intensité de chaleur. »

A la fin du siècle dernier, le rôle de l'électricité sur la végétation inspirait de nombreuses réflexions, aussi pouvait-on lire : « L'électricité atmosphérique doit avoir une puissante action sur l'ascension de la sève, de la chlorophylle, en activant l'osmose et en amenant tous les sucs nourriciers dans les vaisseaux capillaires des tissus organiques, c'est-à-dire de l'organisme tout entier.

« Cette dernière observation a été démontrée par une simple expérience du professeur Lemström. Ce praticien nous dit que, quand un tube de verre capillaire (qui a été au préalable humecté) est plongé dans un baquet d'eau qui est en communication électrique avec le sol, et qu'une très fine pointe métallique reliée au négatif d'une machine statique est placée au-dessus de ce tube capillaire, on peut constater, dès que la machine est ac-

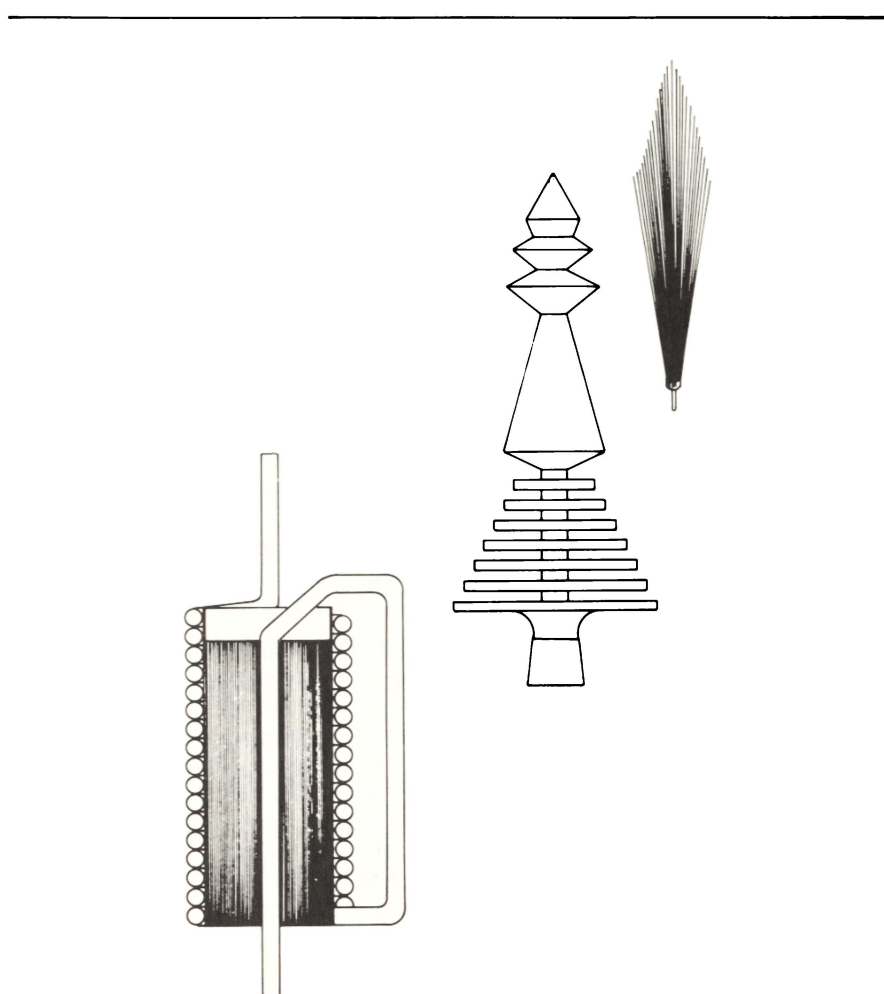


Fig. 2. – Appareil n° 333 d'après A. et A. Masson, in « Les appareils étranges ».

tionnée, qu'il se forme des gouttelettes d'eau dans la partie supérieure du tube ; l'eau monterait donc le long des parois des tubes capillaires. Il en tire cette conclusion que le même phénomène doit se produire dans le système capillaire de la plante quand celle-ci est soumise au courant électrique ; il se produirait, d'après le même praticien, une augmentation du courant d'énergie qui fait circuler la sève. »

Et le praticien ajoute qu'« il est bien entendu que ce n'est que le courant négatif allant du sol vers les pointes d'un réseau électrique, qui exerce cette influence ».

Enfin, nous savons que le courant positif amène à la plante les divers éléments qui se trouvent dans l'atmosphère, et que ce même courant les introduit dans les tissus où ils sont assimilés. Nous pensons que cette question est loin d'être résolue et quelle a encore besoin d'être étudiée !...

Et enfin quelle conclusion en cette

fin de XIX^e siècle ! Par ce que nous avons dit sur l'électroculture, on peut se rendre compte que ce nouveau genre de culture est plein d'avenir, que les essais tentés ont donné en partie d'excellents résultats ; mais il y a lieu d'ajouter que ce genre de culture ne fait que débiter, qu'il est pour ainsi dire dans l'enfance et qu'il faut étudier et découvrir de nouveaux modes pratiques, simples et profitables ; nous pensons que la solution du problème ne saurait tarder, surtout si les agronomes intelligents et attelés à cette solution veulent bien s'en occuper. Quels services ils pourront rendre à l'agriculture et par suite à l'humanité !

Un peu de physiologie végétale

Les plantes croissent en se nourrissant, elles acquièrent une forme spécifique par différenciation, elles réagissent à l'environnement, elles se

reproduisent, autant de fonctions assurant la vitalité des plantes et dont l'étude représente la physiologie végétale.

Le simple constat nous montre que les plantes ont besoin de leur environnement : elles ont besoin de soins, d'eau, de nutriments, de lumière. Elles reçoivent des informations et les utilisent. Elles rejettent les produits de leur activité, et c'est cet aspect métabolique qui nous intéressera plus particulièrement.

La physiologie végétale est un chapitre important de la biologie et nous ne ferons que survoler les différents aspects ayant trait à la croissance, renvoyant le lecteur aux ouvrages spécialisés, s'il désire en savoir plus.

Sur le plan chimique, il est possible de considérer une plante comme étant constituée par trois grandes sortes de substances.

● **L'eau**, qui représente 70 à 90 % du poids de la plante, est l'élément indispensable au maintien de la vie. C'est le solvant de la plupart des substances chimiques utilisées par la plante.

● **Les sels minéraux**, qui sont en solution dans l'eau circulant dans la plante (sève) ou qui imbibe les cellules, se présentent sous la forme de chlorures, de sulfates, de phosphates ou de nitrates et sont souvent ionisés. Les ions métalliques peuvent, par exemple, neutraliser les groupements polaires des molécules organiques solubles. On retrouve également ces ions métalliques dans certaines molécules organiques (cytochromes, chlorophylle...). Leur rôle est important dans l'équilibre osmotique entre les cellules et le liquide extra-cellulaire. Il est certain que leur carence se manifeste sous des formes extrêmement variées.

● **Les substances organiques** ont des structures complexes et on les rencontre essentiellement chez les êtres vivants. Ce sont globalement les trois grandes familles : glucides, lipides et protéides. Parmi les substances complexes, rappelons les acides nucléiques (ADN,...) les hormones végétales (auxine, gibbérellines...), les pigments (chlorophylle, caroténoïdes, phytochrome...).

Toute cette chimie est sous la dépendance des lois de la physique appliquées aux êtres vivants. Que ce soit des êtres humains, des animaux ou des plantes, la vie n'est possible qu'entre d'étroites limites, au moyen de réactions faibles réalisées sur des structures de petites tailles. En résumé, il s'agit de biophysique, voire de microbiophysique.

Le meilleur exemple est l'aspect thermodynamique des réactions chimiques. Dans un système isolé, clos, les principes généraux de la thermodynamique nous enseignent que les structures de ce système se dégradent dans le temps et qu'il y a une perte de capacité à réaliser un travail : il y a augmentation de l'entropie. Dans le règne végétal, le système est ouvert, il recueille et fixe de l'énergie venant de l'extérieur (chaleur, lumière...) et il la transforme en énergie chimique. La thermodynamique permet donc d'étudier avec rigueur le métabolisme des plantes.

C'est au moyen de la biophysique que l'on peut également appréhender la diffusion des substances sous la forme de gaz ou de solutés. On comprend que ces deux formes soient soumises aux lois de la physique (température, concentration, pression) dont les variations affectent la diffusion des substances dans les différentes parties de la plante.

La circulation des substances, du sol, ou de l'atmosphère, vers la plante, ou l'inverse, représente un échange permanent que l'on peut résumer ainsi :

- l'eau est absorbée, elle circule puis est rejetée par évaporation et transpiration ;
- les sels minéraux sont dissous, puis distribués dans toute la plante ;
- le gaz carbonique est fixé, la lumière apporte son énergie (photosynthèse) il et se produit la synthèse de différentes substances ;
- enfin, le gaz carbonique est rejeté.

Sans entrer dans le détail de ces échanges, nous donnerons quelques précisions permettant de comprendre l'importance de certains facteurs quant à la mobilité de l'eau, des substances dissoutes ou des gaz. Ainsi, l'eau n'a pas la possibilité de se déplacer librement. Elle est sous la contrainte de facteurs physico-chimiques qui la lient à des molécules en solution ou à des substances colloïdales. Cette liberté, ou plutôt cette absence de liberté, s'appelle le **potentiel hydrique** et celui-ci s'exprime en unité de pression ($1 \text{ bar} = 0,987 \text{ atmosphère} = 10^6 \text{ dynes/cm}^2$). Par convention, le potentiel hydrique de l'eau pure est égal à 0 et l'eau se déplacera toujours du potentiel le plus élevé vers le potentiel le plus bas, en sachant que les causes de contraintes donnent au potentiel des valeurs négatives. Parmi les causes de contraintes, il y a la concentration des sels dissous par rapport au solvant et à travers une membrane, que l'on connaît sous le nom de **potentiel osmotique**. Ainsi, par exemple, l'eau pure a un potentiel osmotique nul, et une solution décimolaire de chlorure de sodium a un potentiel osmotique de $-4,8 \text{ bars}$. Ces valeurs peuvent être très élevées puisque chez les plantes aquatiques on atteint -200 bars (plantes halophytes aux tissus riches en sels). Chez les plantes grasses, riches en colloïdes, on a affaire aux forces d'hydratation, ou d'imbibition, où les liaisons entre l'eau et les structures hydrophiles constituent le **potentiel matriciel**. Il atteint des valeurs de -3000 bars , ce qui explique pourquoi les plantes grasses résistent bien à la déshydratation.

L'eau est absorbée essentiellement par les racines de la plante et plus particulièrement par l'extrémité des plus fines radicelles. A cette entrée

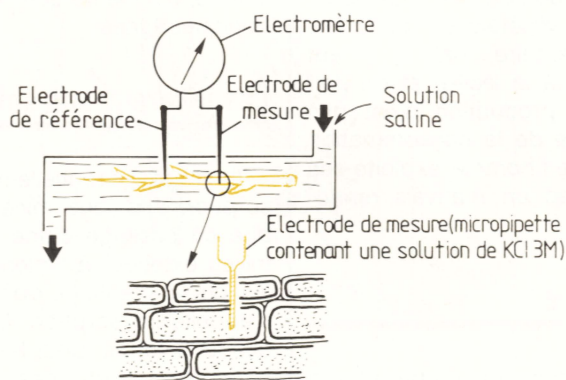


Fig. 3. - Mesure des potentiels électriques transmembranaires, d'après Grignori et Thibaud. Dispositif utilisé au laboratoire de biochimie-physiologie végétale de l'ENSA-CRA de Montpellier.

s'oppose une sortie représentée par l'épiderme foliaire. Cet épiderme possède des ouvertures, les stomates, par où se font 90 à 95 % des échanges gazeux et le passage de la vapeur d'eau.

Entre l'entrée et la sortie, une circulation d'eau s'effectue. La différence de potentiel hydrique entre le sol et les racines est d'environ $-1,5$ bar, entre les racines et les feuilles, de -15 bars pour atteindre -900 bars entre le parenchyme foliaire et l'atmosphère.

Ce mouvement de l'eau qui, ne l'oublions pas, sert de solvant aux substances chimiques n'est pas seulement vertical (de bas en haut) mais également horizontal, pour l'alimentation de la plante à tous les niveaux. Mais c'est surtout le gradient de potentiel hydrique qui constitue cette formidable force motrice assurant l'ascension de l'eau depuis le sol jusqu'à l'atmosphère, en passant par la plante. La vitesse ascensionnelle est fonction de la structure morphologique de la plante et elle varie de 0,5 à 50 mètres à l'heure.

La photosynthèse

Dans le règne vivant, le carbone et l'oxygène représentent les deux éléments les plus abondants. Chez les végétaux, ils représentent chacun 45 % du poids de la plante sèche. Puis viennent l'hydrogène (6 %), l'azote (1,5 %) et le reste pour 2,5 %.

La photosynthèse est un phénomène fort complexe et, en ce domaine, l'électricité n'intervient pas directement. On peut augmenter, aux fins d'expériences, la quantité de lumière reçue par une plante et les gains en rendement obtenus indiquent que ce facteur est important. Toutefois nous ne développerons pas davantage ce chapitre.

Rappelons simplement que l'intensité de la photosynthèse se mesure à la quantité de gaz carbonique fixé, ou d'oxygène dégagé ou encore de matière organique synthétisée par unité végétale et par unité de temps. Cela dépend de la plante considérée et de la méthode de mesure employée. Ainsi, une feuille de graminée fixe 500.10^{-9} kg de gaz carbonique par mètre carré et par seconde. Les chiffres varient selon les espèces (rapport de 1 à 4 entre plantes de sous-bois et

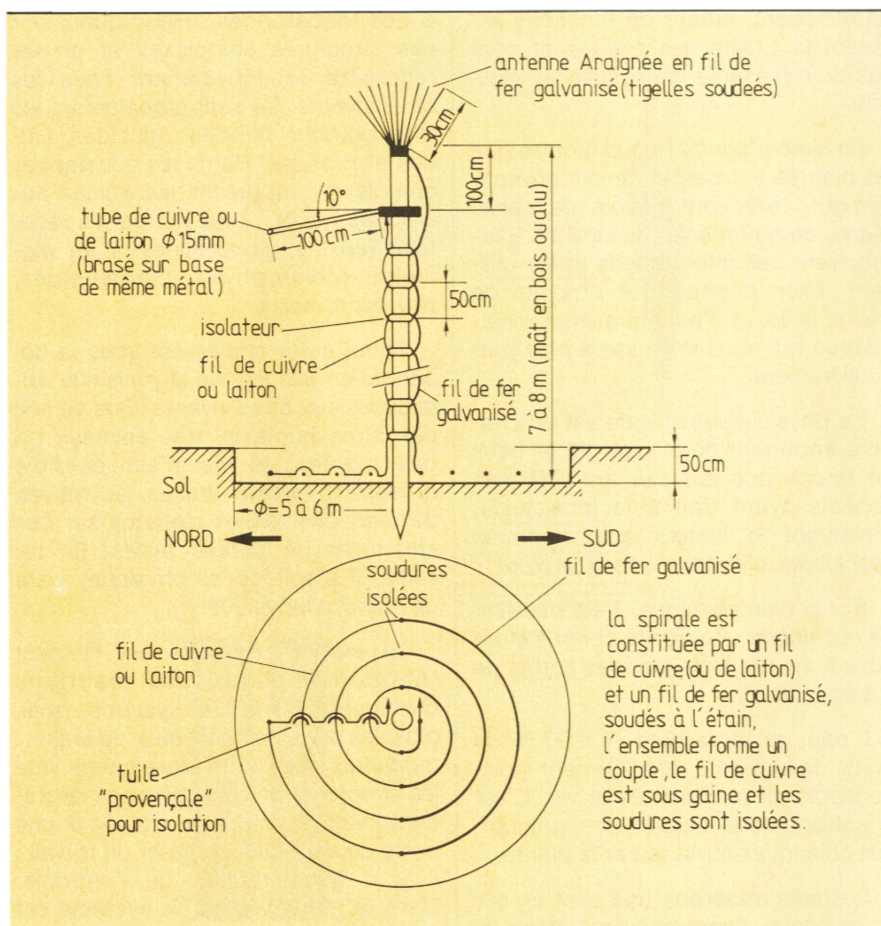


Fig. 4. — Installation de M. L.V. de Mézières-en-Brenne, dessin de Ch. Roger (« Rustica » n° 287, 29 juin 1975).

plantes de prairies), l'âge dans une même espèce, l'alimentation hydrique, le taux de gaz carbonique atmosphérique (entre l'air libre et une serre), etc.

Ces chiffres permettent également de faire des bilans. Ainsi, on peut raisonnablement estimer que les végétaux du globe synthétisent environ 40 milliards de tonnes par an de carbone sous la forme de substances organiques. Or, les êtres humains ont besoin d'un minimum de 400 millions de tonnes par an de carbone organique. La production végétale est donc largement excédentaire, mais il ne faut pas extrapoler à la légère et on doit savoir que la production n'est pas toujours voisine de la consommation et, surtout, que l'homme exploite ses ressources avec un mauvais rendement.

La croissance

Le développement d'une plante c'est : la germination, la floraison, la croissance. Autant d'étapes où de profonds bouleversements interviennent dans l'économie du végétal et où

l'apport de nutriments n'est pas seul en cause. En effet, le règne végétal a ses hormones de croissance (auxine, gibbérelline, cytokinine) et c'est l'action synergique hormones-nutriments qui concourt au développement de la plante. Le rôle de l'électricité dans cette action consisterait, semble-t-il, à faciliter la pénétration des nutriments dans les plantes, par le système racinaire.

Les interactions sol-racine sont donc un important chapitre de l'agriculture, qui mérite que l'on y consacre quelques lignes.

Les interactions sol-racine

Il s'agit essentiellement de l'absorption des ions minéraux, c'est-à-dire du passage d'une substance du milieu extérieur à l'intérieur des cellules de la plante. L'opération inverse s'appelle l'exsorption. La pénétration des ions se fait, pour les végétaux supérieurs, à partir des racines. Puis, une fois dans la plante, ils s'accumulent dans les cellules. Ces deux processus sont influencés par la multiplication cellulaire (donc la croissance

de la plante) où les ions participent à la synthèse de la matière vivante. Ils sont également influencés par le transfert des ions entre les organes de la plante et notamment entre les racines et le système foliaire (partie aérienne).

L'absorption est fonction du temps et des concentrations mises en jeu. En outre, l'absorption peut être passive ou active selon que les ions sont mobilisés par simple diffusion ou qu'ils sont influencés par un gradient de potentiel. Dans l'ouvrage de G. Callot et coll. sur les interactions sol-racine, l'auteur note que l'**absorption passive** alimente un espace où les ions peuvent entrer et sortir par simple diffusion de sel ou par échange avec d'autres ions de même signe. Cet espace, appelé espace libre, est donc tributaire de deux processus physico-chimiques différents et il permet de distinguer :

- un espace libre de diffusion correspondant aux territoires cellulaires où les ions entrent et sortent par diffusion de sel ;

- un espace libre «de Donnan» qui retient les ions absorbés. Ceux-ci ne peuvent pénétrer dans les tissus ou les quitter que par échange.

L'**absorption active**, en revanche, se produit lorsque le transfert d'une substance se fait d'un compartiment où le potentiel électrochimique de cette substance est plus faible, vers un compartiment où ce potentiel est plus élevé. L'absorption s'effectue dans le sens du gradient de potentiel électrochimique (du potentiel le plus faible au plus élevé).

L'absorption passive

Notre intention n'est pas d'entrer dans le détail des expériences effectuées par de nombreux auteurs. Notre propos sera plutôt de faire état d'un certain nombre d'idées qui se sont dégagées de ces travaux et nous puisons dans l'ouvrage de G. Callot et coll., déjà cité.

En nutrition minérale nous avons affaire à des particules qui portent des charges électriques : les ions minéraux, positifs ou négatifs. Comme n'importe quelle autre particule, ils peuvent se déplacer uniquement sous l'influence d'une différence de potentiel chimique ; dans ce cas le déplacement d'un nombre égal d'anions et de cations assurera la neutralité électrostatique du système : il y a diffusion de sel.

Mais, les particules chargées peuvent se déplacer sous l'influence d'une différence de potentiel électrique. Dans ce cas, l'énergie libérée par une charge passant du potentiel E_1 au potentiel inférieur E_2 sera donnée par la relation :

Travail électrique = 1 charge électrique $\times (E_1 - E_2)$, que nous pouvons comparer à la relation :

Travail chimique = 1 mole $\times (\mu_1 - \mu_2)$ où μ est la valeur du potentiel chimique.

La charge électrique portée par une mole d'ion monovalent est égale au nombre d'Avogadro multiplié par la charge électrique unité, c'est-à-dire la charge de l'électron ou du proton. Ce

produit est une constante physique : le faraday, égal à $1,602 \cdot 10^{-19}$ coulomb $\times 6,023 \cdot 10^{23}$, soit 96 488 coulombs.

On peut ajouter que l'énergie mise en jeu par la diffusion d'une mole d'ion est la somme algébrique des énergies correspondant à la différence de potentiel chimique (différence de concentration) et à la différence de potentiel électrique. Cette somme est appelée potentiel électrochimique.

Il est possible de mesurer la différence de potentiel, de part et d'autre d'une membrane cellulaire, au moyen de deux micro-électrodes (fig. 3) : l'une insérée dans la cellule, l'autre en contact avec le milieu. Cette d.d.p. est le potentiel transmembranaire.

Nous avons vu que dans l'absorption passive, la diffusion d'un soluté entre deux compartiments est provoquée par les différences de concentrations entre l'un et l'autre de ceux-ci. Lorsque les concentrations sont égales, la différence de potentiel est nulle : il n'y a plus de mouvements nets de soluté, le système est à l'équilibre. Mais, lorsque les solutés sont des ions soumis à des forces électriques, l'équilibre ne sera atteint, pour un ion donné, que lorsque la différence de potentiel électrochimique sera nulle. Dans ces conditions, l'équilibre ne correspond plus à l'égalité des concentrations. Ainsi, entre la solution extérieure, dans laquelle s'alimente une plante, et les cellules de ses racines existent des gradients de potentiel électrique.

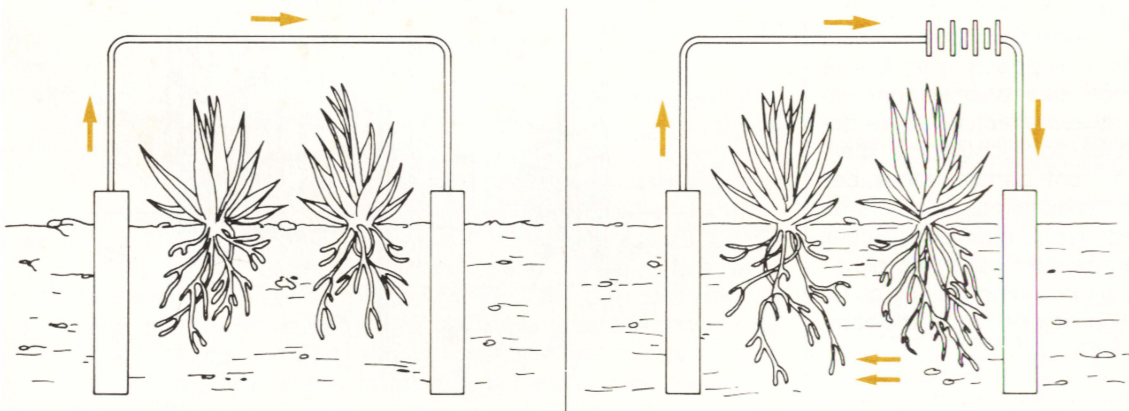


Fig. 5. — (A gauche) Electrification du sol avec une sorte de pile naturelle : deux électrodes (en zinc à gauche, en graphite à droite) réunies par un fil de cuivre. — (A droite) Electrification du sol à l'aide de piles : deux électrodes de même métal et piles intercalées sur le circuit.

Nous terminerons ce paragraphe en rappelant que les structures naturelles ou artificielles, comportant des charges électriques fixées ou indiffusibles au-delà des frontières qui les délimitent, s'appellent les phases de *Donnan*. Les phénomènes de diffusion entre une phase de *Donnan* et une solution saline seront influencés par la présence de ces charges électriques. D'ailleurs, l'inégale répartition des anions et des cations entre la phase liquide et la phase de *Donnan* conduit à l'établissement d'une différence de potentiel électrique de part et d'autre de la membrane (potentiel transmembranaire).

L'absorption active

Toujours d'après G. Callot, le transport d'une substance sera qualifié d'actif lorsqu'il se produira d'un compartiment où le potentiel électrochimique de cette substance est plus faible vers un compartiment où ce potentiel est plus élevé. On dit que l'absorption s'effectue dans le sens du gradient de potentiel électrochimique (le gradient représentant la variation positive du potentiel : du potentiel le plus faible au plus élevé).

Il existe toute une formulation mathématique qui permet d'étudier ce processus, notamment le flux, la vitesse, la mobilité des ions ainsi que la perméabilité du milieu. La nature est sous l'influence des énergies électrique et magnétique dans laquelle elle baigne et, même si les valeurs sont faibles, par le fait qu'elles agissent en permanence, leur action n'est pas négligeable.

La vie est un phénomène complexe et vouloir expliquer le rôle de l'électricité dans l'amélioration du rendement d'une culture suppose une bonne connaissance des phénomènes vitaux. Les travaux effectués en ce domaine, depuis fort longtemps d'ailleurs (1914), ont parfois donné des résultats contradictoires. Cela tient au déroulement des phénomènes vitaux où la notion de dose est primordiale : que ce soit un produit chimique ou un phénomène physique. Trop d'électricité peut nuire.

Revenons à l'empirisme

Beaucoup de jardiniers amateurs, en dehors de la théorie, ont cherché à améliorer le rendement de leur pota-

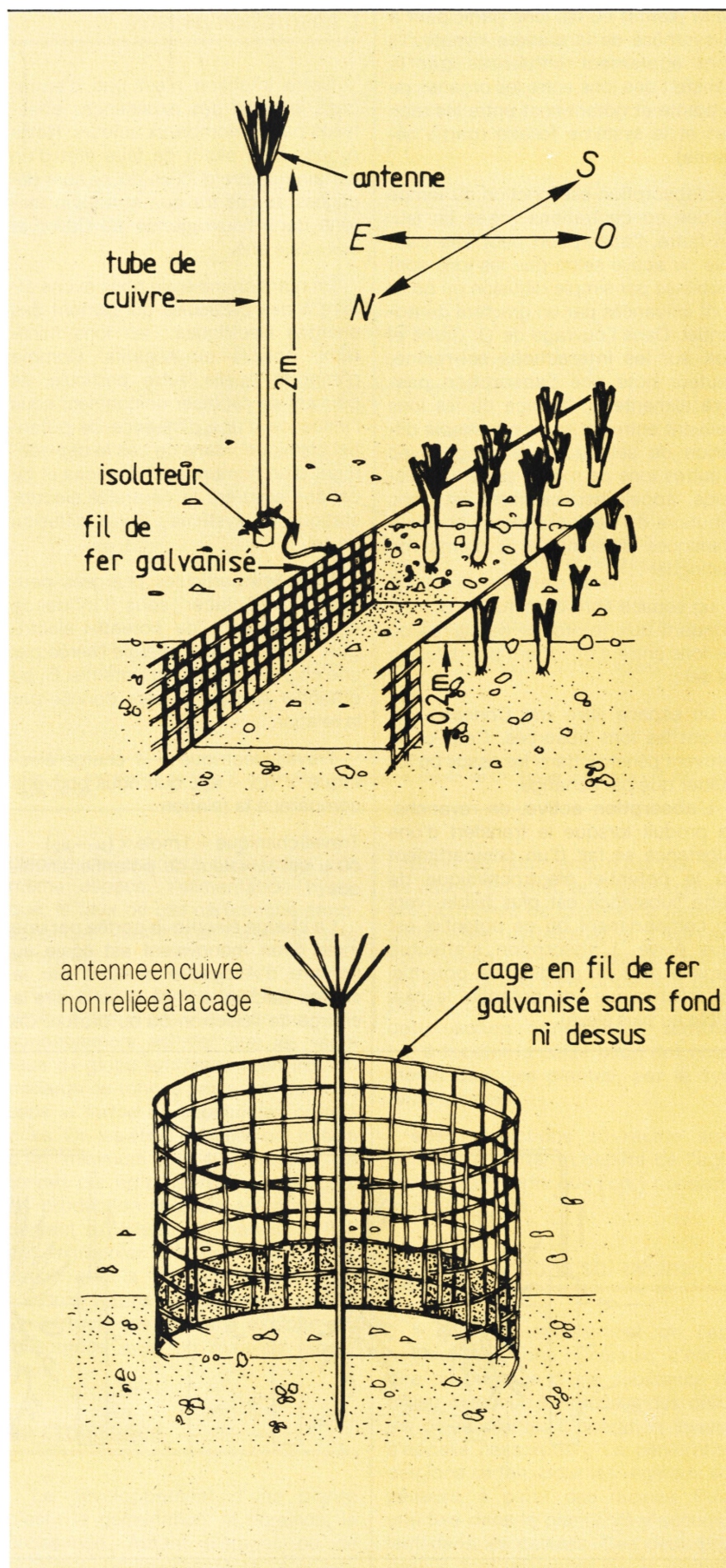


Fig. 6. — Autres dispositifs assurant la collecte des courants atmosphériques et telluriques.

ger ou de leur verger. En feuilletant d'anciens numéros de la revue *Rustica* nous avons retrouvé un courrier de lecteurs à propos d'une enquête que menait cette revue sur la culture par fluide électrique. Nous avons retrouvé des expériences intéressantes comme celle de M. Christofleau qui habitait à la Queue-lez-Yvelines (1930) et qui cultivait des radis dans un bac rempli de gravillons. Un poteau voisin portait à son sommet 4 ou 6 petits paratonnerres. Ils étaient reliés entre eux par un fil descendant jusque dans les gravillons. Dans les plates-bandes, il y avait du blé en herbe. Les cultures étaient stimulées de la même manière. Le blé semblait plus développé au-dessus des passages linéaires des fils que dans les intervalles.

Puis, un lecteur, signant L.V. de Mézières-en-Brenne (36), pratiquait ce mode de culture en Limousin en 1943 et 1944 avec pour résultats : des fraises des bois repiquées au pied de l'antenne, grosses comme des noix, des laitues d'un mètre de circonférence, des poireaux gros comme l'avant-bras et de 1,20 m de long, une citrouille placée sur une brouette laissait juste la place des mains sur les brancards, etc. Il faut dire qu'à cette époque l'installation s'élevait à 2 000 F, c'est-à-dire relativement cher, mais, pendant l'Occupation, tous les moyens étaient bons pour augmenter le rendement des jardins.

Convaincu du bien-fondé de ce procédé, ce lecteur proposait l'expérience suivante : vous prenez deux pots de terre semblables, avec le même terreau, la même assiette d'eau dessous, exposés côte à côte sur une fenêtre. Vous plantez deux pousses semblables de géranium, de préférence provenant du même pied. Seulement, vous disposerez sur l'un d'eux un anneau de fil de fer ou de cuivre dont les deux extrémités seront soudées (diamètre 10 à 12 cm, incliné de 10° vers le nord). Cette expérience est facile à réaliser, avis aux amateurs.

Pour un jardin, ce lecteur emploie une installation plus complexe, que nous retrouvons à quelques détails près chez d'autres expérimentateurs. Il faut creuser une piste de 50 centimètres de profondeur et d'un diamètre d'environ 5 à 6 mètres. Au milieu se place une antenne (fig. 4) de 7 à 8 mètres de haut, en bois ou en tube d'aluminium. Dans ce dernier cas, il faut soigner l'isolation des fils de descente. Les deux fils de descente le long du mât seront diamétralement

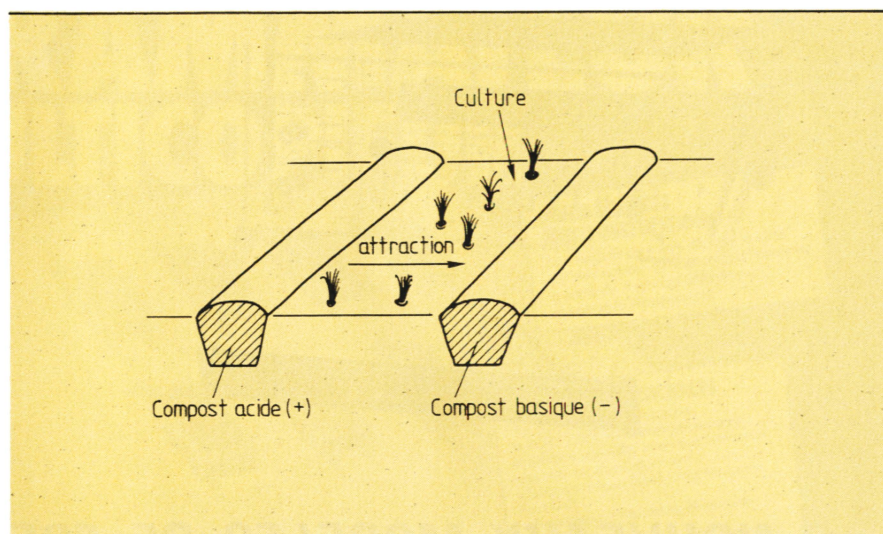


Fig. 7. - Electroculture sans fil.

opposés. Les ondes recueillies par les deux antennes seront condensées sur une spirale, qui sert de piège aux lignes de force du champ magnétique. Il s'établit un courant continu sur la spirale et un champ magnétique dont l'ampleur sera fonction du diamètre de la spirale et du nombre de spires. On peut faire varier la tension du courant capté en augmentant l'intervalle entre les antennes (le tube de laiton et l'araignée).

Le tout est posé, soudé, isolé, puis vous remblayez en commençant par une couche de sable. Elle recouvrira entièrement la spirale. Mettez ensuite la terre, tassez et arrosez. L'appareil fonctionne immédiatement. Il n'a pas besoin de fumure. L'hiver, le couple tient la terre tiède à une certaine profondeur. Il n'est pas recommandé d'aller cueillir des fraises ou des salades un jour d'orage. Le rayon d'action est d'environ 30 mètres. Les terrains silicieux sont plus favorables que les argileux. Si la spirale est placée à 50 cm de profondeur, c'est uniquement pour éviter de couper les fils lors du labour.

Citons pour mémoire les essais pratiqués au moyen de piles naturelles (fig. 5a) ou non (fig. 5b), et les différentes dispositions utilisant le grillage (fig. 6a et b). Toutefois, l'avenir n'est-il pas à l'électroculture sans fil ! On peut ainsi faire de la culture entre deux bandes de compost (fig. 7). L'une est acide (chargée d'ions positifs) et constituée de terre de bruyère, mâchefer, sable de Loire, sablon de carrière, poudre de roche, tourbe, cendres de bois, poussier de charbon, suie, fumier de poule ; l'autre est basique (carencée en ions positifs) et composée de tuf, terre calcaire, plâtre et chaux de maçonnerie, fumier de

ferme. Ainsi, les corps basiques attirent les ions positifs des corps acides. Un minicourant électrique naît de cet échange et traverse la planche en culture. Il stimule sur son passage la végétation.

Comment

se présente l'avenir ?

Est-il possible d'améliorer les résultats, sinon vers des rendements encore supérieurs, tout au moins dans l'assurance d'obtenir à chaque fois de bons rendements ? L'empirisme qui a ouvert la voie, les études de physiologie végétale qui permettent d'affirmer l'action du courant électrique sur la végétation, l'évolution technique dans le domaine des rayonnements, tout cela permet d'envisager des progrès dans la mesure où une certaine prise de conscience s'établit.

J. Trémolières

Bibliographie

- [1] Krueger A.P. III - Action des ions de l'air sur les plantes et insectes. in *Problèmes d'ionisation et d'aéro-ionisation* - Rager - édit. Maloine 1975.
- [2] Gariel C.M. - *Traité pratique d'électricité*. Doin édit. 1886, p. 480.
- [3] Lambert - L'électro-culture. *Bull. de la Soc. des Ingénieurs Civils de France*, janv. mars 1924.
- [4] Bosc de Zeze E. L'électroculture - Action de l'électricité sur les plantes. JBG édit. Brochure extraite de *L'Aimantation universelle*, 1 vol. in-12, Imprimerie-Librairie du le, Paris 1910.
- [5] Benjamin Frank - Les nouveaux sorciers verts : ils électrisent le potager. *Rustica* n° 456, 20-26 sept. 1978.
- [6] *Les cultures par fluide électrique* - *Rustica* n° 287, 29 juin 1975 et n° 293, 10 août 1975.
- [7] Thorel B. Patay L. Désherbage par l'électricité - *Tracteurs et Machines agricoles*, n° 768 (1980).
- [8] Masson Alain et Albert - Les appareils étranges - édit. Jacques Bersez, Paris 1979.

Pour vos dépannages sur le site LE PLUS PETIT 2 x 15 MHz de



OSCILLOSCOPE BK 1420

BK PRECISION DYNASCAN CORPORATION

- Utilisable à 20 MHz
- 10 mV/division
- Se loge dans un attaché-case ordinaire (8,9 cm de haut) × 22 × 30 cm
- Alimentation par batterie incorporée et sur secteur
- Séparateur synchro vidéo
- Base de temps 18 positions étalonnées
- Déclenchement TV lignes et trames
- X 10 —
- X Y, axe X sur canal B
- 3,6 kg seulement

AUTRES PRODUCTIONS :

- CONTROLEUR EN CIRCUIT BK 510
- MULTIMETRE DIGITAL AUTOMATIQUE « LCD » BK 2845
- GENERATEUR DE FONCTION BK 3010
 - ANALYSEURS LOGIQUES ET SIGNATURE
 - ANALYSEURS DE TRANSITOIRES
 - ALIMENTATIONS STABILISEES
- ALIMENTATIONS DE LABORATOIRE

- CONTROLE AUTOMATIQUE EN CIRCUIT SEMI-CONDUCTEURS BK 520
- CAPACIMETRE A GAMME AUTOMATIQUE « LCD » BK 830
- CAPACIMETRE DIGITAL BK 820

— Documentation sur demande —

BLANC-MECA Electronique
FONTGOMBAULT ZI - 36220 TOURNON-SAINT-MARTIN
Tél. (54) 37.09.80 - Télex 751145

SERVICE-LECTEURS N° 266

P 8000



- **P 8000 PROGRAMMATEUR DE PRODUCTION 8 COPIES SIMULTANEEES**
- ACCPETE TOUTES LES EPROMS NMOS DE LA 2704 A LA 27128 EN STANDARD
 - MEMOIRES EPROM TRI-TENSION
 - MEMOIRES EPROM MONO-TENSION
 - EEPROM 48016, HMOS 27640
- MENU D'UTILISATION AFFICHE SUR LED
- AUTO TEST, TEST DE VIRGINITE PROGRAMMATION
- CHECKSUM, VERIFICATION, EFFACE EEPROM 48016.
 - 8 K OCTETS DE RAM
- ENTREE RS 232 (FORMAT INTEL OU MOTOROLA) (DISPONIBLE SUR STOCK)



5, PASSAGE COURTOIS - 75011 PARIS - TEL 379.36.17
TELEX 270618 OF PARIS GIII258

EP 4000



- DE LA 2704 A LA 2732 EN STANDARD
- SORTIE POUR MONITEUR AVEC EDETEUR DE TEXTES
 - AFFICHAGE LED 8 DIGITS
- ENTREE/SORTIE - RS 232 C - TTL - PARALLELE
- SORTIE POUR SAUVEGARDE SUR CASSETTE
- EMULATEUR D'EPROM AVEC CABLE SANS OPTION
 - OPTIONS. 2732 A - 2764 - 27128. BIPOLAIRE
 - GARANTIE 2 ANS
- IDEAL POUR LE DEVELOPPEMENT.



5, PASSAGE COURTOIS - 75011 PARIS - TEL 379.36.17
TELEX 270618 OF PARIS GIII258

SERVICE-LECTEURS N° 267



Les dispositifs à transfert de charges

Les dispositifs à transfert de charges (DTC ou CTD - « Charge Transfer Devices ») constituent une nouvelle famille de dispositifs à semi-conducteurs. Ils sont apparus consécutivement aux travaux conduits indépendamment par des chercheurs de Philips aboutissant aux dispositifs à chapelets (BBD - « Bucket Brigade Devices ») (1969) et par des chercheurs des Bell Laboratories aboutissant aux dispositifs à charges couplées (CCD - « Charge Coupled Devices ») (1970).

Ces dispositifs représentent une nouvelle structure de registres à décalage permettant de stocker et de transférer des informations analogiques échantillonnées sous la forme de paquets de charges électriques. La structure de base comprend un site de stockage et un site de transfert. Le fonctionnement de ces dispositifs, stockage et transfert, est assuré par des tensions de commande définissant les phases de transfert.

Grâce aux possibilités d'intégration apportées par la micro-électronique, ces registres peuvent contenir jusqu'à plusieurs milliers de sites de stockage. Ils sont reliés à l'extérieur par des organes d'injection des charges (entrée) et par des organes de lecture des charges (sortie). Selon la technologie employée, il est possible d'introduire l'information en parallèle ou en série, électriquement ou optiquement, et de la lire en parallèle ou en série.

L'évolution de la technologie MIS procure à ces dispositifs d'excellentes caractéristiques de linéarité et de dynamique, permettant leur emploi dans un vaste domaine d'applications, tant pour le traitement du signal que pour les dispositifs opto-électroniques.

Nous donnerons le principe des dispositifs à transfert de charges et leurs principales limitations. On abordera également la description des méthodes d'injection et de lecture du signal. On décrira ensuite les principales applications des dispositifs à transfert de charges.

La structure à condensateur MIS

Une structure à condensateur MIS (Métal-Isolant-Semi-conducteur) est constituée par la superposition d'un substrat semi-conducteur et d'une couche d'isolant, d'environ 1 000 Å, recouverte d'une métallisation appelée « grille » (fig. 1).

La figure 2 donne le diagramme des bandes d'énergie à l'équilibre thermodynamique sans polarisation extérieure de la structure. Pour la suite de l'exposé, nous supposons que les travaux de sortie du métal et du semi-conducteur sont identiques et qu'il n'y a pas de charges piégées dans l'isolant (isolant parfait). Dans ce cas, on dit que les conditions de bandes plates sont réalisées (pas de courbure de bandes dans le semi-conducteur). Pour la suite de l'exposé, on prendra un semi-conducteur de type P.

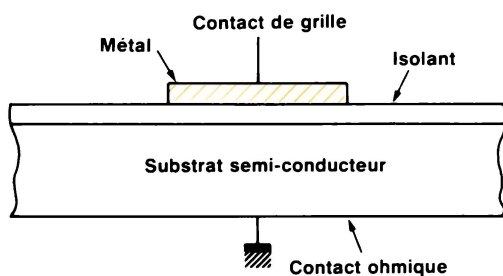


Fig. 1.

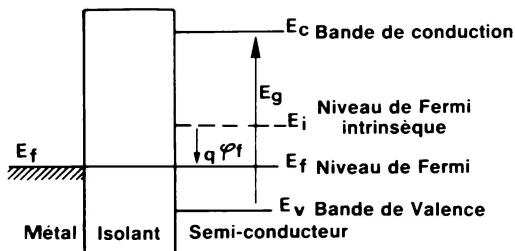


Fig. 2.

Etudions le comportement transitoire d'une telle structure lorsqu'on applique un échelon de tension positif important entre la grille et le substrat.

À l'instant $t = 0$, le champ électrique créé dans le semi-conducteur (fig. 3), au voisinage de l'interface avec l'isolant, repousse les porteurs majoritaires (les trous) vers l'intérieur du semi-conducteur. Il y a création d'une zone désertée de profondeur x_d telle que la charge Q_d de cette zone de charge d'espace équilibre la charge Q_g apportée par V_g sur la grille. La structure MIS se comporte en capacité. On aura :

$$Q_g = q \cdot N_a \cdot x_d = Q_d \quad (1)$$

avec N_a la densité d'atomes dopants ionisés par unité de volume.

Le champ électrique se répartit entre l'isolant et le semi-conducteur. L'intégration du champ électrique $\mathcal{E}_i$ dans l'isolant donne la différence de potentiel V_i aux bornes de l'isolant. L'intégration du champ électrique $\mathcal{E}_{sc}$ dans la zone de charge d'espace donne le potentiel de surface φ_s

du substrat à l'interface isolant semi-conducteur. Ce potentiel de l'interface isolant semi-conducteur correspond à :

$$\varphi_s = V_g - V_i \quad (2)$$

Le potentiel de surface φ_s constitue un puits d'énergie potentielle pour les porteurs minoritaires (les électrons).

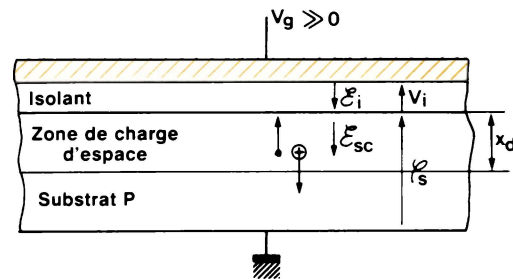


Fig. 3.

Au cours du temps, l'agitation thermique crée des paires électron-trou. Celles générées dans la zone de charge d'espace sont discriminées par le champ électrique existant. Pour un potentiel V_g suffisant, il y a regroupement de porteurs minoritaires (les électrons) dans le puits de potentiel à l'interface isolant semi-conducteur. Ces porteurs minoritaires regroupés à l'interface créent une zone dite d'inversion, de charge Q_i . Cette charge s'ajoute à la charge de la zone de charge d'espace Q_d qui diminue afin de conserver l'équilibre avec la charge de la grille Q_g qui reste fixe. Pendant tout le temps de remplissage de la couche d'inversion, on a toujours :

$$Q_g = Q_d + Q_i \quad (3)$$

La zone de charge d'espace diminue jusqu'à une profondeur x_{dmin} , correspondant à une charge Q_{dmin} . On a atteint l'équilibre thermodynamique. Cet équilibre se traduit par une courbure des bandes d'énergie telle que : $\varphi_s = 2 \varphi_f$. On a donc d'après (2) et (3) :

$$V_i = V_g - \varphi_s = V_g - 2 \cdot \varphi_f = Q_g / C_i = (Q_{dmin} + Q_i) / C_i \quad (4)$$

avec C_i capacité de l'isolant par unité de surface. Par analogie avec le courant de génération dans la zone de transition d'une jonction P+N, le courant d'électrons J_n affluant à la surface a pour ordre de grandeur :

$$J_n = q \cdot n_i \cdot x_d / 2 \cdot \tau_n \quad (5)$$

avec τ_n durée de vie de l'électron et « n_i » concentration intrinsèque de porteurs. Si on admet que ce courant reste constant pendant tout le temps de formation de la couche d'inversion, le temps nécessaire à l'établissement de cette couche sera donné, d'après (1) et (5), par :

$$t_i = Q_d / J_n = 2 \cdot \tau_n \cdot N_a / n_i \text{ avec } N_a \gg n_i \text{ donc } t_i \gg \tau_n \quad (6)$$

À la température ambiante, le temps de formation de la couche d'inversion jusqu'à l'équilibre thermodynamique varie de 1 à 100 secondes suivant la durée de vie des porteurs. La figure 4 donne une représentation des diagrammes des bandes d'énergie pour la capacité MIS, hors équilibre thermodynamique, et à l'équilibre thermodynamique.

Nous allons maintenant établir les différentes relations existant entre les grandeurs électriques dans cette structure.

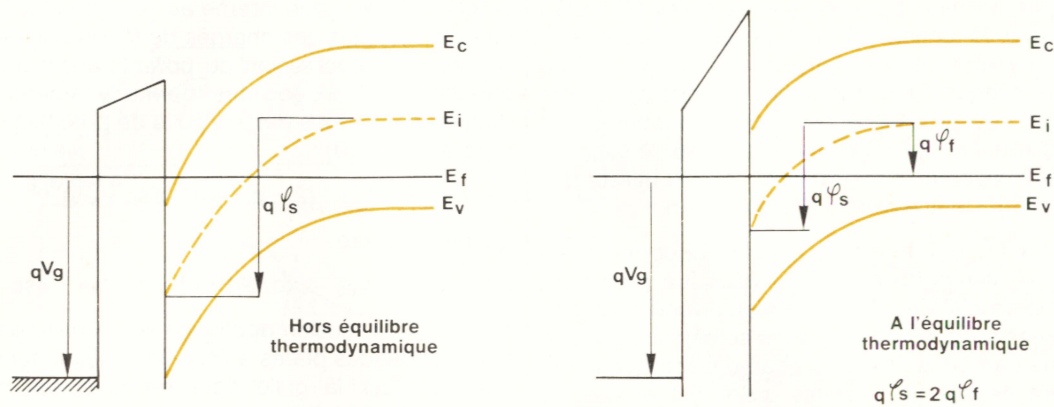


Fig. 4.

L'intégration de l'équation de Poisson aux bornes de la zone de charge d'espace, avant la formation de la couche d'inversion, nous donne :

$$\varphi_s = q \cdot N_a \cdot x_d^2 / 2 \cdot \epsilon_{sc} \quad (7)$$

avec $\epsilon_{sc} = \epsilon_0 \cdot \epsilon_{sc}$, permittivité du semi-conducteur.

Pendant la formation de la couche d'inversion, le potentiel de surface est donné, d'après (4), par :

$$\varphi_s = V_g - Q_i / C_i - Q_d / C_i \quad (8)$$

avec, d'après (1) et (7)

$$Q_d = (2 \cdot q \cdot N_a \cdot \epsilon_{sc} \cdot \varphi_s)^{1/2} = C_i \cdot (2 \cdot V_o \cdot \varphi_s)^{1/2} \quad (9)$$

avec $V_o = q \cdot N_a \cdot \epsilon_{sc} / C_i^2$

Le potentiel de surface peut s'écrire :

$$\varphi_s = V_g + V_o - (2 \cdot V_g \cdot V_o + V_o^2)^{1/2} \quad (10)$$

avec $V_g = V_g - Q_i / C_i$

La quantité de charges introduites dans le puits de potentiel peut s'écrire, d'après (8) et (9) :

$$Q_i = C_i \cdot (V_g - \varphi_s) - Q_d = C_i \cdot (V_g - \varphi_s) - C_i \cdot (2 \cdot V_o \cdot \varphi_s)^{1/2} \quad (11)$$

Ainsi la quantité maximale de charge Q_t introduite dans le puits de potentiel sera celle correspondant à φ_s à l'équilibre thermodynamique, soit $\varphi_s = 2 \varphi_f$, donc :

$$Q_t = C_i \cdot (V_g - 2 \cdot \varphi_f) - C_i \cdot (4 \cdot V_o \cdot \varphi_f)^{1/2} \quad (12)$$

donc

$$Q_t = C_i \cdot (V_g - V_t) \text{ avec } V_t = 2 \cdot \varphi_f + (4 \cdot V_o \cdot \varphi_f)^{1/2} \quad (13)$$

V_t est la tension de seuil de la capacité MIS telle que, si $V_g < V_t$, il n'y a pas formation de la couche d'inversion.

On peut maintenant calculer la capacité équivalente entre la grille et le substrat. Elle est donnée par :

$$C_g = dQ_g / dV_g \quad (14)$$

avec $Q_g = Q_i + Q_d$ et $V_g = V_i + \varphi_s$

mais la charge Q_i ne peut pas varier instantanément, donc $dQ_g = dQ_d$.

On peut donc écrire d'après (4) que :

$$1/C_g = dV_i / dQ_g + d\varphi_s / dQ_d = 1/C_i + d\varphi_s / dQ_d \quad (15)$$

et, d'après (9)

$$d\varphi_s / dQ_d = (1/C_i) \cdot (2 \cdot \varphi_s / V_o)^{1/2} = 1/C_d \quad (16)$$

donc

$$1/C_g = 1/C_i + (1/C_i) \cdot (2 \cdot \varphi_s / V_o)^{1/2} = 1/C_i + 1/C_d \quad (17)$$

Nous sommes en présence de deux capacités en série (fig. 5). C_i , la capacité de l'isolant, reste constante et

$$C_d = C_i \cdot (V_o / 2 \cdot \varphi_s)^{1/2}$$

la capacité de la zone de charge d'espace du semi-conducteur est fonction du potentiel de surface φ_s .

Cette structure est l'élément de base des dispositifs à charges couplées à transfert en surface qui utilisent, comme véhicule de l'information, le puits de potentiel créé par l'application d'une tension de grille appropriée. Le semi-conducteur est maintenu hors équilibre thermodynamique et les porteurs minoritaires (électrons) ne sont pas apportés thermiquement mais par injection électrique ou optique. Toutes les opérations d'injection, de transfert, de stockage et de lecture doivent se faire en un temps très court devant le temps de relaxation thermique ti.

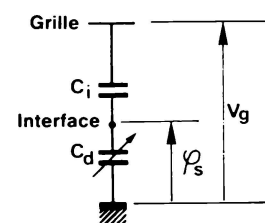


Fig. 5.

Les dispositifs à charges couplées à transfert en surface (SCCD - « Surface Charge Coupled Devices »)

Un tel dispositif est constitué d'un réseau de capacités MIS adjacentes sur un même substrat semi-conducteur (fig. 6).

A l'instant $t = t_0$, une charge est stockée sous la grille G1 commandée par la phase de transfert φ_1 qui est

au niveau haut φ_H (puits de potentiel profond). La grille G2 commandée par la phase φ_2 ainsi que les grilles G0 et G3 commandées par la phase φ_0 sont portées à un niveau bas φ_B non nul afin de maintenir une zone de charge d'espace sous chaque électrode. Nous verrons que cette zone de charge d'espace est nécessaire au fonctionnement correct du registre. On peut également polariser le substrat avec une tension légèrement négative si on veut utiliser des phases de transfert dont le niveau bas est à zéro.

A l'instant $t = t_1$, le potentiel de la grille G2 commandée par la phase φ_2 est porté au niveau haut. La phase φ_1 appliquée sur la grille G1 est maintenue au niveau haut. Les charges stockées sous la grille G1 vont se déplacer vers la grille G2, d'une part sous l'effet du champ électrique induit par le gradient de charge sous les grilles G1 et G2, et, d'autre part, par diffusion. Un équilibre est atteint entre les charges stockées sous les grilles G1 et G2. Les potentiels de surface sous ces deux grilles sont égaux.

A l'instant $t = t_2$, le potentiel de la grille G1 est porté progressivement au niveau bas, créant un champ électrique dû à la différence de potentiel entre les deux grilles. Le champ électrique vide le puits de potentiel présent sous la grille G1 dans celui, plus profond, présent sous la grille G2.

L'instant $t = t_3$ correspond au transfert achevé. Les charges stockées sous la grille G1 au temps $t = t_0$ sont maintenant stockées sous la grille G2. La charge signal a été transférée d'un rang dans le registre, et le cycle recommence à chaque période des phases de transfert.

Nous voyons que ce dispositif simplifié ne peut correctement fonctionner que si les grilles G0 et G3 restent polarisées au niveau bas afin d'éviter le transfert des charges, soit de la grille G1 vers la grille G0 aux instants t_0 et t_1 , soit de la grille G2 vers la grille G3 aux instants t_1 , t_2 et t_3 .

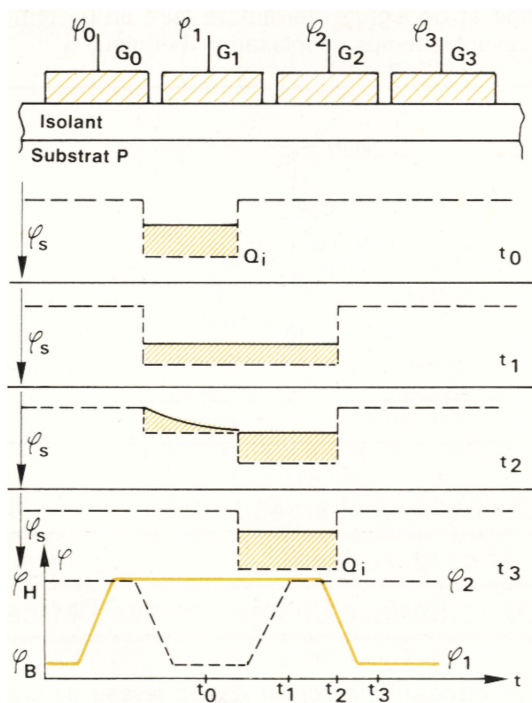


Fig. 6.

Le fonctionnement des dispositifs à charges, nécessite un champ électrique interne au semi-conducteur, afin d'assurer le transfert des charges de façon unidirectionnelle. Si on reprend l'expression du potentiel de surface pour une capacité MIS hors équilibre thermodynamique avant l'introduction de charges dans le puits de potentiel ($Q_i = 0$), on a d'après (8) et (9) :

$$\varphi_s = V_g - 1/C_i \cdot (2 \cdot q \cdot N_a \cdot \epsilon_{sc} \cdot \varphi_s)^{1/2} \quad (18)$$

qui peut s'écrire

$$\varphi_s = V_{gFB} - V_{FB} - (x_0/\epsilon_i) \cdot (2 \cdot q \cdot N_a \cdot \epsilon_{sc} \cdot \varphi_s)^{1/2} \quad (19)$$

avec V_{gFB} la tension appliquée sur la grille dans les conditions de bandes plates à l'équilibre, V_{FB} la tension qu'il faut appliquer sur la grille pour retrouver les conditions de bandes plates à l'équilibre, $x_0/\epsilon_i = 1/C_i$ avec : x_0 épaisseur de l'isolant et $\epsilon_i = \epsilon_0 \cdot \epsilon_{ri}$: permittivité de l'isolant.

Pour réaliser les trois fonctions de base d'un dispositif à transfert de charges, émission, transfert et réception, il est possible d'agir sur différents paramètres de l'équation du potentiel de surface. Toutes les structures imaginées laissent à V_g la fonction de créer les régions d'émission et de réception. L'unidirectionnalité du transfert est obtenue par :

- x_0 , N_a ou V_{FB} pour les dispositifs à deux phases,
- V_g pour les dispositifs à trois phases ou plus.

Nous allons examiner les différentes structures en fonction des paramètres assurant l'unidirectionnalité.

Par ailleurs, pour la réalisation pratique de ces dispositifs, il est nécessaire d'assurer un couplage minimum entre chaque grille (inférieur à 1 000 Å). Cette contrainte impose une technologie à plusieurs niveaux de métallisation permettant un recouvrement des grilles.

Structures biphasées

Chaque étage d'un dispositif biphasé est constitué de deux électrodes permettant d'effectuer le transfert et le stockage des charges. Ces électrodes sont composées de une ou deux grilles, selon la technologie employée (fig. 7). L'unidirectionnalité du transfert est obtenue par une différence de profondeur des puits de potentiel sous chaque électrode. Ainsi sont obtenues une zone de transfert et une zone de stockage sous chaque électrode. Une réduction du potentiel de surface, donc du puits de potentiel, au niveau des zones de transfert, est obtenue en :

- augmentant l'épaisseur x_0 de l'isolant (isolant épais d'environ 5 000 Å) (fig. 7a),
- implantant des îlots d'atomes dopants de même type que le substrat (Na grand, P⁺) (fig. 7b),
- diffusant dans l'isolant des atomes ionisés négatifs (augmentation de V_{FB}) (fig. 7c).

A l'instant $t = t_0$, une charge est stockée sous l'électrode G1, maintenue au niveau haut φ_H par la phase de transfert φ_1 . Les grilles G0 et G2 sont maintenues à un niveau bas non nul φ_B .

A l'instant $t = t_1$, la phase φ_2 passe au niveau haut, puis la phase φ_1 passe au niveau bas. Les charges présentes sous l'électrode G1 s'écoulent sous l'électrode G2. Ce transfert s'effectue sous l'action du champ électrique créé par la différence des potentiels de surface sous les électrodes G1 et G2.

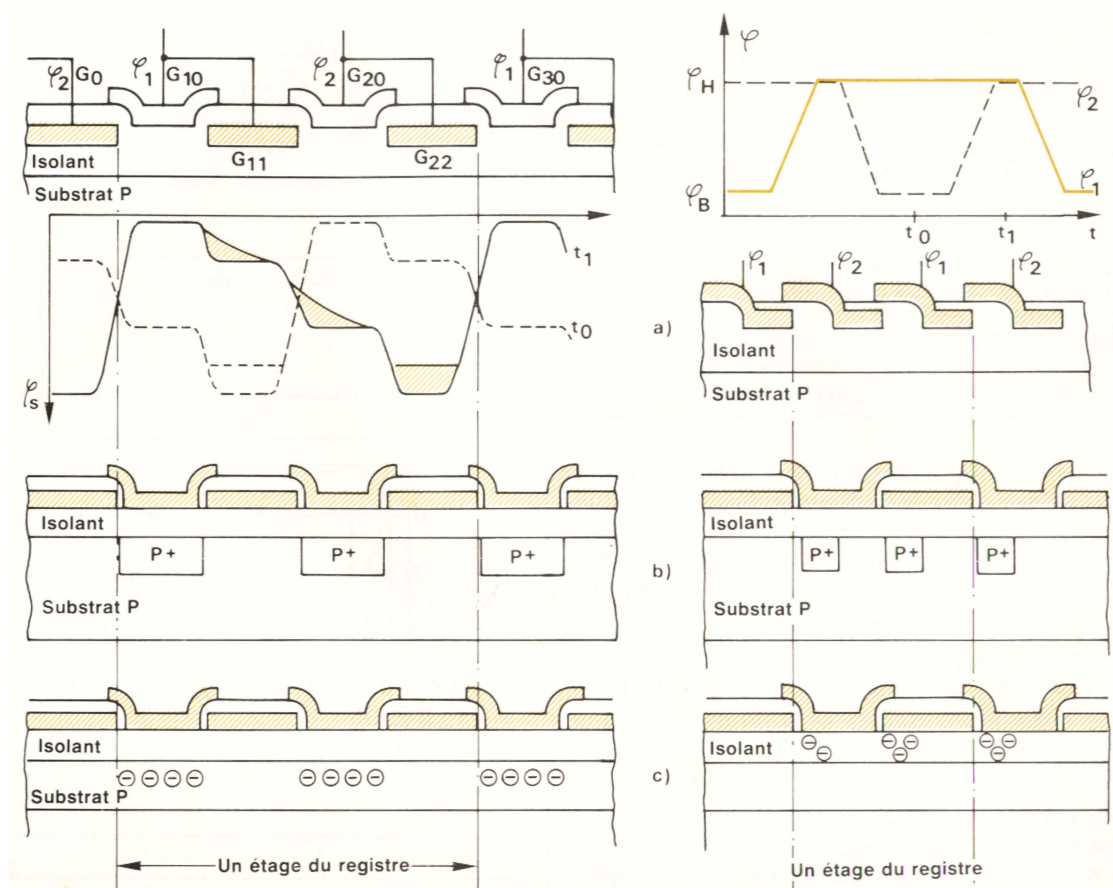


Fig. 7.

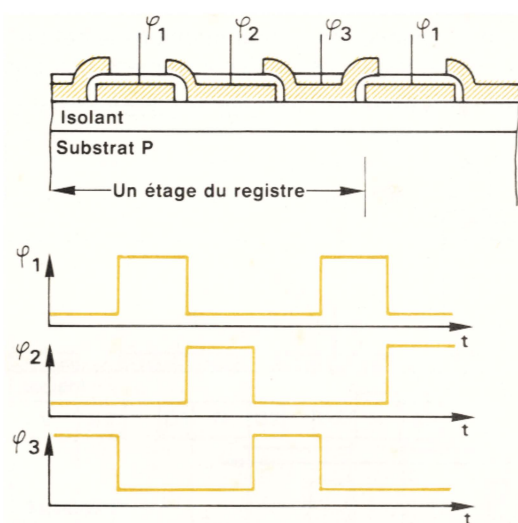


Fig. 8.

Les phases de transfert ont un recouvrement au niveau haut, afin qu'une phase ne revienne pas au niveau bas avant que l'autre soit parvenue au niveau haut. En effet, lorsque $t = t_1$, si la phase φ_1 passe au niveau bas avant que la phase φ_2 passe au niveau haut, une certaine quantité de charges peut être perdue car la capacité de stockage est plus faible au niveau bas qu'au niveau haut de la phase de transfert.

La technologie par implantation d'îlots d'atomes dopants de même type que le substrat permet d'obtenir des potentiels de surface plus homogènes et plus répétitifs.

Structures à trois phases et plus

Pour ces structures, l'emploi de phases plus nombreuses permet de rendre unidirectionnel le transfert des charges (fig. 8 et 9). Le principe du transfert et du stockage reste identique à celui exposé pour la structure simplifiée en ne considérant que deux phases à la fois.

D'une façon générale, toutes les structures imposent aux phases de transfert un chevauchement au niveau haut. Les charges ne peuvent être évacuées d'une électrode sous l'électrode voisine que si cette dernière a un potentiel de surface plus important (puits de potentiel plus profond).

Les structures à trois ou quatre phases présentent la même densité d'intégration que les structures à deux phases, mais elles ont cependant une capacité de stockage des charges supérieure. Dans les dispositifs à deux phases, la capacité de stockage est donnée par la différence de profondeur des puits de potentiel entre l'électrode de transfert et l'électrode de stockage. Dans les dispositifs à trois ou quatre phases, la totalité de la profondeur du puits de potentiel est disponible pour stocker les charges électriques. De plus, les phases de transfert du dispositif à quatre phases de la figure 9a permettent de stocker les charges sous deux électrodes adjacentes, ce qui double la capacité de stockage. Les dispositifs à quatre phases possèdent donc une plus grande dynamique, mais nécessitent

l'emploi de signaux de commande d'une plus grande complexité.

Nous verrons qu'une des limitations des dispositifs à transfert en surface est liée à la qualité de l'interface isolant-semi-conducteur. Il est avantageux de concevoir une structure permettant de transférer et de stocker les charges loin de l'interface isolant-semi-conducteur.

Les dispositifs à charges couplées, à transfert en volume

(BCCD – « Bulk Charge Coupled Devices »)

Pour obtenir l'éloignement souhaité, la méthode la plus couramment utilisée consiste à décaler le puits de potentiel présent sous chaque électrode vers l'intérieur du substrat. Cet éloignement est obtenu par l'implantation d'une zone semi-conductrice de type N d'environ $1\ \mu\text{m}$ entre le substrat de type P et l'isolant (fig. 10).

Afin de maintenir la couche de type N en zone déplétée, celle-ci est polarisée indépendamment par une tension inverse V_r . La figure 11 donne l'évolution des potentiels perpendiculairement à l'interface isolant semi-conducteur pour deux valeurs de la tension V_g appliquée sur la grille.

Tous les modes de commande examinés pour les dispositifs à transfert en surface s'appliquent aux dispositifs à transfert en volume. Cependant, comme la zone de type N est polarisée positivement, il existe un puits de potentiel, lié à l'amplitude de V_r , lorsque la grille est au même potentiel que le substrat. L'existence de ce puits de potentiel permet un nouveau mode de fonctionnement, dit monophasé. La structure des électrodes reste identique à celle d'un dispositif à transfert en surface biphasé.

Dans ce mode de fonctionnement, l'une des deux phases de transfert est remplacée par un signal continu

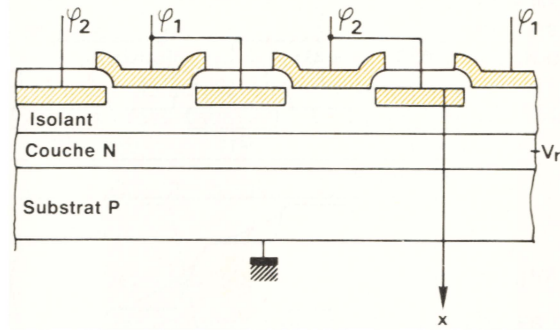


Fig. 10.

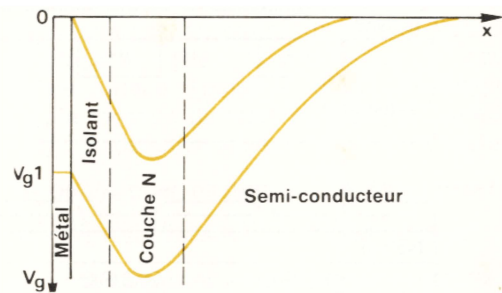


Fig. 11.

égal à la demi-amplitude de l'autre phase. Le puits de potentiel reste fixe sous l'électrode polarisée par la phase continue, et le puits de potentiel des électrodes adjacentes varie soit en dessus pour transférer les charges, soit en dessous pour les stocker (fig. 12).

Le mode de fonctionnement monophasé permet de s'affranchir des contraintes de recouvrement des phases né-

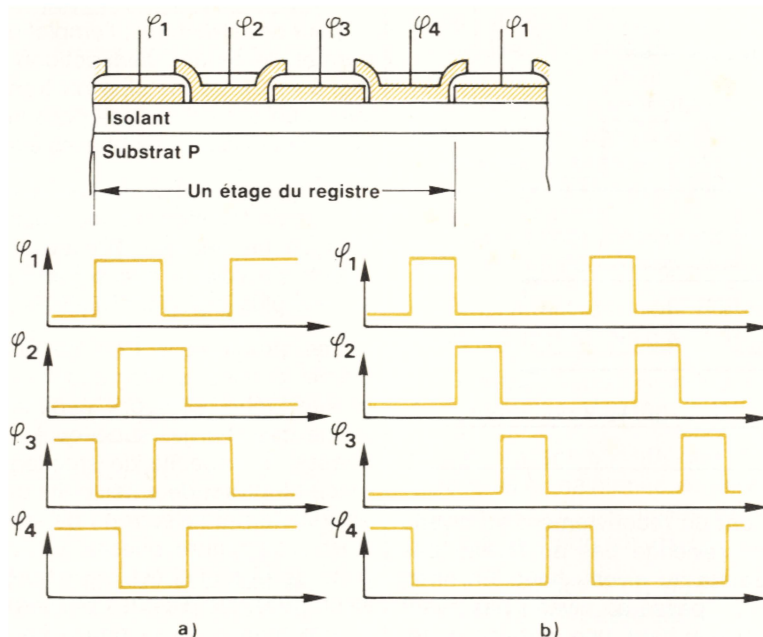


Fig. 9.

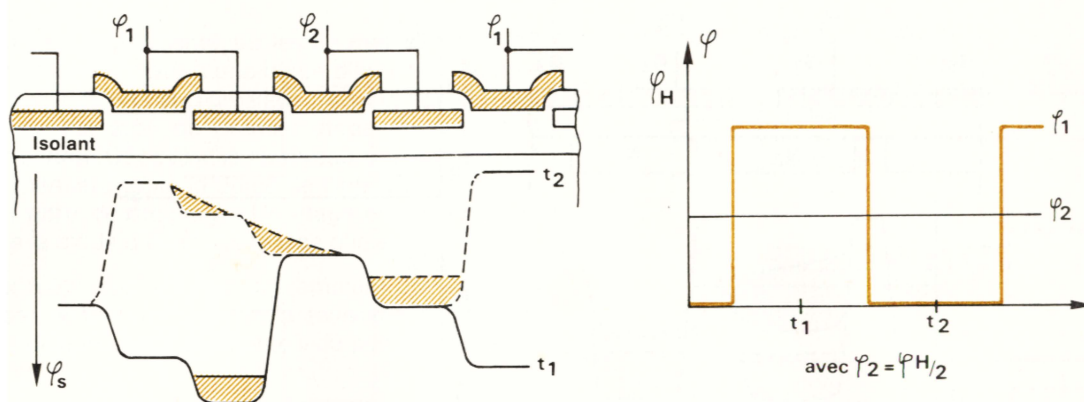


Fig. 12.

cessaires à la commande des dispositifs multiphasés. De plus, la possibilité d'emploi de signaux sinusoïdaux pour les fréquences élevées de la phase de transfert permet de se libérer des contraintes de transitions raides. La capacité de stockage des charges dans le volume est plus faible qu'à la surface, ce qui réduit la dynamique des dispositifs à transfert de charges en volume.

Les dispositifs à chapelets (BBD) ou « chaînes à seaux »

Contrairement aux dispositifs à charges couplées, qui ne peuvent exister que sous forme intégrée, les dispositifs à chapelets peuvent être réalisés en éléments discrets. Cependant, la réalisation de registres à transfert de charges à grand nombre d'étages nécessite l'intégration de ces dispositifs en technologie MIS.

La structure de base ne diffère d'une structure de dispositifs à charges couplées que par la diffusion de régions N dans le substrat de type P. Les diffusions de type opposé à celui du substrat apparentent fortement ces dispositifs au transistor MIS (ou MOS) à canal N (fig. 13).

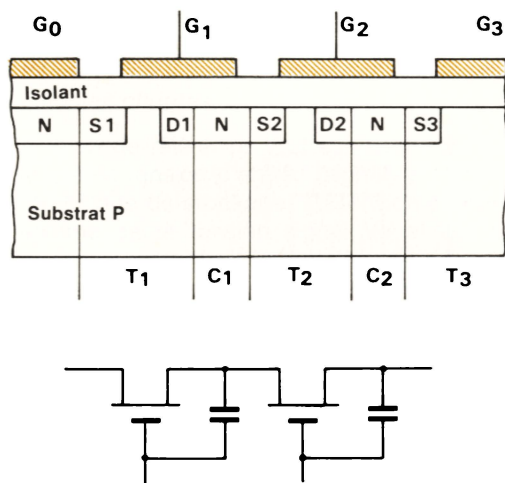


Fig. 13.

Si on polarise la grille de cette structure de sorte que la jonction PN, formée par la diffusion de type N et par le substrat de type P, soit toujours polarisée en inverse, le potentiel de la région N suivra le potentiel de la grille. La tension V_g appliquée aux grilles est positive et à l'état bas inférieure à la tension de seuil de la capacité MIS entre source et drain, dans laquelle se forme le canal du transistor.

Cette valeur de tension correspond à l'état bloqué du transistor. A l'état haut, la tension V_g est supérieure à la tension de seuil de la capacité MIS, le transistor est dans l'état conducteur.

Le fonctionnement de ces dispositifs ne nécessite que deux phases de transfert complémentaires à recouvrement à l'état bas (fig. 14).

A l'instant $t = t_0$, une charge est stockée dans la capacité MIS de la grille 0. La grille G1 est polarisée à l'état haut par la phase de transfert φ_1 . Les grilles G0 et G2 sont polarisées à l'état bas par la phase de transfert φ_2 . Le canal (couche d'inversion) entre la source et le drain du transistor T1 est formé, et les charges stockées (électrons) sous la grille G0 sont transférées sous la grille G1. Le transfert s'effectue d'une part sous l'action du champ électrique créé par la différence de potentiel entre les électrodes G0 et G1 et, d'autre part, sous l'action du gradient de concentration de porteurs. Néanmoins un grand nombre de charges reste stocké sous la grille G0, car la barrière de potentiel présente entre la source et le drain du transistor T1 arrête le flux de porteurs. Ainsi, seulement les charges présentes en excès sous la grille G0 sont transférées sous la grille G1. La quantité de charges transmises est donnée par :

$$Q = C_l \cdot (\varphi_{s0} - \varphi_s) \quad (20)$$

où φ_{s0} et φ_s sont respectivement les potentiels de surface sous la grille G0 avant et après le transfert.

Le transfert des charges s'effectue dans la zone proche de l'interface isolant semi-conducteur ; il s'agit d'un transfert en surface.

A l'instant $t = t_1$, l'excès de charges présent sous la grille G1 est transféré sous la grille G2. L'unidirectionnalité dans ces dispositifs est assurée par la barrière de potentiel présente entre la source et le drain des transistors.

Du fait du couplage drain-source entre deux transistors consécutifs (par exemple D2 de T2 et S3 de T3 sur la

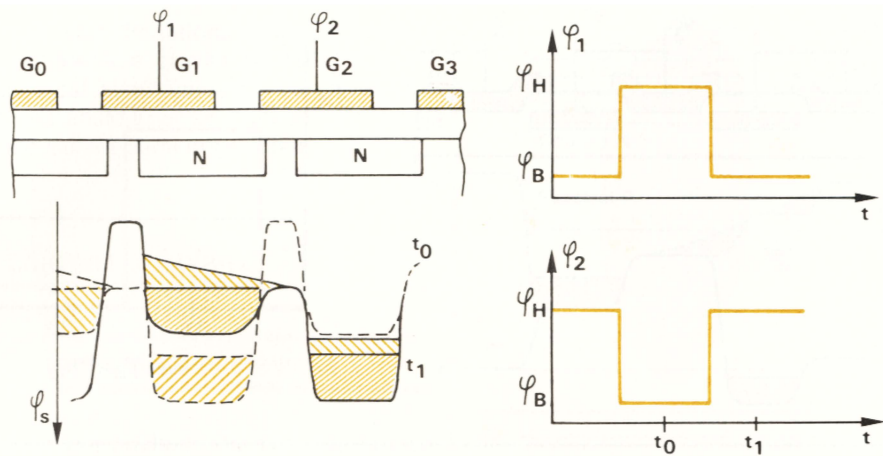


Fig. 14.

fig. 13), une réaction se produit sur le transistor précédent (dans notre exemple, S2 et D2 de T2). Ce couplage, dû aux conductances de sortie des transistors, produit une réaction d'un étage sur l'autre du registre et limite la qualité du transfert. Une configuration particulière permet d'éviter cette réaction indésirable en intégrant un étage séparateur (transistor MIS) entre chaque structure de base.

Méthodes d'injection dans les dispositifs à transfert de charges

L'injection des charges s'effectue par un étage d'entrée qui convertit en quantité de charges le signal appliqué au dispositif. L'injection peut s'effectuer de plusieurs façons qui correspondent à deux classes de dispositifs :

- Les dispositifs à injection optique dans lesquels les charges sont créées par des photons d'énergie suffisante.
- Les dispositifs à injection électrique dans lesquels les charges sont apportées par des générateurs de courant ou de tension. Cette méthode nécessite l'utilisation d'un organe de couplage avec l'extérieur.

L'injection optique

Si on excite le semi-conducteur, d'une capacité MIS maintenue en régime de déplétion, par une radiation électromagnétique d'énergie $h\nu$ (avec h constante de Planck et $\nu = C/\lambda$, fréquence de la radiation électromagnétique), les photons d'énergie $h\nu$ cèdent leur énergie aux électrons. Quand l'énergie $h\nu$ est supérieure à la largeur de la bande interdite E_g , il y a alors génération de paires électron-trou.

Si la radiation électromagnétique est localisée dans la zone de charge d'espace, les charges engendrées sont discriminées par le champ électrique et contribuent au remplissage de la couche d'inversion du semi-conducteur. La charge stockée comprend donc :

- la charge fonction du nombre de photons incidents,
- la charge, due à l'agitation thermique, qui s'ajoute à la précédente. Elle détériore le signal et est indépendante de l'intensité de la radiation électromagnétique.

L'injection électrique

Cette méthode d'injection nécessite un étage d'entrée adapté au dispositif considéré. Nous décrivons les métho-

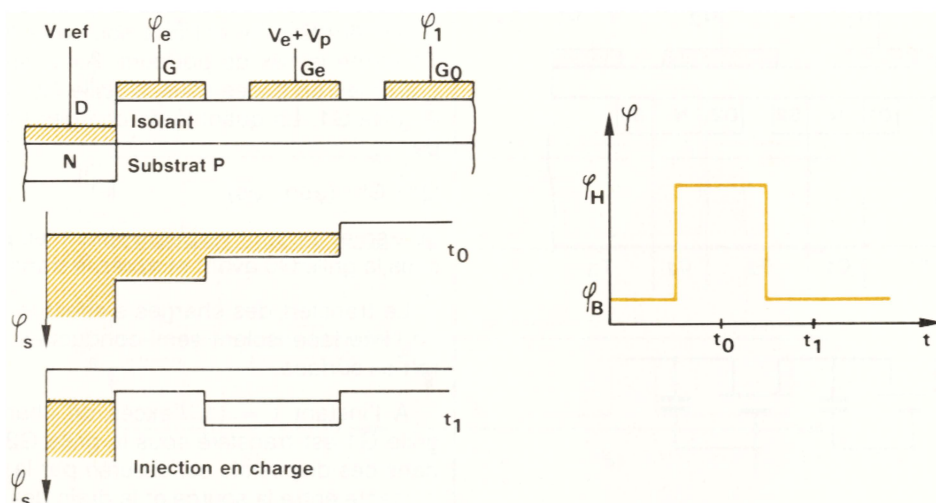


Fig. 15.

des d'injection électrique pour les dispositifs à charges couplées.

L'étage d'entrée représenté sur les figures 15, 16 et 17 est composé ordinairement d'une diode d'injection D suivie d'un étage d'injection G et d'un étage de stockage Ge. Cet étage d'entrée est suivi du premier étage du registre à transfert de charge G0, polarisé au niveau bas de la phase de transfert pendant toute la durée de l'injection des charges sous la grille de stockage. Un étage écran peut être rajouté entre la diode d'entrée et l'étage d'injection.

Les deux méthodes les plus couramment utilisées sont l'injection par échantillonnage de la tension diode (diode cut-off), et l'injection par « écrémage » du puits de potentiel (Fill and Spill).

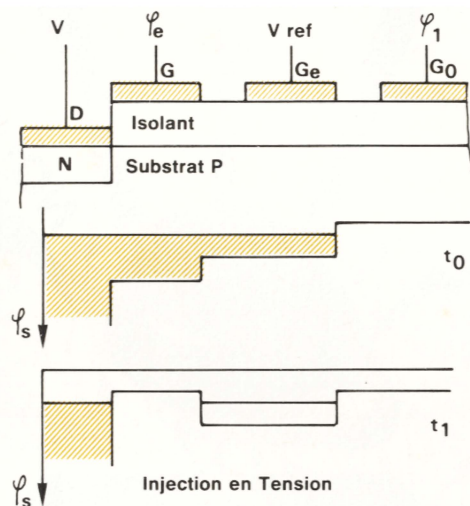


Fig. 16.

● Injection par échantillonnage de la tension diode

Une phase d'échantillonnage ϕ_e est appliquée sur la grille d'injection G. Deux procédés d'injection sont alors possibles :

- l'injection en charges,
- l'injection en tension.
- L'injection en charges

Une tension de référence V_{ref} est appliquée à la diode d'injection, et la tension d'entrée (signal) est appliquée sur la grille de l'étage de stockage. La tension d'entrée est en fait la somme de la tension signal V_e et d'une tension continue V_p permettant de maintenir une zone de charge d'espace sous la grille de stockage (fig. 15).

Pendant le niveau haut de la phase d'échantillonnage ϕ_e , la diode D impose son potentiel comme potentiel de surface sous la grille de stockage G_e ($t = t_0$).

Lorsque la phase d'échantillonnage passe au niveau bas, une quantité de charges Q_i reste isolée sous la grille de stockage ($t = t_1$). La charge stockée est proportionnelle à la différence entre la tension d'entrée et le potentiel de surface existant sous la grille de stockage, lorsque la phase d'échantillonnage est au niveau haut.

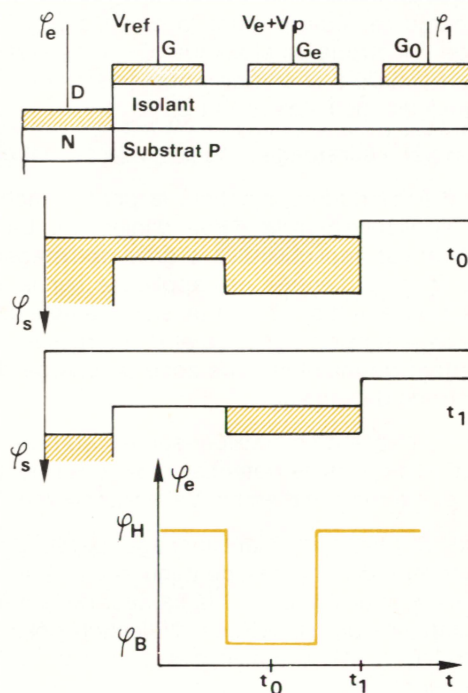


Fig. 17.

D'après (11), la quantité de charges introduite dans le puits de potentiel de la grille de stockage est donnée (avec, dans notre cas, $V_g = V_e + V_p$ et $\phi_s = V_{ref}$) par :

$$Q_i = C_i \cdot (V_e + V_p) - C_i \cdot [V_{ref} + (2 \cdot V_o \cdot V_{ref})^{1/2}] \quad (21)$$

Donc la quantité de charges Q_i introduite sous la grille G_e est directement proportionnelle au signal V_e .

On effectue une injection en charges.

– L'injection en tension

La tension signal V_e est appliquée sur la diode d'injection D, et la tension de référence V_{ref} est appliquée à la grille de stockage G_e (maintient d'un puits de potentiel) (fig. 16).

Lorsque la phase d'échantillonnage est au niveau haut, la diode impose la tension signal comme potentiel de surface sous la grille de stockage G_e ($t = t_0$).

Lorsque la phase d'échantillonnage passe au niveau bas, une quantité de charges Q_i reste isolée sous la grille de stockage ($t = t_1$). D'après (11), la quantité de charge Q_i introduite dans le puits de potentiel de la grille de stockage est donnée (avec, dans notre cas, $V_g = V_{ref}$ et $\phi_s = V_e$).

$$Q_i = C_i \cdot (V_{ref} - V_e) - C_i \cdot (2 \cdot V_o \cdot V_e)^{1/2} \quad (22)$$

L'arrivée de cette charge Q_i sous une électrode du registre, polarisée à V_{ref} , produit un potentiel de surface égal à V_e , à condition que ces deux électrodes aient la même géométrie.

On effectue une injection en tension.

Pour ces deux méthodes d'injection (en charge et en tension), une source de bruit et de distorsion provient de la charge stockée sous la grille d'injection lorsque celle-ci est

portée au niveau haut de la phase d'échantillonnage. En effet, lorsque la phase d'échantillonnage repasse au niveau bas, la charge se répartit entre la diode d'injection et la capacité de l'électrode de stockage. Cette répartition n'est pas proportionnelle à la charge signal (distorsion), et varie d'un échantillonnage à l'autre (bruit).

● Injection par « écrémage » du puits de potentiel

Dans cette méthode d'injection, la phase d'échantillonnage est appliquée sur la diode d'injection. La tension continue V_{ref} est appliquée sur la grille de l'étage d'injection et la tension d'entrée est appliquée sur la grille de l'étage de stockage (fig. 17). La tension d'entrée est en fait la somme de la tension signal V_e et d'une tension continue V_p permettant de maintenir une zone de charge d'espace sous l'électrode de stockage.

Lorsque la phase d'échantillonnage est au niveau bas, il y a saturation du puits de potentiel, créé sous l'électrode de stockage, par la tension d'entrée $V_e + V_p$ ($t = t_0$).

Lorsque la phase d'échantillonnage passe au niveau haut, l'excédent de charges contenu sous l'électrode de stockage est « écrémé » jusqu'à la hauteur de la barrière de potentiel imposée par l'électrode d'injection polarisée à la tension V_{ref} ($t = t_1$). L'égalité des potentiels de surface s'exprime par :

$$V_{ref} = (V_e + V_p) - Q_i / C_i \quad (23)$$

avec Q_i la quantité de charge isolée dans le puits de potentiel sous l'électrode de stockage. Q_i peut s'écrire :

$$Q_i = C_i \cdot V_e + C_i \cdot (V_p - V_{ref}) \quad (24)$$

La quantité de charges Q_i introduite sous la grille G_e est directement proportionnelle au signal V_e .

On effectue une injection en charges.

Dans ce mode d'injection, l'instant de prise d'échantillon est moins net que dans l'injection par échantillonnage de la tension diode mais, par contre, ce mode d'injection est moins bruyant. En effet, les charges stockées sous la grille d'injection, vont rejoindre systématiquement la diode D.

Les modes d'injection que nous venons de décrire peuvent être considérés comme linéaires en charges ou en tension. Des causes de non linéarité interviennent au second ordre, comme la modification de la géométrie du puits de potentiel présent sous l'électrode de stockage.

G. Santinelli

Suite dans le
prochain
numéro

BUFFER FLASH* 1490

NOUVEAU

***L'amplificateur pour la conduite des convertisseurs A/D "FLASH" (TRW, RCA,...)**

- largeur de bande 100 MHz
- temps de montée 5 ns
- entrée FET $10^{12} \Omega$
- $0,70^\circ \text{C}$ et/ou $-55^\circ + 125^\circ$
- conduite des charges capacitatives $\leq 500 \text{ pF}$

Applications : instrumentation, vidéo, radar, etc.

TELEDYNE PHILBRICK

MICROCIRCUITS

85-87, rue Anatole France
92300 Levallois Perret
Tél. : (1) 757.19.40 - Télex 611752

CB birgpub 560

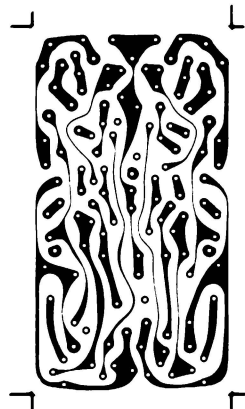
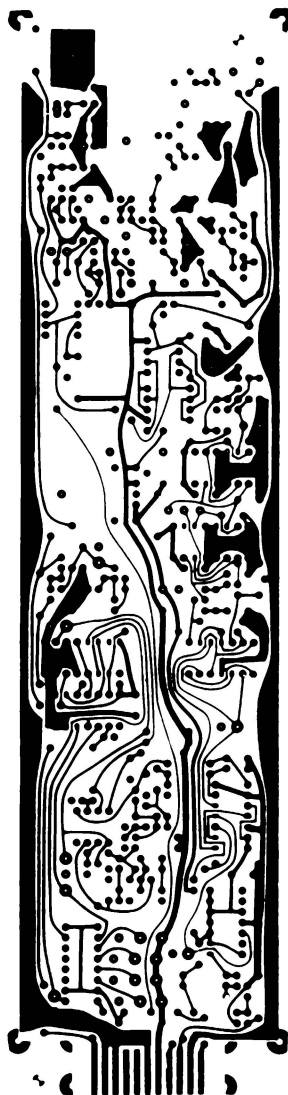
**Salon des Composants :
Hall 4 - Allée 45 - Stand 22**

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
Tel. : (38) 88.86.67 lignes groupées.

SERVICE-LECTEURS N° 269

Dans la collection

mesures physiques

Electronique des systèmes de mesures
Mise en œuvre des procédés analogiques
et numériques
par **TRAN TIEN LANG**

Préface de Jean Doceul
1983, 328 p., 160 F.

Cet ouvrage propose de fournir au concepteur des éléments d'information lui permettant de choisir judicieusement parmi les nombreux dispositifs monolithiques ou modulaires, les produits adaptés au système de mesure à réaliser.

Dans la collection



Méthodes de calculs en électronique
par **A. BILLES**

1984, 144 p., 115 F

Ouvrage destiné à tous ceux qui désirent approfondir les possibilités d'aide d'un micro-ordinateur dans les études de circuits.

Dans la collection

COLLECTION **TTC** TECHNOLOGIES

Pratique de l'amplificateur opérationnel
par **A. PELAT**

Tome 1. Circuits fondamentaux

1983, 144 p., 114 fig., 96 F.

Tome 2. Filtrés actifs et oscillateurs sinusoïdaux
1983, 144 p., 96 F.

- Présente de façon pédagogique les principes de l'amplificateur opérationnel.
- Donne les démonstrations mathématiques accessibles pour le calcul des circuits fondamentaux utilisant ces amplificateurs.

Les filtres électriques de fréquence.
La pratique des modèles et la simulation.
par **Cl. GIMENES**

1983, 240 p., 100 F.

Ce livre aidera les étudiants, mais aussi les ingénieurs et techniciens qui conçoivent les filtres, à choisir la bonne solution à un problème parmi les réalisations technologiques possibles : choix, méthode raisonnée de calcul, réalisations technologiques sont clairement expliquées.

Les micro-ondes
par **R. BADOUAL**

Tome 1. Circuits, microrubans, fibres
1983, 320 p., 160 F.

Tome 2. Composants, antennes, fonctions, mesures
1983, 272 p., 160 F.

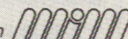
Conception des circuits micro-ondes
Micro-électronique
par **T.C. EDWARDS**
Traduit de l'anglais par
J. Grezard et J. Teisson
1983, 348 p., 180 F.

Filtres numériques
Principes et réalisations
par **P. FONDANECHÉ** et
P. GILBERTAS
1981, 216 p., 77 fig., 110 F.

Les systèmes à microprocesseur
par **M. AUMIAUX**
1982, 2^e éd., 256 p., 178 F.

L'emploi des micro-processeurs
par **M. AUMIAUX**
1982, 4^e éd., 320 p., 122 F.

Dans la collection



Manuels Informatiques Masson

Le Microprocesseur 16 bits 8086
Matériel - Logiciel - système d'exploitation
par **A. FONTAINE**
1983, 208 p., 100 F.

Livre pratique, il aborde les nouveaux domaines en partant d'un cas typique. Divisé en six leçons, il expose les bases conduisant à une programmation efficace.

**NOTRE NOUVEAU CATALOGUE ÉLECTRONIQUE
EST DISPONIBLE SUR SIMPLE DEMANDE**

Ces ouvrages sont en vente en librairie ou
à la Maison du Livre Spécialisé
42-48, rue de la Colonie 75640 Paris Cedex 13.

MASSON



Prix public TTC au 15/11/83

SERVICE-LECTEURS N° 400



Hi-Fi Stereo

DANS NOTRE NUMERO DE NOVEMBRE **SPECIAL AMPLIS**

20 amplificateurs à l'essai :

NAD 320 A
NYTECH CA 202
YAMAHA A-700
NEC 730 E
HITACHI HA-2
A & R A 60
LUXMAN L-230
SANSUI AU-D 55 X
DENON PMA 730
TANDBERG TIA 3012

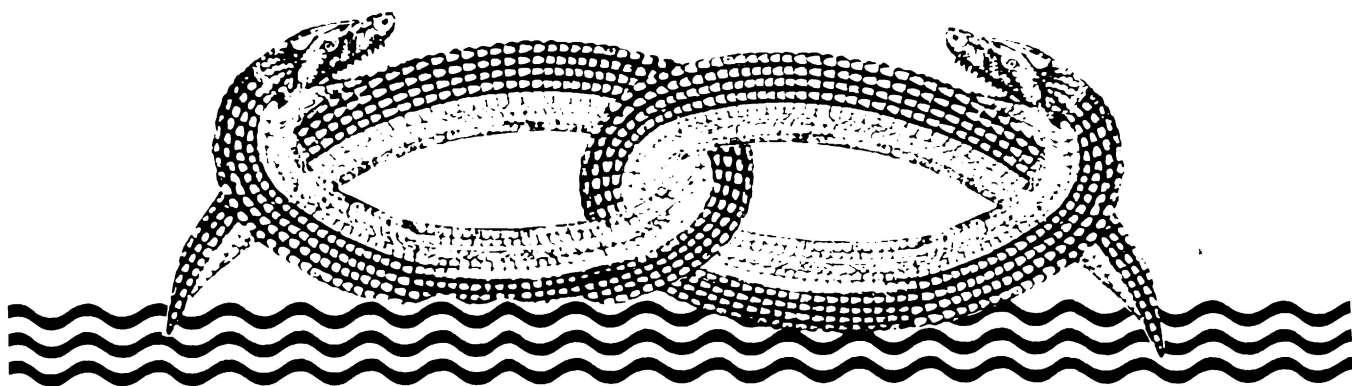
SONY TA-F 555 E
PIONEER A-70
HARMAN PM-660
TECHNICS SE-A7/SU-A8
KENWOOD M1/C1
ACCUPHASE E 204
CRIMSON 610/620
AKAI AM-U 3
ONKYO A 8017
MARANTZ PM 550 DC

wait

Etude

Régimes transitoires des boucles à verrouillage de phase

Les boucles à verrouillage de phase sont des systèmes très répandus à l'heure actuelle. Leur principe de fonctionnement est basé sur la détection synchrone d'ondes modulées en fréquence ; de grands avantages en découlent : élimination des brouillages, augmentation du rapport signal/bruit... En revanche, leur étude est complexe, dans la mesure où il existe une non-linéarité dans leur chaîne directe. L'influence d'une telle imperfection est primordiale quand on s'intéresse au temps de verrouillage lors d'un échelon de fréquence, c'est-à-dire lors du décodage de signaux binaires modulés en fréquence (« FSK »). Nous rappellerons les définitions relatives aux boucles à verrouillages de phase, puis nous verrons comment il est possible de mettre en équation leur fonctionnement non linéaire ; enfin nous présenterons un programme permettant d'étudier les régimes transitoires et de calculer le temps de verrouillage. Ce programme a été testé sur Sinclair ZX 81. Les graphiques ont été élaborés en haute résolution. L'auteur a utilisé une boucle intégrée MC 14046 de Motorola ; toutefois, les résultats peuvent concerner toute boucle intégrée (« 565 » par exemple), dans laquelle le comparateur de phase n'est pas séquentiel.



Constitution d'une boucle

Une boucle se compose de quatre parties :

- Un comparateur de phase (CP), chargé d'élaborer la différence entre les phases de deux tensions (fig. 1).

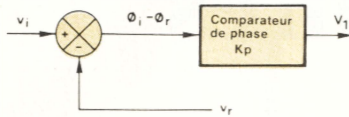


Fig. 1. – Principe de la boucle à verrouillage de phase.

Suivant les cas, la caractéristique de transfert peut être triangulaire (fig. 2) ou sinusoïdale (fig. 3). En régime linéaire, nous écrivons dans les deux cas :

$$K_p = V_1 / \varphi = \frac{V_{dd}/2}{\pi/2} = V_{dd}/\pi$$

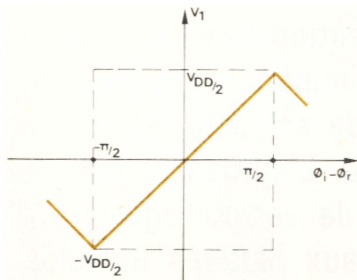


Fig. 2. – Comparateur de phase à caractéristique triangulaire.

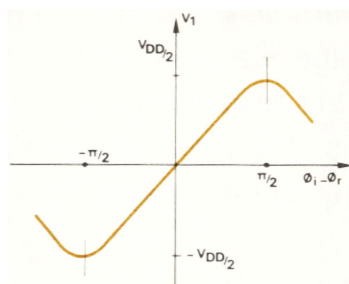


Fig. 3. – Comparateur de phase à caractéristique sinusoïdale.

En régime non linéaire, la caractéristique de la figure 2, discontinue, ne se prête que difficilement à une exploitation mathématique ; nous adopterons dans ce cas l'équation de la caractéristique de la figure 3, soit :

$$V_1 = (V_{dd}/2) \cdot \sin(\phi_i - \phi_r) \\ = (V_{dd}/2) \cdot \sin \varphi$$

- Un filtre passe-bas, chargé de :

- définir la zone de capture F_c (voir plus loin) ;

- assurer la stabilité du système :

- filtrer la composante à $\omega_i + \omega_r$, générée en même temps que le signal utile dans le CP.

- Un VCO, oscillateur commandé en tension, délivrant une tension de sortie, de fréquence proportionnelle à sa tension d'entrée. Sa transmittance est appelée K_0 .

La définition des différents termes est donnée à la figure 4.

- Un intégrateur, « immatériel », dans la mesure où il n'a aucune présence physique, signalé $\int$ dans le schéma de la figure 4. En effet, la grandeur de sortie du VCO est la pulsation d'un signal dont on utilise à l'entrée de la boucle la phase, c'est-à-dire l'intégrale par rapport au temps de la pulsation : $\phi_r = \int \omega_r dt$.

Fonctionnement de la boucle

Régime transitoire : cas d'un échelon de fréquence

En l'absence de signal d'entrée, la boucle délivre sa pulsation centrale, soit ω_c . A l'apparition d'un signal, tel que sa pulsation soit comprise entre $\omega_c - \omega_L$ et $\omega_c + \omega_L$, il naît, à la sortie du comparateur, une tension, variable, fonction de la différence des phases des signaux d'entrée et de réaction, de la forme : $V_1 = K_p (\phi_i - \phi_r)$. Cette fonction croît dans le temps si $\omega_i > \omega_c$ (en négligeant bien sûr toute non-linéarité pour le moment). En l'absence de filtre passe-bas, on a : $V_2 = V_1 (> 0)$ et donc le VCO voit sa pulsation de sortie augmenter et passer à ω_{NO} . Ceci se traduit par une moindre augmentation de $V_1 (= K_p \cdot (\omega_i t - \omega_{NO} t))$, mais une nouvelle croissance de ω_{NO} . Ce phénomène se poursuit jusqu'à la capture, moment précis où $\omega_{NO} = \omega_i$; à cet instant là, V_1 est devenu constant, et correspond à un certain déphasage (constant) entre v_i et v_r . La boucle est verrouillée.

En pratique, ce régime transitoire n'est pas aussi simple que cela, pour plusieurs raisons, que nous expliquons ci-après.

Les imperfections d'une boucle réelle

- Il y a d'abord un terme parasite à la sortie du comparateur de phase, dû

à son principe même de fonctionnement. En effet, que celui-ci soit constitué d'un OU exclusif ou bien d'un multiplieur différentiel, le signal d'erreur est constitué du produit des deux tensions v_i et v_r :

$$v_i = V_i \sin \omega_i t \\ v_r = V_r \sin \omega_r t \Rightarrow v_i v_r = \frac{V_i V_r}{2} \cdot$$

$$[\sin(\omega_i t - \omega_r t + \frac{\pi}{2}) - \cos(\omega_i t + \omega_r t)]$$

Nous voyons donc apparaître un terme en $\omega_r + \omega_i$, en plus du terme utile en $\omega_i - \omega_r$. Il se superpose donc au signal d'erreur V_1 . Cependant, en régime permanent, il ne modifie pas la pureté spectrale de v_r , dans la mesure où sa valeur moyenne est nulle sur une demi-période de v_r .

– Ensuite, le comparateur de phase n'a pas la caractéristique rectiligne indiquée à la figure 4. Au-delà de $\pi/2$, il y a en effet « retournement » de la caractéristique $V_1(\varphi)$, que celle-ci soit linéaire (OU exclusif) ou sinusoïdale : la réaction devient alors positive jusqu'à $3\pi/2$, négative jusqu'à $5\pi/2$, etc. Le système n'a cependant pas de point de fonctionnement stable dans les zones à réaction positive : il s'en éjecte de lui-même, pour se retrouver dans une zone à réaction négative contiguë.

– Enfin, la dernière difficulté provient du fait que, lors d'un échelon de fréquence, par exemple, on ne maîtrise que rarement la phase initiale avec laquelle se présente le signal à $t = 0$. Dans ce cas, seule une étude statistique permet de prévoir les limites des lieux de $V_1(t)$ et de connaître ainsi les valeurs extrêmes que peuvent prendre les paramètres de fonctionnement, tels que temps de réponse, etc.

Le filtre passe-bas

Bien que la réponse de la boucle soit satisfaisante en l'absence de filtre, il est presque nécessaire d'en inclure un dans la boucle et ce pour plusieurs raisons.

Remarquons d'abord que, contrairement à beaucoup de systèmes asservis, on ne s'intéresse ici que peu au signal de sortie v_r . On utilise en fait les tensions V_1 ou V_2 qui sont les images, en régime établi, de la fréquence du signal d'entrée v_i . Or, sans filtre, on a pu constater précédemment que, au signal utile, se superpose une ondulation de pulsation : $\omega_i + \omega_r$. Celle-ci perturbe le régime transitoire et doit de toute façon être éliminée de V_1 . Elle constituerait un « bruit » inadmis-

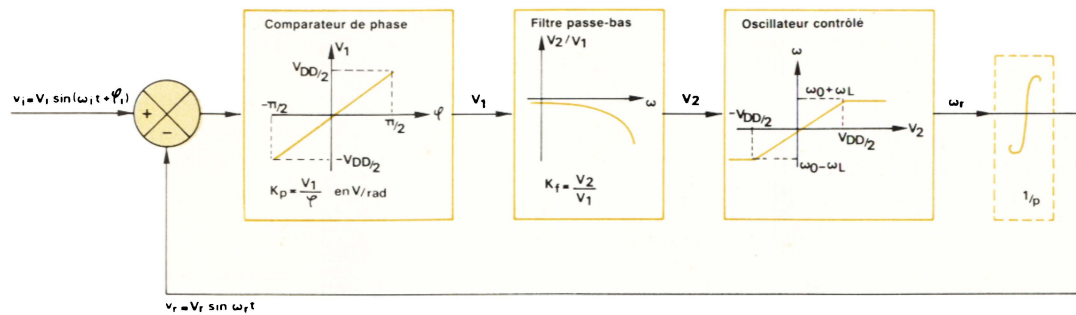


Fig. 4. – Synoptique complet d'une boucle à verrouillage de phase.

sible en démodulation de fréquence. L'utilisation d'un filtre a donc pour but de faire disparaître ce signal gênant et, par là même, tout signal interférant parasite. Cependant, ce filtre ne doit pas pour autant faire disparaître l'erreur « utile » en $\omega_i - \omega_r$, responsable du verrouillage de la boucle : d'ailleurs, son atténuation est responsable de l'existence d'un nouveau paramètre, appelé fréquence de capture (f_c). Pour qu'il y ait verrouillage, il faut que la fréquence incidente (f_i) soit comprise dans un domaine de largeur $2f_c$ entourant f_0 . Cette contrainte disparaît dès qu'il y a eu verrouillage. Le choix de la constante du filtre agit donc directement sur f_c .

Enfin, le fait d'introduire un tel circuit dans la boucle la transforme en un système du second ordre : il faudra alors prendre garde à la stabilité.

Boucle sans filtre passe-bas

Le schéma est alors très simple dans ce cas (voir fig. 1). En boucle fermée, le système est du premier ordre et donc toujours stable.

Régime linéaire

Soit V_{dd}/π la transmittance du comparateur de phase.

Soit $2\omega_L/V_{dd}$ la transmittance du VCO.

Le gain de boucle s'écrit :

$$\frac{\phi_r}{\phi_i - \phi_r} = \frac{V_{dd}}{\pi} \times \frac{2\omega_L}{V_{dd}} \cdot \frac{1}{p} = \frac{2\omega_L}{\pi} \cdot \frac{1}{p}$$

Le gain en boucle fermée est donc :

$$\phi_r/\phi_i = \frac{2\omega_L/\pi}{1 + p \pi/2\omega_L}$$

La constante de temps de ce système est $\tau = \pi/2\omega_L$ et le temps de réponse à 5 % vaut $3\tau = 3\pi/2\omega_L$. On peut éliminer la fonction SIN de la ligne 220 pour étudier la boucle dans

Annexe : programme sur ZX 81

```

5 REM « BOUCLES A VERROUILLAGE DE PHASE »
10 LET PHI = 0
20 LET V1 = 0
30 LET F0 = 50 E 3
40 LET FI = 69 E 3
50 LET FL = 20 E 3
60 LET FN0 = F0
70 LET DT = 1/(8 * FI)
90 REM « TRACE DE L'AXE OY »
100 FOR 1 = 0 TO 43
110 PLOT 0, 1
120 IF 1 = 40 THEN PRINT « + 1 »
130 IF 1 = 0 THEN PRINT « - 1 »
135 NEXT 1
138 REM « TRACE DE L'AXE OX »
140 FOR 1 = 0 TO 63
150 PLOT 1, 20
160 FOR N = 0 TO 7
170 IF 1 = N * 8 THEN PLOT 1, 21
180 NEXT N
190 NEXT 1
193 LET PHI =
195 REM « PHI EST LA PHASE INITIALE EN DEGRES »
198 LET PHIRAD = PHI * PI / 180
200 FOR 1 = 0 TO 63
210 LET PHIRAD = 2 * DT * PI * (FI - FN0) + PHIRAD
220 LET V1 = SIN PHIRAD
230 LET FN0 = FL * V1 + F0
240 PLOT 1, 20 * V1 + 20
250 NEXT 1
252 LET V1 = 0
254 LET FN0 = F0
255 STOP ou 255 GO TO 193

```

cette hypothèse (voir programme en annexe).

Régime non linéaire

C'est là actuellement le fonctionnement normal de la boucle : la résolution numérique présente tout son intérêt. Le programme permet en effet de tracer la réponse à un échelon de fréquence, en tenant compte de la phase initiale aléatoire avec laquelle se présente l'entrée v_i à $t = 0$. Il y a plusieurs possibilités d'études :

– Tracer la réponse pour plusieurs valeurs fixées de cette phase (φ en degrés) : $0^\circ, 30^\circ, \dots$ Comme prévu, tant que φ est compris entre -90° et $+90^\circ$, le système démarre d'une zone à réaction négative et a un comportement linéaire ; en dehors de cet intervalle, la réaction est d'abord positive ; cela se traduit au départ par un écart à la valeur finale grandissant dans le temps, puis passage de V_1 à la valeur -1 , enfin retour dans une zone à réaction négative. Le phénomène est spectaculaire pour $\varphi = 100^\circ$!

– Tracer la réponse pour des valeurs aléatoires de φ et superposer sur l'écran toutes les trajectoires correspondantes. Cela permet ainsi de mesurer, dans les conditions les plus défavorables, le temps de réponse de la boucle. Il faut alors remplacer la ligne 193 par :

193 LET PHI = - 360 * RND + 180

– Il est possible enfin de calculer par programme le temps de réponse de la boucle pour des valeurs aléatoires de φ , puis de tracer un diagramme à barres permettant de connaître le temps de réponse le plus probable.

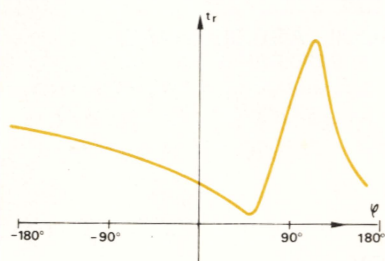


Fig. 5. – Temps de réponse de la boucle en fonction de la phase initiale.

Remarques sur le programme

Comme on a pu le constater, nous avons éliminé, par souci de simplification, l'état de repos de la boucle. En pratique, un comparateur de phase est constitué par un système qui délivre au repos (fréquence d'entrée F_i = fréquence centrale du VCO = F_o , ou bien pas de signal d'entrée) une tension de valeur moyenne égale à la moitié de la tension d'alimentation V_{dd} . Ceci correspond à un déphasage de $\pi/2$ entre les deux entrées du CP. Nous avons donc posé, à l'équilibre, $V_1 = V_2 = 0$ (au lieu de $V_{dd}/2$) $\varphi = 0$ (au lieu de $\pi/2$). Les notations utilisées sont les mêmes que dans le texte, sauf :

PHI = phase initiale en degrés (devient PHIRAD en radians)

FNØ = fréquence instantanée du VCO

DT = intervalle de calcul, pris égal à $1/8$ de la période $1/F_i$ du signal d'entrée.

L'exemple proposé est le suivant :

$F_o = 50$ kHz,

$F_L = 20$ kHz,

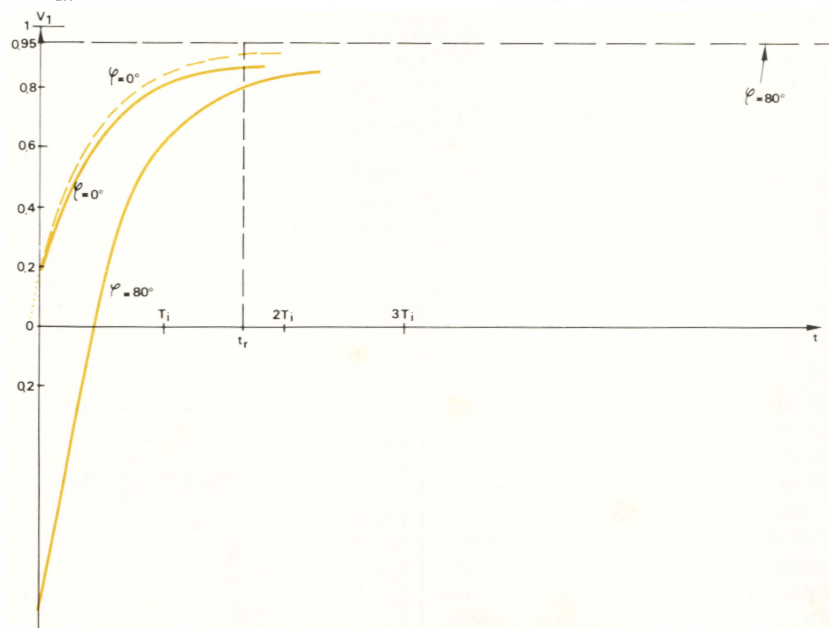


Fig. 6. – Réponse de la boucle sans filtre passe-bas à un échelon de fréquence : $F_i = 69$ kHz, correspondant à une valeur finale de V_1 égale à 0,95. L'axe des temps est gradué en périodes de la tension d'entrée, soit $1/F_i$: l'axe V_1 de -1 à +1. La courbe en pointillé correspond à une boucle dont le comparateur de phase est à caractéristique triangulaire (système linéaire).

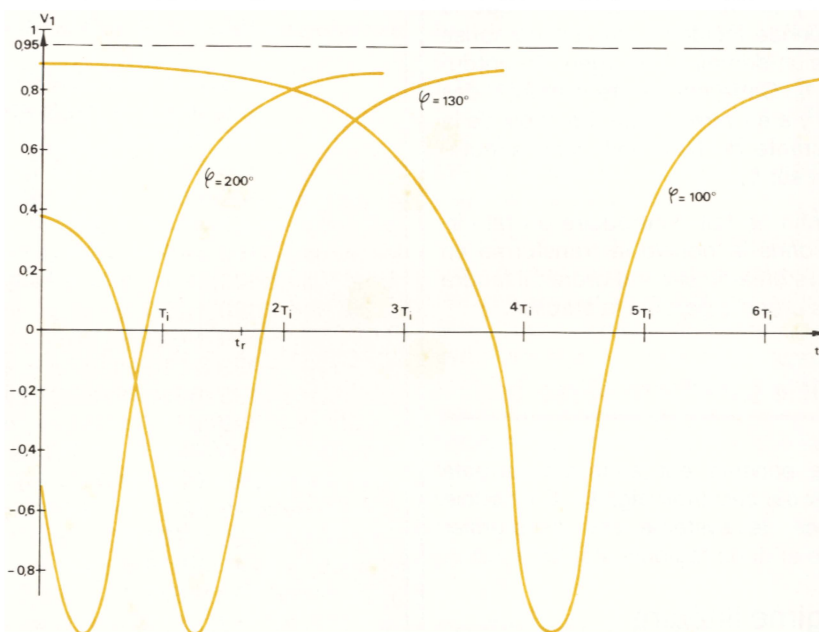


Fig. 7. – Même légende que figure 6, mais courbes correspondant cette fois-ci à une phase initiale de la tension d'entrée comprise entre $+90^\circ$ et $+270^\circ$. Il y a réaction positive au départ dans tous les cas. La figure 5 résumait les conclusions relatives à ces deux courbes.

$F_i = 69$ kHz (valeur quelconque entre $50 - 20 = 30$ kHz et $50 + 20 = 70$ kHz pour qu'il y ait verrouillage).

On constate que les résultats « linéaires » sont à peu près applicables lorsque la phase initiale est comprise entre -90° et $+90^\circ$. Dans ces cas, en effet, le système part d'une zone où il y a effectivement contre-réaction ($\Delta V_1 / \Delta \varphi > 0$) et donc n'a aucune raison d'en sortir. Par contre, si $-270^\circ < \varphi < -90^\circ$ et $+90^\circ < \varphi < +270^\circ$, le système voit son gain dynamique changer de signe ($\Delta V_1 / \Delta \varphi < 0$) : il y a réaction positive. Sur l'écran, on cons-

tate que le point de fonctionnement s'éloigne d'abord de l'équilibre final (c'est-à-dire $V_1 = 0,95$ dans l'exemple numérique choisi), passe par $V_1 = -1$ (soit $\varphi = 270^\circ$), puis retourne au régime linéaire, avec une phase initiale à ce moment-là de $+270^\circ$. Dans de tels cas, le temps de verrouillage peut atteindre huit cycles de F_i .

Nous pouvons également remarquer que, même en régime de réaction négative, le temps de verrouillage de la boucle est plus important que ne le prévoit la théorie de son fonctionnement linéaire. En effet, dans ce cas, et

à cause de la caractéristique sinusoïdale du CP, le gain dynamique de la boucle diminue et tend vers 0 lorsque F_1 se rapproche de $F_0 + F_L$ (ou $F_0 - F_L$) car, alors, la limite finale de V_1 est + 1 (ou - 1), valeur pour laquelle la pente de la fonction sinus tend vers 0 (voir fig. 5, 6 et 7).

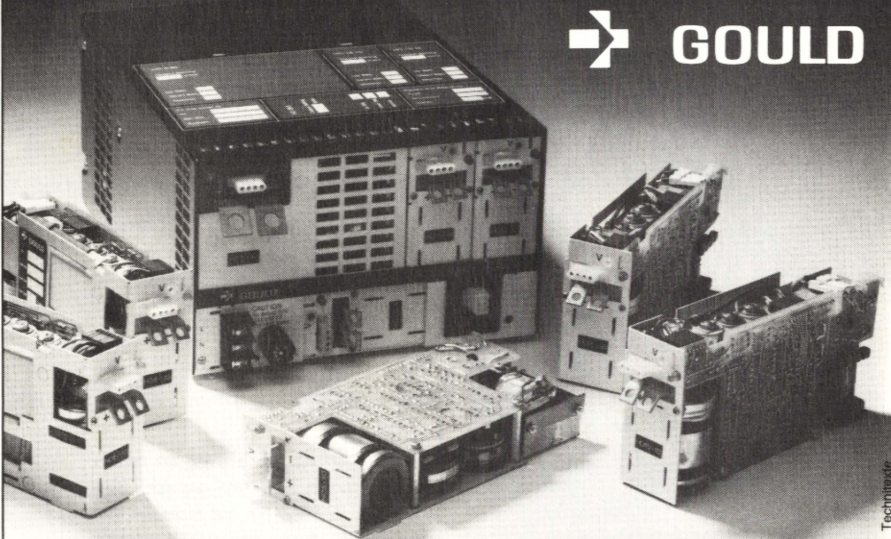
Conclusion

Cette étude des régimes transitoires dans les boucles à verrouillage de phase nous a permis de comprendre le rôle des différents éléments qui les composent. En particulier, nous avons vu l'influence du comparateur de phase dont la caractéristique sinusoïdale transforme le système en une succession de sous-ensembles, les uns à réaction positive, les autres à réaction négative.

Cependant, ce mode d'utilisation d'une boucle (c'est-à-dire sans filtre passe-bas) est assez peu répandu : n'oublions pas que, pour un tel système, la tension de sortie V_2 est constituée d'une composante continue, image de la fréquence instantanée du VCO, et du signal en $f_i + f_r$ non éliminé. En régime permanent, le signal issu du VCO a, à un déphasage près, la fréquence du signal d'entrée. Un tel

Alimentations.

- Alimentations d'équipements de 25 à 750 W : 1800 variantes (régulation série ou à découpage - châssis ouverts ou boîtiers modulaires) • Convertisseurs C.C. isolés.



GOULD

Gould Instruments SAF. BP 115-91162 Longjumeau Cedex. Tél. 16 (6) 934.10.67.

SERVICE-LECTEURS N° 305

fonctionnement peut cependant être utile pour piloter une horloge, par exemple, le VCO prenant alors le

relais lors des absences du « pilote » v_i .

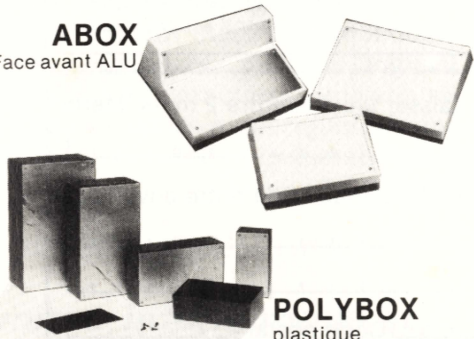
P. Beaufils

NOUVELLE GÉNÉRATION

PUPITRE PLASTIQUE

ABOX

Face avant ALU

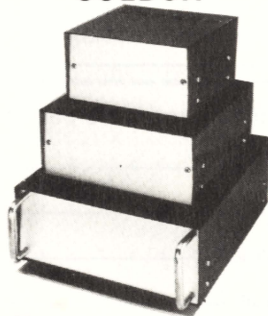


POLYBOX

plastique

RETEX

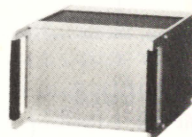
SOLBOX



Face avant ALU ou A.B.S. avec support pour C.I.

DE COFFRETS PROFESSIONNELS

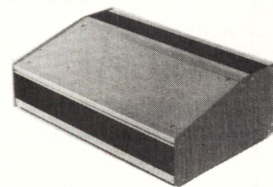
OCTOBOX



avec ou sans poignée.
Hauteur 80 - 100 - 130
en ALU EXTRUDÉ anodisé
larg. : 150 à 400, Prof. 150 à 300.

PUPITRE MÉTALLIQUE

DATABOX KEYBOX

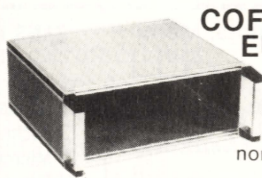


MURBOX

Petit modèle à fixation murale



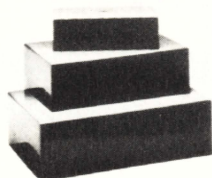
COFFRET EUROBOX



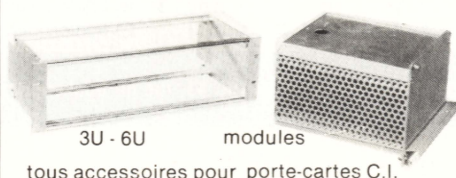
métallique
normalisé 3U - 6U

MÉTALLIQUE - ALU - PLASTIQUE
construction robuste - finition soignée
pour cartes C.I. normes européennes
Sur demande : fabrications spéciales,
usinages, perçages, sérigraphies.

WISEBOX



RACK EUROBOX



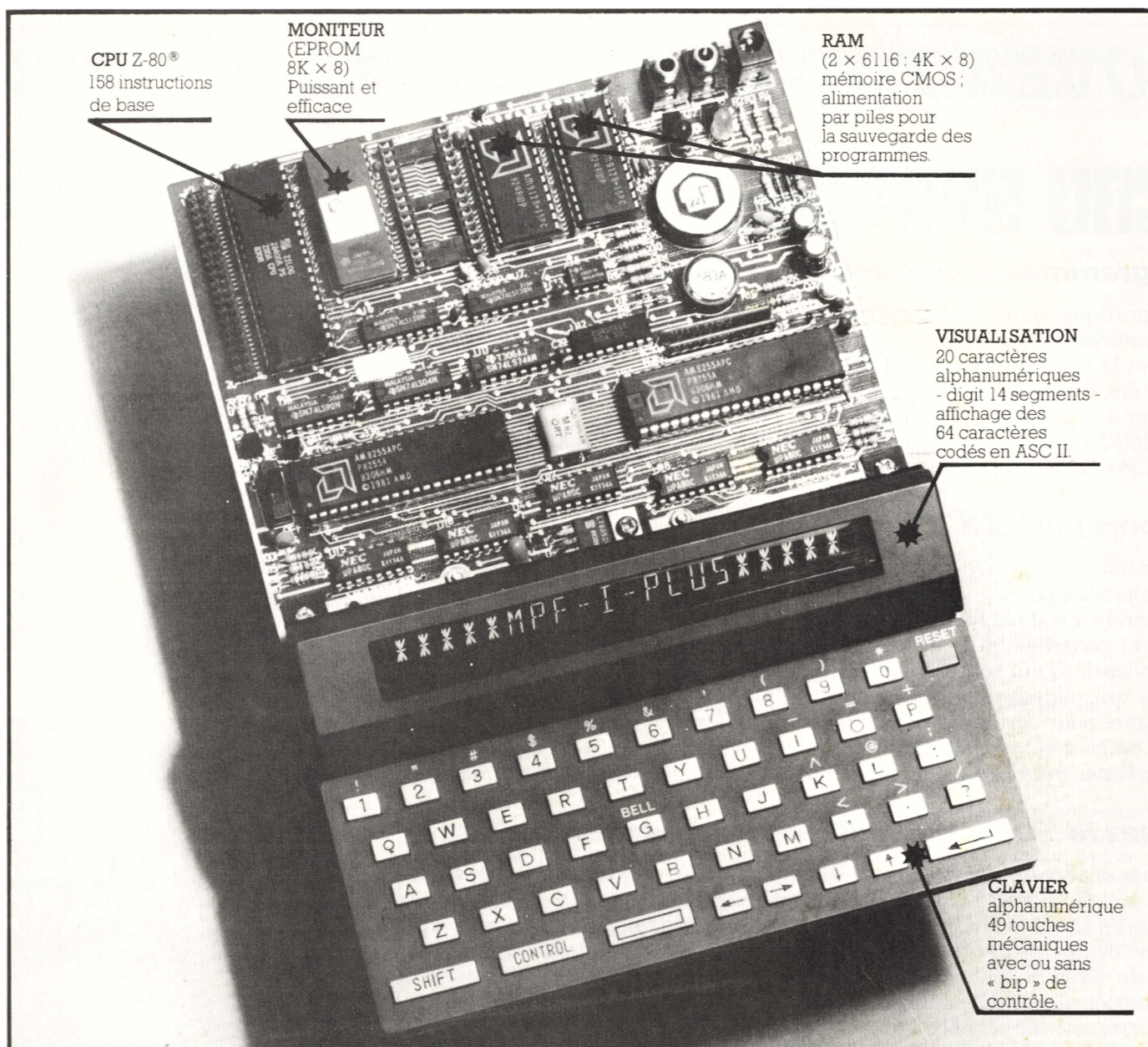
3U - 6U modules
tous accessoires pour porte-cartes C.I.

MINIBOX

RETEX-FRANCE

Service technique et commerciaux :

Le Dépôt Electronique
84470 CHÂTEAUNEUF DE GADAGNE
Télex 431 614 F - Tél. : (90) 22.22.40



CPU Z-80®
158 instructions
de base

MONITEUR
(EPROM
8K × 8)
Puissant et
efficace

RAM
(2 × 6116 : 4K × 8)
mémoire CMOS ;
alimentation
par piles pour
la sauvegarde des
programmes.

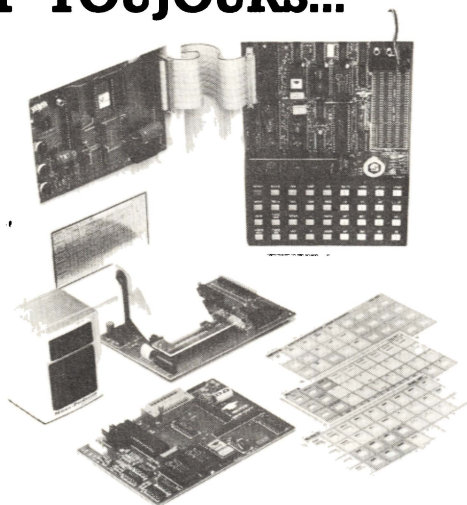
VISUALISATION
20 caractères
alphanumériques
- digit 14 segments -
affichage des
64 caractères
codés en ASC II.

CLAVIER
alphanumérique
49 touches
mécaniques
avec ou sans
« bip » de
contrôle.

LE MICROPROFESSOR 1 PLUS

LANGAGE MACHINE - ASSEMBLEUR - BASIC - FORTH

ET TOUJOURS...



LE MPF 1 B

"MICROPROFESSOR" est une marque déposée MULTITECH



11 bis, rue du COLISÉE -
75008 PARIS - Tél. : 359.20.20

Veuillez me faire parvenir :

- ☐ MPF-1 PLUS au prix de 1.995 F T.T.C.
- (Matériel livré avec langage machine et assembleur)
- ☐ Option 1 PLUS : BASIC ou FORTH prix unitaire 400 F T.T.C.

- ☐ MPF-1 A au prix de 1.295 F T.T.C.
- ☐ MPF-1 B au prix de 1.395 F T.T.C.
- avec notice et alimentation - port compris

Les modules supplémentaires :

- ☐ Imprimante - 1.095 F port compris
- ☐ Programmeur EPROM - 1.495 F port compris
- ☐ Synthétiseur Musical - 1.095 F port compris
- ☐ Votre documentation détaillée

NOM : _____

ADRESSE : _____

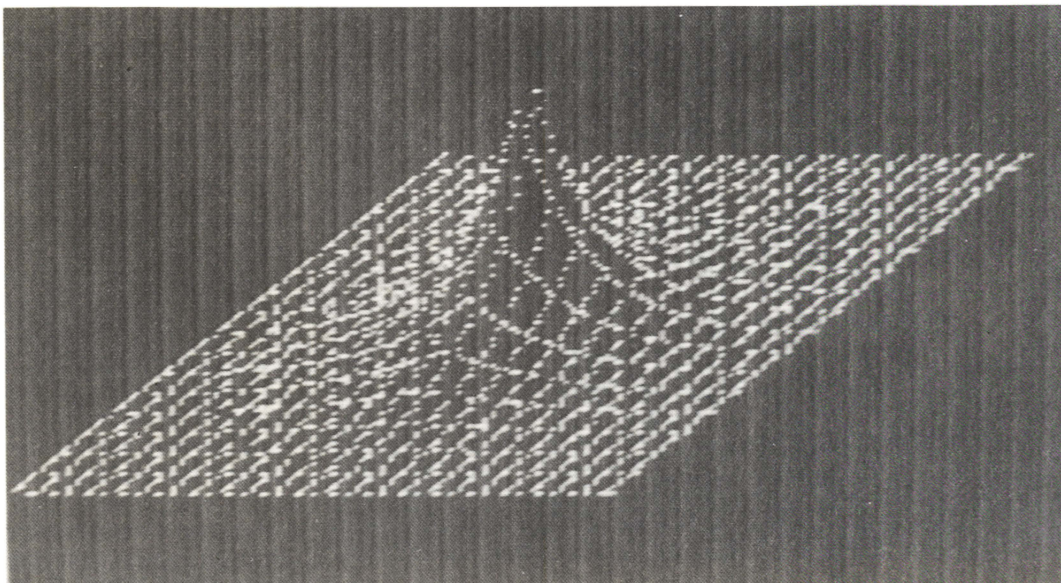
Ci-joint mon règlement (chèque bancaire ou C.C.P.)
Signature et date : _____



Encore plus avec le ZX-81 ... et mieux encore !

L'apparition sur le marché de nouvelles générations d'ordinateurs individuels rend de plus en plus apparentes certaines lacunes dans les possibilités de ce pionnier qu'est le ZX-81. On peut cependant corriger assez facilement ces manques par des moyens souvent matériels, mais parfois aussi logiciels, et le plus souvent à très peu de frais.

C'est en bonne partie cette extraordinaire souplesse d'adaptation du ZX-81 qui lui vaut son succès durable, malgré une concurrence très vive.



Voici un exemple de graphisme haute résolution obtenu sur le ZX-81 sans aucun accessoire « matériel » !

Que manque-t-il au ZX-81 ?

Le très bas prix de vente du ZX-81 a nécessairement conduit ses concepteurs à faire des choix restrictifs quant aux possibilités de base de la machine. La présentation extérieure de l'ordinateur a évidemment un peu souffert : le fameux clavier sensitif a fait l'objet de féroces critiques, mais il faut rester conscient du fait que, sans lui, le ZX-81 n'aurait peut-être jamais connu le succès qui est le sien actuellement ! De toute façon, il est facile d'adapter un jeu de touches mécaniques grâce à des accessoires dont le prix s'étend de moins de 160 F à plus 1 000 F.

« Muet » de naissance, le ZX-81 peut devenir musicien ou bruiteur grâce à l'adjonction d'une *carte sonore*, dont il existe plusieurs exécutions basées sur l'excellent synthétiseur programmable de *General Instrument*, le AY-3-8912 ou 8910.

En France, le modèle le plus répandu est la « QS SOUND » de *Quick-Silva*, mais en Grande-Bretagne, on ne compte plus les marques qui se partagent cet intéressant marché.

Des fabricants comme *William Stuart* ont même été jusqu'à étudier des systèmes abordables de synthèse et de reconnaissance de la parole : un ZX-81 auquel vous direz (en anglais) « comment allez-vous ? » pourra répondre sans hésitation « pas mal, merci, et vous ? ». La langue anglaise



La carte génératrice de caractères de Quicksilva se branche simplement sur le connecteur arrière du ZX-81.

est, en effet, phonétiquement beaucoup plus simple que le français : n'importe quel mot anglais est constitué d'un assemblage de sonorités appartenant à un « catalogue » très limité de ce qu'il est convenu d'appeler des « allophones ». Une approche identique pour la langue française est beaucoup plus complexe, ce qui explique notre considérable retard en la matière.

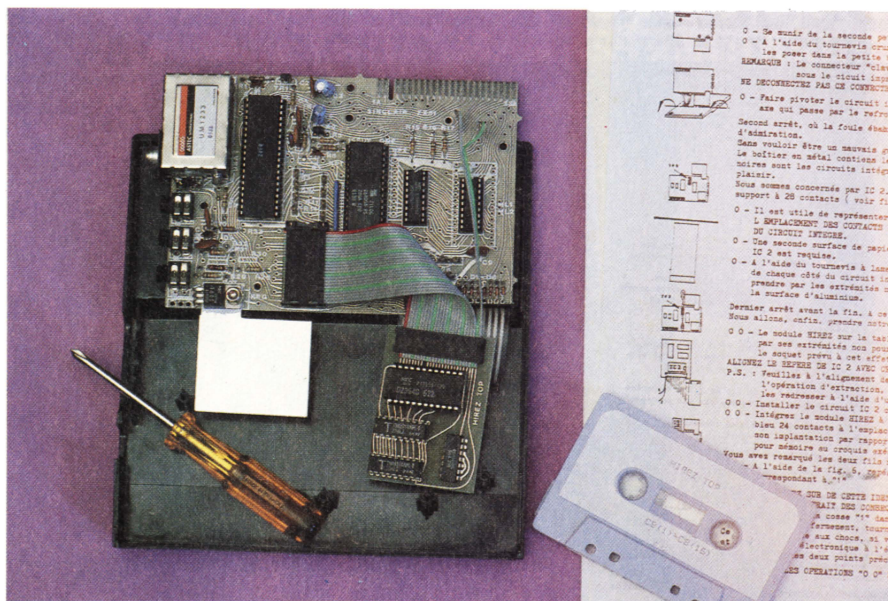
Même sans investir dans le moindre accessoire, on peut faire émettre des sons à un ZX-81 par l'intermédiaire du haut-parleur du téléviseur, ou grâce à une chaîne Hi-Fi reliée à la prise magnétophone de l'ordinateur. Les pro-

grammes en langage machine permettant ce fonctionnement n'ont nullement à envier les possibilités sonores du tout récent ZX Spectrum.

On a justement beaucoup critiqué l'interface cassette du ZX-81, notamment à cause de sa désespérante lenteur (250 bauds). Les logiciels capables d'accélérer massivement les opérations de sauvegarde et de rechargement foisonnent outre-Manche, et la plupart d'entre eux offrent des possibilités annexes telles que vérification d'un programme sauvegardé, établissement du catalogue des titres des programmes d'une cassette, ou même, ce qui ne manque pas d'intérêt, sauvegarde et rechargement indépendant des programmes et des fichiers de données !

En France, nous disposons du « fast load monitor » (*Direco*), qui se classe honorablement par rapport à ses rivaux anglais. L'accès immédiat (comme avec une unité de disquettes) est même possible depuis peu, grâce à des extensions mémoire utilisant la technologie C-MOS : une pile (ou une batterie cadmium-nickel) incorporée assure une dizaine d'années de rétention des programmes et des données une fois l'ordinateur mis hors tension ! Le fabricant français S.A.M. vient de rejoindre brillamment un marché jusqu'à présent dominé par *Camel Products*.

Le même dynamique constructeur propose également une adaptation permettant d'obtenir un affichage couleur Secam sur tout téléviseur muni ou non d'une prise péritélévision.



Développé en Belgique, le module Hirez est un générateur de caractères programmable par l'utilisateur, qui se monte à l'intérieur même de la machine.

Les adaptateurs Haute Résolution Graphique

Il faut encore séparer en deux catégories les accessoires matériels permettant l'obtention d'effets de haute résolution sur écran.

Les accessoires les moins coûteux s'installent à l'intérieur même de l'ordinateur. En fait, il faut déposer la ROM *Sinclair*, enficher à sa place un petit circuit imprimé, et replacer la ROM d'origine sur un support prévu à cet effet sur le module. Selon les fabrications, le module « générateur de caractères » comprend une EPROM toute programmée (*DK Tronics*), une RAM librement programmable par l'utilisateur (*Hirez*, surtout distribué en Belgique), ou les deux.

Un très simple circuit de décodage du bus d'adresses (quelques portes logiques) sélectionne la mémoire du module dans les mêmes conditions que la ROM d'origine. Il suffit alors de modifier (par un court programme en langage machine) le contenu du registre I du microprocesseur Z 80, pour que le Basic vienne utiliser le nouveau générateur de caractères au lieu de l'ancien. Certains fabricants préfèrent confier cette commutation à un simple interrupteur, mais se privent ainsi de possibilités intéressantes.

Le registre I contient, en effet, l'octet le plus significatif de l'adresse des caractères dans le générateur. Il suffit de changer la valeur d'origine (30) par une autre (par exemple 32), pour que le modèle des caractères soit cherché



Le logiciel HRG de Paul Moody fonctionne sur le ZX-81 de base (1 K-octet).

Cette carte couleur, lancée lors du dernier salon Sinclair de Bruxelles, fait appel à la technique des *attributs série* comme la plupart des machines actuellement introduites sur le marché. On évite ainsi de bloquer des adresses mémoire ou des ports d'entrée-sortie pouvant être utiles par ailleurs. La compatibilité est ainsi excellente avec toutes sortes d'autres extensions, et les besoins en espace mémoire se limitent à fort peu de chose : de très honnêtes résultats peuvent être obtenus avec 1 K de RAM !

Après la couleur, reste le problème de la haute résolution graphique (HRG) qui mérite largement une étude à part...

La haute résolution graphique sur ZX-81

A l'origine, le ZX-81 ne dispose que de deux modes d'affichage librement mixables : un jeu de caractères alphanumériques et de signes, et un ensemble de caractères graphiques style « télétexte » permettant une résolution maximale de 64 x 44 éléments d'image.

En fait, ces deux modes sont regroupés au sein d'un unique jeu de caractères comportant 64 grilles de 8 x 8 points dont les modèles sont stockés en ROM entre les adresses 7680 et 8191. Un artifice permettant d'inverser la vidéo d'un caractère pris iso-

lément donne l'illusion de disposer en fait de 128 caractères.

Il est clair que toute tentative de mise en œuvre d'une quelconque forme d'affichage haute résolution passera par la substitution de ce bloc de 512 octets constituant le *générateur de caractères*.

Pour ce faire, deux approches sont possibles, respectivement par voie *matérielle* et *logicielle*.

Il a longtemps été admis comme un postulat que seule la solution matérielle était applicable, d'où l'apparition de toute une gamme d'accessoires utilisant ce principe.



Le logiciel HRG de Richard Taylor dote le ZX-81 de fonctions haute résolution habituellement rencontrées sur des machines beaucoup plus coûteuses.

« ailleurs ». On pourrait penser qu'il suffit d'ajuster l'afin que la recherche s'effectue dans une zone libre de la RAM, pour que les caractères deviennent redéfinissables sans le recours à aucun accessoire. Erreur ! Un examen attentif du schéma du ZX-81 montre des résistances séparant les lignes A0 à A8 de la ROM, de celles de même rang de la RAM. Ce montage est prévu pour la raison suivante : comme l'émission d'un signal vidéo pour le téléviseur est une tâche nettement trop rapide pour le microprocesseur, c'est un circuit spécialisé que nous nommerons IC₁ qui s'en charge. De ce fait, c'est lui, et non le Z 80, qui appelle le générateur de caractères de la ROM, tandis que le microprocesseur s'occupe de la RAM, de l'autre côté des résistances de séparation !

Adresses utiles

Didecar Marketing
rue du Planiau, 1
B-1302 Bierges Wavre
Belgique
module Hirez (290 FF environ).

Direco International
30, av. de Messine
75008 Paris
carte QS Caractères
(432 F environ).

Cambridge Computing
1 Benson Street
Cambridge CB4 3QJ
Grande-Bretagne
cassette HRG 1 K-RAM de Paul
Moody (4,50 £ environ).

Buffer Micro Shop
310 Streatham High Road
London SW 16 6HG
Grande-Bretagne
cassette HRG 16 K-RAM de
R. Taylor (CRL) (85 FF environ).

Tous ces fournisseurs honorent les commandes par correspondance émanant de particuliers. Pour l'étranger, il suffit de joindre un mandat ou un virement international du montant indiqué (se renseigner auprès d'une banque ou d'un bureau de poste).

Les prix indiqués sont ceux en vigueur lors de la rédaction de cet article. En cas de commande tardive, il pourra être prudent de demander confirmation préalable.

Certains possesseurs de ZX-81 se refusant à ouvrir leur machine, il a été étudié des adaptateurs venant simplement s'enficher sur le connecteur arrière. Seulement, la complexité des circuits nécessaires fait un grand pas en avant, car il faut pratiquement reproduire extérieurement le fonctionnement de IC₁, puisque l'on ne dispose plus de l'accès à ses signaux. Bien sûr, le prix s'en ressent fortement...

L'une des premières cartes haute résolution à avoir vu le jour a été mise au point par *Quicksilver*. Son principal avantage est de simplifier au maximum le « dessin électronique » grâce à la mise à la disposition du programmeur de nouveaux mots Basic tels que MOVE, DRAW, DOWN ou BOX. Il résulte de ce haut niveau de performance que cette carte est un véritable ordinateur à elle seule, et coûte plus cher que le ZX-81 lui-même !

L'intérêt des utilisateurs se reporte donc essentiellement sur les *cartes génératrices de caractères* extérieures à la machine, qui constituent un compromis satisfaisant entre le coût et les possibilités. En effet, à partir du moment où l'on est capable de redéfinir le jeu de caractères à l'intérieur même de la matrice de 8 x 8 points, adresser séparément n'importe quel point de l'écran haute résolution n'est plus qu'une question de logiciel. Également, on peut noter qu'au moins 90 % des applications d'un ordinateur domestique (et notamment les jeux) font surtout appel à des caractères mobiles redéfinis, ce qui est la raison d'être d'une carte génératrice de caractères !

La Haute Résolution Graphique Logicielle

Le manuel de l'imprimante *Sinclair* propose une technique permettant d'obtenir d'excellents graphismes haute résolution sur papier par voie purement logicielle. Le principe revient à recopier en RAM la routine d'impression, assez simple, logée dans la ROM, et à lui faire subir quelques modifications. La chose est aisée car, dans ce cas, c'est bien le microprocesseur qui adresse le générateur de caractères, et non plus IC₁. Il est infiniment plus délicat (mais pas impossible, comme nous allons le voir) de « tromper logicielllement la machine » pour lui faire exécuter un programme d'affichage écran autre que celui de la ROM.

En effet, en mode SLOW (puisqu'en mode FAST l'image n'est pas générée pendant les calculs), c'est la

routine *d'interruption non masquable* du Z 80 qui traite l'affichage d'une trame vidéo individuelle.

Cette routine est implantée en ROM à partir de l'adresse 66h, et est exécutée en priorité absolue chaque fois que la broche NMI du Z 80 est mise à la masse.

C'est un générateur d'impulsions commandé par la logique de IC₁ qui déclenche NMI chaque fois qu'une trame vidéo doit être générée. En mode FAST, ce générateur est tout simplement bloqué.

Cette routine d'interruption est très courte (24 octets), et n'accomplit donc que des tâches préparatoires. L'essentiel du travail d'affichage est exécuté par un véritable fouillis de sous-programmes, imbriqués les uns dans les autres, mais logés un peu partout dans la ROM.

Fort heureusement, la liaison entre la routine NMI et la suite est confiée à une instruction désassemblée ci-dessous :

007C DD E9 JP (IX)

Les habitués du langage machine auront compris que l'adresse de la prochaine instruction à exécuter est placée dans le registre d'index du Z 80.

Il n'y a donc « plus qu'à » modifier le contenu du IX pour dévier la machine vers une nouvelle routine écrite de toutes pièces. Travail de titan, qui exige une parfaite maîtrise de l'Assembleur du Z 80, ce qui est assez courant, mais aussi une connaissance approfondie de la structure du ZX-81, y compris de l'architecture interne de IC₁... ce qui l'est moins !

Les sujets de Sa Gracieuse Majesté sont bien évidemment les mieux placés pour obtenir, au compte-goutte il est vrai, de telles informations.

Une mesure de l'ampleur du travail qui a dû être accompli par ces programmeurs de haut vol peut être trouvée dans le fait que les premiers logiciels HRG présentables sont sortis courant 1983 seulement, alors que le ZX-81 a été mis en vente en Grande-Bretagne bien avant d'être seulement annoncé en France ! En fait, nous avons vu à Londres une première ébauche de programme HRG durant l'été 1982, mais la lourdeur de son mode d'emploi lui ôtait toute chance de succès.

Les logiciels HRG disponibles aujourd'hui pour une bouchée de pain

sont présentés sous la forme d'une longue ligne REM de code machine, contenant diverses routines faciles à appeler par des RAND USR.

Quelques exemples particulièrement saisissants sont en général associés au logiciel de base, qui est accompagné d'explications fort claires, rassemblées dans des notices d'une qualité inconnue pour l'instant sur le continent.

Nous avons sélectionné deux logiciels de conception très différents :

- Le programme de Paul Moody ne fonctionne que sur le ZX-81 de base, sans aucune extension mémoire. Il permet de construire un rectangle haute résolution de 64×44 pixels, puis de déplacer à volonté cette « fenêtre » partout sur l'écran.

- Le logiciel de Richard Taylor (commercialisé par Computer Rentals Ltd.) hisse véritablement le ZX-81 au niveau d'un Spectrum ou d'un Oric, puisqu'il offre une résolution de 192×256 pixels, ainsi que huit véritables commandes spécialisées : NORMAL, HRES, INVERT, PRINT, PLOT, SAVE,

LOAD, et CLS, toutes accessibles à travers la fonction USR du Basic.

On peut librement faire alterner l'affichage normal et la HRG, sans pour autant effacer l'image précédente, qui peut même être conservée sur cassette (6 K-octets tout de même !).

L'exemple fourni sur la cassette est digne des machines de haut de gamme, même si l'image met huit minutes à apparaître. Cette lenteur n'est nullement due au logiciel HRG, mais au nombre considérable de calculs que doit exécuter le ZX-81 en mode rapide.

Nous avons pour notre part écrit un programme « Telecran » en haute résolution utilisant le logiciel de R. Taylor, et qui s'est avéré aussi rapide que son équivalent sur Oric 1 ; dont acte !

P. Gueulle

decelect

ELECTRONIQUE

est à la hauteur de vos ambitions

Gerard LIN
Chef Produit

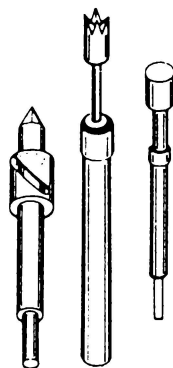


*avec sa nouvelle unité de production
de ROZET ST-ALBIN*

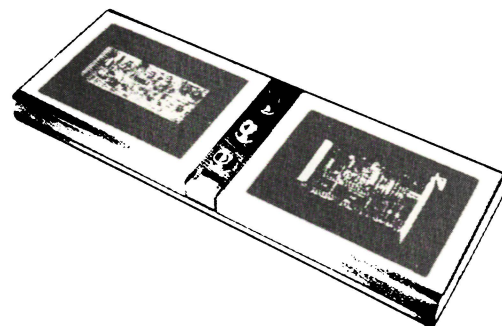
SYSTÈMES DE TEST



Fabrication et montage
de matrice



pistons



**Salon des Composants
stand n° 98, hall n° 4, allée 43-H**

DECELECT : 2 RUE PAUL ELUARD 93100 MONTREUIL (FRANCE) TEL : (1) 859.40.57 - TELEX DECELEC 220.148 F

DEMANDE DE CATALOGUE TEST

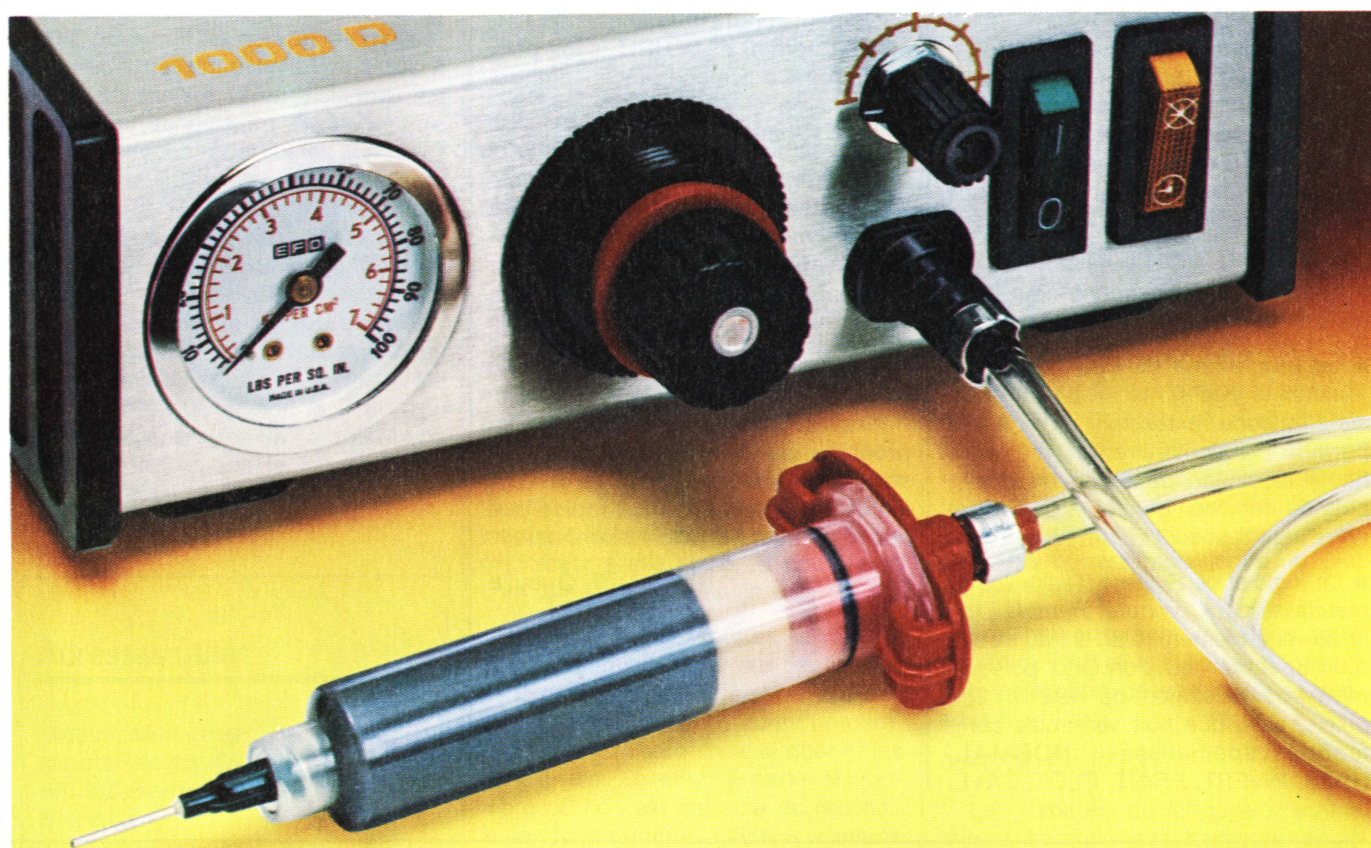
NOM

SOCIETE

ADRESSE

TEL : ()





SOYEZ UN CHEF

Si vous produisez des composants électroniques, des équipements de contrôle, d'instrumentation ou du matériel électro-ménager, vous pouvez économiser 1000, 5000 ou 10 000 heures de production par an.

Comment? En remplaçant les applicateurs adhésifs manuels par des distributeurs automatiques E.F.D., fiables et peu coûteux.

Pourquoi? Parce que nos distributeurs déposent des points uniformes et reproductibles de colles, fluides ou adhésifs, de 2 à 8 fois plus rapidement que les bouteilles à compression.

Et des dépôts rapides et uniformes, cela équivaut à un accroissement de la production (sans saleté, ni gaspillage, ni rejet). Appelez-nous dès aujourd'hui pour de plus amples informations. Nous vous prêterons même gratuitement un nouvel applicateur pour vous prouver dans quelle mesure vous pouvez être un chef.



Microélectronique S.A.

20, rue du Morvan — SILIC 528 — 94633 RUNGIS CEDEX
Tél.: 686.73.13 Téléc.: 201 342 LSMSA

EFD

Des produits pour accroître votre PRODUCTIVITE.

Surpuissant. Superlogique. Ultracompact.



Siquier Courcelle et associés

Un seul appareil pour l'analyse parallèle et série. Jamais analyseur logique n'a offert autant : maxi-performances, mini-volume, prix attractif.

Pour le travail sur logiciel, il permet d'utiliser 3 niveaux de déclenchement et 32 voies d'acquisition en parallèle à 20 MHz. Pour le matériel, le 318 offre 16 voies à 50 MHz.

Une interface, (utilisant des menus), la capture des parasites et une mémoire de référence simplifient les travaux de mise au

point ou de dépannage.

En télécommande, une interface RS232C assure une maintenance à distance. Les mémoires volatiles permanentes des 318 et 338 conservent le programme d'acquisition et le contenu de la mémoire de référence.

Super-légers, super-compact, super-puissants, ces nouveaux analyseurs logiques Tektronix vont devenir l'équipement idéal du débutant en analyse logique comme de l'ingénieur expérimenté.

DEMANDE DE DOCUMENTATION

M. _____

Fonction _____

Société _____

Adresse _____

Tél. _____

désire

- ☐ une documentation complète sur les analyseurs logiques 318 et 338 Tektronix.
☐ la démonstration de ce matériel.

Tektronix - SPV Division Système
ZAC de Courtabœuf - Av. du Canada
B.P. 13 - 91941 LES ULIS Cedex
Tél. (6) 907.78.27. Tél. 690 332

En Province : Lyon : (7) 876-40-03. Toulouse (61) 40-24-50. Rennes (99) 51-21-16.

**Présent au
Salon des Composants
Stand 63 - Hall 1 - Allée 15**

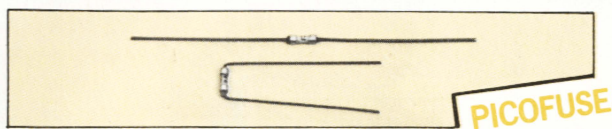
Tektronix

Maintenant
en direct

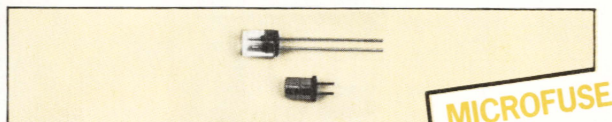
L'AVANCE TECHNOLOGIQUE

LITTELFUSE®

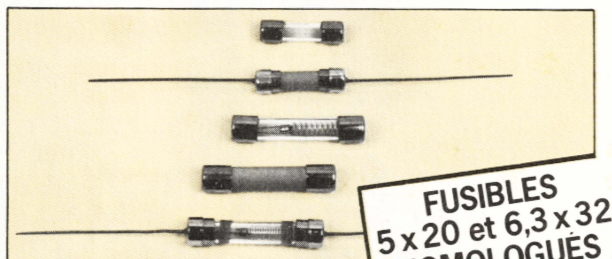
OLVIS



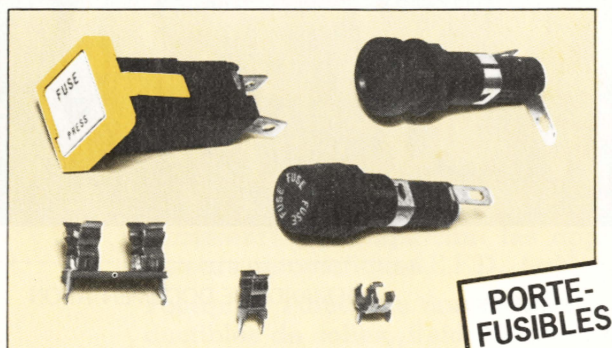
PICO FUSE



MICRO FUSE



FUSIBLES
5 x 20 et 6,3 x 32
HOMOLOGUES



PORTE-
FUSIBLES

Plus de 500
références disponibles en
stock permanent !

RDI

MANDATAIRE EXCLUSIF

32, rue Breguet - 75011 Paris
Tél. : (1) 355.39.79 - Télex : 220 283

Recherche des
distributeurs régionaux

ACTION

SERVICE-LECTEURS N° 303



balt publicité

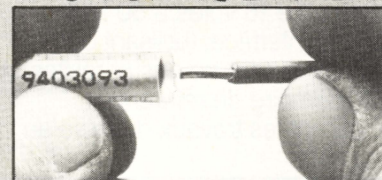
MARQUAGE FILS ET CABLES

exclusivité BRADY

BRADY



W.H. BRADY
Route d'Ardon
45370 Jouy-le-Potier
Tél. : (38) 45.80.65



BRADYSLEEVE

Manchons de repérage prédécoupés
sur support informatique - Marquage
par imprimante, machine à écrire
manuelle ou programmée, ou à la main.
Possibilité thermorétractable.
4 références couvrant tous Ø de fils
de 0,76 à 6,35 mm.
Echantillons sur demande.

SERVICE-LECTEURS N° 294

Réalisation

Flash stroboscopique pour automobiles

Les performances d'un moteur d'automobile dépendent en grande partie du réglage correct de l'allumage.

De plus, un allumage mal réglé accroît considérablement la consommation de carburant.

Ce flash stroboscopique est destiné à permettre à chaque automobiliste de faire arriver l'étincelle au bon moment. En effet, un repère sur le volant du moteur (poulie de courroie) indique à quel moment le circuit d'allumage doit fournir l'étincelle pour le premier cylindre.

A chaque fois que se produit cette étincelle, le stroboscope émet un éclair lumineux très bref. Si l'on dirige les éclairs vers la poulie, le repère de référence semble s'immobiliser. Il est alors facile de vérifier si le point d'allumage est bien réglé et l'on pourra corriger l'avance ou le retard remarqué.

Principe du montage

Pour faire fonctionner une lampe flash au xénon, il faut beaucoup plus de tension que les 12 V du réseau de bord d'un véhicule. Le schéma (fig. 1) montre l'alimentation secteur par transformateur d'isolement et doubleur de tension (D_1/C_1 et D_2/C_2). Lorsqu'on branche l'appareil sur le secteur, il se produit le processus suivant : si c'est l'alternance négative de la tension alternative, C_1 se charge à la valeur de crête de la tension à travers D_1 . Lors de l'alternance positive suivante, c'est la diode D_2 qui est conductrice et qui charge C_2 à une valeur qui se compose de la tension de crête de l'alternance plus la tension aux bornes de C_1 . De sorte qu'on dispose d'environ 600 V aux bornes de C_2 , R_2 interdisant à la tension

d'augmenter davantage. Par ailleurs, ces 600 V ne sont qu'une tension à vide, dont la valeur diminue pendant le fonctionnement. La résistance R_3 charge C_3 à travers l'enroulement primaire de la bobine d'allumage (transformateur). Lorsque le thyristor devient conducteur, C_3 se trouve en parallèle sur le primaire et se décharge. Une très haute tension est alors induite dans le secondaire (environ 6 kV), suffisante pour déclencher le tube à éclats du stroboscope. Le thyristor s'amorce à chaque fois qu'il existe une tension d'environ 0,8 V entre gâchette et cathode. Cette tension provient de l'entrée du capteur, à travers un transformateur de rapport 1 à 10, et est appliquée à la gâchette du thyristor (D_3 limite la tension, et est soudée directement aux bornes du primaire). Lorsqu'une tension est fournie par le capteur, le tube émet un

unique éclat. Ce n'est qu'avec une nouvelle application d'un signal d'entrée que le phénomène se renouvelle. Si par hasard le tube n'émettait un éclat que lorsqu'on retire le signal à l'entrée, c'est qu'il y a un petit défaut : inverser simplement les connexions du primaire du transformateur 1 à 10, et tout rentrera dans l'ordre.

Problèmes d'approvisionnement

Tous les composants sont courants. Dans le cas où vous ne pourriez trouver de transformateur d'amorçage, prenez simplement un transformateur BF de rapport 1 à 40. Si vous utilisez un autre thyristor que celui indiqué, il vous faudra éventuellement modifier la valeur de R_3 . Car le cou-

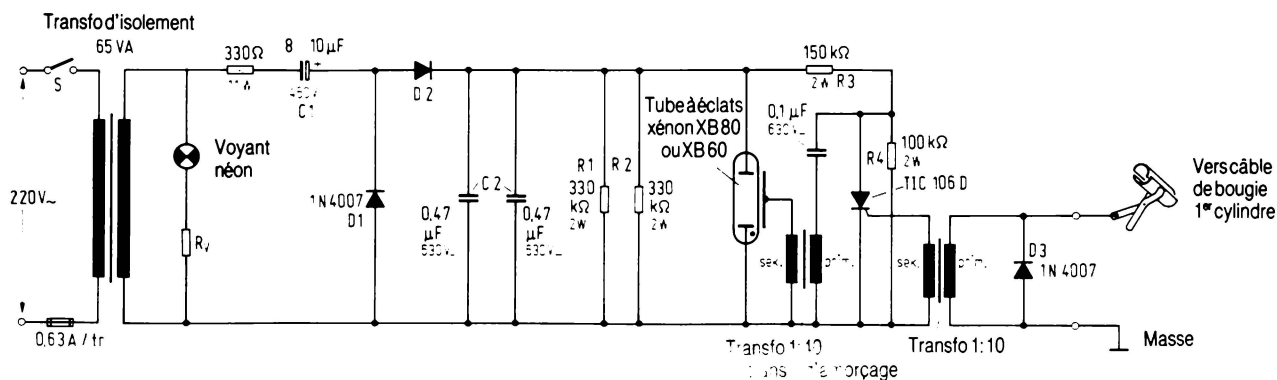


Fig. 1. – Le schéma du stroboscope.

rant dans R_3 doit toujours être inférieur au courant de maintien du thyristor, qui ne s'éteindrait pas dans le cas contraire. Mais il ne faut pas que le courant devienne trop faible, sinon C_3 se chargerait trop lentement. Il est donc préférable de commencer par la valeur indiquée pour R_3 . Si C_3 ne se charge pas assez rapidement – ce qui n'assure plus un déclenchement correct du stroboscope – il faut réduire la valeur de R_3 .

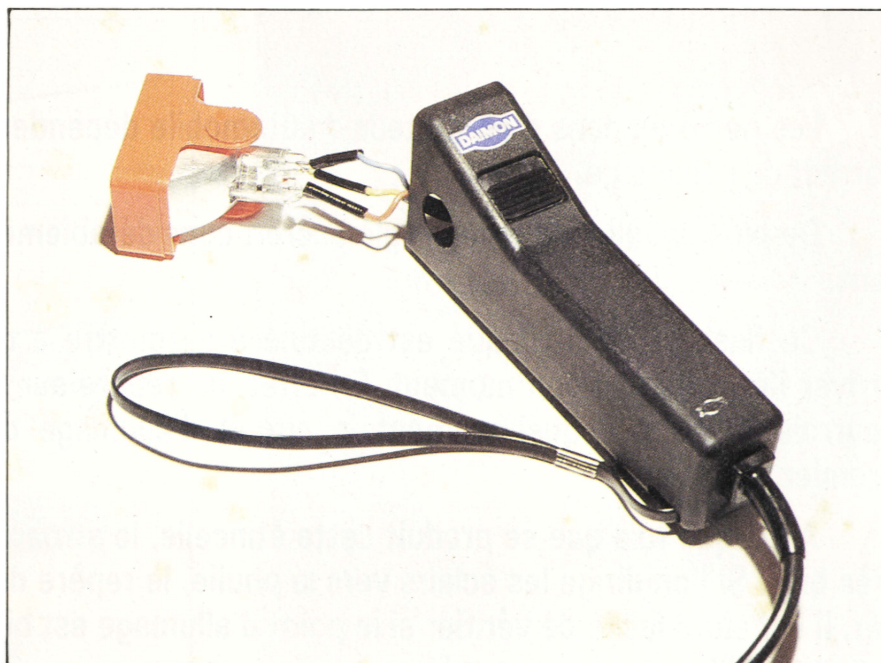


Fig. 3. – On montera de préférence le tube à éclats dans un boîtier de lampe de poche.

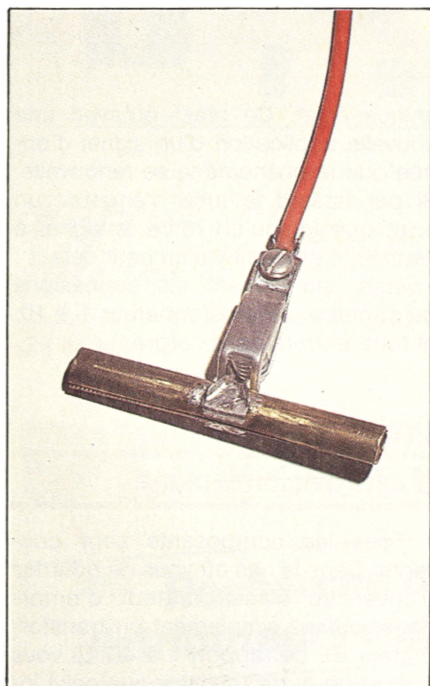
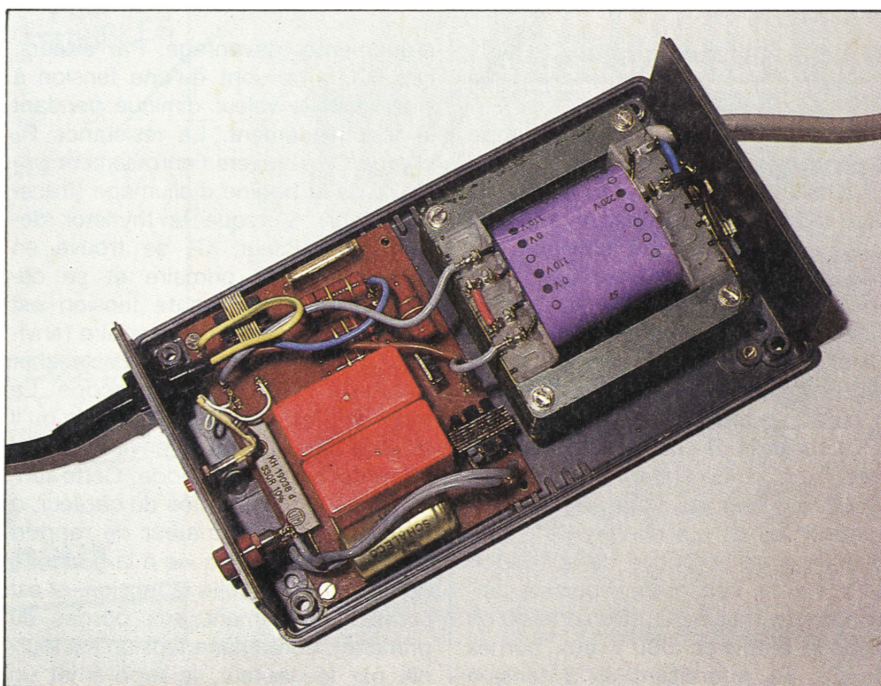


Fig. 4. – Ce capteur permet de prélever capacitivement les impulsions d'allumage.



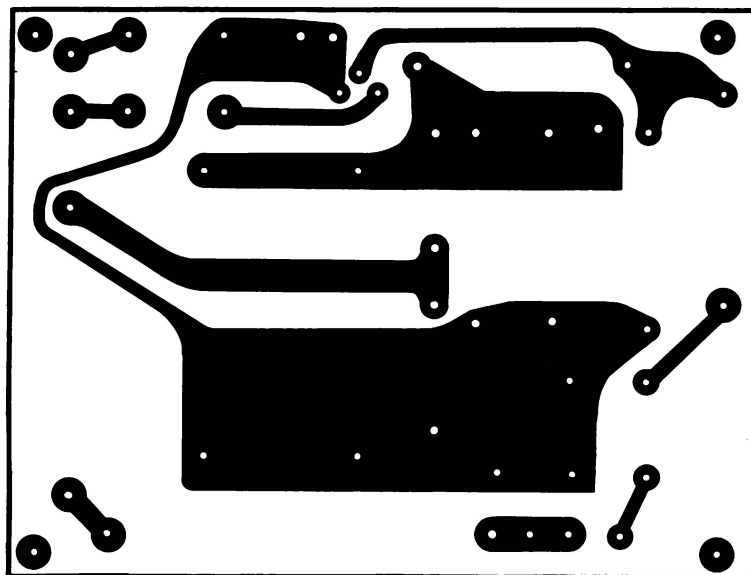
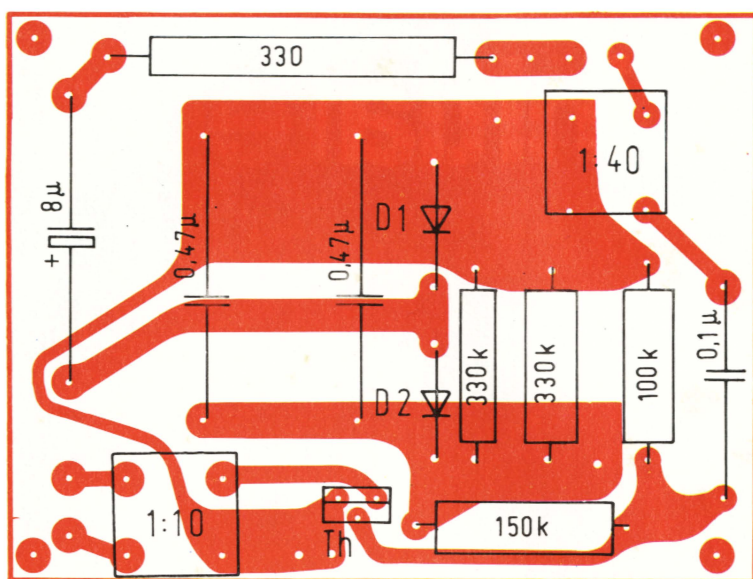
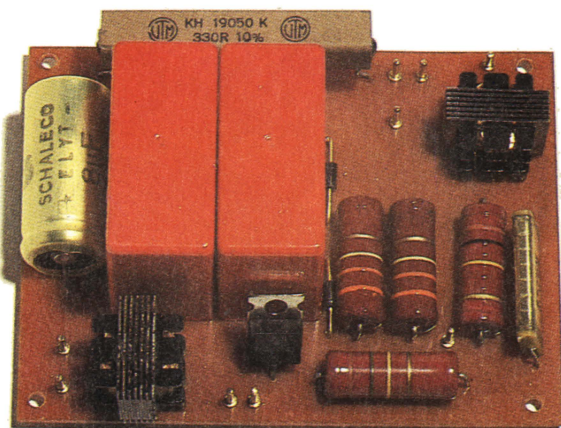


Fig. 2. — Le circuit imprimé.



Montage mécanique

Si vous réalisez le stroboscope d'après le plan d'implantation de la figure 2, le résultat doit avoir approximativement l'allure du prototype. Il est conseillé de monter le circuit imprimé et le transformateur d'isolement dans un coffret en plastique. Vous monterez alors le tube au xénon dans un boîtier de lampe de poche que vous aurez vidé (de préférence un boîtier torche en caoutchouc ou plastique). Ce ne sera pas nécessairement un modèle identique à celui de la figure 3.

Comment prélever les impulsions ?

Il existe deux possibilités pour prélever les impulsions d'allumage sur le moteur. La figure 4 montre un capteur capacitif qui se pince simplement sur le câble de la bougie du cylindre numéro 1. Le capteur se compose d'un morceau de tube de cuivre fendu en deux (env. 10 cm de longueur) soudé sur une pince crocodile. Mais on peut aussi enrouler quelques tours de fil conducteur autour du câble de la bougie pour réaliser un capteur inductif, ce qui évite le travail de mécanique ; mais chaque mesure devient un peu plus longue.

Quel que soit le montage capteur utilisé, le fonctionnement est garanti.

Liste des composants

- Résistances : 1 × 330 Ω/11 W ; 1 × 100 kΩ/2 W ; 1 × 150 kΩ/2 W ; 2 × 330 kΩ/2 W.
- Condensateurs : 2 × 0,47 µF/ 630 V = ; 1 × 0,1 µF/ 630 V = ; 1 × chimique 8 µF à 10 µF/ 450 V.
- Semi-conducteurs : 3 × 1N 4007 ; 1 × TIC 106 D ou similaire.
- Divers : 1 transfo d'isolement 65 VA ; 1 néon avec résistance ; 1 porte-fusible ; 2 douilles banane ; 1 transfo de rapport environ 1 à 10 ; 1 transfo de rapport 1 à 40 ou bobine d'amorçage pour tubes au xénon ; 1 tube à éclats au xénon XB 80 ; 1 circuit imprimé.