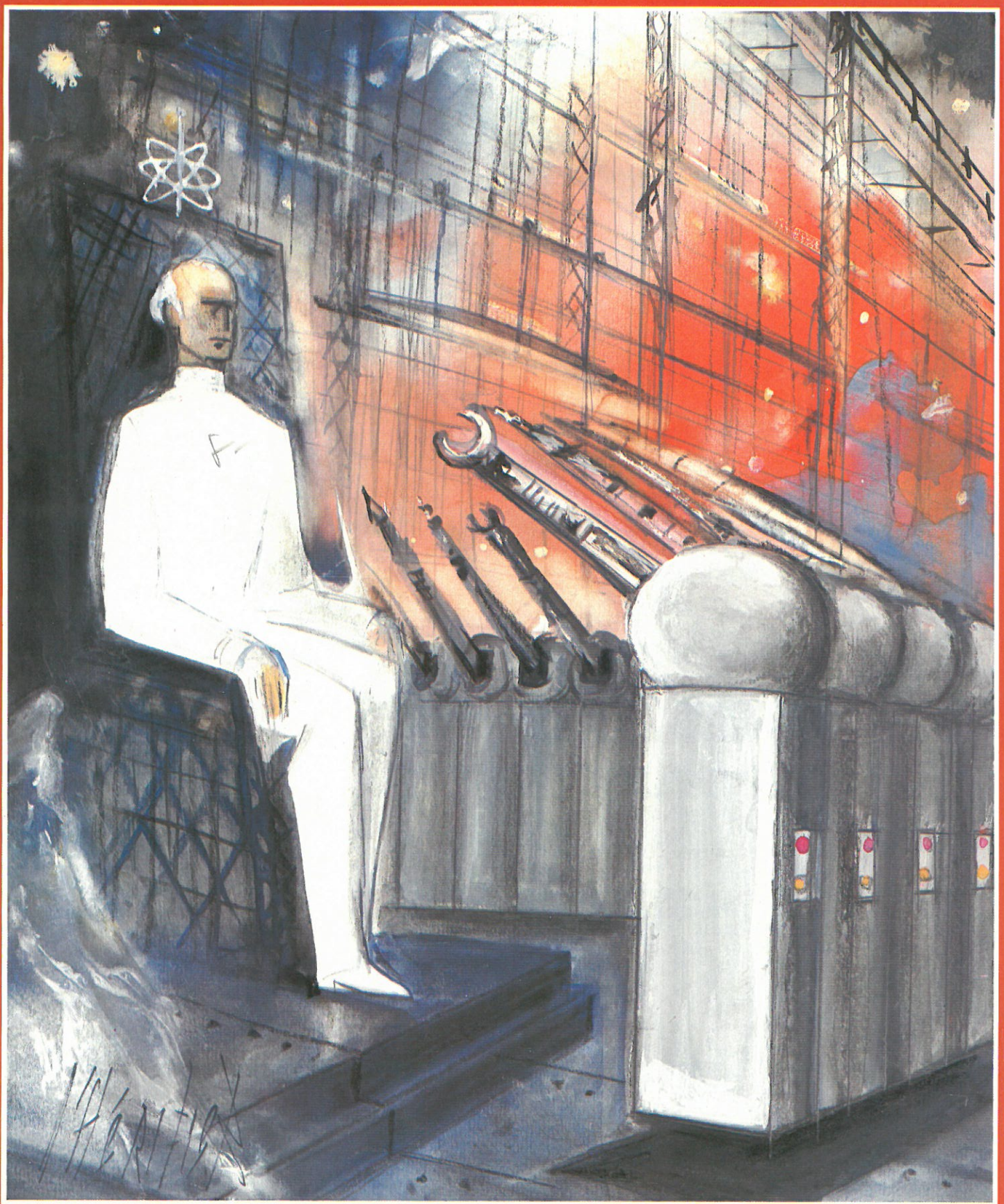
I.S.S.N. 0243 489 X

ELECTRONIQUE APPLICATIONS

visu



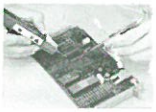
Bimestriel N° 39 - 25 F Décembre 1984-Janvier 1985
SUISSE : 8 FS - TUNISIE : 2 645 MIL - CANADA : CAN $ 3,5 - ESPAGNE : 500 PESETAS - BELGIQUE : 185 F.B.

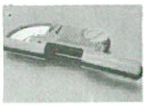
PANTEC
DIVISION OF CARLO GAVAZZI

LES «TOUT TERRAIN»

ZIP

Le plus petit «digital» 2000 points.
LCD 5 m/m. 3 1/2 digits.
Sélection automatique des calibres.
Polarité automatique.
Test de continuité. Etat des piles.
Idéal pour dépannage sur le site.





BANANA L'indestructible...
Portatif ultra compact.
Anti-choc. Sensibilité 20 kΩ CC/10 kΩ CA.
Grande facilité d'usage.
Cordons incorporés. Test de continuité.
Cadran à échelles colorées.
Protection par fusibles.

GARANTIE 2 ANS

MULTIMETRES PROFESSIONNELS
Disponibles dans les points de vente officiels PANTEC
documentation sur demande à
C.G. PANTEC
27-29, rue Pajol
75018 Paris
Tél. : 202.77.06

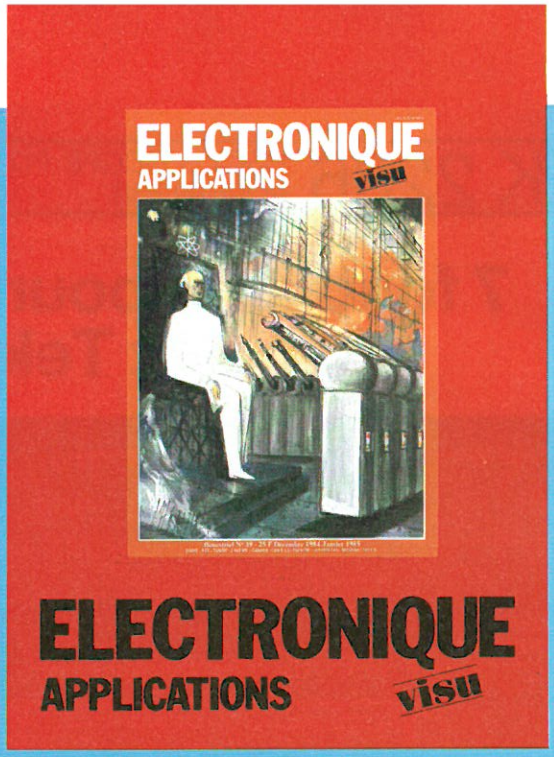
Recherchons distributeurs dans toute la France

SERVICE-LECTEURS N° 27

Que dirais-tu de 8031 sous 48h ?

Regarde vite page 105 !

H.M.



ELECTRONIQUE APPLICATIONS
est une publication bimestrielle
de la Société Parisienne d'Edition
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 1984 – Société Parisienne d'Edition
Dépôt légal : Novembre 1984 N° éditeur : 1247

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 **53 000 exemplaires**

Abonnements :
2 à 12, rue de Bellevue, 75019 Paris.
1 an (6 numéros) : **110 F** (France) - **160 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 1er 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
Photo page 77 : A. Achouri
Imprimeries Edicis-Evry ; S.N.I.L.-Aulnay

ELECTRONIQUE
APPLICATIONS

SOMMAIRE

BIMESTRIEL / DÉCEMBRE 84-JANVIER 85

39

visu

Applications

Un banc d'essais pour moteur 45

Un séquenceur universel (générateur automatique d'instructions) 53

Composants

Découvrez un « supermicroprocesseur » (seconde partie) 77

Etude

La détection synchrone 99

Médical

La surdité : ses causes et ses remèdes (troisième partie) 33

Micro

Comment charger un programme sans lecteur de disquettes 89

Commande de hacheur par micro-ordinateur : introduction aux circuits programmables 93

Réalisation

Un chargeur de batteries automatique 27

Technologie

Technologie des mémoires « EPROM » 63

Les capteurs de température au silicium : technologie et applications 67

Grand critérium d'applications 1984-1985 24

Vie professionnelle 16

Composants

Schrack : nouvelle gamme de relais 8

Matra-Harris Semiconducteurs : priorité à la C.MOS 22

Télécommunications

Rohde et Schwarz : un récepteur de test et de mesure 12

Mesures

Tektronix : les « plus qu'oscilloscopes » 14

Composants actifs 108

Mesures 112

Equipements 116

Produits connexes 122

Mots croisés : énoncé 97

Répertoire des annonceurs 126

Mots croisés : solution 114

Formulaire d'abonnement 130

Encart service-lecteurs vente au numéro 131-132

Le directeur de la publication : J.-P. Ventillard – Imprimeries Edicis, Evry ; S.N.I.L., Aulnay – Commission Paritaire N° 59-178

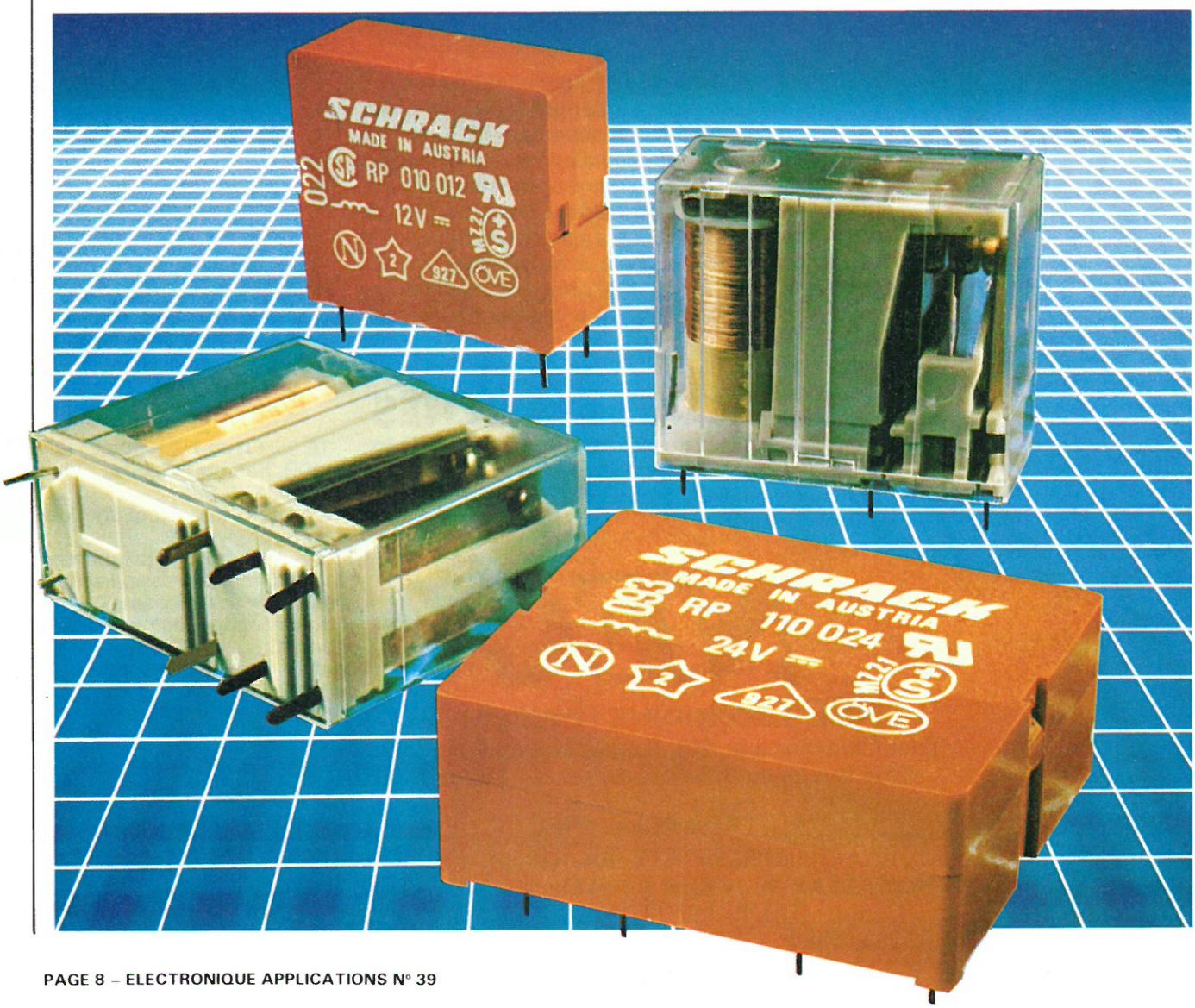
Schrack-France : contactez-nous !

La firme autrichienne ***Schrack Elektronik,*** *spécialiste des techniques de communication et de sécurité ainsi que de la fabrication d'éléments électroniques et électromécaniques, vient de créer sa filiale française,* ***Schrack S.a.r.l.***

Cette société, dont le but est d'assurer au groupe une meilleure pénétration du marché français en matière de relais électromécaniques et de disjoncteurs, possède d'ores et déjà un stock important de ces éléments (1 MF), de façon à pouvoir répondre aux demandes des clients OEM directs et des distributeurs officiels dont le réseau est en cours de constitution (**Electromatic** et **Composants S.A.** sont les premiers de la liste).

La gamme de relais industriels, sur laquelle la firme veut surtout mettre l'accent, se décompose en cinq familles :

– *Relais RM :* ce sont des relais de puissance 3 × 280 V / 16 A acceptant une intensité de démarrage de 40 A, donc bien adaptés à la commande de moteurs triphasés et d'installations de chauffage.



COMPOSANTS

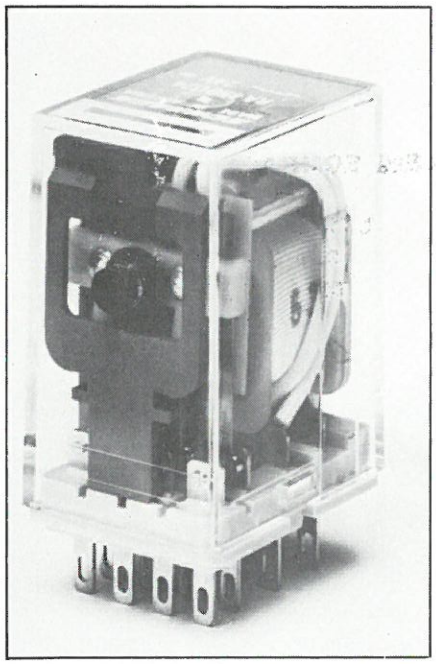
– *Relais RL/RN :* ces relais industriels sont embrochables sur support 8 ou 11 pôles et commutent 250 V/ 5 ou 10 A.

Il existe des versions bistables (à rémanence magnétique) et à contacts jumelés.

– *Relais RA :* ces relais miniatures existent en version bi, tri et tétrapolaire et sont particulièrement destinés aux circuits d'automatismes.

– *Relais RX :* la technique de mise en contact par pivotement constitue le point fort de cette gamme de relais. D'une taille très réduite, ces éléments résistent à des surcharges importantes au démarrage (facteur 5) ; ils existent en version bi et tétrapolaire.

– *Relais-carte RP :* ces relais d'interface, destinés à être montés sur circuit imprimé, possèdent un excellent rapport puissance commutée/volume. De nombreuses versions sont possibles : montage horizontal ou vertical ; étanche ou non ; uni ou bipolaire ; contacts en argent flashé or 0,2 μm ou argent-oxyde de cadmium ; monostable ou bistable (à rémanence magnétique) ; contact simple ou jumelé.



Une présentation du relais « RA ».

La tension continue de bobine peut aller jusqu'à 110 V (0,5 W).

Selon les modèles, le pouvoir de coupure va de 1 250 à 4 000 VA, les contacts pouvant commuter du 380 V alternatif$_{CA}$.

Schrack S.a.r.l.
1, place du Marché
91000 Evry
Tél. : (6) 078.25.75

DU SUR MESURE...!

Résines époxy liquides HYSOL pour les industries électriques et électroniques

HYSOL fournit les meilleures résines époxy liquides „sur mesure" destinées aux applications électroniques et électriques, haute et basse tension.

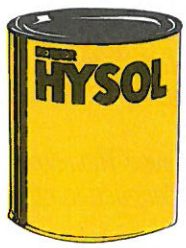
Un „sur mesure" HYSOL vous garantit d'excellentes performances pour vos composants électroniques quelles que soient leurs conditions de fonctionnement.
HYSOL vous propose, adaptées à vos besoins et formulées „sur mesure" des résines époxy pures ou chargées, rigides ou souples, à 1 ou 2 composants, polymérisant à chaud ou à température ambiante.

Elles possèdent de bonnes propriétés isolantes, une très bonne résistance à l'humidité, une bonne adhérence aux substrats, une bonne tenue aux chocs thermiques, une faible contrainte mécanique et une excellente résistance aux agents chimiques.

„Sur mesure"... pour vos inducteurs haute et basse fréquence, transformateurs haute fréquence et haute tension, selfs, bobines d'allumage, tores et ferrites magnétiques, résistances film, résistances haute tension, réseaux résistifs; condensateurs électrolytiques, céramique, bobinés ou tantale; détecteurs de proximité, déflecteurs, ponts de diodes, circuits couche épaisse et couche mince, diodes de jonction, amplificateurs, relais, etc. ...

Appelez-nous, faites-nous connaître vos propres spécifications, nous serons très heureux de vous conseiller.

Ensuite, ensemble, nous formulerons votre système époxy HYSOL afin qu'il soit réellement adapté à vos besoins ... Du véritablement „taillé sur mesure" ...



buschke marketing, münchen

DEXTER HYSOL
69, Rue des Rigoles
F-75020 Paris
FRANCE
Téléphone: (1) 3664705
Télex: 220654

Récepteur de test : demandez le programme !

Poursuivant son effort dans le domaine de l'instrumentation orientée « Télécommunications », Rohde et Schwarz a mis sur le marché un modèle baptisé « ESVP », qui est un récepteur de test programmable de haute précision.

Quelques appareils de la gamme Rohde et Schwarz. Au premier plan, le récepteur de test « ESVP ».

Un appareil polyvalent...

Cet appareil effectue également les opérations suivantes : démodulation AM double et simple bande, modulation d'impulsion, signaux FM ainsi que mesures sur les signaux large bande et bande étroite dans la gamme de fréquence 20 à 1 300 MHz. Avec ce nouveau récepteur, **Rohde et Schwarz** complète sa gamme de récepteurs manuels et automatiques et propose maintenant un ensemble de 9 kHz à 1 300 MHz.

Des mesures de très haute précision peuvent être réalisées grâce à la grande capacité de surcharge et l'excellente dynamique de mesure de l'ESVP (figure de bruit 8 dB, IP 3e ordre + 20 dBm). L'erreur de mesure, < 1 dB, confère à cet appareil une bonne place sur le marché de la mesure de champs, mesure d'interférences (CISPR, FCC, CCIR, MIL...) ainsi que mesure sélective de niveaux en laboratoire et sur le terrain. La dynamique de mesure est de -20 à $+137$ dBpr. Tous les oscillateurs sont synthétisés, offrant ainsi une grande stabilité de fréquence. Un grand choix d'antennes est proposé avec ce récepteur, et le pilotage par un contrôleur de procédés le rend apte à toutes les applications en surveillance de fréquence, monitoring, occupation de bande, ainsi qu'à l'analyse des propagations radioélectriques.

... mais simple d'emploi

Le panneau avant de ce récepteur est extrêmement clair, toutes les commandes étant regroupées par fonction. Tous les réglages sont signalés par LED. La fréquence de réception peut être ajustée avec une résolution de 1 kHz ou 100 Hz en BLU au moyen d'un bouton rotatif, d'un clavier, ou avec n'importe quel pas dans sa fonction vobulation. Le résultat de mesure avec l'unité correspondante est visualisé sur un afficheur LED 15 digits. Une mémoire C-MOS, protégée par batterie, permet un stockage de l'appareil et une immobilisation sans perte des informations, ainsi que toutes les corrections de réponse en fréquence, bande FI et détecteurs. Une précision optimum est donc atteinte même en mode automatique à une grande vitesse de mesure. L'appareil est entièrement programmable en IEC et peut donc s'intègrer sans difficulté dans un système automatique.

Rohde et Schwarz
Tél. : (1) 687.25.06
Tx : 204 477

Les « plus-qu'oscilloscopes » de Tektronix

Les ensembles électroniques actuels utilisent des composants de plus en plus rapides et des circuits logiques de plus en plus sophistiqués.

La configuration typique d'une chaîne de mesure groupe un compteur-fréquencemètre, un multimètre, un oscilloscope dialoguant via un bus IEEE avec un calculateur.

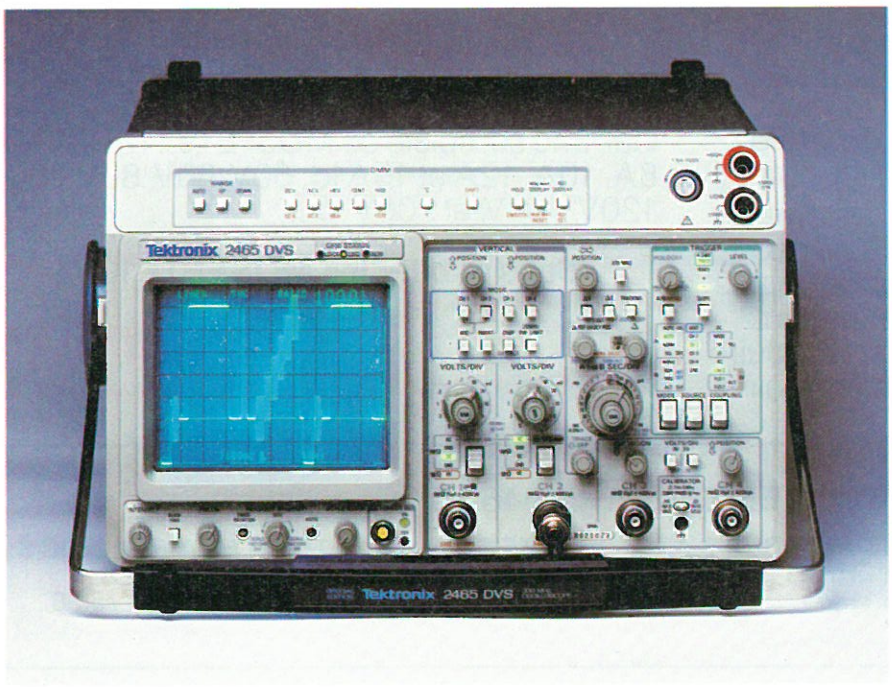
D'où : mise en œuvre complexe, erreurs de manipulations, coût d'ensemble élevé.

Et si l'on repensait l'oscilloscope comme un système de mesure ? Tektronix l'a tenté.

Trois « compacts » issus de la série « 2400 »

Le « 2465 DVS » est le plus performant. Entièrement programmable, il comprend un compteur-fréquencemètre-intervallomètre avec des déclenchements booléens, par reconnaisseur de mots, sur signaux vidéo, ainsi qu'un multimètre à sélection de gamme automatique. Le « 2465 DMS » regroupe toutes les fonctions du DVS à l'exception des mesures télévision.

Le « 2465 CTS », comportant le compteur-fréquencemètre-intervallomètre avec reconnaisseur de mot, est particulièrement destiné aux utilisateurs effectuant des mesures précises de temps et de fréquence.



Une caractéristique originale

Le compteur-intervallomètre-fréquencemètre à déclenchement booléen et par reconnaisseur de mots, incorporé dans les trois ensembles de mesure, possède une précision de 0,001 % et des possibilités de déclenchement exceptionnelles : déclenchement à la reconnaissance de mots de 17 bits, par retard d'événement et sur combinaison booléenne d'événements.

Applications

Chaque nouvel ensemble de mesure est adapté à une grande variété d'applications.

Par exemple, le « 2465 DVS » convient à de nombreuses applications en vidéo haute résolution ou en imagerie.

Le « 2465 CTS » intéresse les domaines de l'informatique ou micro-informatique, aussi bien en recherche et développement qu'en fabrication et en maintenance. Il convient également à d'autres applications numériques telles que les télécommunications et la bureautique.

Le « 2465 DMS » s'adapte particulièrement à l'évaluation de composants ou circuits intégrés dans des systèmes de mesure semi-automatiques.

Tektronix
Z.I. de Courtabœuf
BP 13
91941 Les Ulis Cedex
Tél. : (6) 907.78.27
Tx : 690 332

VIE PROFESSIONNELLE

Création de Newtek

Le but de cette jeune société, dirigée par Claude Roule et qui souhaite grouper dans un an une équipe de 5 à 6 personnes, est de distribuer et de représenter en exclusivité de petites sociétés américaines nouvellement opérationnelles (« start-up companies »), fabriquant des produits sophistiqués à diffusion limitée. La première d'entre elles est **Cypress Semiconductor.** Cette firme californienne, créée en 1983, s'est vouée aux applications hautes performances de la technologie C.MOS en structure 1,2 micron ; très automatisée, la production actuelle est de 2 000 plaquettes par mois en 5 pouces (le « 6 pouces » est prévu pour 1985). Il s'agit de RAM statiques C.MOS, équivalents broche à broche de composants standards N-MOS et bipolaires, dont les temps d'accès sont compris entre 15 et 35 ns ; de PROM C.MOS 8 bits, de PROM à registre (35 à 55 ns) ; de circuits PAL très faible consommation (la moitié du bipolaire) ; enfin de circuits logiques FIFO 15 MHz.

Newtek
18, rue du Morvan
SILIC 531
94633 Rungis Cedex
Tél. : (1) 687.60.25
Tx : 203 936

Allen Bradley « décentralise »...

Pour faire face au développement des nouvelles lignes de produits de sa division composants : diodes, transistors et darlingtons de puissance, ainsi que des circuits hybrides, **Allen Bradley** décentralise ses départements.

La division composants double la surface de ses bureaux. Sa nouvelle adresse est la suivante :

23, avenue du Général-Leclerc
92340 Bourg-la-Reine
Tél. : (1) 547.60.06
Tx : 205 465

Accords Azur-Orchid

Azur Technology a signé un contrat de distribution avec **Orchid Technology,** société américaine créée en 1982 dans le but de fabriquer un réseau local intégré et économique pour l'**IBM** PC : le « PC Net ».

Ce dernier permet de partager localement ou à distance des ressources entre plusieurs utilisateurs – notamment des périphériques de coût élevé tels que disque dur, imprimantes, traceur incrémentiels, modems, etc.

Azur Technology
19, rue Paul-Déroulède
92600 Asnières
Tél. : (1) 791.27.10
Tx : 620 702

Kontron représente Micronetics et distribue Phase Devices

Kontron Electronique vient de signer un accord de représentation avec **Micronetics** pour la commercialisation en France de l'ensemble des composants hyperfréquences fabriqués par la firme américaine.

Les produits **Micronetics** se répartissent en quatre domaines :

– Diodes audiofréquences VHF-UHF. Générateurs de bruit blanc et diodes « de bruit » en boîtier DO7 fonctionnant jusqu'à 12,4 GHz.

– Sources de bruit de référence coaxiales 50 Ω ou en guide d'ondes, dans les standards de guide WR 62 (12,4-18 GHz) à WR 22 (33 à 50 GHz), excès de bruit 15,5 dB à 25 dB ± 0,5 dB.

– Générateurs de bruit programmables I.E.E.E. 488 de 10 Hz à 1 GHz.

– Autres produits : relais électromagnétiques 2 voies, DC 18 GHz et de transfert ; connecteurs SMA compatible T.T.L. ; commutateurs en guides d'ondes et charges de forte puissance.

Par ailleurs, aux termes d'un accord de distribution signé avec le constructeur anglais **Phase Devices, Kontron Electronique** annonce la commercialisation de filtres hyperfréquences coaxiaux ou en guide d'ondes, de 500 MHz à 26,5 GHz.

Ces filtres utilisent une réponse « Chebyshef » ou « Zolotarev » suivant les modèles. Leur construction est en aluminium, cuivre ou laiton.

Kontron Electronique
6, rue des Frères-Caudron
B.P. 99
78140 Vélizy-Villacoublay
Tél. : (3) 946.97.22
Tx : 695 672

VIE PROFESSIONNELLE

Almex joue la carte de la « régionalisation »

Almex poursuit l'extension de son réseau en province. Après l'ouverture réussie en 1983 de l'agence de Lyon, implantée à Dardilly : (Norly 2, route des Peupliers, 69570 Dardilly. Tél. : (7) 866.00.66. Télex : 375 187), **Almex** a ouvert cette année deux nouvelles agences, l'une à Rennes (immeuble « Armorique », 171, rue de Vern, 35022 Rennes. Tél. : (99) 51.66.16. Télex : 741 034), l'autre à Toulouse (Centreda, avenue Didier-Daurat, 31700 Blagnac. Tél. : (61) 71.11.22).

Une quatrième est prévue à Bordeaux avant la fin de cette année. Rappelons qu'il s'agit de « bureaux électroniques » équipés de terminaux reliés par système Transpac au siège d'Antony et bénéficiant de toutes les ressources informatiques d'**Almex**. Entre autre, la mise à disposition d'un stock valable en tout point de l'hexagone.

Almex
48, rue de l'Aubépine
Zone Industrielle
92160 Antony
Tél. : (1) 666.21.12
Tx : 250 067

Manudax s'agrandit

La société **Manudax** vient de s'installer dans des locaux de 1 000 m² situés : 60, rue de Wattignies, 75012 Paris. Tél. : (1) 342.20.50. Télex : 213 005.

Rappelons que **Manudax** est spécialisée dans la distribution de composants électroniques et de produits micro-informatique, notamment les cartes double Europe Bus/VME **Eltec**, les lecteurs-enregistreurs et floppies 5''1/2 **Philips** et, qu'elle fabrique également certains produits complémentaires à ces représentations (lecteurs-enregistreurs Elpa/Elsa).

Nouvelle distribution pour Orbitec

Orbitec annonce un accord de distribution avec la société **Varitronix**. Cette société est spécialisée en optoélectronique dans le domaine de l'affichage à cristaux liquides.

Orbitec va ainsi disposer, au-delà de la gamme traditionnelle des cristaux liquides, d'afficheurs à polarisateurs, réflectifs, transflectifs, transmissifs, colorés en rouge, bleu, vert, jaune et doré. Ces afficheurs peuvent recevoir des connecteurs de type élastomères, « clipsables » ou encore avec broches fixées sur l'afficheur.

Orbitec offre également des afficheurs « intelligents », depuis une ligne de 16 caractères jusqu'à 4 lignes de 40 caractères avec la possibilité d'avoir un éclairage arrière par « fluo plat ».

Tous ces afficheurs sont proposés dans une gamme de température allant de – 30° à + 84° suivant l'option choisie. Ils offrent, par ailleurs, un contraste de rapport 1/20 et selon le fluide utilisé ; le temps de réponse peut atteindre 50 ms.

Orbitec est également en mesure de réaliser des afficheurs à la demande, suivant un cahier des charges.

Orbitec
30-32, rue Calmels Prolongée
75018 Paris
Tél. : (1) 258.15.10
Tx : 641 356

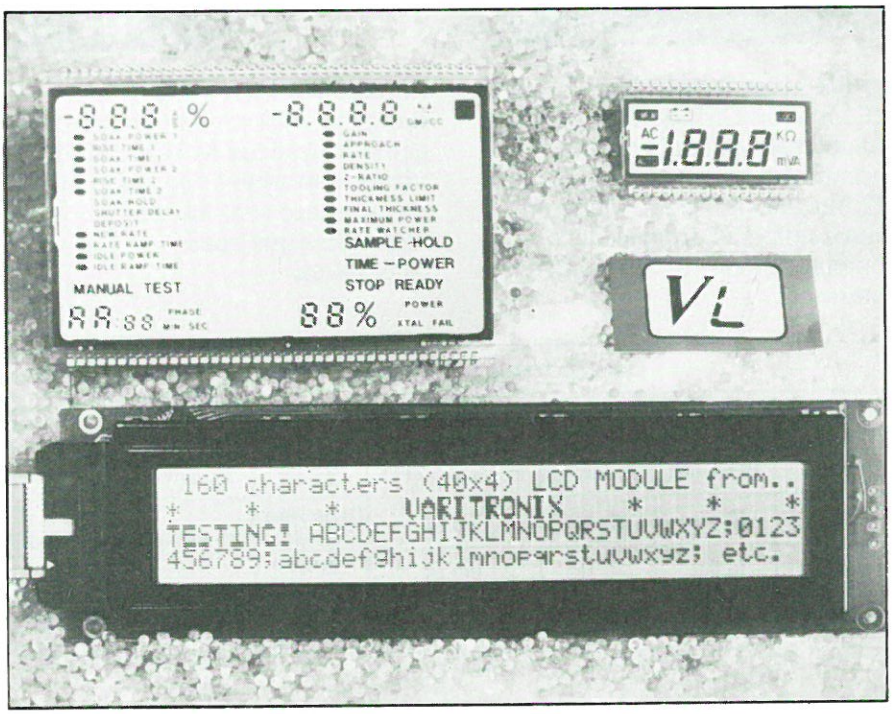
Léanord s'implante à Nantes

C'est Bernard Prigent qui est responsable de cette nouvelle agence **Léanord** située à Nantes :

« Iso Bureaux »
1, rue Julien-Videment
44200 Nantes
Tél. : (40) 48.09.44
Tx : 710 129

Cette installation s'inscrit dans la politique de développement permanent du réseau de distribution **Léanord**.

Léanord
236, rue Sadi-Carnot
59320 Haubourdin
Tél. : (20) 44.74.74
Tx : 810 910



VIE PROFESSIONNELLE

Un « bureau de liaison » pour Fujitsu

Le groupe japonais **Fujitsu** est implanté en Europe de l'Ouest au moyen de sa filiale allemande : **Fujitsu Mikroelektronik.** Celle-ci, souhaitant accentuer son action sur le marché français, a créé une « antenne », dont la raison sociale est : **Fujitsu Mikroelektronik – bureau de liaison,** placée sous la responsabilité de Ch. Moula.

Ce bureau a pour mission de promouvoir certaines lignes de produits jugées importantes pour l'avenir : mémoires (C-MOS 256 Ko, PROM, 64 Ko C-MOS 8 × 8...), mémoires à bulles (256 Ko en structure 3 μm, 1 M-bit en 1,9 μm), circuits prédiffusés (jusqu'à 8000 portes C-MOS).

Précisons que **ERN,** distributeur « traditionnel » de **Fujitsu,** garde cette activité dans le cadre de la clientèle qui est la sienne.

Fujitsu Mikroelektronik
Bureau de liaison
Tour Rosny II
93118 Rosny-sous-Bois Cedex
Tél. : (1) 855.16.46
Tx : 231 684

Locamesure en Suisse

Dans le cadre de son développement sur le marché européen de la location d'équipements électroniques et de systèmes informatiques, **Locamesure** vient de procéder, avec le support du groupe anglais **Energy Services and Electronics,** à la mise en place en Suisse d'une société-sœur : **Mesarent AG.**

Basée près de Zurich et couvrant tout le territoire helvétique, **Mesarent** offre, dès à présent, un catalogue de matériels à louer quasi similaire à celui de **Locamesure,** que ce soit en instrumentation générale, analyse logique ou en systèmes de développement, calculateurs et périphériques, télécommunications...

L'adresse de **Mesarent AG** est la suivante :

Oberneuhofstrasse 3, CH-6340 Baar ; tél. : (042) 31.69.22.

Locamesure
8, rue de l'Estérel, Silic 456
94593 Rungis Cedex
Tél. : (1) 687.33.38 (nouveau numéro)
Tx : 202 145

Souriau : du nouveau en distribution

Il s'agit tout d'abord du renforcement de la structure de diffusion des produits **Souriau,** avec la désignation de **Celdis** comme distributeur des produits de « connectique » large utilisation de la firme.

Cela concerne les connecteurs rectangulaires « SUB D » de circuits imprimés pour câbles plats « 8613 », les « DIP » et « PCB », ainsi que la gamme « 8609 ».

Ces matériels sont largement utilisés dans les équipements des marchés : informatique, téléphonie, télécommunication, etc.

D'autre part, **Souriau,** par l'intermédiaire de sa division Europelec, vient de prendre la représentation en France de la société **Densitron.**

Cette société, d'origine japonaise, commercialise tous types d'afficheurs : plasma, LCD, LED, diodes LED, ainsi que des claviers pour toutes applications.

Cette nouvelle représentation remplacera, chez **Europelec,** la carte **IEE** que **Souriau** abandonne d'un commun accord avec la firme californienne.

Souriau
13, rue Gallieni, BP 410
92103 Boulogne-Billancourt Cedex
Tél. : (1) 609.92.00
Tx : 250 918

Cado égale Contel

Par suite du développement des activités de **Contel (Continental Telecom)** en Europe dans le domaine de l'informatique, une nouvelle raison sociale de différentes filiales vient de prendre effet, couvrant des marques du groupe représentées comme **Cado Systems, Codata, Contel.**

Ainsi, **Cado Systems France** devient **Contel Computer Systems France.**

Rappelons que sur le marché français sont diffusés, via un réseau de distributeurs, les « micros » multitâches/multi-utilisateurs **Cado** CAT III et Tiger ATS 16, 32 et 64, ainsi que les micro-ordinateurs **Codata** 3300 et 3400 (marché OEM technique et de gestion). Le siège social de la filiale française demeure inchangé : 7, rue Le-Corbusier, Silic 266, 94578 Rungis Cedex. Tél. : (1) 687.35.04.

I.C.I. construit une nouvelle usine

Orientée vers les circuits intégrés et hybrides aux spécifications sévères et aux applications sophistiquées, **I.C.I.** (Integrated Circuits Inc.) implante une usine de 4 000 m^2, dont 1 000 m^2 en salles blanches, dans l'état de Washington (U.S.A.). Exemple du savoir-faire de la société – distribuée en France par **Microel** : un convertisseur DC-DC « militaire » délivrant, en partant d'une tension de 16 à 40 V, 5 V sous 3 A de – 55 à + 85 °C.

Microel
Avenue du Parana, BP 3
ZA Courtabœuf
91941 Les Ulis Cedex
Tél. : (6) 907.08.24
Tx : 692 493

MHS : la mémoire du

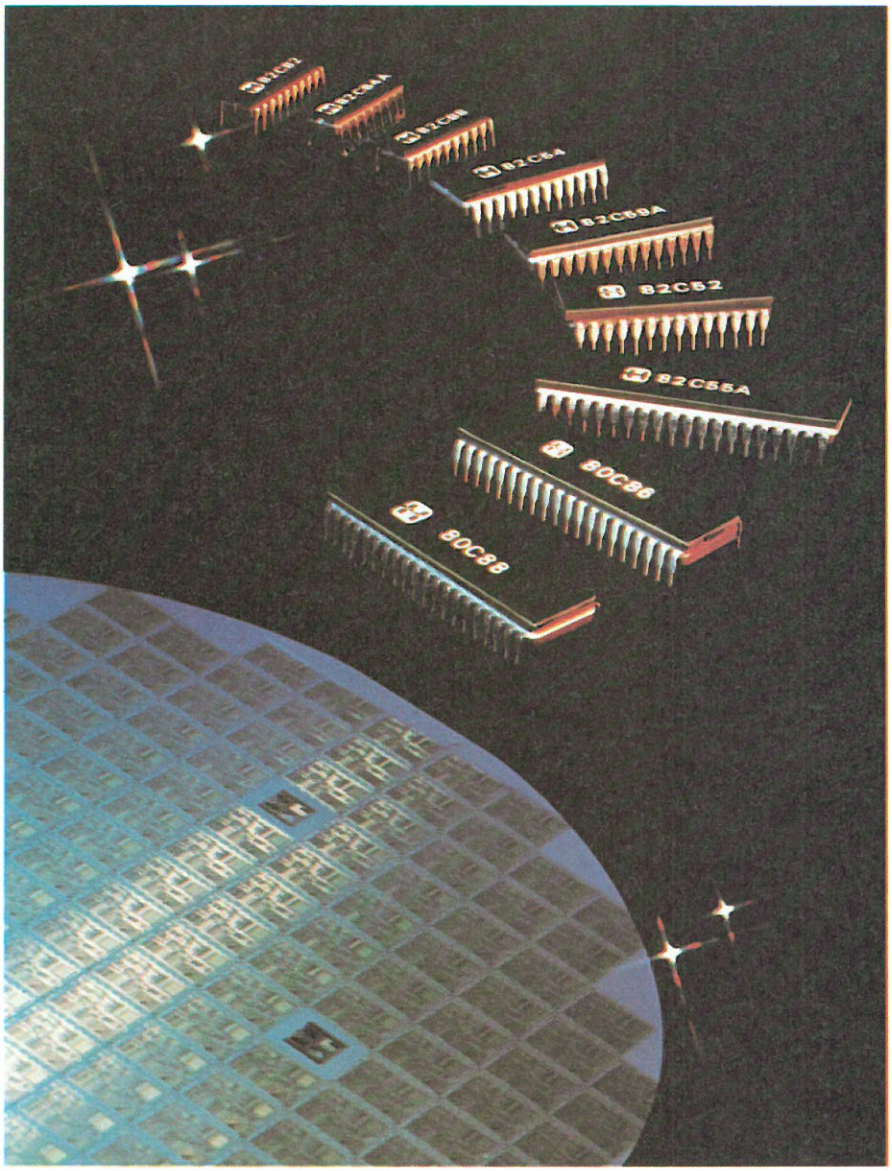
Microprocesseurs, mémoires statiques, circuits « semi-custom » : tels sont les cartes maîtresses de la stratégie 1984-1988 de Matra-Harris Semiconducteurs. Avec une priorité marquée pour la technologie C-MOS, « clé du VLSI ».

Retour à l'équilibre

L'« équilibre retrouvé » après les difficultés que l'on sait, tel est le message que *MHS* souhaite donner. Equilibre financier, en effet, atteint en 1984, grâce à un « ballon d'oxygène » consenti par les actionnaires (*Harris* a participé pour 50 %, comme *Matra*) et à l'abandon de certaines créances, ce qui permettra de dégager un résultat positif. Un taux d'autofinancement de plus de 50 % sur les ressources ne semble pas utopique dans les temps à venir.

A la fin de 1984, la production en volume de *MHS* aura, en un an, été multipliée par 2,5 fois. Cela étant, il a fallu faire des choix car, comme l'exprime G. Dumas, P.-D.G. de *MHS*, « nous sommes une société de créneaux, seule stratégie possible pour une société européenne ».

Quels sont ces choix ?



Harris : un important apport technologique.

Les RAM statiques...

... sont, par rapport à l'encombrement du marché des DRAM, un axe prioritaire de *MHS*. Basée sur une technologie C-MOS avancée (vitesse équivalente au N-MOS et au bipolaire, faible consommation, immunité aux rayonnements), la gamme vise les marchés où la haute fiabilité est impérative. Il s'agit de produits monolithiques 1 Ko à 64 Ko par 1,4 et 8 Ko, de modules de densités 64 K à 1 M-bit.

Les « micros »

Deux partenaires techniques de première grandeur : *Intel* et *Harris*, servent les ambitions de *MHS*, qui est seconde source d'une sélection de microprocesseurs et microcontrôleurs H-MOS *Intel* avant remplacement par des équivalents C-MOS, seconde source aussi de « micros » et périphériques C-MOS *Harris* (8088, 80C88). *MHS* proposera fin 1985 le 80C51.

Le « semi-custom »

MHS souhaite prendre la tête du peloton des fournisseurs européens de prédiffusés. Cheval de bataille : un réseau de 5 000 portes en structure 1,6 µm, qui est sur le point d'être disponible...

L'argument de *MHS* : la souplesse de 4 approches de conception différentes, 5 centres de conception dont 4 en Europe, enfin le délai : 4 semaines entre le cahier des charges « mis en forme » et la livraison d'échantillons testés. C'est le service rendu au client qui sera décisif.

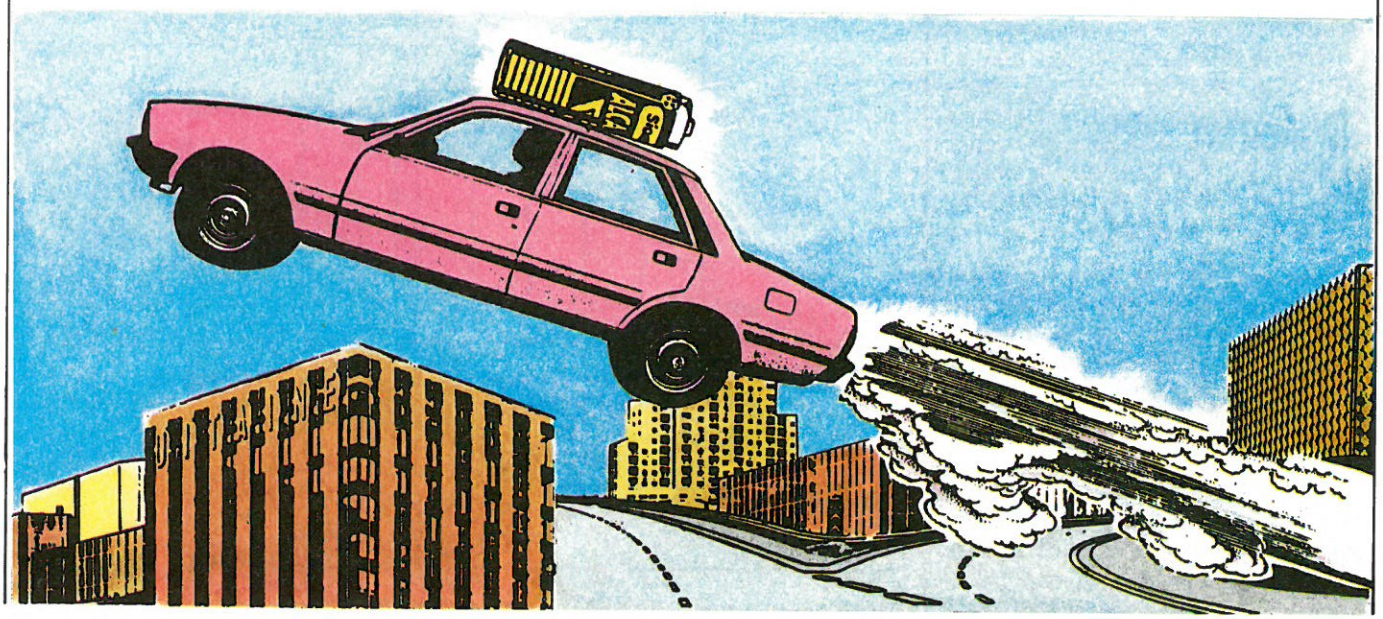
Réalisation

Un chargeur de batteries automatique

La littérature technique n'est pas avare de descriptions de chargeurs automatiques. Il n'est toutefois pas toujours aisé de trouver, parmi de multiples schémas, celui qui convient à l'application envisagée. C'est pourquoi l'auteur a repris cette question à la base, pour concevoir et réaliser un matériel inédit.

Ce chargeur est prévu pour des batteries classiques au plomb telles qu'on les rencontre en électricité automobile. Il est étudié pour une seule tension : 12 V, et il doit pouvoir être mis entre toutes les mains sans risque pour lui-même ou pour la batterie sur laquelle il sera connecté.

Mais, avant de passer à la description de ce chargeur, nous pensons qu'il est nécessaire de préciser les conditions de charge des accumulateurs au plomb, qui sont souvent très mal connues.



OPHELIE

Charge des batteries au plomb

Charger une batterie, c'est lui restituer l'énergie qu'elle a perdue, et pour ce faire deux techniques peuvent être utilisées :

– **Charge à tension constante :** les avantages sont bien connus ; on a une récupération très rapide de la capacité et un courant final faible, mais la puissance de la source doit être élevée si l'on veut bénéficier de la récupération rapide. Dans le cas d'une batterie très déchargée, le courant de départ peut être préjudiciable à la durée de celle-ci.

– **Charge à courant constant :** la puissance de la source est bien utilisée et l'énergie emmagasinée dans la batterie facilement connue puisque celle-ci est rigoureusement proportionnelle au temps.

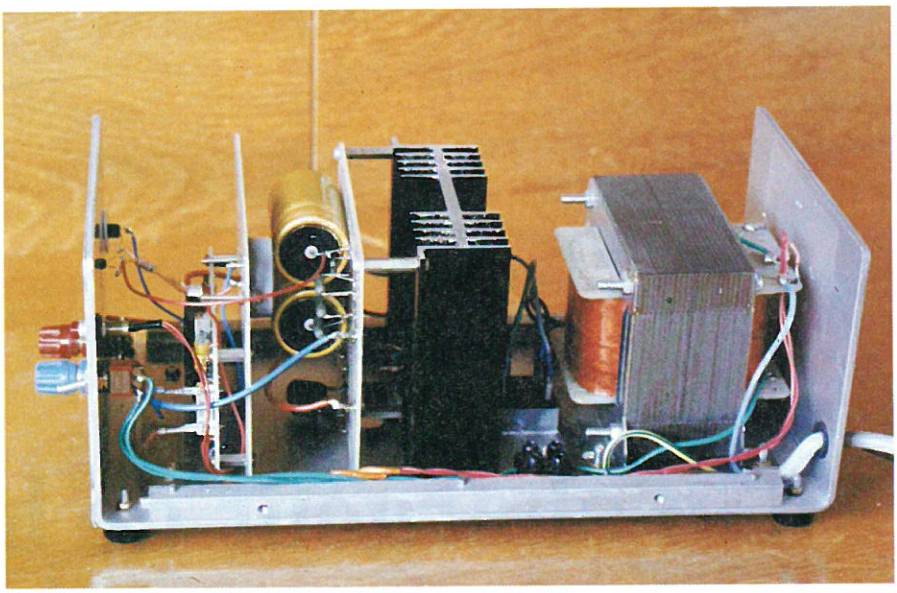
Il faut noter toutefois que le temps de charge est plus long que dans le système précédent.

Souvent, ces deux systèmes sont associés, et l'on trouve des charges à tension constante avec débit limité, palier d'intensité, etc. Le régime de charge est important et, dans le cas d'un appareil simple, la charge à intensité constante nous paraît la plus intéressante, sachant que le rendement est d'autant meilleur que l'intensité est plus faible.

La **figure 1** nous montre la courbe de la tension aux bornes d'un élément de 100 Ah chargé à courant constant à 0,15 C (c'est-à-dire, dans ce cas, à 15 ampères). Nous voyons que la charge est d'environ 80 % lorsque la tension atteint 2,35 V. Si l'intensité est double, la charge n'est plus que de 75 % **(fig. 2)**. Par contre, le même élément chargé à 0,05 C, c'est-à-dire à 5 A, dont la charge va durer 20 heures, atteindra 2,35 V vers la dernière heure et la charge sera de 95 %. Le rendement est donc excellent.

Ces deux figures nous montrent également que dès que l'on dépasse la tension de 2,35 V, qui correspond d'ailleurs au bouillonnement, la tension croît très rapidement, et que passé ce seuil il faut réduire la charge, voire la supprimer.

En effet, il faut savoir que l'excès de courant qui produit les gaz abîme les plaques sans les charger. Dans le cas de la charge à courant constant en régime de sécurité, la charge est suffisante et il faut tout simplement prévoir un dispositif qui arrête la charge dès que la tension critique est atteinte.



Le chargeur est monté en coffret « double U ».

Rappelons que le régime de sécurité (que les constructeurs appellent aussi régime de fin de charge) ne devrait jamais dépasser (en ampères) le dixième de la capacité nominale. Soit, pour une batterie de 40 Ah, un courant de 4 A.

Pour en terminer avec la charge des batteries, signalons une charge particulière : la charge de désulfatation. Elle s'effectue à 0,05 C et peut redonner vie à une batterie qui est sulfatée. Cette maladie est due soit à une décharge trop poussée, soit à une insuffisance de charge.

Elle peut également apparaître si la batterie est laissée trop longtemps sans entretien.

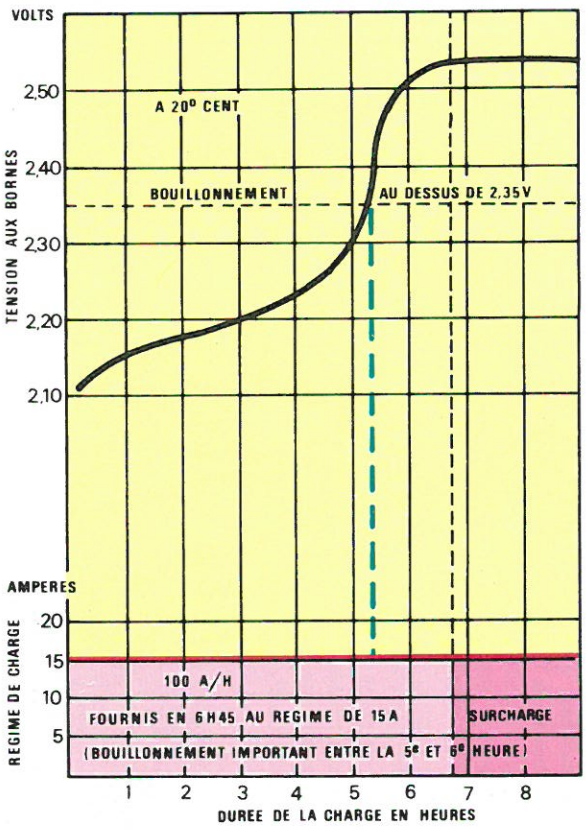


Fig. 1.

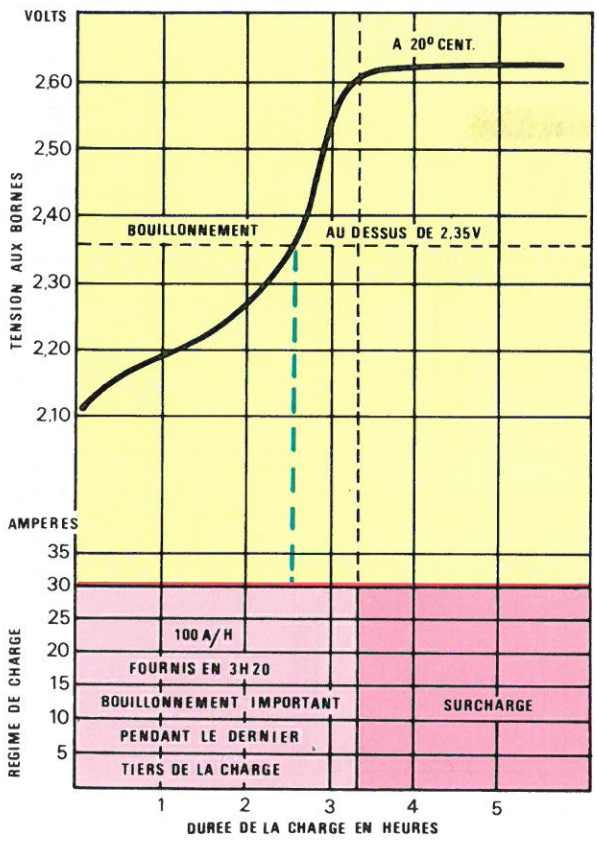


Fig. 2.

Les caractéristiques du chargeur décrit ici seront ainsi les suivantes :

– Accumulateur 12 V/40 Ah.

– Courant de charge constant 4 A.

– Arrêt de charge à 14,4 V (avec reprise à 12,4 V).

– Protection contre les inversions de polarités.

– Avertisseur d'inversion.

– Alimentation 220 V, 50 Hz.

Nous avons donc deux blocs principaux :

– le générateur de charge à courant constant,

– le dispositif d'arrêt.

Le générateur de charge à courant constant

Nous avons utilisé un circuit intégré *S.G.S.*, le L200, monté en régulateur de courant. Nous y avons adjoint un transistor de puissance permettant d'obtenir les 4 A désirés. Ce circuit a l'avantage d'être accessible côté résistance de limitation et permet de ce fait de fixer avec précision l'intensité du courant débité. Si nous voulons que notre montage soit insensible aux variations du secteur (± 10 %), nous devons partir d'une tension suffisamment élevée, ce qui nécessite un dissipateur pour le circuit intégré et le transistor ballast. Les mesures effectuées sur la maquette montrent que pour – 10 % de variation du secteur la variation du courant de sortie est inférieure à – 0,25 %. La **figure 3** donne le schéma de principe du générateur de courant ; la partie à l'intérieur du pointillé correspond au circuit imprimé qui est fixé sur le dissipateur, alors que le L200 est couplé thermiquement à celui-ci par l'intermédiaire d'une épaisse équerre en aluminium. La résistance R_{SC}, d'environ 0,1 Ω, est constituée de quatre résistances en parallèle ; en jouant sur leurs valeurs on peut ajuster avec précision le courant de charge. La **figure 4** donne le plan d'implantation du circuit imprimé ainsi que le dessin de la partie cuivrée. Le câblage a été réalisé côté cuivre afin de rendre plus facile l'ajustage de R_{SC}. Une diode électroluminescente fixée sur la face avant du chargeur est branchée entre la tension d'entrée et de sortie du régulateur de courant. Elle permet de mettre en évidence le débit du générateur. En effet, si le générateur ne débite pas, la tension entrée/sortie est faible : 26,1 – 25,4 = 0,7 V. Par contre, dès que le générateur fournit les 4 A, nous obtenons une tension minimale de 21 – 14,4 = 6,6 V.

L'appareil, tel qu'il se présente une fois terminé.

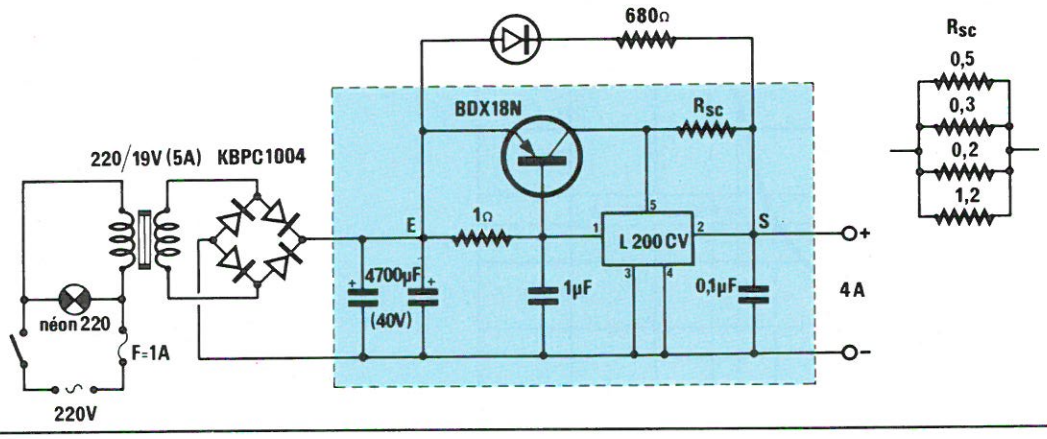


Fig. 3.

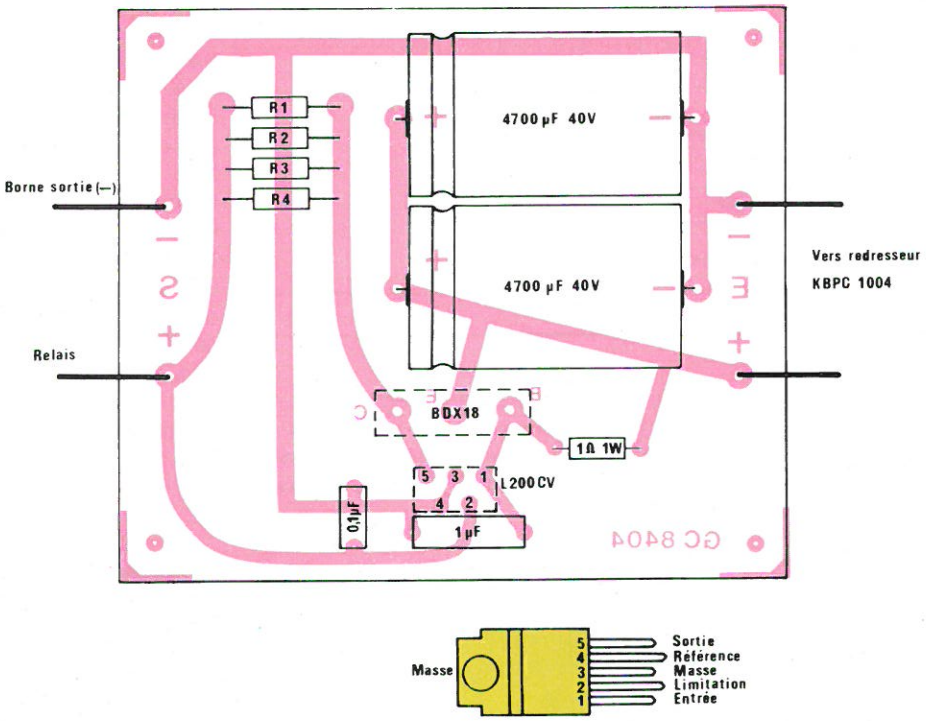


Fig. 4. – Circuit imprimé du générateur de courant représenté à l'échelle 0,75.

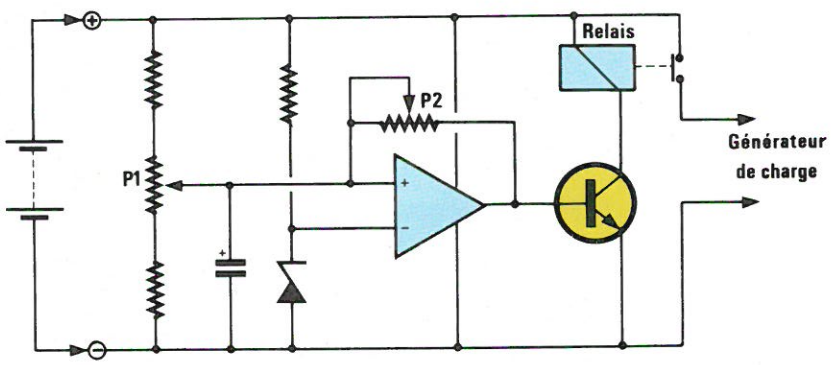


Fig. 5.

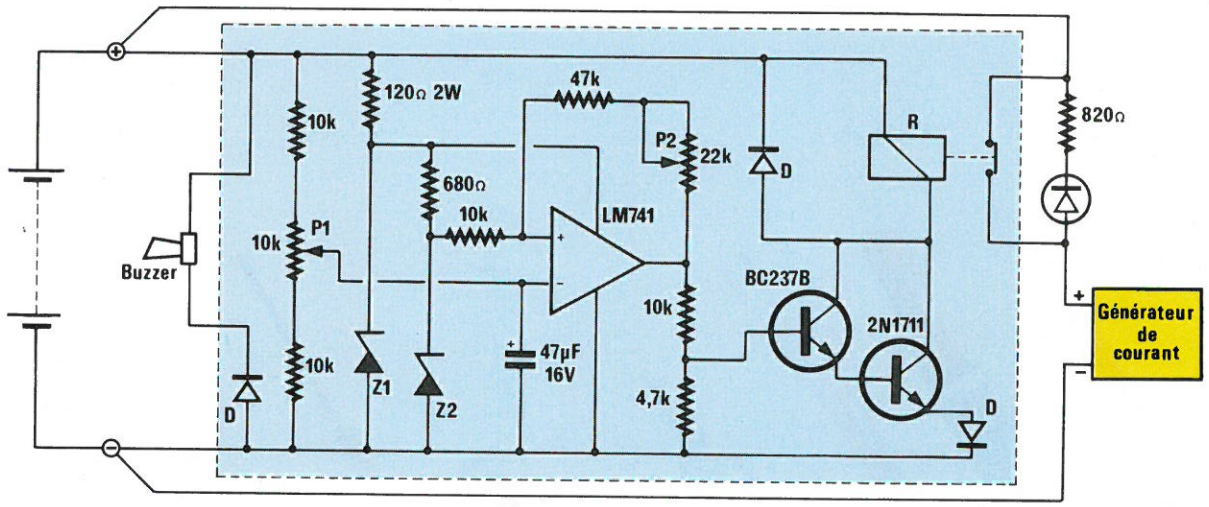


Fig. 6.

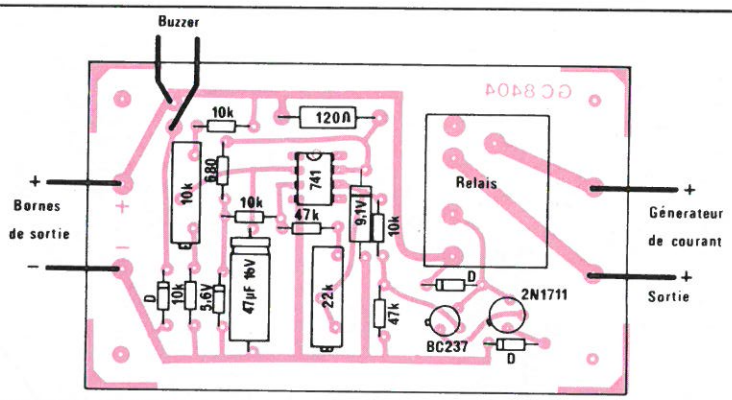


Fig. 7. – Circuit imprimé d'arrêt de charge représenté à l'échelle 0,75.

Dispositif d'arrêt de charge

Le montage que l'on rencontre le plus souvent utilise un amplificateur opérationnel **(fig. 5)** monté en comparateur avec hystérésis qui commande un transistor dans le collecteur duquel se trouve un relais. C'est en somme une bascule de *Schmitt* et l'hystérésis que procure ce montage évite qu'à la moindre baisse de tension le dispositif ne reconnecte le générateur de charge. La tension limite a été fixée à 14,4 V et la reprise de la charge ne s'effectue que si la tension tombe en dessous de 12,4 V.

Ce montage, qui fonctionne parfaitement, a cependant plusieurs défauts :

– Si l'on connecte l'alimentation du chargeur avant d'avoir branché l'accumulateur, le montage se trouve auto-alimenté et le relais va successivement s'ouvrir et se fermer à une cadence telle que celui-ci ne résistera que très peu de temps. Lors de nos essais, le relais a été rendu inutilisable dès la mise sous tension.

– Si l'on inverse par mégarde les bornes de l'accumulateur, le montage est alimenté en négatif, ce qui ne plaît ni aux semi-conducteurs ni au condensateur électrochimique. Nous en avons fait la triste expérience.

Nous proposons donc le montage de la **figure 6**, où le relais ne se ferme que si l'accumulateur est connecté (dans le bon sens) et si la tension est inférieure à 12,4 V.

Nous voyons que l'amplificateur opérationnel est alimenté par une Zener de 9,1 V. C'est à partir de cette tension que la tension de référence du comparateur est obtenue. Cela représente un double avantage : la tension de référence est plus stable et, en cas d'inversion des bornes de la batterie, la diode Zener de 9,1 V est conductrice dans le sens direct et la tension à ses bornes est réduite à la tension de seuil d'une diode au silicium, c'est-à-dire 0,6 à 0,7 V. Le 741, alimenté par cette faible tension négative, ne risque rien. Mais il faut que la résistance ballast de la Zener soit suffisamment dimensionnée pour supporter le courant direct (2 W). Une diode au silicium (1N645), placée en série avec l'émetteur du transistor de commande du relais, complète la protection du montage. Nous avons adjoint un « buzzer » aux bornes de notre montage afin d'avertir l'utilisateur de l'inversion des bornes de la batterie. Notons enfin la présence d'une diode électroluminescente qui s'allume dès que le relais décolle et indique la fin de charge. La **figure 7** donne le circuit imprimé ainsi que l'implantation du montage. P_1 sert au réglage de la tension de déclenchement du comparateur et P_2 en règle l'hystérésis.

La meilleure façon de calibrer ce circuit est d'utiliser une alimentation régulée que l'on règlera d'abord sur 14,4 V. P_1 sera ajusté pour couper le relais à cette tension. P_2 étant à mi-course, on abaisse alors la tension de l'alimention jusqu'à ce que le relais soit excité. Si le relais s'enclenche à 12,4 V, tout est parfait, le réglage est terminé. Dans le cas contraire, il faut diminuer la valeur de P_2 si le relais s'enclenche au-dessous de cette tension, et l'augmenter s'il s'enclenche au-dessus. Ne pas oublier de réajuster P_1 dès que l'on retouche P_2, car les deux réglages ne sont pas indépendants.

Pour ceux qui seraient tentés par les « charges de désulfatation », il suffirait d'ajouter en façade un inverseur permettant d'augmenter R_{SC} et de passer ainsi à 0,05 C, soit 2 A ($R_{SC} = 0,45/I_s$).

G. Chevalier

Médical

La surdité : ses causes et ses remèdes

(troisième partie)

Cette dernière partie consacrée à l'étude de la surdité, et des remèdes que l'électronique peut proposer au médecin, envisage concrètement les différents types de prothèses aujourd'hui disponibles, y compris l'« implant cochléaire », concept tout nouveau et encore peu connu. Un paragraphe particulier est en outre consacré au cas de la surdité chez les nouveau-nés.

Enfin, une annexe importante dégage les points fondamentaux, déontologiques et juridiques, de l'audioprothésie.

La miniaturisation

La miniaturisation vise deux buts : une meilleure logeabilité de la prothèse en son lieu d'implantation et une consommation énergétique plus réduite des circuits d'où, par conséquent, une miniaturisation des sources d'énergie.

Les circuits, qui occupent une place non négligeable, peuvent être réalisés selon diverses techniques. Les *circuits prédiffusés* possèdent au préalable un certain nombre d'éléments non connectés. Pour réaliser la fonction souhaitée, il suffira d'effectuer les connexions, soit manuellement, soit par ordinateur. Ils répondent très bien aux critères de dimensions et de consommation et se prêtent assez bien aux séries de moyenne importance. Les *circuits précaractérisés* offrent une puce n'ayant subi que les premières diffusions élémentaires. La réalisation des fonctions souhaitées s'effectue au moyen de la CAO (Conception Assi-

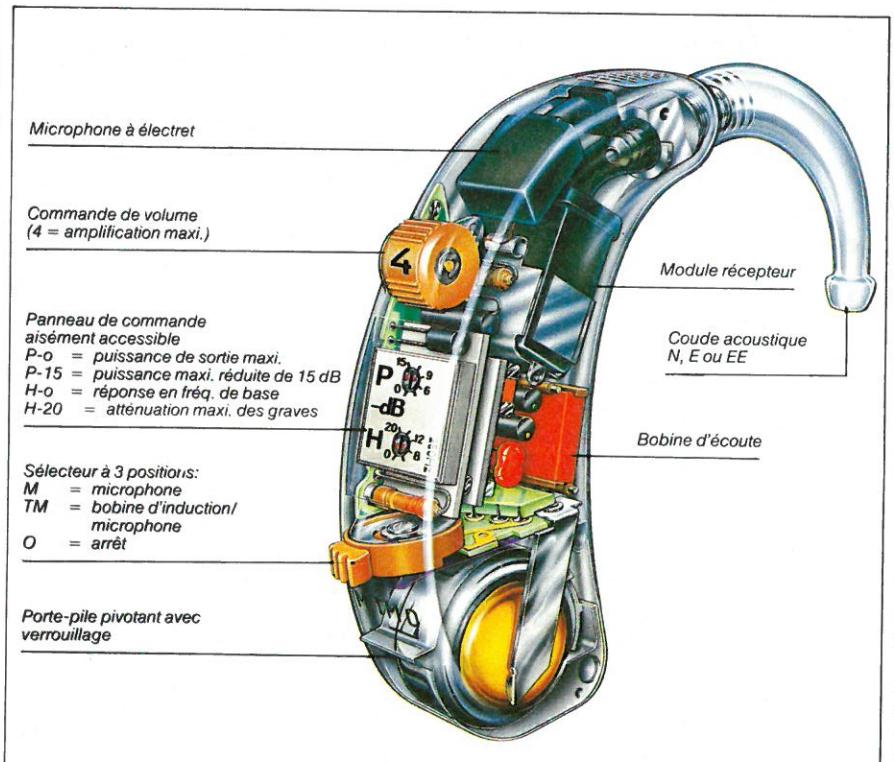


Fig. 28. – Le contour d'oreille AD 446 de Philips.

tée par Ordinateur) en partant de fonctions standard contenues dans les programmes informatiques d'implantation mis à la disposition du client par le fabricant. Cette technique assure une meilleure utilisation de la surface de la puce, d'où des dimensions plus petites, mais d'un coût plus élevé. Enfin, les *circuits spécifiques* où, partant d'une maquette du circuit à miniaturiser, le fabricant réalise par CAO l'implantation des composants sur le « chip » de base. Là encore l'investissement de base est important (CAO) et cette technique ne devient intéressante que pour les très grandes séries. Mais cela peut être envisagé si l'on espère un développement du marché des prothèses auditives comme cela est souhaité aussi bien par les patients que par les audioprothésistes.

Le contour d'oreille

Voyons, sur le plan pratique, comment se présente actuellement une prothèse classique du type contour d'oreille. Prenons le modèle AD 446 **(fig. 28)** que commercialise **Philips** dans sa nouvelle série « Compact AD ». C'est un correcteur linéaire de forte puissance pour déficiences auditives sévères à caractère transmissionnel et mixte, éventuellement accompagnées de phénomènes de recrutement.

Dans ce modèle, les appareils sont pourvus de deux commutateurs disposés sur le haut de l'appareil. Ils sont destinés aux préréglages individuels effectués par le spécialiste. Ces commandes sont affectées aux réglage *(P)* de la puissance de sortie maxi et au réglage *(H)* de la coupure des basses fréquences (contrôle de tonalité), puis elles permettent d'obtenir une excellente adaptation prothétique. Parmi les caractéristiques, notons le circuit économiseur d'énergie qui prolonge la durée de vie de la pile (jusqu'à 65 %), le sélecteur à 3 positions : *M*-microphone, *TM*-bobine d'induction/microphone, *O*-arrêt. La construction modulaire est réalisée au moyen de la CAO. Les appareils sont équipés d'un microphone à électret omnidirectionnel de grande sensibilité.

A titre d'exemple, les **figures 29, 30** et **31** donnent le schéma du circuit et les unités à film épais du modèle 22 AD 426-L (Philips). Les **figures 32** à **36** illustrent quelques opérations au cours de la fabrication de prothèses auditives.

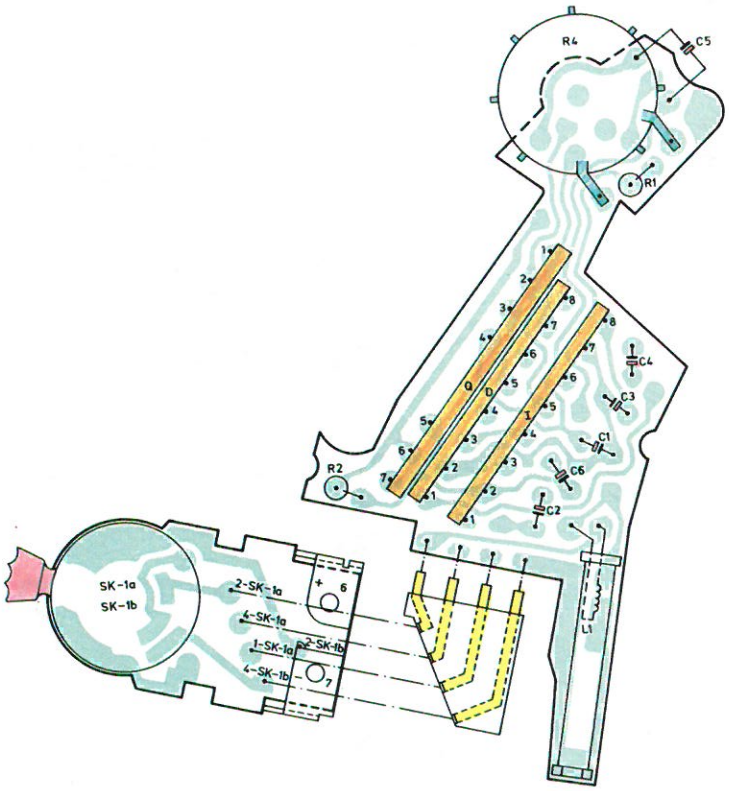


Fig. 30. – Circuit du contour d'oreille Philips 22 AD 426 L.

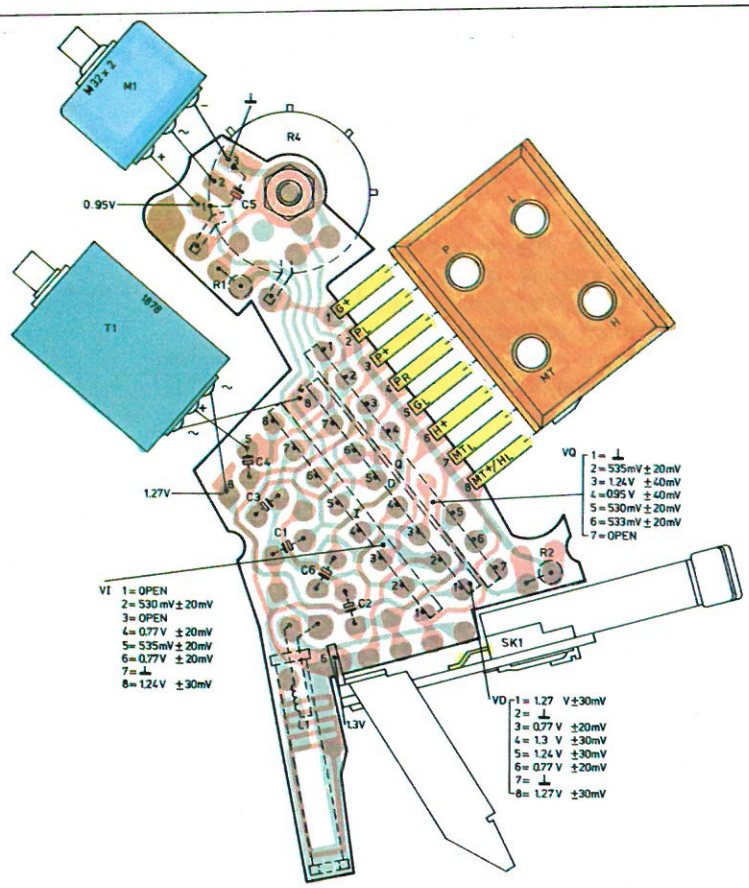


Fig. 31. – Circuit du contour d'oreille Philips 22 AD 426 L.

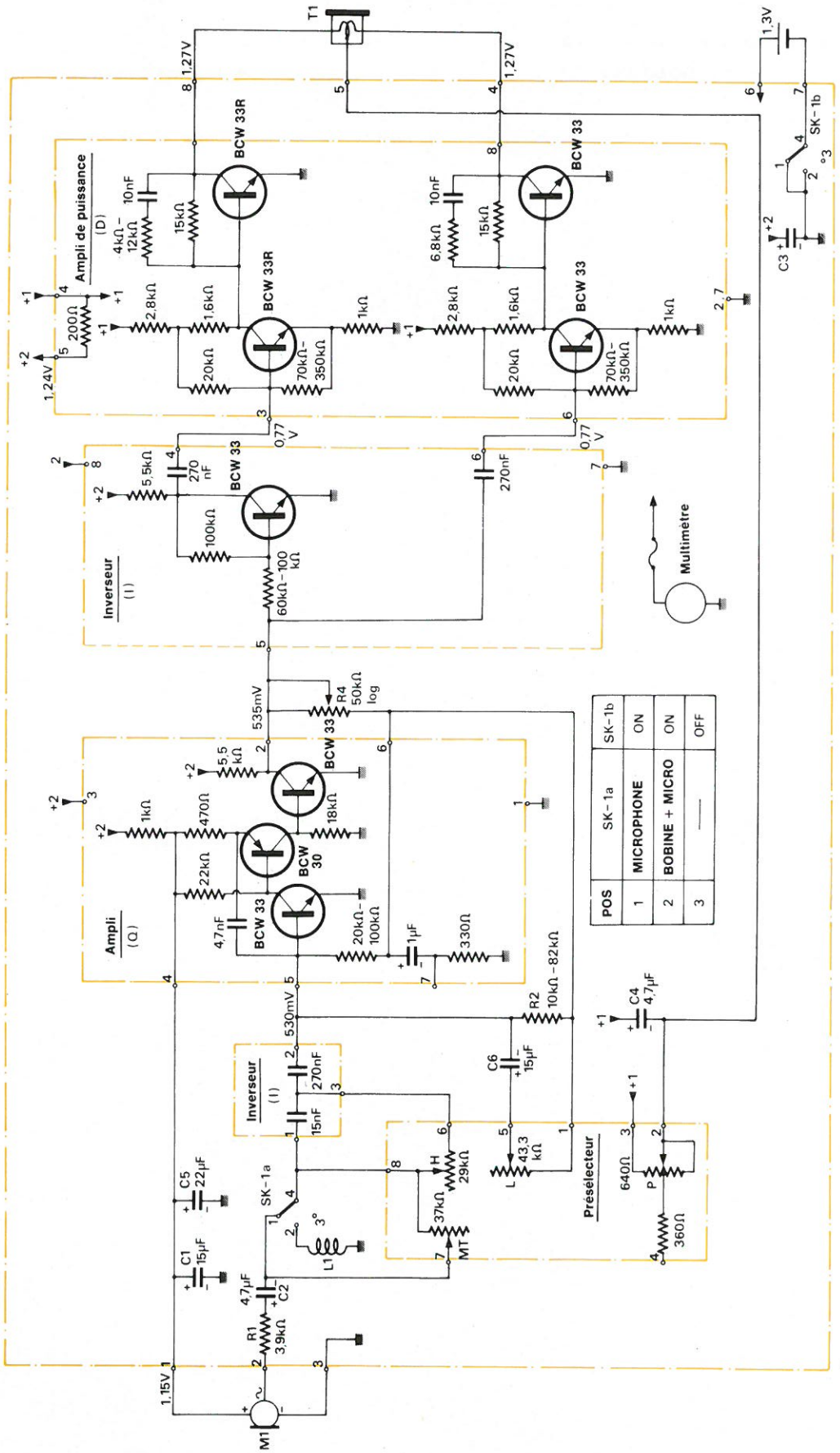


Fig. 29. – Le circuit du contour d'oreille 22 AD 426 L (doc. Philips).

L'intra-auriculaire

Avec la prothèse intra-auriculaire, on aborde un domaine nouveau tant par l'électronique, qui se miniaturise un peu plus, que par la morphologie de l'appareil, qui doit être à la mesure de l'oreille qui va la recevoir.

L'avantage de l'intra-auriculaire est de bénéficier de la distance réduite entre l'ampli et le tympan, auquel s'ajoute l'effet amplificateur du pavillon de l'oreille (focalisation interne de l'oreille). Une parfaite adaptation nécessite la réalisation d'un moulage, c'est-à-dire la prise d'une empreinte par l'audioprothésiste. Ensuite, la coque de « l'intra » est réalisée soit en métal, soit en plastique et, dans les deux cas, les parois sont très fines afin d'allier la légèreté et l'efficacité anti-Larsen.

Sur le plan électronique, nous retrouvons une certaine analogie avec les autres types de prothèses (fig. 37). La société CAFA en fabrique un modèle (avec deux versions). L'amplificateur est réalisé sur circuit hybride, il comporte un microphone à électret, un écouteur magnétique. L'alimentation se fait par pile dont la durée de fonctionnement est de 80 h (pile oxyde de mercure) ou de 140 h (pile zinc-air). L'une des versions est à amplificateur linéaire avec réglage de la tonalité, l'autre version est à contrôle automatique de gain avec réglage de la compression.

L'introduction de l'intra-auriculaire dans l'oreille peut être à l'origine de troubles dus à la secrétion de cérumen qui peut obstruer la sortie écouteur de la prothèse (même avec les dispositifs classiques du type grille). Chacun sait que l'oreille est le siège de secrétions naturelles qui sont des agents agressifs pour les intra-auriculaires. Le cérumen, notamment, a pour effet d'empêcher le passage des sons. En outre, les secrétions autres que le cérumen ont des composants acides qui sont très néfastes aux circuits et à leurs composants.

On comprend que l'on ait cherché à les protéger en plaçant sur le passage de la coque une pièce formant barrage. Une telle pièce n'avait pu être réalisée jusqu'à ce jour avec succès. En effet, si l'on veut que le son passe bien, il faut que le passage soit aussi dégagé que possible, et si l'on veut empêcher efficacement les entrées de sécrétions ainsi que le dépôt de cérumen, il faut que le passage soit aussi restreint que possible.

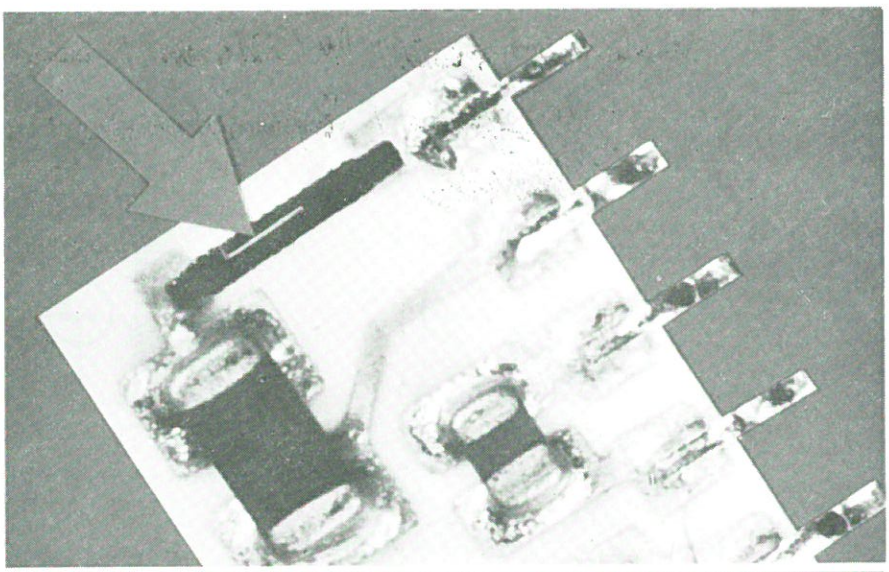


Fig. 32. – Calibrage par rayon laser d'une valeur de résistance en régime dynamique (Philips).

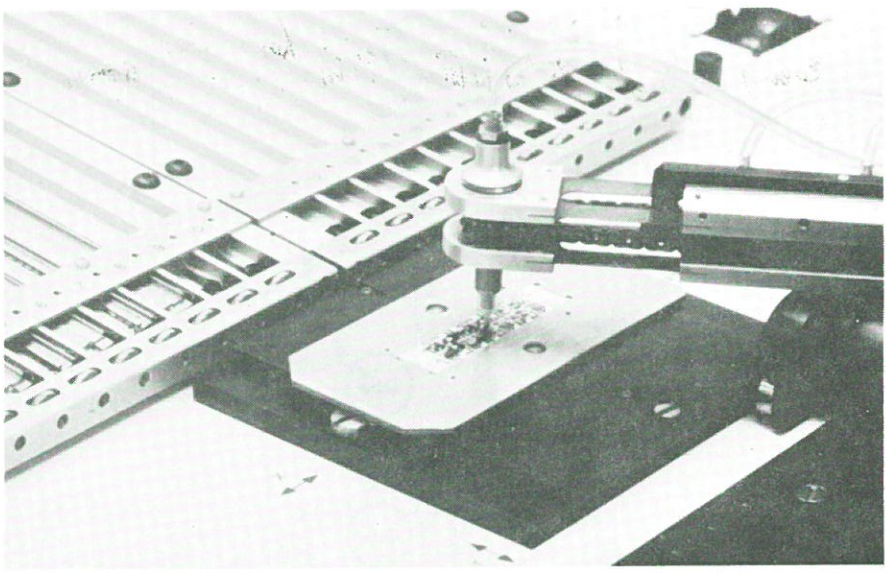


Fig. 33. – Implantation automatique des chips par machine pneumatique sur les films en circuit hybride (Philips).

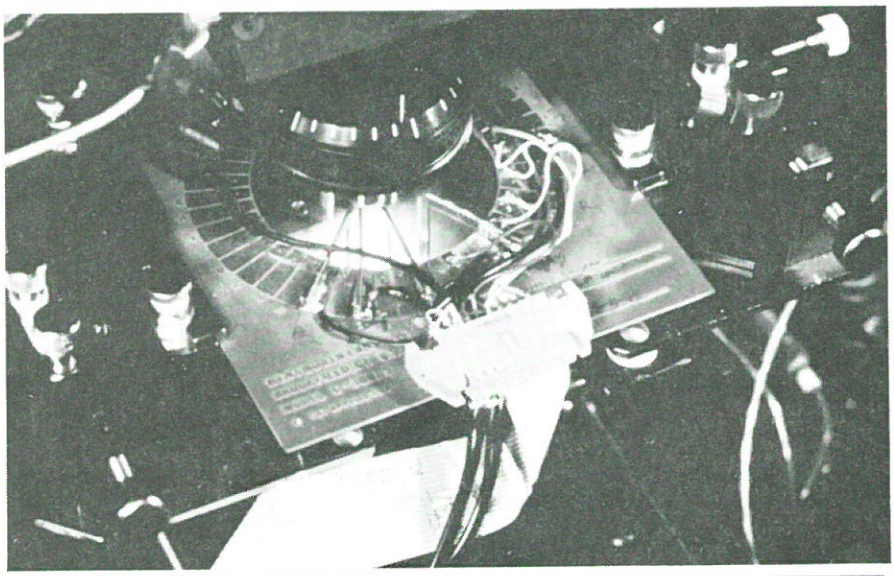


Fig. 34. – Découpage de film épais par laser (asservissement par programme ordinateur) (Philips).

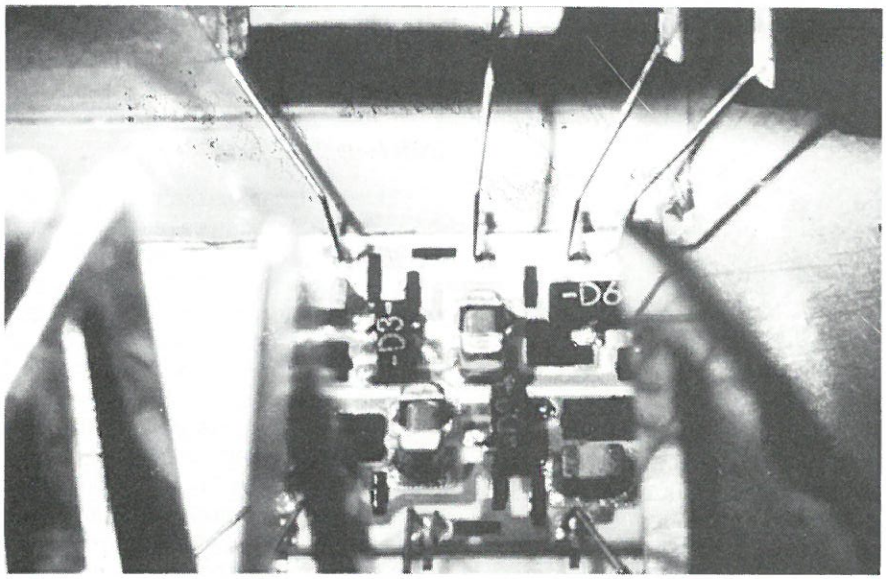


Fig. 35. – Photo d'un circuit hybride en phase d'étalonnage par système laser (Philips).

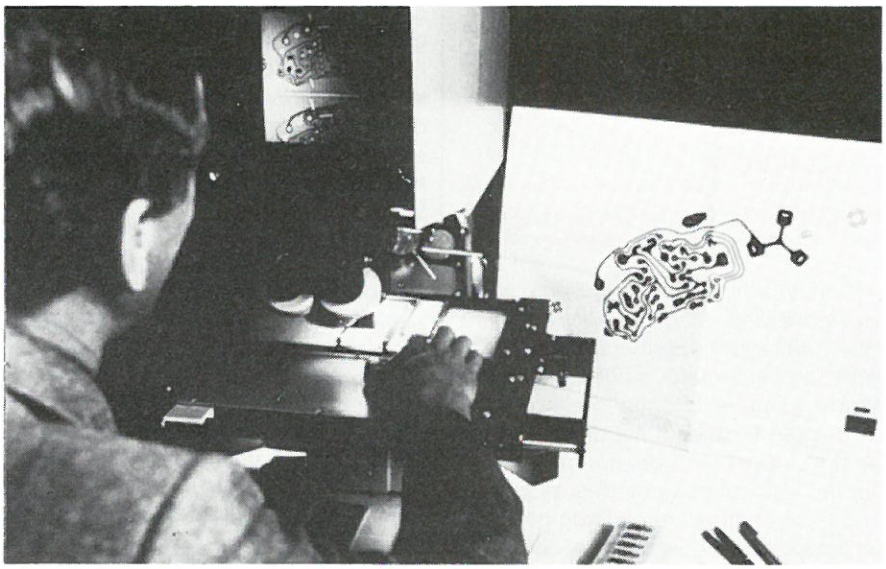


Fig. 36. – Contrôle des circuits (Siemens).

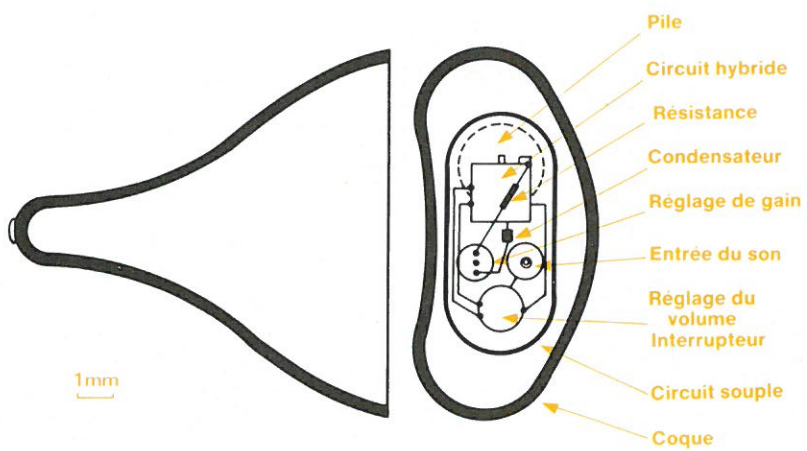


Fig. 37. – Schéma d'un intra-conduit monté sur circuit souple (doc. CAFA).

Ces deux nécessités contradictoires constituent un problème que la société **CAFA** a résolu avec son « capuchon ». Dans le principe retenu, on intercale une pièce aisément amovible entre la coque et les sécrétions naturelles. La pièce peut être remplacée ou nettoyée sans précautions particulières indépendamment de l'intra-conduit et de son circuit.

La prothèse idéale

Les prothèses auditives actuelles réalisent les fonctions d'amplification et de filtrage dans le domaine analogique. Les problèmes que ce type de traitement analogique crée dans le domaine de l'audioprothèse sont bien connus et **R. Utzmann, J. Jouve** et **A. Wiplier** (société **CAFA**) l'ont bien souligné lors des *Journées nationales d'information des audioprothésistes français* (1983). Ils ont évoqué, entre autres :

- les problèmes classiques de reproductibilité, de dérive, de taille des éléments,
- la difficulté d'obtenir l'amplification prothétique souhaitée en fonction du champ dynamique (par exemple, compression du gain en fonction de l'intensité et de la fréquence du signal à l'entrée et/ou du signal à la sortie),
- la difficulté de réaliser des filtres ayant les fonctions de transfert nécessaires pour l'adaptation aux pertes auditives du malentendant et ceci malgré l'utilisation relativement récente en audioprothèse du filtrage actif,
- et surtout, la modification difficile des courbes de réponse :

– soit en utilisant les réglages si les organes de réglages ont été prévus à la construction (ils deviennent de plus en plus nombreux, mais c'est une solution chère et peu fiable),

– soit en changeant des éléments (résistances, capacités, solution de plus en plus délicate au fur et à mesure que la miniaturisation progresse).

L'essor récent des techniques d'intégration à grande échelle a permis l'utilisation des techniques numériques de traitement du signal et dans des domaines aussi divers que la téléphonie, la télévision, la reconnaissance de formes, la prospection géophysique, la stimulation cardiaque.

Il est raisonnable d'envisager dans un avenir proche que l'audioprothèse

profitera des avantages de la numérisation : plus de dérive, une reproductibilité assurée, une fiabilité accrue. Toujours d'après ces auteurs, ces futures prothèses intégreraient même un calculateur sous forme soit de microprocesseur standard, soit d'organes spécialisés. Ainsi pourrait être réalisé n'importe quel type de fonction de transfert, sans modification d'éléments : pour changer les courbes de filtrage, il suffirait de changer le programme de calcul, voire simplement les coefficients dans le programme, d'où simplification des réglages.

Cette flexibilité a d'autres conséquences importantes : elle procure une meilleure adaptation au marché, tout en permettant une rationalisation de la fabrication : il sera possible de proposer toute une gamme de modèles de façon à satisfaire des besoins variés, sans modifier le matériel, la différence résidant dans le logiciel. Et, à l'instar des stimulateurs cardiaques, un contrôle permanent des propriétés du système pourrait s'exercer, toujours par programmation, facilitant grandement les tests.

Dans l'état actuel de la technique, il peut être proposé le schéma synoptique de la **figure 38** où nous trouvons :

- des **filtres d'entrée** : le signal analogique provenant du microphone est d'abord filtré afin de limiter la bande passante à la bande utile et d'éliminer les bruits de basses et hautes fréquences,
- un **échantillonneur-bloqueur** : ce signal est ensuite échantillonné (périodicité satisfaisant la condition de **Shannon**), et maintenu constant, pendant la durée nécessaire à la conversion, par l'échantillonneur-bloqueur,
- un **convertisseur analogique-numérique** : chaque signal échantillonné est converti en nombre de *n* bits (*n* fixant le pouvoir de résolution du convertisseur),
- une **unité de calcul numérique** : la série des nombres de *n* bits est transférée dans l'unité de calcul (opérateurs : addition, multiplication, retard) pour y subir les transformations (filtrage, compression, transposition de fréquence...) en fonction du programme de calcul et donner ainsi naissance à une nouvelle série de nombres disponibles en sortie de l'unité de calcul,
- un **convertisseur numérique-analogique** : cette série est convertie en signal analogique par le convertisseur numérique-analogique,
- des **filtres de sortie** : ces filtres de sortie ont un double rôle : éliminer les bruits (haute fréquence, bruit d'horloge) et distorsions (notamment celle en sin x/x) introduits par l'échantillonnage et la conversion, et surtout restituer, essentiellement à l'aide d'un filtre passe-bas d'ordre relativement élevé, un signal analogique continu,
- le **signal analogique** va ensuite attaquer un amplificateur de puissance pour alimenter l'écouteur.

Cependant, il reste quelques difficultés à surmonter avant de pouvoir réaliser une prothèse auditive (à fortiori, un appareil intra-auriculaire) en technique numérique : la vitesse de traitement, par suite du temps de conversion et de calcul, l'encombrement et la consommation d'énergie qui sont encore trop importants. Toutefois, avec les circuits rapides à très faible consommation, aussi bien pour les microprocesseurs généraux que pour les circuits spécialisés en traitement du signal, tout espoir n'est pas perdu.

La recherche en audiologie expérimentale

L'*Institut National de la Santé et de la Recherche Médicale (INSERM)* a créé l'Unité 229 : Recherche en audiologie expérimentale, dirigée par **Jean-Marie Aran**, à l'hôpital **Pellegrin** de Bordeaux. L'objectif est de contribuer au développement des connaissances sur le fonctionnement des systèmes auditif et vestibulaire de l'homme, tout en proposant des solutions aux problèmes diagnostiques et thérapeutiques posés en permanence en clinique.

Le développement des connaissances s'effectue essentiellement par des expérimentations chez l'animal, mais aussi au moyen d'observations chez l'homme ; on étudie les caractéristiques fonctionnelles et structurales des organes mécano-récepteurs dans l'audition et l'équilibration, tous situés dans l'oreille interne, et qui couvrent une très large gamme de stimulations mécaniques. L'analyse des corrélations anatomo-fonctionnelles permet d'approcher les processus de la transduction et du codage sensoriel et nerveux, et de préciser les sensibilités absolues et différentielles dans les domaines temporel, dynamique et fréquentiel.

Les pathologies otologiques humaines se classent selon leurs causes ou leurs symptômes. Afin d'en approfondir les mécanismes et de proposer des préventions et traitements, on essaie d'en reproduire certaines expérimentalement chez l'animal. C'est le cas du traumatisme sonore, des toxicités médicamenteuses, de l'hydrops endocochléaire (maladie de **Ménière**), des atteintes rétrocochléaires (tumorales, vasculaires, etc.). Evidemment la plupart de ces études posent inévitablement des problèmes fondamentaux. Par exemple les mécanismes d'action des antibiotiques aminoglycosidiques (de la famille de la Streptomycine) sont encore très mal connus, ils interfèrent directement avec les processus de la transduction par la cellule sensorielle, qu'ils peuvent détruire avec une remarquable sélectivité. Ici aussi ces recherches sont menées le plus possible en parallèle chez l'homme et chez l'animal.

Dans le domaine du Génie biologique et médical, un atelier de technologie biomédicale a été installé dans l'Unité. Ses tâches sont de développer les procédures et matériels permettant de préciser les diagnostics (objectifs et différentiels), et de mettre au point, en utilisant de nouvelles technologies, les appareils de correction auditive : prothèses ossiculaires en matériaux composites, prothèse acoustique à traitement du signal de la parole, implant extra-cochléaire à mono-électrode.

Les techniques de base sont l'électrophysiologie chez l'homme (potentiels évoqués), chez l'animal (préparations chroniques) et l'histologie (microscopie photonique et électronique à transmission et à balayage) après micro-dissections. L'informatique est évidemment un élément important dans ces techniques. Une approche biochimique des phénomènes, étudiés actuellement uniquement à travers l'électrophysiologie et l'histologie, est envisagée.

Le problème des nouveau-nés

Si l'individu, enfant ou adulte, peut exprimer de différentes manières son déficit auditif, il en va tout autrement pour le nouveau-né. La pédiatrie est une discipline complexe et notre propos est d'évoquer simplement le problème des surdités éventuelles (et qui par conséquent doivent être traitées précocement) sans aller trop loin dans le détail. La mise au point d'un

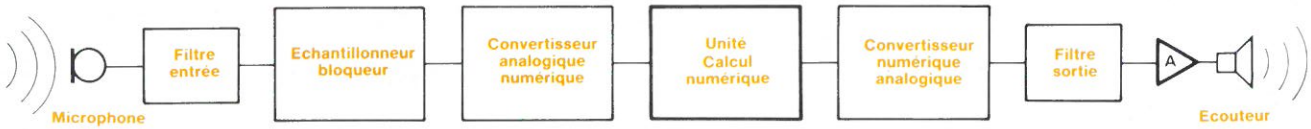


Fig. 38. – Schéma synoptique d'une future prothèse (d'après R. Utzmann, J. Jouve et A. Wiplier).

test néo-natal par **Veit** et **Bizaguet** a considérablement fait évoluer l'étude de la surdité au cours des premiers jours de la vie d'un être humain.

Si l'accoucheur doit délivrer la mère de son précieux fardeau, il doit aussi, et ceci est au moins aussi important, mettre au monde un enfant dont l'avenir est sauvegardé. Aussi, parmi les critères de jugement objectif du résultat obtenu, le test acoustique néo-natal constitue un véritable dépistage neuro-sensoriel des plus précieux car il est facile à obtenir, précoce, répétitif, et il explore les voies réflexes multiples.

Pour le pédiatre, l'étude systématique des réactions auditives sensori-motrices à la naissance peut être considérée non seulement comme un dépistage d'une éventuelle surdité, mais beaucoup plus comme un tri, au milieu d'enfants normaux, d'un groupe de sujets qui ont la possibilité d'avoir présenté ou de présenter, actuellement ou dans un avenir proche, des états pathologiques. Autrement dit, le dépistage acoustique néo-natal sert à définir un groupe d'enfants « à risque ». L'absence de réaction à un stimulus sonore a des causes très variables ; l'état de vigilance, bien sûr, mais aussi l'état pathologique font de cet examen du nouveau-né, des éléments d'étude physiologique, psychologique et pathologique.

Le test acoustique néo-natal peut donc apporter au pédiatre l'élément objectivement mesurable qui leur manquait ; mais, compte tenu de la présence dans les maternités de la quasi-totalité des nouveaux-nés pendant les six ou huit jours de la vie, il constitue sans conteste pour l'otologiste le premier maillon indispensable d'un dépistage précoce de la surdité.

L'étape néo-natale du dépistage des déficiences auditives amènera à mieux connaître l'évolution et la pathologie auditive du premier âge. On doit en effet admettre qu'un certain nombre de surdités dites congénitales n'apparaissent en fait qu'au cours de la première année, sans qu'un incident pathologique n'attire l'attention sur le développement d'une atteinte auditive... Il est particulièrement intéressant de connaître le temps libre entre la naissance et l'apparition de la surdité, donnée nouvelle due au dépistage systématique.

Le test acoustique néo-natal, pièce maîtresse du dépistage précoce, s'appuie sur le fait, maintenant bien connu, que le nouveau-né normal, exposé dans des conditions définies à un signal acoustique également défini, de qualité et d'intensité optimales, répond par des réactions musculaires, viscérales ou psychologiques se traduisant par une modification de son état ou de son comportement. Par exemple : le *réflexe de* **Moro** (réflexe des bras en croix), attitude des bras en croix provoquée par le déplacement brusque de la tête sur le cou. Le *réflexe cochléo-palpébral*, clignement bilatéral des paupières provoqué par la brusque perception d'un bruit.

Pour autant que d'autres causes – physiques, physiologiques, psychologiques ou pathologiques – ne peuvent en être rendues responsables, l'absence de réponse, confirmée par la répétition méthodique du test, oblige à envisager l'éventualité d'une atteinte sévère ou profonde de l'audition du nouveau-né.

La mise en œuvre de ce test se fait au moyen d'un appareil : le *« Babymètre »* **Philips.** Il délivre deux formes de signaux acoustiques :

– un bruit blanc,

– un bruit coloré, de tonalité aiguë, prélevé dans le bruit blanc par un filtre passe-bande dont la caractéristique fréquentielle se situe entre le filtre médium et le filtre aigu de l'audiomètre de dépistage. Sa bande passante s'étend de 2 900 à 3 000 Hz (f_o : 3 250 Hz), avec une pente de 45 dB par octave.

Le rapport aléatoire des phases des fréquences composant le bruit blanc confère à ces signaux un caractère impulsionnel qui stimule fortement les centres de la vigilance et les rend hautement réactogènes. En outre, les signaux délivrés par l'appareil sont les seuls à assurer au test acoustique néo-natal une parfaite inocuité car leur charge acoustique se répartit régulièrement et également sur la membrane basilaire. L'absence de nocivité, même aux plus fortes intensités, autorise son emploi dès les premières heures de la vie.

Et maintenant : l'implant cochléaire

On ne peut terminer une étude sur la surdité sans évoquer les résultats obtenus ces dernières années dans le domaine de l'implant cochléaire. Ceux-ci ont été présentés en octobre 1983 lors du *2e Symposium international sur l'implant cochléaire* qui s'est tenu à Paris. Il s'agit du traitement de la surdité totale bilatérale par stimulation directe du nerf auditif au moyen d'électrodes.

En principe c'est tout simple. On capte les sons, on les transforme en signaux électriques, ceux-ci stimulent directement les fibres du nerf auditif par l'intermédiaire d'électrodes. En pratique, les choses sont moins simples. Le nerf auditif comporte 50 000 fibres reliées à quelque 15 000 cellules sensorielles, alignées sur une membrane de 30 millimètres de longueur, enroulée en spirale dans la cochlée. C'est cette membrane qui vibre sous l'effet des sons et ce sont les cellules sensorielles qui codent électriquement le message. De par sa forme, la membrane répond mécaniquement de différentes façons (intensité de la déformation et localisation) selon les sons reçus (intensité sonore et fréquence). La pose d'électrodes dans des zones bien définies permet de stimuler le nerf sélectivement selon certaines fréquences. Mais le problème se complique dès que l'on veut faire jouer également un autre paramètre, celui de l'intensité. Comme quoi rien n'est simple.

Les premières expériences ont débuté avec une électrode seulement (**Eyriès – Djourno,** Paris 1957 – **House,** Los Angeles et **Merzenich –**

Michelson, San Francisco 1970). Cet implant rudimentaire ne permettait que l'audition d'un bruit, tout juste valable pour établir un signal d'alerte (un peu comme les vibrateurs osseux placés derrière l'oreille) et nécessitant la suppléance de la lecture labiale. C'était néanmoins un progrès car l'étape suivante fut la multiplication des électrodes et actuellement il existe des appareils à 8 électrodes (USA) et à 12 électrodes (France).

Bien sûr, les techniques chirurgicales d'implantation diffèrent d'une équipe à une autre, mais il semblerait que l'on soit sur une bonne voie. Très schématiquement **(fig. 39)** l'appareillage se présente sous la forme d'un récepteur qui est placé sous la peau (dans la région mastoïdienne) et qui comporte les électrodes reliées à la cochlée. Extérieurement, un émetteur reçoit les sons ambiants, procède à l'analyse de la parole, effectue le codage de tous ces signaux et les dirige vers le récepteur au moyen d'une antenne placée en face de celui-ci. L'appareillage est alimenté au moyen d'une batterie rechargeable après une douzaine d'heures d'utilisation.

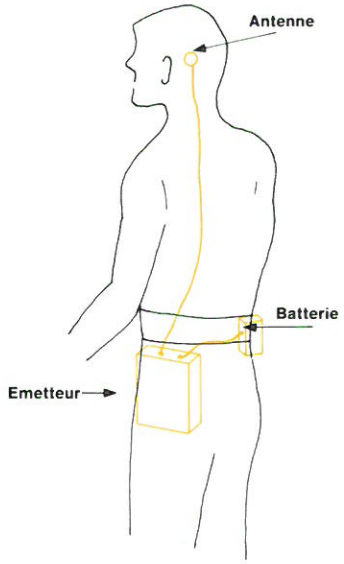


Fig. 39. – L'implantation cochléaire et son appareillage externe. Le récepteur est placé sous la peau dans la région mastoïdienne.

Les problèmes qui se posent actuellement sont les problèmes classiques de l'implant d'un corps étranger dans l'environnement de l'organisme (la stimulation cardiaque nous a familiarisé avec ce type de problèmes) ainsi qu'avec la façon d'y pallier, puis de la miniaturisation de l'appareillage.

Ensuite, il y a un problème de rééducation du patient, notamment au point de vue linguistique. La modification de la voix du sujet s'objective par une amélioration de l'articulation et un gain sur l'intelligibilité de la parole. Et puis, ce qui n'est pas négligeable, il y a tout un changement dans les rapports socio-affectifs du sujet avec son entourage.

Circuit AGC
1. Pré-amplificateur pour microphone, bobine téléphonique et entrée audio,
2. Amplificateur contrôlé par tension.
3. Contrôle de volume (potentiomètre).
4. Amplificateur de contre-réaction.
5. Convertisseur alternatif continu.

Circuit de filtrage actif
par technique à 2 canaux
1. Canal 1 : filtrage actif avec pré-programmation des courbes de fréquence.
2. Canal 2 : Dérivation active des sons graves.
3. Amplificateur mixant les 2 canaux graves/aigus.

Amplificateur final
avec réglage de puissance de sortie actif.
1. Commutateur de programme pour la sélection de la puissance de sortie.
2. Amplificateur de puissance final.

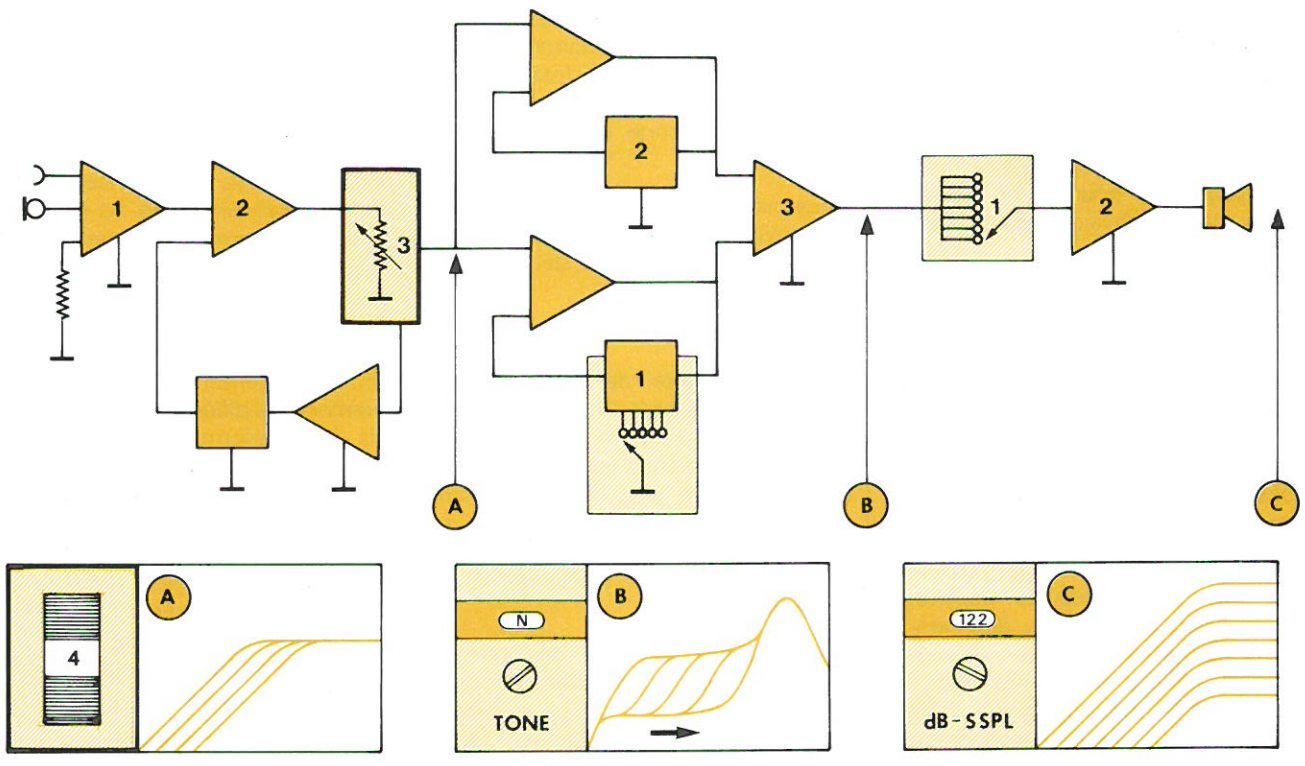


Fig. 40 – La « super-compression Phonak ».

... Retour à la notion de « compression »

A la fin de la seconde partie de l'étude sur la surdité, nous avons évoqué les problèmes de la compression. C'est un sujet qui fait l'objet actuellement d'études en vue de parfaire les réponses obtenues par les prothèses modernes. Nous voudrions ajouter à ce dossier quelques mots sur « la Super-compression » équipant le *Phonak Varionet Sc. D.*

La « Super-compression » *Phonak* garantit une réponse en fréquences stabilisées sur une bande extrêmement large. Indépendante d'un signal d'entrée grave ou aigu, une augmentation de l'amplification des fréquences graves sera de toute façon évitée. Un appareil à fréquences aiguës maintient sa caractéristique de fréquences même avec un signal d'entrée extrêmement bas, la partie des basses fréquences non souhaitée est défiltrée complètement. L'intelligibilité de la parole est considérablement améliorée dans un environnement bruyant et le son et l'impression de la puissance sonore ne changent pas.

Dans les montages conventionnels, le potentiomètre est placé juste après le compresseur. Ceci mène automatiquement à un changement de la puissance de sortie maximale à chaque variation d'amplification. La relation entre amplification et puissance de sortie est donc fixe. L'utilisateur ne peut rien changer à cette relation dynamique. Il devrait pourtant être en mesure d'adapter son appareil auditif à la situation acoustique en augmentant ou en diminuant l'amplification sans changement parallèle de la puissance de sortie max. La détermination de la puissance de sortie max. ne devrait être effectuée que par l'audioprothésiste. Avec la « Super-compression » *Phonak*, le potentiomètre est placé dans le circuit amplificateur AGC **(fig. 40)**.

L'utilisateur peut ainsi choisir l'amplification sans changer la puissance de sortie max. réglée par l'audio-prothésiste. L'utilisateur est donc en mesure de déterminer sa dynamique d'audibilité d'après le niveau sonore qui l'entoure.

J. Trémolières

Quel est le rôle de l'audioprothésiste ?

Le législateur a prévu que l'audioprothésiste était responsable de l'appareillage du déficient auditif.

Cet appareillage comprend « le choix, l'adaptation, la délivrance, le contrôle d'efficacité immédiate et permanente de la prothèse auditive et l'éducation prothétique du déficient de l'ouïe appareillé » (loi 67-4 du 3 janvier 1967).

L'audioprothésiste définit les caractéristiques de la surdité au moyen des épreuves tonales d'orientation prothétique. Il étudie la dynamique résiduelle de l'audition du sourd. Il détermine en particulier le seuil auditif et le seuil subjectif d'inconfort, fréquence par fréquence et oreille par oreille, au casque. Il étudie les distorsions éventuellement présentes dans ce champ auditif résiduel (distorsions de hauteur, d'intensité).

Il vérifie la compréhension du sourd en chiffrant le pourcentage d'intelligibilité phonétique, oreille par oreille, au moyen des tests vocaux d'orientation prothétique.

Il réalise la (ou les) prise(s) d'empreintes auriculaires.

L'audioprothésiste sélectionne la prothèse en fonction des résultats obtenus et selon diverses méthodologies et en définit les réglages.

Il adapte cette prothèse sur l'embout auriculaire du patient et dans l'oreille de ce dernier.

L'audioprothésiste contrôle alors l'efficacité prothétique à l'aide de tests tonals et surtout vocaux. Il vérifie le niveau de compréhension du sourd appareillé dans le silence et en ambiance bruyante.

Il s'assure que l'aptitude à la localisation sonore spatiale est bien rétablie, ce qui est le cas dans les appareillages stéréophoniques binauriculaires. Il vérifie également la bonne tolérance à l'amplification.

Il assure et assurera dans le temps, le contrôle d'efficacité de la prothèse auditive et effectuera l'éducation prothétique du déficient auditif.

Adresses utiles

Centre O H A Acoustique, 192, bd Haussmann, 75008 Paris. Tél. : (1) 563.22.56.

International Sound Systems, 24-26, rue Rennequin, 75017 Paris. Tél. : (1) 227.80.30.

Audipha Acoustique (Siemens), 81, rue d'Alsace, 92403 Courbevoie. Tél. : (1) 333.40.96.

Massiot-Philips – Dép. Phono-Audiologie, B.P. 92, 92153 Suresnes Cedex. Tél. : (1) 506.52.20.

Audibel, 9, rue Gounod, 75017 Paris. Tél. : (1) 227.67.61.

Cafa, B.P. 93, 20, bd de la République, 92216 Saint-Cloud Cedex. Tél. : (1) 771.22.74.

Interson, 2, Grande-Rue, 30000 Nîmes.

Inserm, Unité 229, Hôpital Pellegrin, 33076 Bordeaux Cedex. Tél. : (56) 96.83.83 (poste 5161).

Elstar (Audiomètre), 45, avenue Marceau, 75116 Paris. Tél. : (1) 720.68.68 et 77.54.

Phonak France, 19, rue des Trois-Pierres, 69007 Lyon. Tél. : (7(869.36.05.

Bibliographie

[1] Manuel d'acoustique – Note d'application, 100 F. *Hewlett-Packard*, 1970.

[2] *Trémolières J.*, Electronique et Médecine. Edit. Radio, Paris, 1967.

[3] *Nauta W., Feirtag M.*, L'organisation du cerveau, *« Pour la Science »*, N° spécial : Le cerveau, n° 25, novembre 1979.

[4] *Stevens S.S., Warshofsky F.*, Le son et l'audition, Collection « Le monde des Sciences » *Time-Life*, 1966.

[5] 2e Colloque de microtechniques biomédicales : « Demain, quelles prothèses auditives ? » et « Informations acoustiques et surdités profondes », 18 et 19 mars 1983, Besançon. Conférences publiées dans les *Annales françaises des Microtechniques et de Chronométrie*, T. 37, n° 1, 1983.

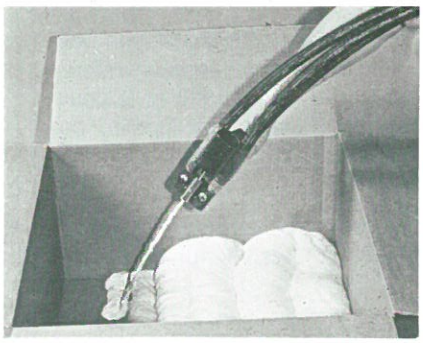
[6] L'Unité 229, « Recherche en audiologie expérimentale », *INSERM Actualités* n° 18, avril 1984.

[7] *Veit P., Bizaguet G.*, « Le test acoustique néonatal », *Bulletin d'Audiophonologie* 1971, vol. 1, n° 4, p. 535-558.

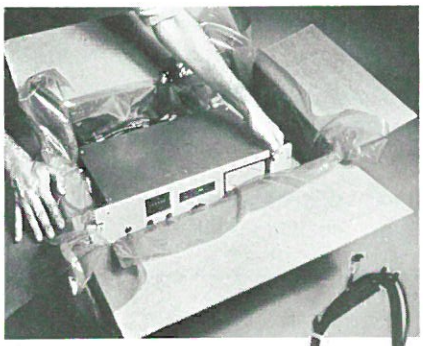
PERFORMANCES + ECONOMIES AVEC

INSTAPAK®

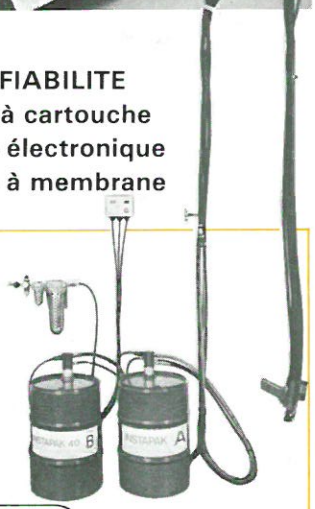
Système 715



La technologie la plus avancée pour l'emballage, le calage et la protection par injection de mousse in-situ.



HAUTE FIABILITE
Pistolet à cartouche
Console électronique
Pompes à membrane



INFORMATIONS DETAILLEES SUR DEMANDE ADRESSEE A

Sibco S.A.

B.P. 27 - 89300 JOIGNY

EA 5 SERVICE-LECTEURS N° 11

TABLEAU DES NORMES ET PUBLICATIONS OFFICIELLES

Publications internationales CEI (*)	Normes françaises identiques ou équivalentes (**)
CEI 268-3 (1969) Equipements pour systèmes électroacoustiques 3e partie : Amplificateurs pour systèmes électroacoustiques.	**NF C 97-310 - avril 1978** Amplificateurs : Caractéristiques et méthodes de mesure.
CEI 303 (1970) Coupleur de référence provisoire de la CEI pour l'étalonnage des écouteurs utilisés en audiométrie.	
CEI 318 (1970) Une oreille artificielle de la CEI, à bande large, pour l'étalonnage des écouteurs utilisés en audiométrie.	
CEI 373 (1971) Un coupleur de la CEI destiné à l'étalonnage des ossivibrateurs ayant une surface de contact spécifiée, appliqués avec une force statique spécifiée.	
CEI 601-1 (1977) Sécurité des appareils électromédicaux, 1re partie : Règles générales.	**UTE C-74-010 - décembre 1980** Appareils d'électricité médicale : Sécurité des appareils électromédicaux - Partie 1 : Règles générales (Norme provisoire).

Normes internationales ISO (**)	Normes françaises identiques ou équivalentes (**)
ISO 389 Acoustique – Zéro normal de référence pour l'étalonnage des audiomètres à sons purs.	**NF S 30-007** Zéro normal de référence pour l'étalonnage des audiomètres à sons purs.
ISO 7566 Acoustique – Zéro normal de référence pour l'étalonnage des audiomètres à sons purs en conduction osseuse et guide pour l'application à l'audiométrie en conduction osseuse.	**NF S 31-001** Audiomètres.

(*) Ces publications sont en vente à l'Union Technique de l'Electricité, 12, place des Etats-Unis, 75783 Paris Cedex 16. Tél. : (1) 723.72.57.
(**) Ces normes sont en vente à l'Union Technique de l'Electricité, ainsi qu'au Service de diffusion de l'Association française de Normalisation, Tour Europe, Cedex 7, 92080 Paris-La Défense. Tél. : (1) 778.13.26.

Journal Officiel

ARR 1969 11 15 : Arrêté relatif aux appareils électroniques correcteurs de la surdité – J.O. 1969.12.19.

ARR 1970 04 15 : Arrêté relatif à la réglementation des appareils électroniques correcteurs de la surdité – J.O. 1970 05 16 – Modifié par ARR 1972 04 25 (J.O. 1972 05 06).

ARR 1981 04 21 : Arrêté relatif à la modification de la réglemenation des appareils électroniques correcteurs de la surdité – Annexe I – J.O. 1981 05 09.

Applications

Un banc d'essai pour moteurs

L'objet du montage dont la description suit est d'établir d'une manière aisée un « banc d'essai » d'endurance pour de petits ensembles moteurs-pompes, avec observation de temps de fonctionnement, de temps d'arrêt, et d'effectuer des mesures de débit et de vitesse.

L'emploi de circuits intégrés spécifiques, en particulier pour des fonctions de type « comptage » et « minuterie », donne un bon exemple – transposable à d'autres applications – de ce qu'il est maintenant possible de réaliser avec ces composants. La figure 1 donne le synoptique général du montage.

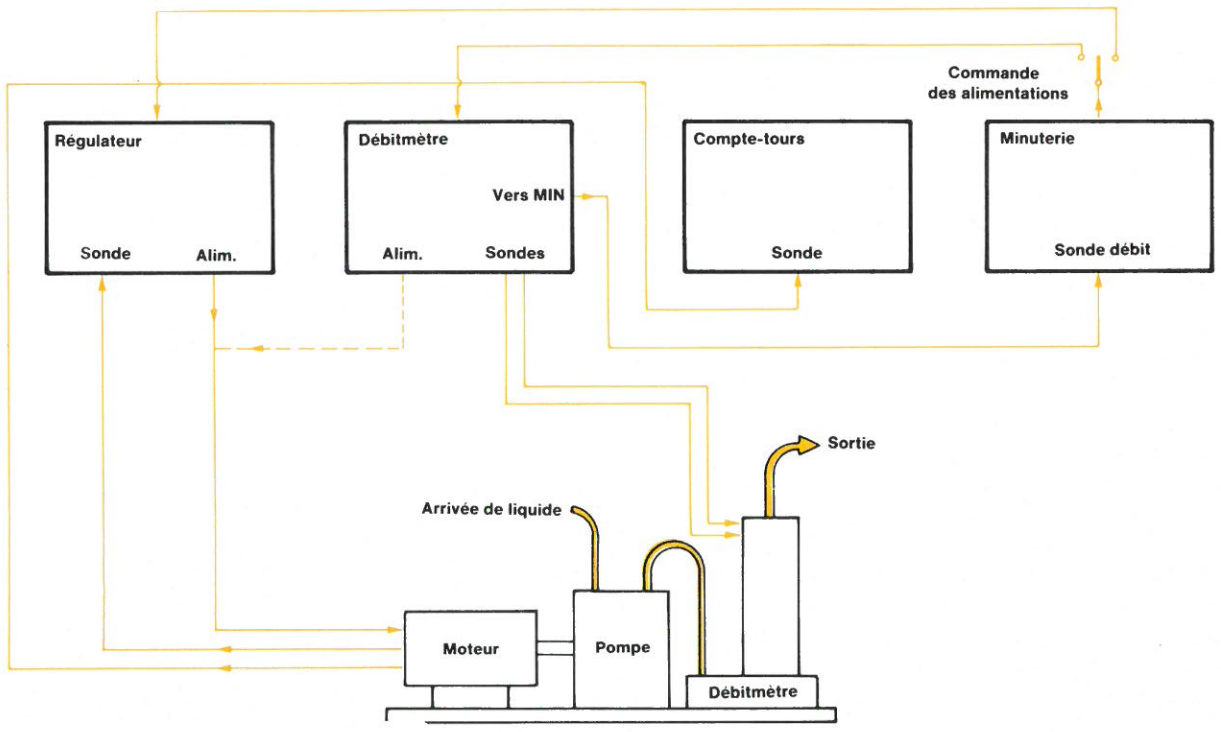


Fig. 1.

La partie « minuterie »

Une utilisation intensive de circuits spécialisés *Intersil* nous a permis de réaliser un ensemble homogène et très performant (fig. 2)

Le circuit utilisé est l'ICM 7217 à sorties pour afficheurs à anodes communes. Nous avons déjà parlé de ce circuit dans *Electronique Applications* n° 32, et cette fois nous utiliserons la version 7217 IJI qui compte jusqu'à 9999.

Les possibilités de ce circuit sont utilisées à fond pour réaliser un chronomètre en secondes et dixièmes de secondes, une minuterie à comptage et décomptage ainsi qu'un cycle réglable de marche et arrêt.

L'horloge

On utilise un circuit spécialisé *Texas-Instruments* (SN 76825) qui nous fournit un signal carré à 50 Hz à l'aide d'un quartz 32768 kHz. Ce signal est dirigé vers une décade (7490) montée en diviseur par 5. Nous obtenons donc le 10 Hz nécessaire au comptage des dixièmes de secondes.

Une deuxième décade 7490, montée cette fois en diviseur par 10, nous permet de compter en secondes. Le passage de l'un à l'autre cas se fait par un simple inverseur bipolaire monté en façade de l'appareil.

Ce signal est envoyé directement à l'entrée comptage du ICM 7217.

Fonction minuterie

La programmation du temps se fait à l'aide de 4 roues codeuses BCD et une impulsion sur le poussoir « start min » met l'entrée « load counter » au niveau « 1 » pendant que l'entrée « reset » est inhibée. Au lâcher du poussoir, l'entrée « load counter » est remise à « 0 » tandis que l'entrée « reset » est connectée à la sortie « 0 » du ICM 7217.

A la fin du comptage programmé par les roues codeuses, une impulsion à la sortie « zéro » bloque le compteur et l'empêche de redémarrer. Cette même impulsion déclenche un triac par l'intermédiaire d'un optocoupleur TIL 111 ; le triac servant d'interrupteur dans l'alimentation du moteur à essayer.

Un deuxième transistor commande un relais qui en fin de cycle ouvre le circuit du triac (dans le cas d'une utilisation en courant continu).

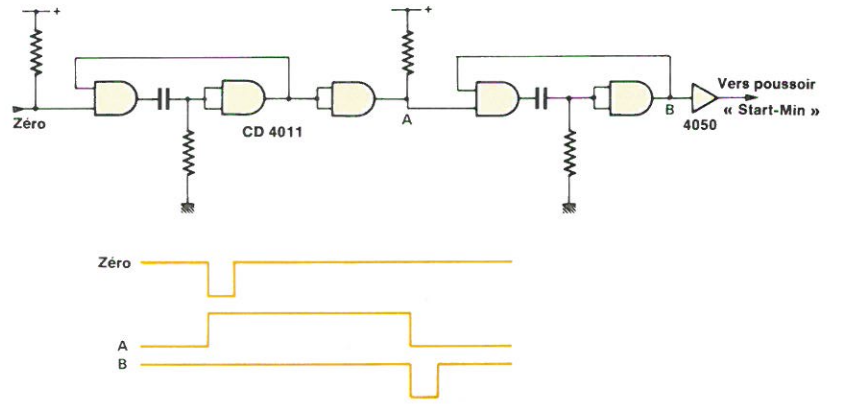


Fig. 3.

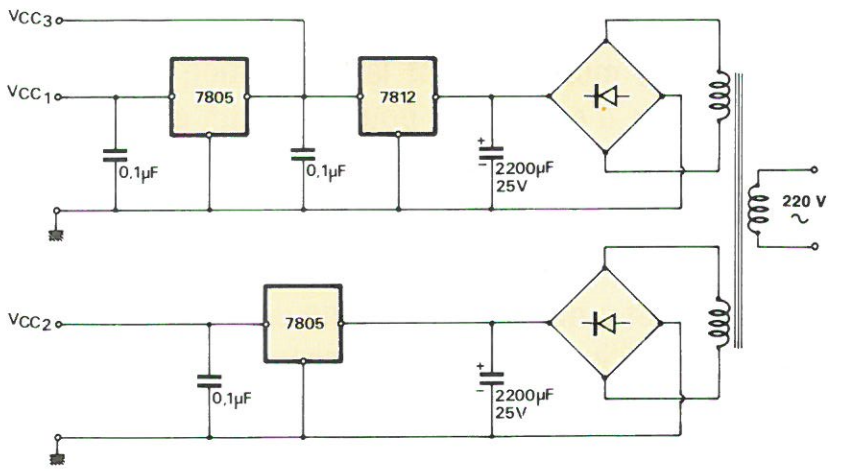


Fig. 4.

Veiller à placer le commutateur comptage/décomptage en position décomptage, sinon la minuterie ne s'arrêterait qu'au bout du temps programmé + 9999.

Utilisation en minuterie cyclique

Il fallait pouvoir faire fonctionner le moteur pendant un temps déterminé, puis l'arrêter pendant un autre temps lui aussi déterminé, et recommencer le cycle automatiquement.

Pour ce faire, on réalise un monostable de période réglable de 0 à environ 6 mn. Ce monostable reçoit une impulsion en fin de comptage, ce qui place sa sortie à « 0 » pendant le temps réglé à l'aide du potentiomètre de 1 MΩ. Au bout de ce temps, la sortie passe à « 1 », ce qui déclenche le deuxième monostable de période très courte (≃ 1 ms), temps au bout duquel apparaît une impulsion négative dirigée vers le poussoir « start min ». La minuterie est remise en fonction pour le temps programmé. C.Q.F.D. ! (fig. 3).

Fonction chronomètre

Pour ce faire, il faut placer le compteur en position « UP », c'est-à-dire comptage, et les roues codeuses à « 0 » sauf la roue des unités qui doit être à « 1 ». En effet, un affichage « 0 » sur les 4 roues codeuses empêche l'initialisation du compteur.

On aura donc une erreur de 0,1 seconde ou 1 seconde au départ suivant le cas.

Là encore, on réalise un monostable qui commande une bascule J.K. dont l'une des sorties commande le départ du chronomètre toujours par l'intermédiaire du poussoir « start min ».

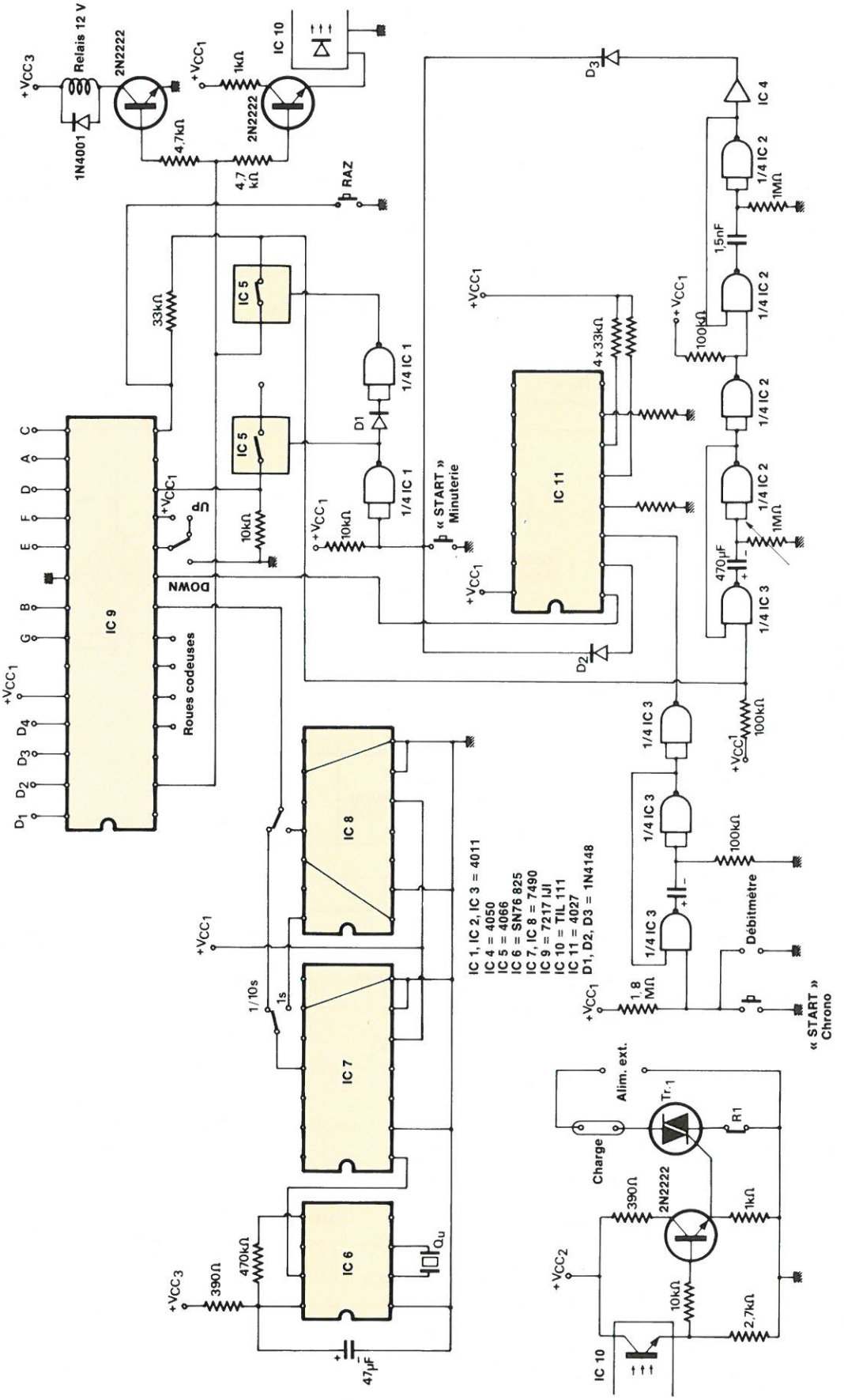

+Vcc3
Relais 12 V
1N4001
2N2222
4.7kΩ
+Vcc1
1kΩ
IC 10
2N2222
4.7 kΩ
RAZ
33kΩ
IC 5
IC 5
D1
1/4 IC 1
1/4 IC 1
« START »
Minuterie
10kΩ
+Vcc1
10kΩ
UP
DOWN
IC 9
Roues codeuses
D1 D2 D3 D4
A B C D E F G
+Vcc1
D3
IC 4
1/4 IC 2
1MΩ
1,5nF
1/4 IC 2
100kΩ
+Vcc1
1/4 IC 2
1/4 IC 2
4x33kΩ
IC 11
1/4 IC 2
1MΩ
470µF
1/4 IC 3
+Vcc1
D2
+Vcc1
100kΩ
1/4 IC 3
1/4 IC 3
100kΩ
Débitmètre
1/4 IC 3
+Vcc1
1,8 MΩ
« START »
Chrono
IC 8
IC 7
IC 6
1/10s
1s
Qu
+Vcc1
+Vcc3
390Ω
470kΩ
47µF
IC 1, IC 2, IC 3 = 4011
IC 4 = 4050
IC 5 = 4066
IC 6 = SN76 825
IC 7, IC 8 = 7490
IC 9 = 7217 IJI
IC 10 = TIL 111
IC 11 = 4027
D1, D2, D3 = 1N4148
Alim. ext.
Charge
Tr1
R1
2N2222
390Ω
1kΩ
+Vcc2
10kΩ
2,7kΩ
IC 10

Fig. 2.

Une impulsion sur le poussoir « start chrono » déclenche donc le chrono. Une autre impulsion arrête le chrono et bloque l'affichage par l'intermédiaire de l'entrée « store » du ICM 7217. Une troisième impulsion fait redémarrer le chrono en le remettant à zéro.

Alimentations

Trois alimentations (fig. 4) sont nécessaires :

– en 12 V pour l'horloge et le relais,
– en 5 V pour l'ensemble des circuits,
– en 5 V pour le circuit de commande du triac.

Mais attention ! Les masses ne sont pas communes.

Le débitmètre

Toute la précision de l'appareil est liée à la construction mécanique proprement dite du débitmètre. Pour notre part, nous avons construit une sorte d'éprouvette dont nous connaissons le volume avec précision. L'entrée est en bas et la sortie est en haut. On place sur l'entrée et la sortie une sonde simplement réalisée avec du fil de cuivre.

Au passage de l'eau ou de tout autre liquide conducteur, on déclenche un monostable qui valide l'entrée « start chrono ». Le comptage commence et lorsque le liquide atteint la deuxième sonde, un deuxième monostable arrête le chrono et bloque l'affichage. Il suffit dès lors de multiplier le volume du débitmètre par 60/T pour connaître le débit en minutes.

Le schéma est en **figure 5.**

Pour varier, nous avons utilisé une autre forme d'alimentation à base de L 200. Un très bon circuit qui permet de réaliser des alimentations de 0 à 30 V et 2 A ou plus avec transistor ballast.

L'alimentation est double **(fig. 6)**, car nous raccordons le moteur d'entraînement de la pompe sur le même boîtier que le débitmètre, ce qui en fait un appareil autonome.

Le compte-tours

On utilise là aussi un ICM 7217 mais sans roues codeuses **(fig. 7).**

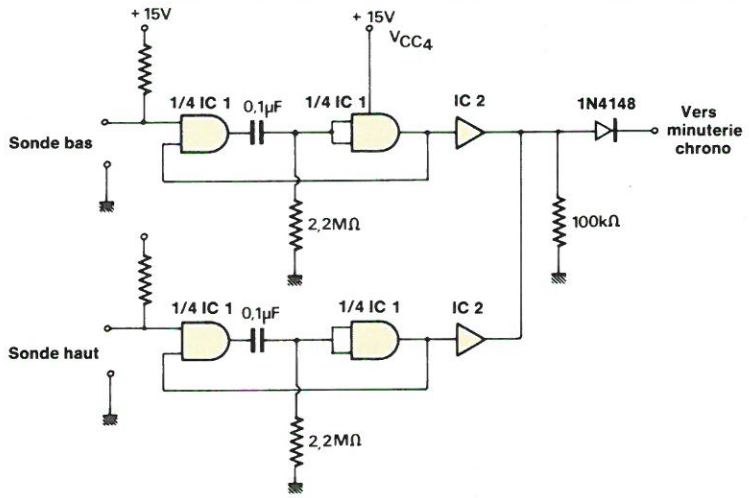


Fig. 5.

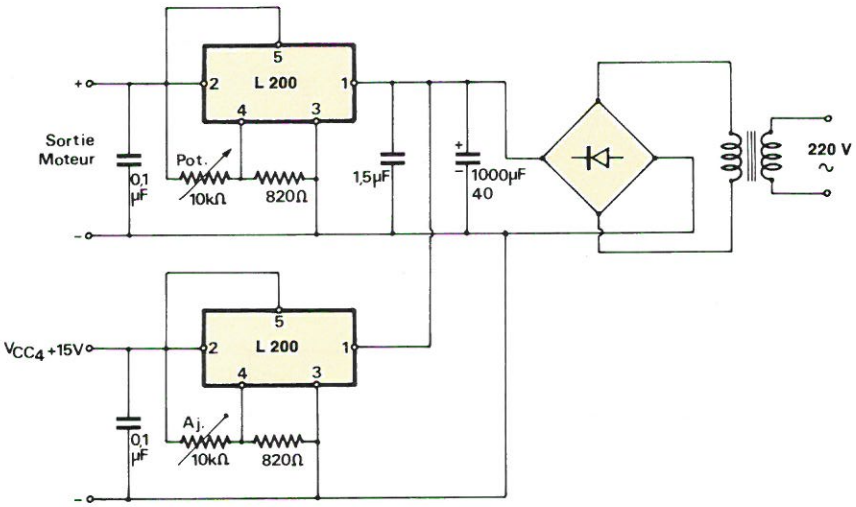


Fig. 6.

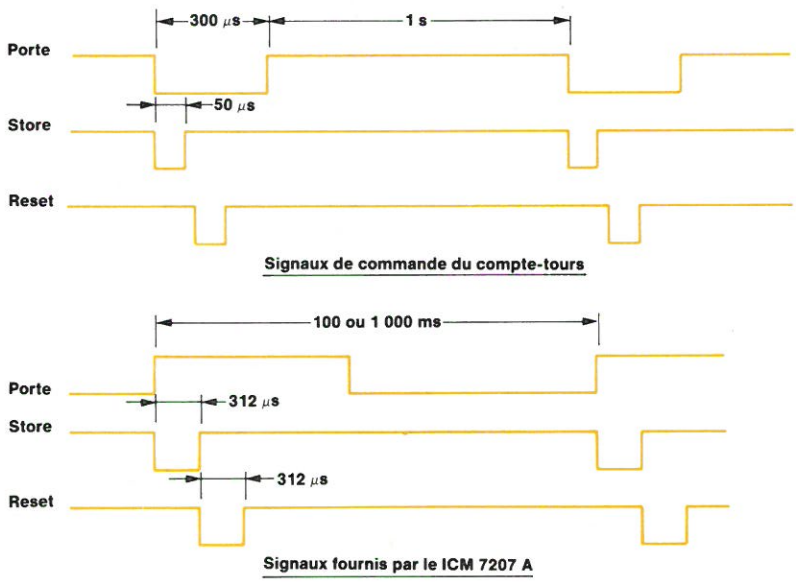


Fig. 8.

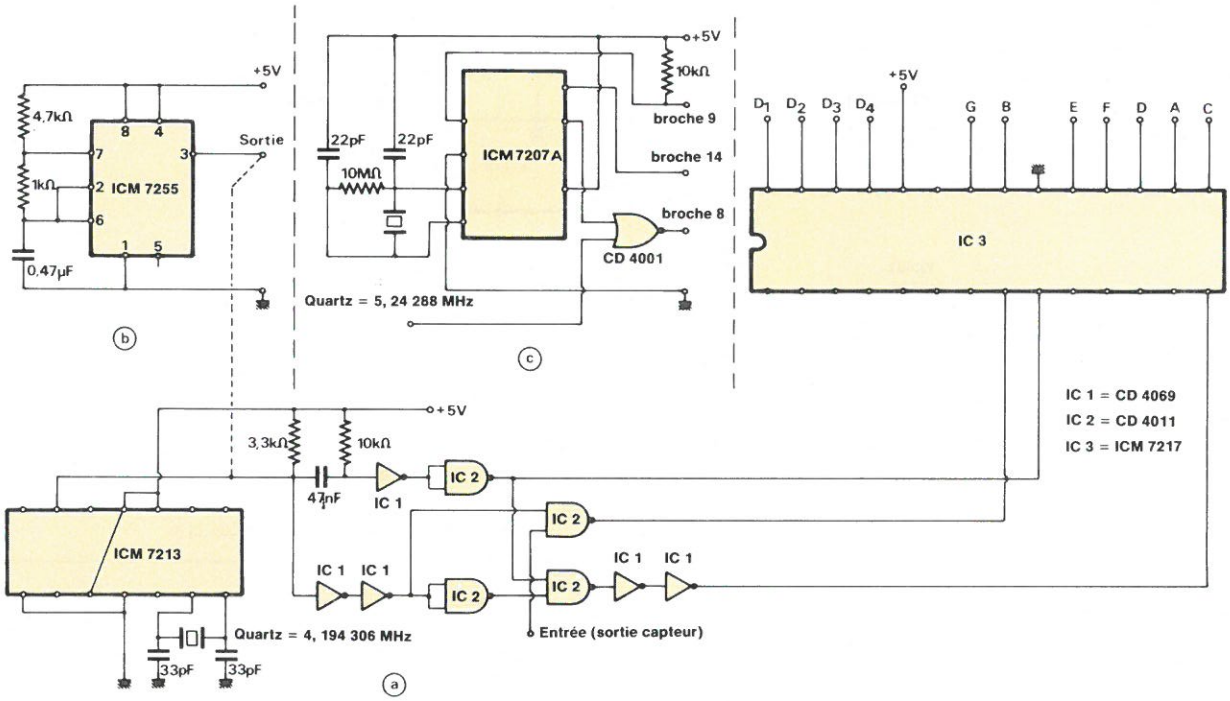


Fig. 7.

Une horloge délivre une impulsion positive d'une seconde qui ouvre la porte du comptage, permettant aux signaux issus du capteur d'arriver sur l'entrée compteur du ICM 7217. Au bout d'une seconde, la sortie d'horloge passe à zéro, ce qui provoque la fermeture de la porte de comptage, le blocage de l'affichage (« store »), la remise à zéro du compteur, et le cycle recommence. La durée de l'impulsion négative est d'environ 300 μs (fig. 8).

La version utilisée dans notre appareil est construite autour d'un ICM 7213 et d'un quartz 4,194304 MHz (tout simplement parce que nous avions ce circuit sous la main).

A noter que deux autres circuits d'horloge peuvent également être préférés à notre version comportant un 7213 : l'un utilise un ICM 7255, l'autre un ICM 7207 A. Ce dernier est le plus précis car il est spécialisé dans cette fonction et délivre les signaux de comptage, de « store » et de « reset » (fig. 7 b et c).

Le capteur est réalisé à l'aide d'une fourche optique (fig. 9). Sur l'arbre moteur nous avons placé un disque (en fait une roue dentée à 60 dents ou 60 intervalles).

Pourquoi soixante ? Pour pouvoir afficher le tour par minute. En effet, avec une détection par tour, il aurait fallu une porte de comptage de 1 mn, ce qui rendrait impossible la précision instantanée. Si, au contraire, on compte 60 impulsions par tour et que l'on fait tourner le moteur à 1 tour/minute, on aura bien une impulsion par seconde et toutes les secondes.

Le régulateur de vitesse

Les pompes utilisées étant des pompes péristaltiques, une usure du tube entraîne une perte de charge pour le moteur qui voit donc sa vitesse augmenter si son alimentation est simplement stabilisée.

Il fallait donc pouvoir contrôler sa vitesse. Il fallait aussi que le régulateur puisse « avaler » plusieurs types de moteurs, donc de puissances différentes.

Le schéma est réalisé autour d'un circuit *SGS*, le L 146, régulateur de tension programmable (fig. 10).

Là encore on utilise le disque du compte-tours avec un deuxième capteur (fig. 11). Le moteur étant chargé convenablement, on règle sa vitesse à l'aide d'un potentiomètre placé dans un monostable. Le signal carré à la sortie est différencié par le condensateur placé entre les broches 4 et 13 du L 146. Une tension continue apparaît donc à la broche 4 (entrée inver-

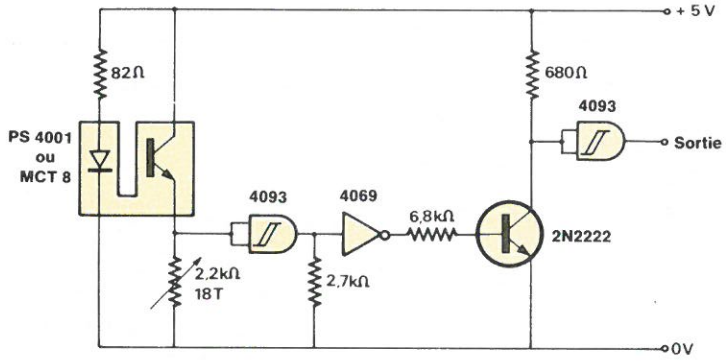


Fig. 9.

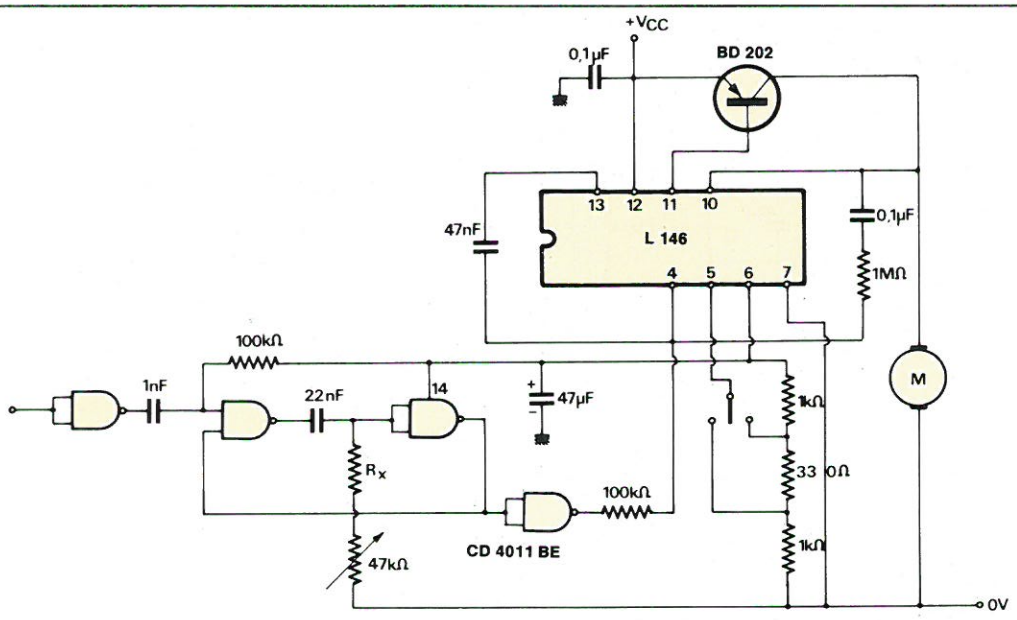


Fig. 10.

seuse) et est comparée à la tension de référence présente sur la broche 5. Si, pour une raison ou une autre, la charge du moteur varie, donc son couple, les informations en provenance du capteur modifient la fréquence du monostable et par conséquent la tension sur la broche 4, ce qui se traduit par une modification sur la base du transistor ballast qui réduit ou augmente le courant et la tension aux bornes du moteur. La vitesse est donc bien stabilisée. La résistance R_X, qui dépend de la variation de vitesse désirée, est à déterminer expérimentalement.

L'alimentation du CD 4011 est prise sur la borne 6 du L 146 (tension de référence environ 8,6 V), et l'alimentation générale dépend du ou des types de moteurs utilisés. Pour notre part, environ 40 V.

Pour un moteur de 30 W alimenté en 30 V, la vitesse est réglable de 300 tours/minute environ à 5 500 tours/minute.

Voilà en ce qui concerne l'étude du banc d'essais. La réalisation mécanique est laissée à l'appréciation de chacun. A part la minuterie qui dispose d'un circuit imprimé spécial, les autres circuits ont été réalisés sur plaquettes Veroboard, étant donné la faible complexité du câblage.

Le plan d'interconnexion des différents boîtiers se déduira aisément du synoptique général de la **figure 1**.

En conclusion, voici un ensemble qui, malgré sa simplicité, peut rendre bien des services dans un laboratoire, étant entendu qu'il est très facile à extrapoler en fonction des besoins de chacun.

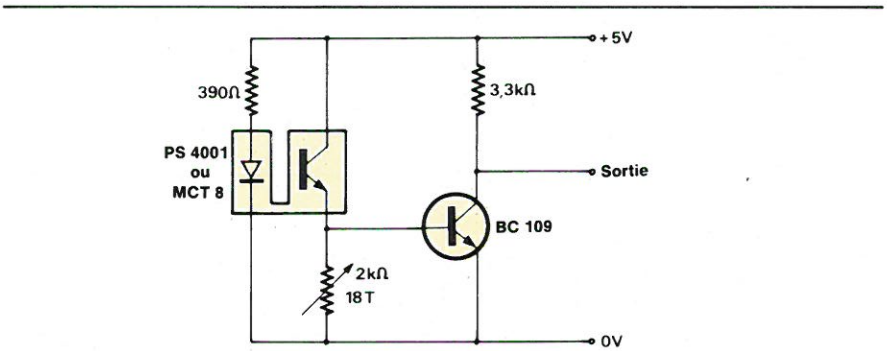


Fig. 11.

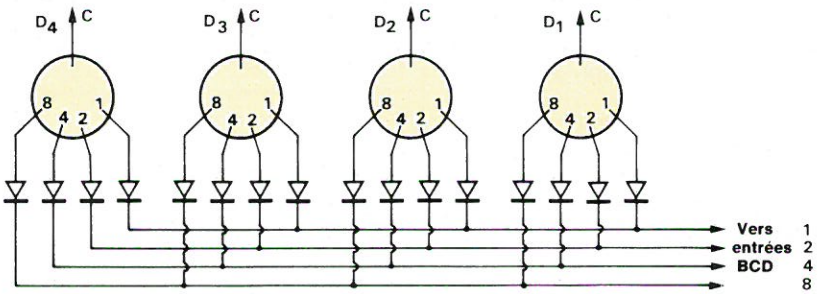


Fig. 12.

Quelques remarques

La **figure 12** donne, pour lever toute ambiguïté, le schéma de raccordement des roues codeuses au circuit intégré ICM 7217.

Pour ceux qui utiliseraient la version 7217 A IJI, c'est-à-dire pour afficheurs à cathodes communes, il suffit d'inverser le sens des diodes 1N 4148 (attention au brochage, qui n'est pas le même).

Suivant que l'on utilise des fourches optiques avec ou sans Darlington de sortie, il peut être nécessaire d'amplifier le signal de sortie avant d'attaquer les portes logiques de comptage. Un simple transistor BC 109 suffit dans la plupart des cas.

B. Pautal

Applications

Un séquenceur universel
(générateur automatique d'instructions)

L'étude qui va suivre est née de la préoccupation suivante de l'auteur : exécuter une série d'instructions dès la mise sous tension d'un ordinateur, sans intervention manuelle sur le clavier.

A l'échelon industriel, on peut penser au lancement d'un processus quelconque avant l'arrivée du personnel travaillant sur les lieux ; par exemple, la mise en température d'un four, suivant une régulation déterminée, une heure avant l'arrivée des ouvriers.

Principe

Chaque clavier est codé par un nombre **n** de lignes et un nombre **m** de colonnes matérialisées par des fils conducteurs ; l'action sur une touche permet de mettre en relation une des **n** lignes avec une des **m** colonnes.

Le clavier étant actionné, le calculateur, grâce à un circuit spécialement conçu pour s'adapter au milieu extérieur (PIA) et grâce à un programme interne, peut reconnaître la touche qui a été sélectionnée.

Généralement, le PIA permettant la gestion physique du clavier est constitué par deux ports :

Le port **A** est relié aux lignes, par exemple, et le port **B** est relié aux colonnes (**fig. 1**).

Au niveau de la programmation, le constructeur décide par exemple que le port **A** fournit des informations sur les lignes (port **A** en sortie) et donc le port **B** recueille des informations sur les colonnes (port **B** en entrée).

Les codes ainsi formés seront interprétés suivant une grille dont nous donnons deux exemples.

Le premier est celui obtenu à partir du *Commodore* C 64.

On constate ici qu'il y a 8 lignes et 8 colonnes numérotées de 0 à 8. Le connecteur reliant le clavier au boîtier principal possède 21 broches dont nous donnons (**fig. 2**) les correspondances entre le numéro de ligne ou colonne et la position sur le connecteur.

Pour le second exemple, nous avons pris le *D.A.I.*, car la liaison physique entre le clavier et la carte-mère est inexistante ; en effet, le clavier est directement implanté sur la carte-mère. Il faut alors savoir que le système adresse le clavier comme toute autre adresse de son espace adressable et, puisqu'il faut un port délivrant des informations et un port lisant les informations, savoir également que ces adresses sont FF07 pour les lignes, FF01 pour les colonnes (**fig. 3**).

Lorsque nous appuyons sur une touche du clavier, nous mettons en relation une ligne du port **A** et une colonne du port **B** du PIA. Par programme, le calculateur reconnaît la touche actionnée et la prend en compte.

L'idée est donc de simuler l'action sur le clavier en agissant directement sur le PIA et ce, sans connaître dans le détail le fonctionnement interne du microprocesseur et de sa suite !

Le synoptique de la **figure 4** nous donnera une idée plus précise de cette simulation.

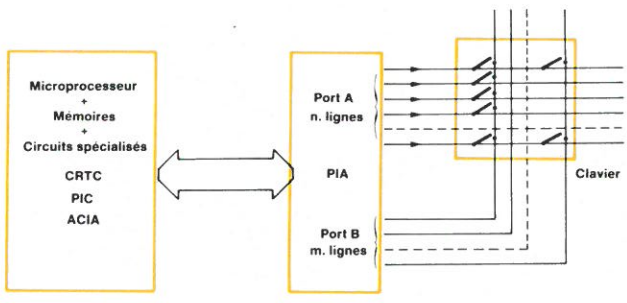


Fig. 1

Ligne (Port A)		0	1	2	3	4	5	6	7	Position binaire
Colonne (Port B)		13	14	15	16	17	18	19	20	N° broche
Position binaire	N° broche									
0	5	F_4	CH	–	Ø	8	6	4	2	
1	6	F_3	↑	@	O	U	T	E	Q	
2	7	F_2	=	:	K	H	F	S	Commun	
3	8	F_1	Shift R	.	M	B	C	Z	Space	
4	9	↑↑	/	,	N	V	X	Shift L	Run Stop	
5	10	⇄	;	L	J	G	D	A	Control	
6	11	Return	*	P	I	Y	R	W	←	
7	12	Delate	£	+	9	7	5	3	1	

Fig. 2

Position binaire	0	1	2	3	4	5	6
0	0	8	Return	H	P	X	↓ Curseur
1	1	9	A	I	Q	Y	↑ Curseur
2	2	:	B	J	R	Z	← Curseur
3	3	;	C	K	S	)	→ Curseur
4	4	,	D	L	T	Λ	TAB
5	5	–	E	M	U	Space	Control
6	6	.	F	N	V	Rept	Break
7	7	/	G	O	W	Char Del	Shift

FFØ1

FFØ7

Fig. 3

Une horloge délivre des signaux H à un rythme semblable à celui qu'aurait une personne en appuyant sur les touches (quelques hertz). Ce signal, via une porte de commande, active une série de compteurs. Les sorties de ces compteurs permettent d'adresser une mémoire morte EPROM préalablement programmée. Les sorties $Q_{0\text{-}7}$ de la mémoire sont réparties en deux groupes de quatre bits.

Les trois premiers bits de chaque groupe sont utilisés via un décodeur pour actionner les commutateurs analogiques sélectionnés par le programme contenu dans la mémoire morte. Pour chaque code venant de l'EPROM, grâce aux décodeurs, un seul des huit commutateurs analogiques du port A et un seul des huit commutateurs analogiques du port B sont validés. Les quatrième bits sont utilisés pour reconnaître l'action du « Shift » sur le clavier.

Les sorties notées port A et port B de la **figure 4** sont branchées en parallèle sur le connecteur du clavier, ou sur le PIA qui gère le clavier.

Description du séquenceur

L'horloge

Cette horloge est réalisée avec un circuit du type NE 555. La rapidité avec laquelle nous actionnons le clavier de notre calculateur n'étant pas critique, nous allons prendre une fréquence d'horloge relativement basse (quelques hertz). Le schéma de l'horloge est donné à la **figure 5.**

Nous rappelons que, dans cette configuration, ce circuit charge un condensateur C_2 à travers les résistances P_1, P_2, R_2. La tension prélevée aux bornes (2) et (6) est comparée au 2/3 de V_{cc} ; dès que cette tension dépasse ce seuil, la borne (7) passe à la masse (transistor interne en commutation), déchargeant ainsi le condensateur C_2 à travers R_2.

Le temps de charge vaut :

$$\tau_1 = 0{,}693\ (P_1 + P_2 + R_2)\ C_2$$

Le temps de décharge vaut :

$$\tau_2 = 0{,}693\ (R_2)\ C_2$$

La période vaut donc :

$$T = \tau_1 + \tau_2$$

$$T = 0{,}693\ (P_1 + P_2 + 2R_2)\ C_2$$

Avec $P_1 = 1\ M\Omega$, $P_2 = 100\ k\Omega$, $R_2 = 100\ k\Omega$, $C_2 = 1\ \mu F$, on a :

$$T_{MAX} = 0{,}9\ s$$

Bien évidemment, pour nous, le rapport cyclique n'a aucune importance car le compteur changera d'état sur le même type de front.

Avec R_2 et $P_2 << P_1$, P_1 règlera la période grossièrement, P_2 assurera un réglage fin de la période.

Monostables (circuit NE 556)

Il y a en fait deux monostables, l'un pour attendre un temps T_1 avant de mettre en œuvre le comptage, l'autre pour stopper le comptage au bout de T_2. Le signal issu du deuxième monostable pourra être utilisé pour commuter en « veilleuse » le séquenceur.

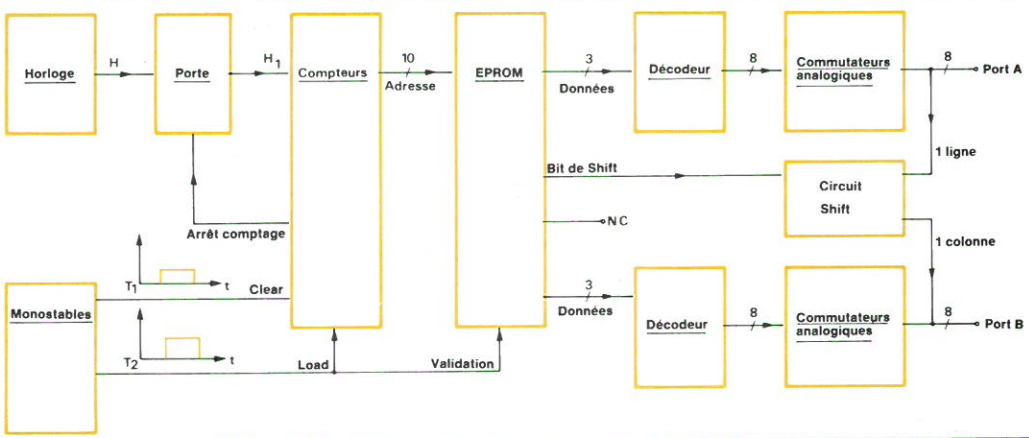


Fig. 4

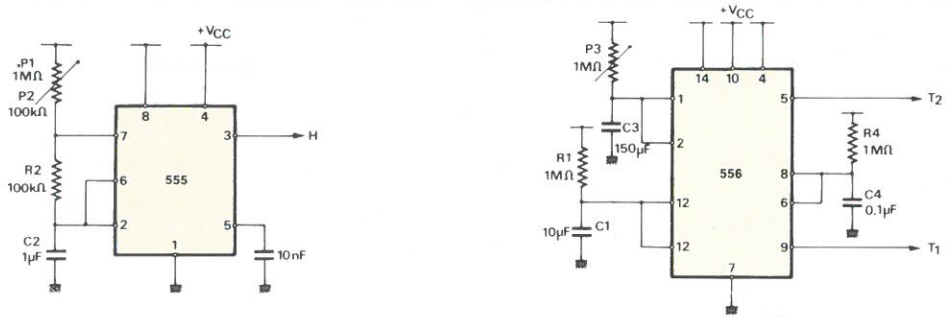


Fig. 5 (à gauche) et 6 (à droite)

Le schéma de cette partie est donné à la **figure 6.**

Le réseau R_4, C_4, permet d'initialiser les bascules.

Le réseau P_3, C_3, permet d'obtenir sur la sortie (5) du 556 une impulsion T_2 d'une durée maximale de :

$T_{2\,MAX}$ = 165 s

Le réseau R_1 C_1, permet d'obtenir sur la sortie (9) du 556 une impulsion T_1 d'une durée maximale de :

T_1 = 11 s

A la mise sous tension, il se peut que votre micro-ordinateur mette un certain temps avant que vous puissiez l'utiliser (chargement du Basic, etc.) ; bien entendu, durant cette phase, toute action sur le clavier est inopérante, d'où la présence dans notre séquenceur du signal T_1. Voici pourquoi.

Tant que T_1 est au niveau logique haut, l'ensemble des compteurs est inactif aux impulsions d'horloge H. Dès qu'il passe au niveau logique bas, l'horloge H, via la porte de commande, actionne les compteurs.

T_2 étant au niveau logique haut, les compteurs progressent jusqu'à atteindre une valeur C_{MAX} qui, une fois atteinte, arrêtera l'horloge ; on pourra supposer dès lors que le travail demandé au séquenceur sera terminé. Pour des raisons d'adaptation (2716 vers 2732...) le travail devra effectivement être terminé lorsque T_2 passera au niveau logique bas ; ce signal nous servira à couper l'alimentation du séquenceur.

Compteurs et porte de commande

Cette partie est constituée de compteurs 74193 montés en cascade, avec comme porte de commande une porte NAND à trois entrées et un inverseur.

Le schéma de cette partie est donnée à la **figure 7.**

On constate que T_1 active toutes les entrées (14) des compteurs. Lorsque T_1 = « 1 », on réalise un effacement (« CLEAR ») : les compteurs sont placés à zéro, et ce, quel que soit l'état de l'horloge H_1. Quand T_1 passe à « 0 », H_1 peut activer les compteurs.

Sur la **figure 7,** nous avons arrêté le comptage à 2048, nombre correspondant à l'adressage maximum d'une mémoire 2716. En effet ce nombre, en hexadécimal, donne : #800, la ligne A_{11} est donc à « 1 » et via l'inverseur, elle positionne le signal H_1 à « 1 », d'où l'arrêt du comptage par dépassement de capacité mémoire.

Lorsque T_2 passe à son tour à « 0 », on actionne alors sur les compteurs le chargement de la valeur qui est présente sur les entrées Q_i ; comme ici elles sont toutes à « 0 », on fait une remise à zéro. A_{11} repasse alors à « 0 » et libère ainsi H_1, mais elle est sans effet sur la ligne (11) (« LOAD »), toujours à « 0 ».

On a choisi cette solution pour limiter le nombre de circuits de la maquette.

La mémoire morte

On utilise ici une 2716 ou une 2732, car ces deux mémoires sont monotension et très répandues dans le commerce.

Le brochage est donné à la **figure 9.**

Les broches notées A_i sont les lignes d'adressage. L'adresse est prise en compte si la broche 18 ($\overline{CE}$) est au niveau logique bas. Les broches notées O_i sont les lignes de données. L'octet adressé est validé si la broche 20 ($\overline{OE}$) est au niveau logique bas. Comme on n'utilise cette mémoire qu'en mode lecture, pour la 2716, on mettra la touche 21 (V_{pp}) au niveau logique haut.

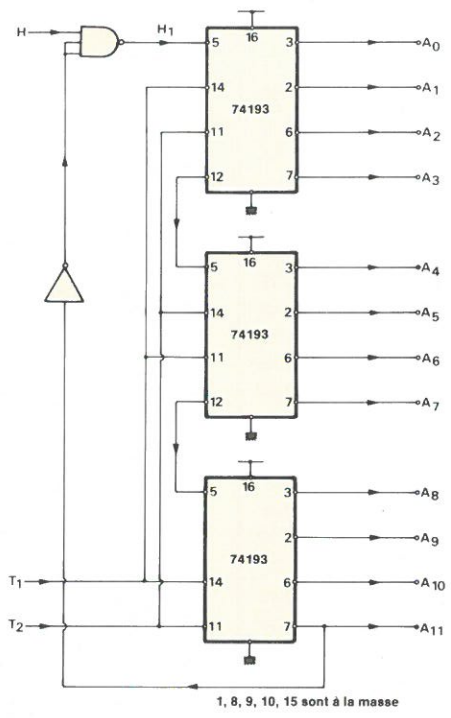


Fig. 7

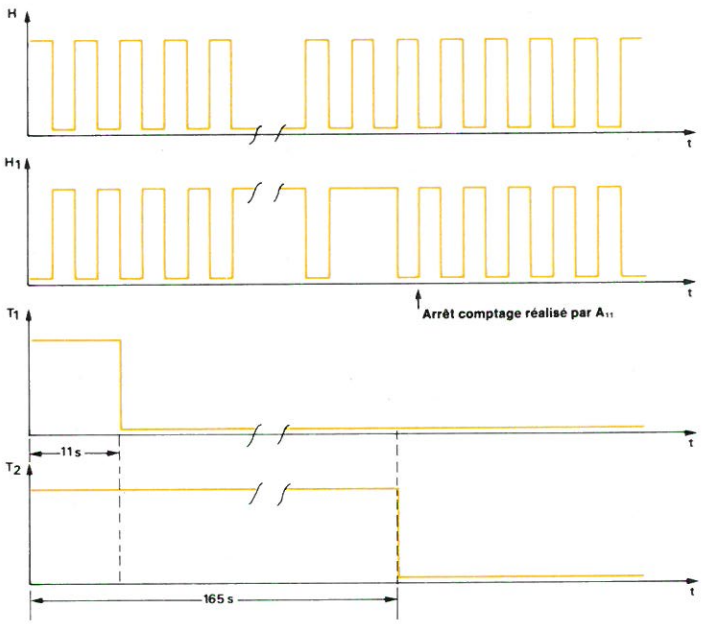


Fig. 8

Le décodeur et les commutateurs analogiques

Cette dernière partie est réalisée autour d'un 74138, deux 7404 et deux MC 4016, et cela pour chaque port (A, B).

Le 74138 est un décodeur 3 lignes vers 8 lignes ayant trois lignes de commande, le niveau haut sera noté « 1 » :

– G_1 (broche n° 6) à « 1 » valide le décodage, à « 0 » met toutes les sorties à « 1 ».

– G_2 A (broche n° 4) ou G_2 B (broche n° 5) à « 0 » valident le décodage, à « 1 », mettent toutes les sorties à « 1 » quel que soit l'état de G_1.

Le MC 4016 est un quadruple commutateur analogique. Un niveau logique bas sur la commande d'un des commutateurs établit entre l'entrée et la sortie une impédance très élevée (contact ouvert), dans le cas contraire cette impédance devient très faible (contact fermé).

Il faut remarquer que lorsque le décodage est effectif, la ligne décodée est mise à « 0 », mais, pour fermer le contact, il faut un signal à « 1 » : on utilisera donc un inverseur sur chaque sortie pour rendre compatible les signaux de commande des commutateurs analogiques.

Le schéma pour un port est donné à la **figure 10.**

Remplissage de l'EPROM

Supposons que, pour démarrer un programme, il faille le charger à partir d'une disquette sous le nom de fichier : « PUBLICITE »

Premier cas : un seul fichier sur la disquette (fig. 11).

Il faudra donc taper sur le clavier, par exemple :

LOAD ↵

Une fois chargé (retour de l'index), il faudra taper RUN pour obtenir l'exécution du programme.

Si on se réfère au tableau de la **figure 2,** par exemple, on simulera la frappe du L par la validation de la ligne n° 5 et de la colonne n° 2.

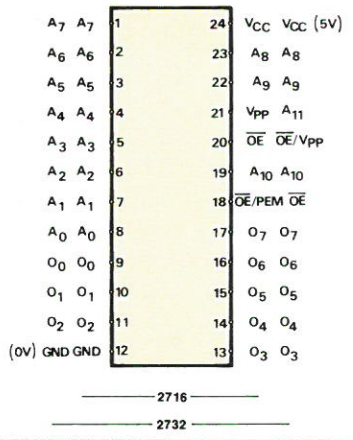


Fig. 9

Conformément à ce qui a été dit plus haut, la donnée lue au niveau de l'EPROM est divisée en deux parties : un quartet pour le port **A,** un quartet pour le port **B.**

donnée lue

vers PORT B (ligne)	X			
vers PORT A (colonne)	X			

Seuls les trois premiers bits des deux quartets sont utilisés pour être décodés. Supposons alors que le quatrième bit de chaque quartet soit à « 0 ».

Prenons alors une ligne du tableau **(fig. 11),** la ligne **R** par exemple.

Lorsqu'on actionne la touche **R,** d'après le tableau de la **figure 2,** on met en relation le fil n° 18 avec le fil n° 11, soit le bit n° 5 du port **A** avec le bit n° 6 du port **B,** d'où la donnée qui sera lue :

0110 0101 #65 **(fig. 11).**

La première ligne est à l'adresse #004. Bien entendu on pourrait la stocker à tout autre emplacement de la mémoire, mais en la plaçant au début on évite d'attendre que le compteur atteigne la bonne adresse ; en la mettant seulement à la 5e place on évite les aléas de démarrage de H_1.

Mais attention, il faudra faire ensuite que les adresses d'attentes non occupées n'aient aucune action sur le PIA en y plaçant un code inactif.

Pour le *Commodore,* on pourra prendre le code de la touche F_4 qui donne #00 **(fig. 12).**

Remarques

– A partir de l'adresse #009, on peut mettre n'importe quelle donnée (HFF par exemple), car le système est en train de charger le fichier, mais dès qu'il a terminé, il reprend la scrutation du clavier (donc du séquenceur). Si, par exemple, les compteurs du séquenceur étaient à l'adresse #A04 et, si, à cette adresse, la donnée lue était #FF, les décodeurs valideraient les lignes (20) du port **A** et (12) du port **B** : le système prendrait en compte toute une série de « 1 » pour le C 64. Donc pour plus de sécurité, il faut mettre #00 dans les adresses inexploitées ; pour le *D.A.I.,* il faudra mettre non pas #00 mais #06 par exemple.

– Pour le *D.A.I.,* lors de la mise sous tension, il passe dans une boucle d'attente. Pour en sortir, il faut appuyer sur n'importe quelle touche,

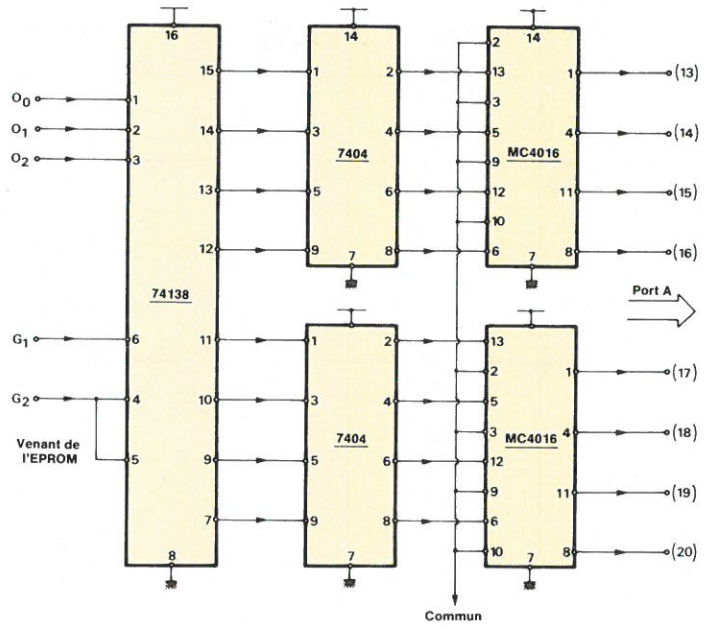


Fig. 10

Clavier	Port	Port	Donnée	Adresse
L	10→ # 5	15→ # 2	# 52	ØØ4
O	6→ # 1	16→ # 3	# 13	ØØ5
A	10→ # 5	19→ # 6	# 56	ØØ6
D	10→ # 5	18→ # 5	# 55	ØØ7
↵	11→ # 6	13→ # Ø	# 6Ø	ØØ8
	broche → position binaire	broche → position binaire	données sans action	adresses d'attente
R	11→ # 6	18→ # 5	# 65	xxC
U	6→ # 1	17→ # 4	# 14	xxD
N	9→ # 4	16→ # 3	# 43	xxE
↵	11→ # 6	13→ # Ø	# 6Ø	xxF

Fig. 11

Adresse	Donnée		Actions générées par le séquenceur
000 001 002 003	00 00 00 00		Attente de quatre coups d'horloge, évite les aléas de H_1
004 005 006 007 008	52 13 56 55 60	L O A D ↵	
009 00A 00B	00 00 00		Attente du chargement d'un programme principal d'un disque ou une cassette
XXC XXD XXE XXF	65 14 43 60	R U N ↵	Remplissage de l'EPROM pour le C 64 pour l'exemple du 1er cas
	X		Début du déroulement du programme

Fig. 12

donc prévoir, juste avant de lancer la séquence « LOAD », une simulation de touche appuyée (à l'adresse #003 on pourra mettre #00 par exemple).

– Une fois que le deuxième « RETURN » est passé, on peut mettre n'importe quoi dans la mémoire s'il reste de la place (c'est-à-dire si l'on n'est pas en fin d'adressage) et si dans le programme il n'y a pas de scrutation du clavier (« INKEY »).

Second cas : il y a plusieurs fichiers sur la disquette

Prenons alors le *D.A.I.* pour traiter cet exemple. Supposons que le programme à charger soit sur la deuxième disquette (référencée n° 1) et que le nom de ce programme soit : PUBLICITE. Manuellement, nous devrions taper la séquence :

LOAD « PUBLICITE:1 » ↵

Les quatre premières séquences ne posent aucun problème puisque ce sont les mêmes qu'au premier cas ; par contre, c'est la cinquième séquence qui nous dérange, car, lorsque nous regardons le tableau donnée à la **figure 3** pour le *D.A.I.*, nous n'avons pas les guillemets : nous les obtenons en appuyant simultanément sur la touche 2 et « Shift ».

Dans le cas du Shift actionné, le tableau de codage devient celui de la **figure 13.**

Pour distinguer ces deux tableaux, nous disposons des quatrièmes bits du codage du port **A** et **B**. Malheureusement, tel qu'est conçu le séquenceur, on constate qu'il y a une ligne commune pour mettre en relation une ligne et une colonne de matriçage du clavier.

Ainsi, si nous actionnons simultanément le « Shift » et le « 2 » pour obtenir les guillemets, on mettra en relation les lignes 2, 7 et les colonnes 0, 6 (cf. **fig. 3**). Sans trop entrer dans les détails, on conçoit aisément que le code résultant dépendra de la scrutation exécutée par le PIA, et que, en aucun cas, nous n'obtiendrons le code voulu : il faut isoler la ligne et la colonne du « Shift ».

Cette fonction est assurée dès la présence d'un « 1 » logique sur les quatrièmes bits des deux quartets. Ces deux « 1 » sont détectés par une porte ET, la sortie attaque la commande d'un commutateur analogique isolé, dont les connexions sont reliées aux bornes correspondant au « Shift ».

Pour le *D.A.I.* ces bornes sont 6, 7 au niveau du PIA, pour le *Commodore* ces bornes sont 14,8 ou 19,9 au niveau du clavier. Du point de vue réalisation, il suffit de regarder la **figure 14.**

Le contenu de l'EPROM, dès lors, pour le *D.A.I.* sera, si on suppose que l'on garde deux emplacements mémoire en attente celui de la **figure 15.**

Pour lancer le programme, il suffit de placer en fin de mémoire la séquence (RUN ↵) compatible avec le système étudié.

	0	1	2	3	4	5	6
0	o	(	Return	h	p	x	↑ Page
1	!	)	a	i	q	y	↓ Page
2	"	+	b	j	r	z	← Page
3	#	+	c	k	s	]	→ Page
4	$	<	d	l	t	~	TAB
5	%	=	e	m	u	Space Bas	Ctol
6	&	>	f	n	v	Rept	Local
7	'	?	g	o	w	Char Delate	Shift

Fig. 13

Touche(s) actionnée(s)	Adresse	Donnée D.A.I.	Donnée C 64
aucune	000	#77	#00
aucune	001	#77	#00
L	002	#43	#52
O	003	#73	#13
A	004	#12	#56
D	005	#42	#55
»	006	#A8	#8F
P	007	#04	#62
U	008	#54	#14
B	009	#22	#34
L	00A	#43	#52
I	00B	#13	#63
C	00C	#32	#35
I	00D	#13	#63
T	00E	#44	#15
E	00F	#52	#16
:	010	#21	#22
1	011	#10	#77
»	012	#A8	#8F
↵	013	#02	#60

Fig. 15

Réglages

Avant tout, il faut mesurer le temps que prend le système pour donner la « main » à l'utilisateur après mise sous tension : supposons que ce temps soit égal à τ_1.

Ensuite, il faut connaître la durée de chargement du programme choisi : soit τ_2 cette durée.

Ici nous supposerons que nous utilisons une mémoire EPROM de 2 048 octets.

Soit alors τ la période de l'horloge H (cf. **fig. 4**). Il faut que cette période soit telle que :

$2048^*\tau > \tau_1 + \tau_2$

Soit N le nombre de pas utilisés en début de mémoire pour charger le programme (ici 20), et M le nombre de pas utilisés en fin de mémoire pour lancer le programme, il faut :

$\tau_2 < (2\,048 - N) \cdot \tau$

Avec deux inéquations et deux inconnues on peut résoudre le système.

Pour notre exemple, $\tau_1 \approx 3$ s, $\tau_2 = 105$ s, on a choisi $\tau = 0{,}6$ s.

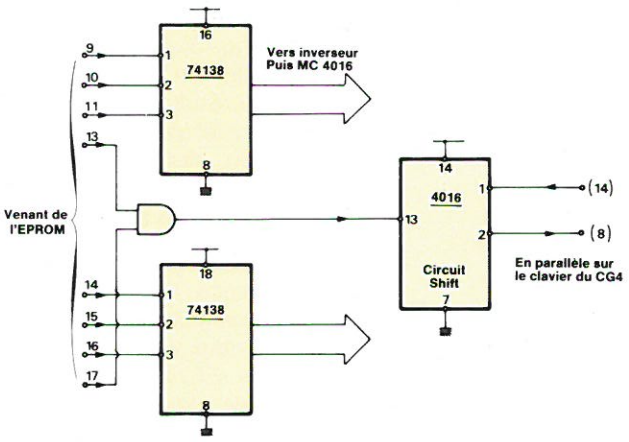


Fig. 14

Pour le réglage de T_1 et T_2, on prend :

$T_1 > \tau_1$

$T_2 > (2\,048 - N - M)^*\tau$

T_1 a été réglé sur 10 s

T_2 a été réglé sur 150 s

Remarques

Si nous calculons le temps alloué pour charger le programme on trouve :

$(2\,048 - 20 - 4) \times 0{,}6 = 1\,214{,}4$ s

Attendre ici 20 minutes est trop long, on pourrait réduire τ tel que :

$$\tau = \frac{105}{2\,024} \approx 0{,}06 \text{ s}$$

ce qui donnerait 121 secondes pour le chargement et moins d'une minute après, un passage au « Stand By ».

Ici on a adressé les lignes A_8, A_9, A_{10} avec la même sortie des compteurs (sortie **A** broche 3 du dernier 74193).

Le temps de chargement devient alors :

$(512 - 20 - 4) \times 0{,}6 \approx 292$ s

On a vu qu'il fallait combler les cases mémoire non utilisées par des

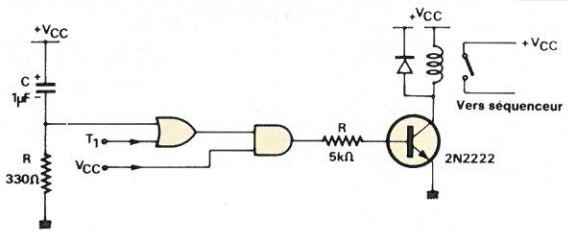


Fig. 16

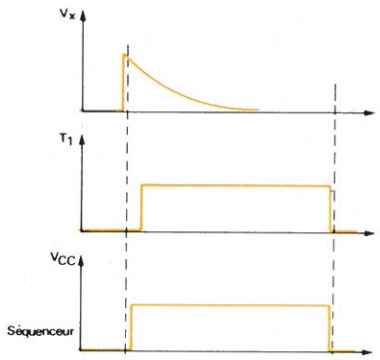


Fig. 17

codes inactifs du clavier ; cherchons ces codes.

Pour le *Commodore* **(fig. 14)**, on constate qu'aucune donnée active par quartet n'est à « F » ou « 7 », nous avons utilisé cette propriété pour brancher une porte NAND à trois entrées sur les lignes 9, 10, 11 (par exemple) de la mémoire 2716 et brancher la sortie de cette porte sur la validation des décodeurs (broche 6) ; ainsi, tant qu'il y aura « XF » ou « X7 » les décodeurs ne seront pas validés.

La raison de ces deux remarques est due au fait que les mémoires vierges sont normalement remplies par « FF » ; ainsi, lors de la programmation, nous ne « grillerons » que 24 emplacements mémoire ; malheureusement, on ajoute un circuit. L'ensemble consomme environ 300 mA sous 5 V ; à partir de l'information T_1 en sortie du monostable 556, il est possible de faire passer en attente le séquenceur.

Circuit « Stand By »

A la mise sous tension, T_1 est à « 0 » mais la sortie de la porte OU est à « 1 » grâce au circuit RC. Comme le système est sous tension, les entrées de la porte ET sont toutes les deux à « 1 », donc sa sortie est à « 1 », le relais se ferme, le + Vcc peut être envoyé sur le séquenceur. Dès que T_1 passe à « 0 », le relais n'est plus activé **(fig. 16)**.

Sur la **figure 17**, nous avons le chronogramme de ce circuit « Stand By ».

Conclusion

Ce séquenceur peut être remanié afin d'être rendu compatible avec un calculateur particulier.

Le schéma général **(fig. 18)** est celui du séquenceur réalisé avec une EPROM dont le codage de la présence ou non d'un Shift a été inversé : c'est la raison de la présence de l'inverseur à la sortie de la broche 13 de l'EPROM. Nous n'avons pas utilisé les deux signaux venant des broches (13) et (17) de l'EPROM via la porte OU pour valider le Shift, un seul signal est suffisant.

Bien d'autres détails auraient pu être développés, mais tel quel, ce séquenceur peut trouver beaucoup d'applications.

Le prototype fonctionne tous les jours sur un système d'affichage automatisé, utilisé au *CIEFOP*.

A. Leblond
CIEFOP

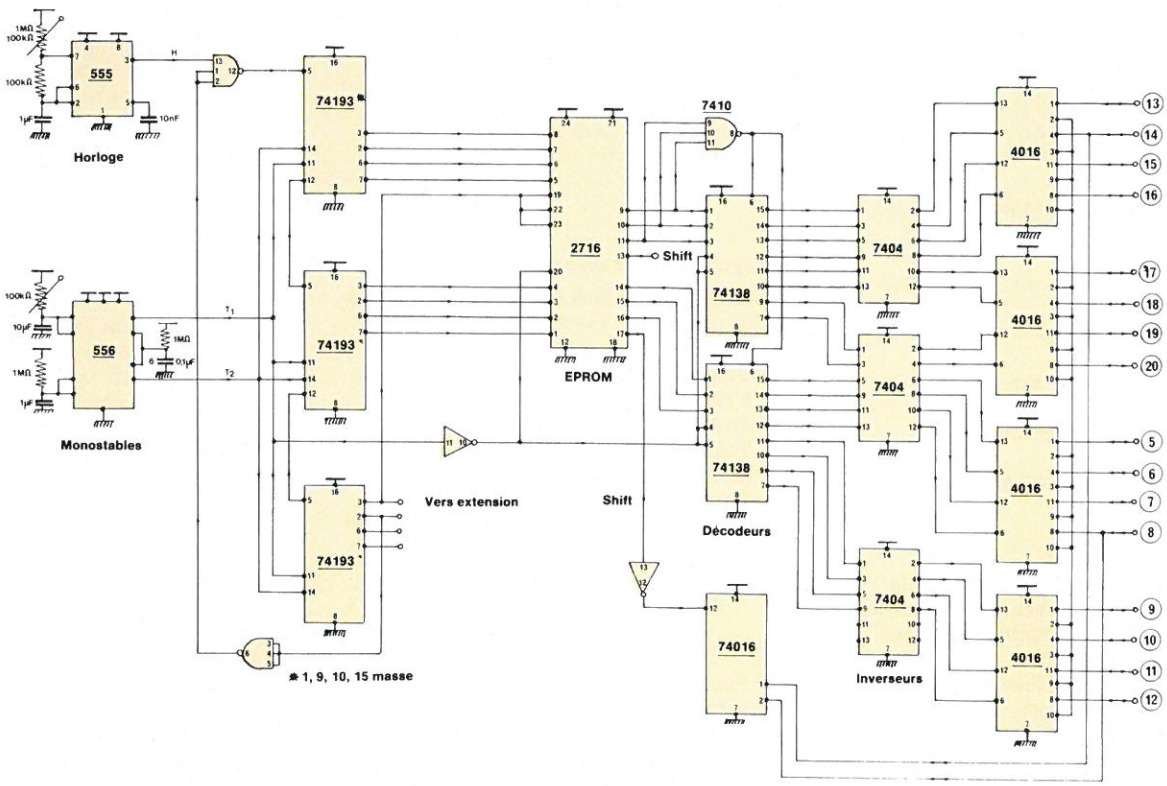


Fig. 18

Technologie

Technologie des mémoires « EPROM »

Les mémoires mortes effaçables, ou EPROM – « Erasable Programmable ROM » –, font maintenant partie de l'arsenal des circuits intégrés LSI actuels.

Si leur emploi est généralisé dans les systèmes électroniques et informatiques, leur fonctionnement n'est peut-être pas toujours très bien connu.

Aussi avons-nous jugé utile de faire, ici, une rapide synthèse technologique sur les EPROM. Précédée de « quelques mots d'histoire »...

Photo 1. – Une EPROM et son programmateur.

Historique

Les premiers travaux sur les structures de ROM effaçables ont été effectués par **Frohman-Bentchkowsky**, en 1971, chez **Intel Corporation.**

Une bonne connaissance du process des « grilles flottantes » fut nécessaire pour la conception des cellules mémoires EPROM (« Erasable Programmable ROM »).

On peut remarquer que toutes les générations de mémoire EPROM utilisent ce process, qu'elles soient de type **n** ou de type originel **p** (la première cellule mémoire était de canal **p**).

Les EPROM sont programmables électriquement et effaçables par un rayonnement ultraviolet. Mais la manœuvre d'effacement soulève des problèmes relatifs à la nature de la source UV, ce qui donne une certaine rigidité au processus d'effacement. Pour remédier à ce problème, on a conçu des mémoires effaçables électriquement : « E^2PROM ».

Les capacités-mémoire actuelles pour ce type de cellules atteignent 64 Ko contre 256 Ko ou 512 Ko pour les mémoires effaçables par rayonnement ultraviolet (mémoire EPROM). En effet, la densité d'intégration est plus faible dans le cas d'une structure E^2PROM, car les cellules mémoires sont plus volumineuses que celles de type EPROM.

EPROM UV : développement et technologie

Principes de programmation

Pour concevoir une cellule mémoire EPROM, on utilise une structure de doubles grilles en silicium polycristallin **(fig. 1).**

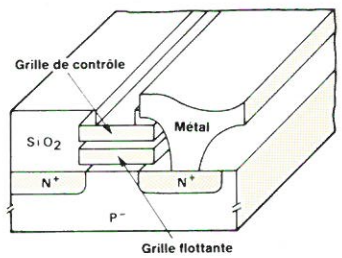


Fig. 1.

La variation du V_T du transistor peut être calculée par l'équation suivante

$$V_T = -\frac{\Delta Q_{FG}}{C_G} \qquad [1]$$

où : ΔQ_{FG} est la variation de la charge de la grille flottante, C_G est la capacité entre la grille flottante et la grille de contrôle.

Cette structure « monotransistor » de la cellule mémoire a permis d'avoir de fortes densités d'intégration puisque les deux grilles sont directement au-dessus du canal de transistor **(fig. 2).**

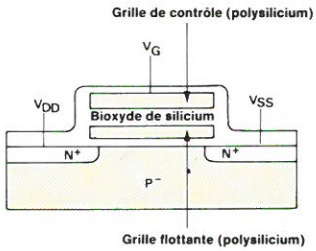


Fig. 2.

Remarque : le process a une grande influence sur la rentabilité des cellules EPROM car les électrons peuvent être piégés dans l'oxyde, générant des défauts. Ces défauts peuvent être aggravés par des cycles de programmation. Les électrons, une fois piégés dans l'oxyde, sont difficilement délogeables par rayonnement ultraviolet. Il est donc nécessaire d'augmenter la qualité de l'oxyde.

Un autre effet qui peut nuire au bon fonctionnement de la cellule est la création d'aspérités à la surface du silicium polycristallin dans l'oxyde. La présence de ces aspérités peut accroître le champ électrique et effectuer des effacements locaux dans la grille flottante.

La programmation d'une mémoire du type EPROM doit être précédée d'un effacement complet effectué par une exposition à une forte dose de rayonnement ultraviolet (avec une longueur d'onde de 2 527 Å).

Celui-ci peut être obtenu par une exposition au soleil pendant une longue période. Et, pour éviter des désagréments, on obture la fenêtre d'effacement par un couvercle opaque après programmation.

La grille supérieure effectue la sélection ; celle du bas – la grille flottante –, située entre la grille de contrôle et le substrat, est isolée par une zone de bioxyde de silicium (SiO_2) et est non connectée.

La programmation de la cellule est effectuée par injection d'électrons « chauds » à haute énergie, du substrat au travers de l'oxyde de grille.

La forte tension appliquée sur la grille de contrôle provoque le stockage de ces électrons dans la grille flottante. Les électrons ainsi accélérés ont assez d'énergie pour franchir la barrière de 3,2 eV entre le substrat et l'oxyde. Une fois la tension de programmation supprimée, la charge stockée dans la grille flottante y reste, assurant la non-volatilité de la cellule.

Pour permettre la migration des charges du substrat vers la grille flottante, il est nécessaire d'appliquer une tension positive sur la grille de contrôle. L'effacement de la cellule se fait par photoémission des électrons de la grille flottante vers la grille de contrôle et le substrat. Le rayonnement ultraviolet augmente l'énergie des électrons dans la grille flottante jusqu'au niveau où ils peuvent franchir la barrière des 3,2 eV entre la grille flottante et l'isolant.

Dans le cas où la grille flottante est non chargée, la tension de seuil du transistor N.MOS est égale à V_{TO}, c'est-à-dire à la tension de seuil la plus basse. Tandis que si la grille flottante est chargée (état logique 0), la tension de seuil du transistor N.MOS est égale à V_{T1}, c'est-à-dire à la tension de seuil la plus haute **(fig. 3).**

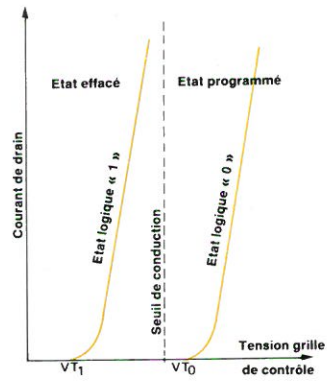


Fig. 3.

Pour la programmation, il est nécessaire d'avoir un champ électrique important (10^5 V/cm) pour générer les électrons chauds. Celui-ci ne peut pas être obtenu avec des tensions d'alimentation de 5 V. Cela implique donc une tension plus grande, notée V, de :

– 25 V dans le cas de densité 16 et 32 Ko,

– 21 V dans le cas de densité 64 Ko,
– 12,5 V dans le cas de densité 256 Ko.

A noter que les 3,2 eV d'énergie, pour franchir la barrière entre l'oxyde et la grille flottante, ne peuvent être obtenus de manière accidentelle. Les programmations intempestives sont donc impossibles en cycle normal de lecture.

Etude théorique de la programmation

La **figure 4** montre la répartition des capacités dans un transistor de type FA.MOS avec une grille de contrôle isolée (par un oxyde de grille) de la grille flottante.

A noter que les capacités C_{FG}, C_{FD}, C_{FS}, C_{FSub} sont les capacités entre la grille flottante et respectivement la grille de contrôle, le drain, la source et le substrat.

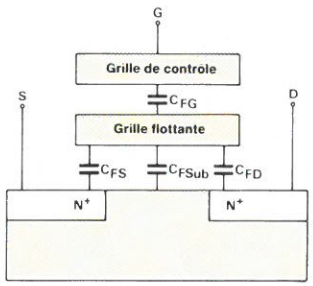


Fig. 4.

L'équation de neutralité électrique est la suivante :

$$C_{FS}(V_{FG} - V_S) + C_{FG}(V_{FG} - V_{CG}) + C_{FD}(V_{FG} - V_D) + C_{FSub}(V_{FG} - V_{Sub}) = 0 \quad [2]$$

Si on pose :

$Q = -C_{FSub} V_{Sub}$, on a :

$$C_{FS}(V_{FG} - V_S) + C_{FG}(V_{FG} - V_{CG}) + C_{FD}(V_{FG} - V_D) + Q + C_{FSub} V_{Sub} = 0 \quad [3]$$

avec :

V_S tension de la source
V_D tension du drain,
V_{CG} tension de la grille de contrôle,
charge de la grille flottante.

D'après l'équation [3], on peut donc déterminer la tension de la grille flottante V. Sachant que le substrat et la source sont placés à 0 volt, on a donc :

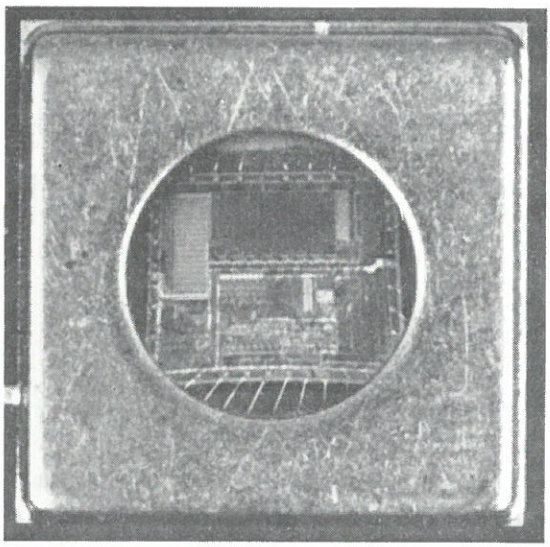


Photo 2. – L'EPROM vue... de sa fenêtre.

$$V_{FG} = \frac{C_{FG}V_{GS} + C_{FD}V_{DS}}{C_{FG} + C_{FD} + C_{FS} + C_{FSub}} - \frac{Q}{C_{FG} + C_{FD} + C_{FS} + C_{FSub}} \quad [4]$$

En posant :

$$C_T = C_{FG} + C_{FD} + C_{FS} + C_{FSub} \quad [5]$$

On arrive donc à :

$$V_{FG} = \frac{C_{FG}}{C_T} V_{GS} + \frac{C_{FD}}{C_T} V_{DS} - \frac{Q}{C_T} \quad [6]$$

On peut mettre l'équation [6] sous une autre forme, on obtient alors :

$$V_{FG} = \frac{C_{FG}}{C_T}\left(V_{GS} + \frac{C_{FD}}{C_T} V_{DS}\right) - Q/C_T \quad [7]$$

En posant :

$C_1 = C_{FS} + C_{FSub}$,
$C_2 = C_{FG}$,
$C_3 = C_{FD}$,

l'équation [4] devient :

$$V_{FG} = (C_2/C_T) V_{CG} + (C_3/C_T) V_D - Q/C_T \quad [8]$$

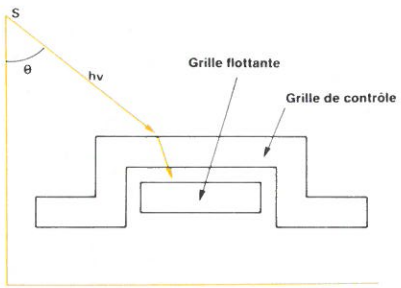


Fig. 5.

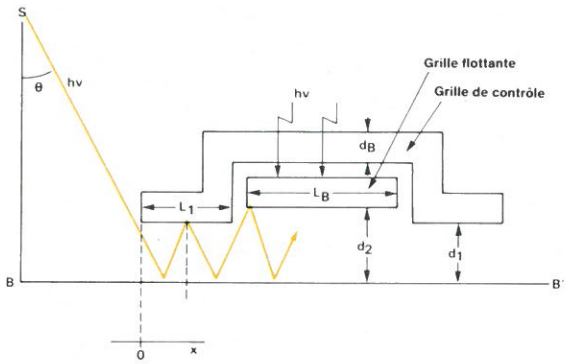


Fig. 6.

La tension de seuil du transistor peut être donnée par l'équation suivante :

$$V_{TM} = \frac{C_1 + C_2 + C_3}{C_2} V_T + \frac{Q}{C_2} \quad [9]$$

où V_T est la tension de seuil d'un transistor conventionnel à grille polysilicium.

Quand Q = 0, le transistor est dans un état d'effacement, donc :

$$V_{T1} = \frac{C_1 + C_2 + C_3}{C_2} V_T \quad [10]$$

Ce qui donne, en remplaçant dans [9] :

$$V_{TM} = V_{T1} + \frac{Q}{C_2} \quad [11]$$

On constate que les caractéristiques de programmation dépendent directement de la variation de la charge dans la grille flottante ; c'est-à-dire de l'injection de courant déterminée par dQF/dt et on démontre que :

$$\Delta V_T = Q/C_2 = 1/C_2 \int_0^t I_{inj}\, dt \quad [12]$$

Remarque :

La détermination de ΔVT ne peut être trouvée qu'expérimentalement, du fait que la fonction I_{inj} est très complexe à déterminer.

L'effacement

L'étude sera faite sur un modèle à deux dimensions.

Le processus d'effacement s'effectue de deux manières :

– absorption au travers de la grille de contrôle,

– absorption au travers du guide optique.

- **Absorption à travers la grille de contrôle**

Dans le cas de structure canal n, le rayonnement ultraviolet passe à travers l'oxyde et la grille de contrôle et est absorbé par la grille flottante (fig. 5).

- **Absorption à travers le guide optique**

Le guide optique, formé par l'oxyde, la grille de contrôle et le substrat, propage les rayons ultraviolet, horizontalement le long de la grille flottante.

Les rayons ultraviolets peuvent donc être absorbés par le dessous de la grille flottante (fig. 6).

A. Farrugia
Ingénieur ESE

Une première technologique : un microprocesseur à EPROM intégrée

... En effet, la famille 6804 s'est enrichie d'une version à EPROM intégrée, 28 broches, dénommée par *Motorola* MC 68704 P2.

Il s'agit d'un microprocesseur 8 bits réalisé sous la forme d'un processeur série 1 bit. Le MC68704P2 se présente comme ayant une architecture 8 bits analogue à celle des unités de commande de microprocesseur de la famille M6805, afin de faciliter la programmation, mais en fait, il n'a qu'une largeur d'un bit.

Cela signifie que les transferts, les opérations arithmétiques et les opérations d'adressage sont exécutés séquentiellement, un bit à la fois.

Le MC68704P2 contient 1024 octets d'EPROM programmable par l'utilisateur, 64 octets d'EPROM réservés aux données, 320 octets de mémoire morte d'autocontrôle, 32 octets de mémoire vive, 2,5 ports d'E/S 8 bits (20 bits) en parallèle et un compteur 8 bits (avec un prédiviseur).

Cette unité de commande est capable d'empiler 4 niveaux de sous-programmes. Le MC68704P2 est également capable d'accepter une interruption externe.

Ce dispositif d'excellent rapport coût/efficacité n'admet qu'un seul niveau d'interruption.

Un oscillateur sur la puce travaille jusqu'à 10,24 MHz, avec un résonateur à quartz ou céramique. Il peut aussi travailler à une fréquence plus basse, avec un réseau résistances-condensateurs. La fréquence de l'oscillateur est divisée par 4 pour donner les horloges internes, phase 1 et phase 2.

La fréquence d'horloge interne maximale est donc de 2,56 MHz. C'est la vitesse binaire du MC68704P2.

Cette unité de commande à EPROM possède 20 broches d'E/S, toutes programmables en entrée ou en sortie, en utilisant une instruction pour manipuler le bit du registre de direction des données approprié.

Toutes les broches d'E/S sont structurées de telle façon que la donnée de sortie verrouillée soit lisible lorsqu'une broche est configurée en entrée, quel que soit le niveau logique réel de la broche résultant de la charge de la sortie.

Toutes les broches d'E/S du MC68704P2 offrent deux options : sorties à trois états compatibles LSTTL et sortie en drain ouvert, que l'on peut sélectionner en utilisant les octets d'option spécifiques résidant dans la partie données de l'EPROM.

Un sous-programme d'autocontrôle peut être utilisé pour tester l'ensemble du MC68704P2, à l'exception du programme utilisateur résidant dans l'EPROM.

Un circuit d'analyse de signature, qui a été incorporé sur la puce du MC68704P2 pour faciliter les tests, peut aussi être utilisé pour vérifier le contenu de son EPROM.

La fonction d'autocontrôle de cet élément est particulièrement importante pour les utilisateurs industriels, car elle minimise les besoins de contrôle d'acceptation à la livraison.

Cet attribut d'autocontrôle évite aux clients d'avoir à acheter et à entretenir dans leurs usines de coûteux équipements de test du MC68704.

La fonction d'autocontrôle de cette unité de commande à EPROM permet aussi au personnel de service après-vente de localiser facilement les pannes des systèmes 6804.

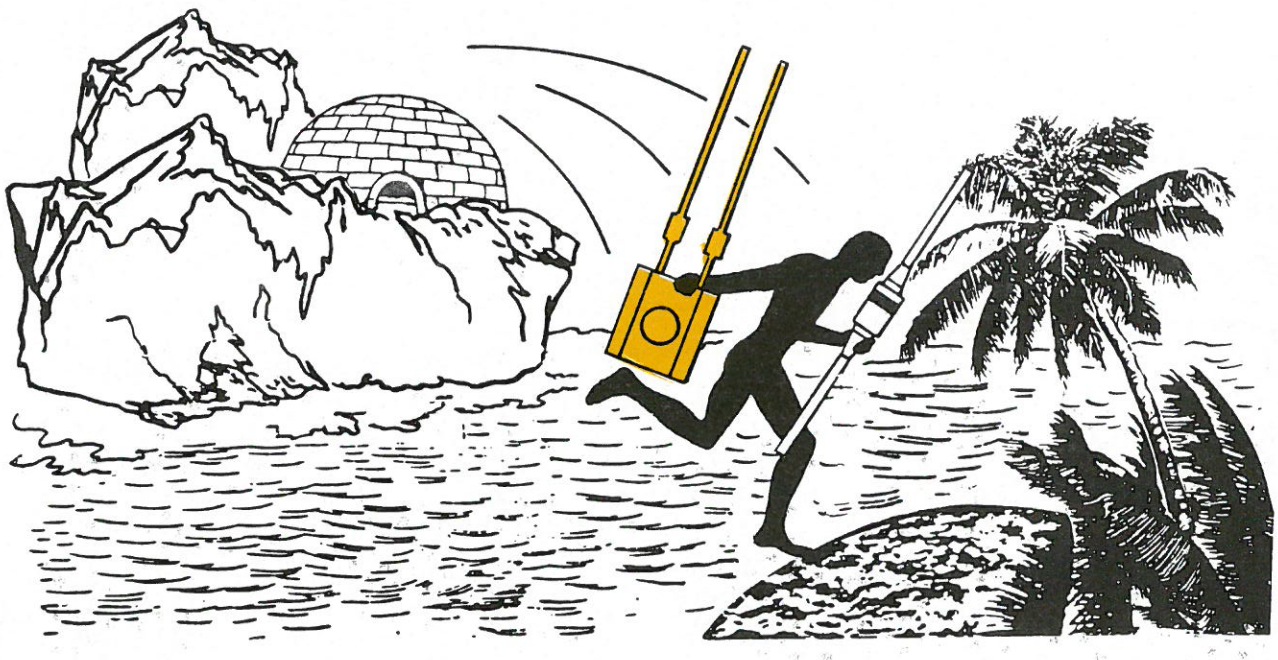
Composants

Les capteurs de température au silicium : technologie et applications

Tout système de mesure d'une grandeur physique est tributaire de la qualité de son élément « amont » : le capteur. Des performances de ce dernier, dépendent les caractéristiques de justesse et de fiabilité de l'ensemble du système.

Aussi les fabricants poursuivent-ils d'actives recherches, dans ce sens, sur les matériaux et leur technologie d'emploi.

Dans le cas des capteurs de température, dont l'importance en milieu industriel est capitale, le silicium fait preuve de beaucoup de qualités, ainsi qu'on le verra dans l'étude qui va suivre.



OPHÉLIE

Principes de base

L'utilisation croissante de circuits intégrés dans les systèmes de commande a fait naître, ces dernières années, un besoin croissant en capteurs électroniques de température, à la fois précis et fiables. Ces nouveaux dispositifs, qui sont appelés à remplacer les modèles plus classiques utilisant des thermistances CTN ou CTP, exploitent l'effet de la température sur la résistivité du silicium.

La **figure 1** montre cet effet sur du silicium de type *n*, à différents niveaux de dopage. Comme l'indique la figure, le coefficient de température de la résistance du silicium dopé est positif au départ, puis devient négatif quand la température augmente (quand les propriétés intrinsèques du semiconducteur prédominent). Les dispositifs des séries KTY81/83/84 commercialisés par *R.T.C.* fonctionnent dans la plage positive. Ils utilisent du silicium de type *n* dont le niveau de dopage se situe entre 10^{14} et $10^{15}/cm^3$, offrant une résistance nominale d'environ 1 000 Ω. (Notons, cependant, qu'il existe deux variantes de la série KTY81, les séries KTY81/2 et KTY81/5, dont les résistances nominales sont égales à 2 000 Ω et 5 000 Ω respectivement.)

Construction et fabrication

La **figure 2(a)** représente un capteur de base de dimensions approximatives : 500 µm × 500 µm × 240 µm. Le fond est entièrement métallisé et la face supérieure est munie d'un contact circulaire en or de 20 µm environ de diamètre. Ce montage permet une distribution conique du courant à travers le cristal, ce qui réduit sensiblement l'influence des tolérances de fabrication sur la résistance du capteur. Une région n^+, diffusée dans le cristal sous la métallisation, réduit les effets de la couche de barrage aux jonctions métal-semiconducteur.

La **figure 2(b)** représente un second montage comprenant deux capteurs distincts, montés en série, mais de polarité inverse. Ce montage à deux capteurs présente l'avantage d'offrir une résistance indépendante de la direction du courant, contrairement aux montages à capteur unique de la **figure 2(a)** qui, du moins pour les courants plus élevés, offrent une résistance qui varie légèrement en fonction de la direction du courant.

Les dispositifs sont fabriqués selon la technique, désormais bien connue, dite « planar », qui a fait ses preuves dans la fabrication de nombreux dispositifs à semiconducteurs. Une couche de nitrure de silicium protège la surface du cristal, lui-même entièrement revêtu de verre de phosphore assurant une protection supplémentaire.

Présentation des capteurs au silicium

Les deux montages représentés à la **figure 2** sont utilisés dans des dispositifs désormais utilisés en pratique. La série KTY81 utilise le montage à deux capteurs. Ces capteurs, placés en boîtier SOD-70 **(fig. 3a)**, sont donc indépendants de la polarité.

Les séries KTY83/84 utilisent le montage plus simple à un seul capteur. La simplicité de ce montage permet de loger les capteurs en boîtier compact DO-34 **(fig. 3b)**.

Outre sa simplicité, le dispositif à capteur unique présente un autre avantage important, celui de pouvoir fonctionner à des températures maximales de 300 °C.

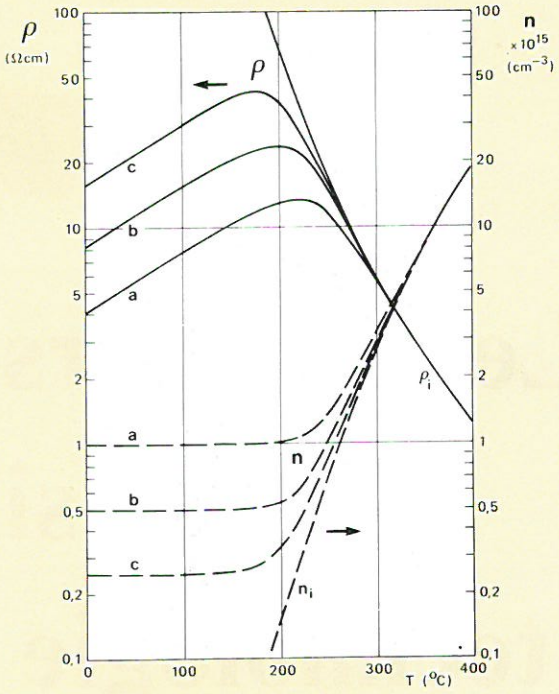


Fig. 1. – Effet de la température sur la résistivité du silicium.

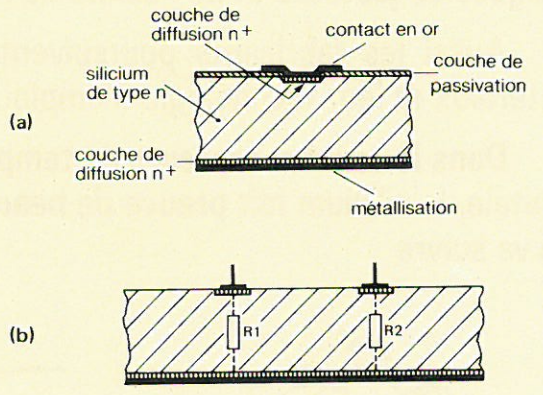
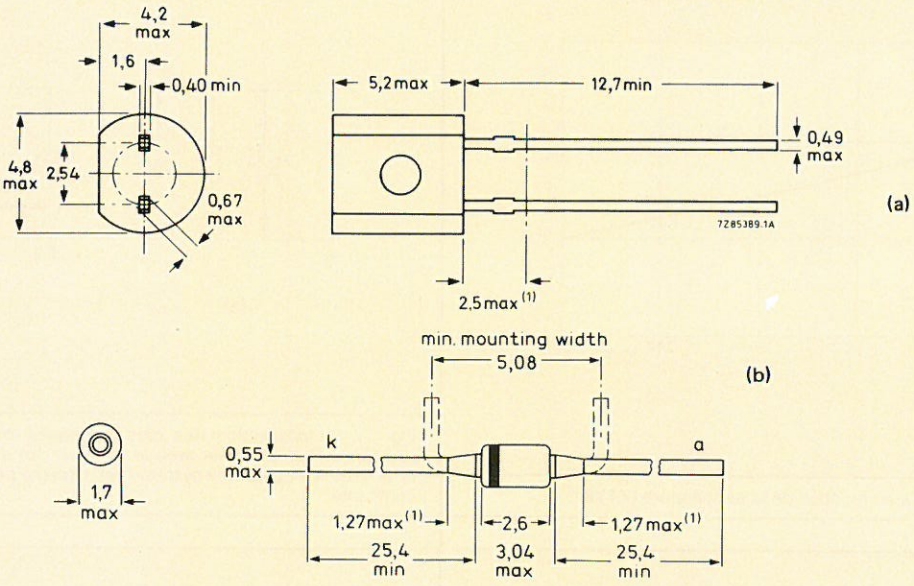


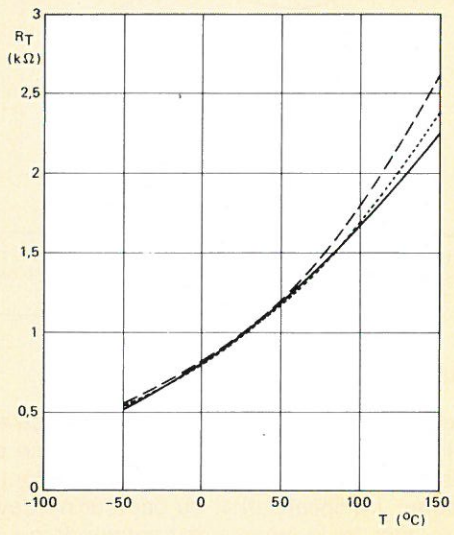
Fig. 2. – (a) : section du cristal montrant la disposition des électrodes. Tout le fond est métallisé et la face supérieure est munie d'un contact circulaire en or – (b) : montage comprenant deux capteurs distincts connectés en série mais de polarité inverse.

La limite de température d'un capteur de température normal se situe autour de 150 °C, à cause des propriétés intrinsèques du silicium **(fig. 1)**. Mais si le dispositif à capteur unique est polarisé avec son contact en or porté au pôle positif, la limite en température s'accroît. Ceci est dû au fait qu'une tension positive sur le contact en or réduit sensiblement la concentration des trous dans la couche de diffusion n^+ supérieure, et isole ainsi les trous spontanément générés dans le corps du cristal (du fait de sa nature intrinsèque), les empêchant ainsi de participer à la production du courant total et, par conséquent, d'affecter la résistance.

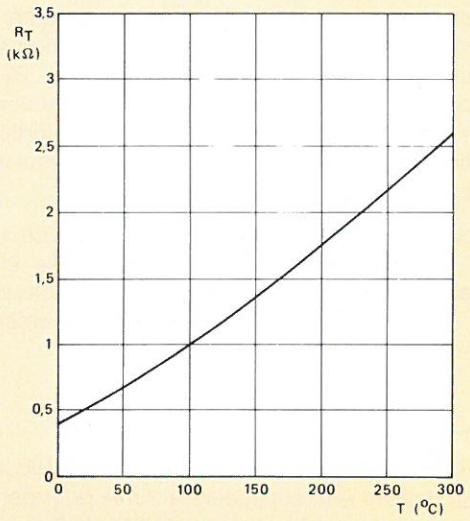


(1) Le diamètre des fils dans cette zone n'est pas contrôlé.

Fig. 3. – (a) : schéma du KTY81 (SOD-70) – (b) : schéma du KTY83/84 (DO-34).



(a)



(b)

Certes, comme dans un capteur normal, les propriétés intrinsèques du cristal finissent par prédominer, mais à des températures plus élevées. L'effet est dépendant du courant, la température de passage du comportement extrinsèque au comportement intrinsèque augmentant proportionnellement au courant de fonctionnement. Quand le courant est nul, l'effet disparaît totalement et le capteur se comporte de la même manière qu'un capteur classique.

La série KTY84 exploite cette propriété puisqu'elle est particulièrement destinée à fonctionner à des températures de 300 °C maximum.

Performances

Le **tableau 1** ci-après donne les spécifications électriques et mécaniques des séries KTY 81/83/84.

Relation avec la température

Les **figures 4(a)** et **4(b)** (trait continu) montrent respectivement les caractéristiques résistance/température des séries KTY81 et 84. La relation est non linéaire et peut être obtenue par approximation selon la formule suivante :

$$R_T = R_{amb}\,[1 + \alpha(T - T_{amb}) + \beta(T - T_{amb})^2] \qquad (1)$$

R_T et R_{amb} étant les résistances à la température T et à la température ambiante, respectivement, et α et β les coefficients de température de la résistance du capteur.

Fig. 4 – (a) : variation de la résistance du KTY81 en fonction de la température.

——————— courbe expérimentale

---------- $R_T = R_{amb} \exp [\alpha T - T_{amb})]$ avec $\alpha = 0{,}75$ %/K

..... $R_T = R_{amb} \exp [\alpha(T - T_{amb})]$ avec $\alpha = 0{,}82$ %/K pour $T \leqslant T_{amb}$ et $\alpha = 0{,}7$ %/K pour $T > T_{amb}$

(b) Variation de la résistance du KTY84 en fonction de la température.

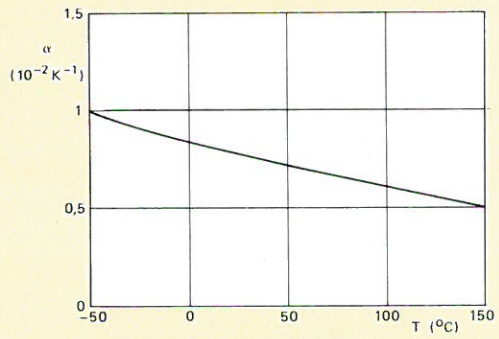


Fig. 5. – Variation de α en fonction de la température (KTY81).

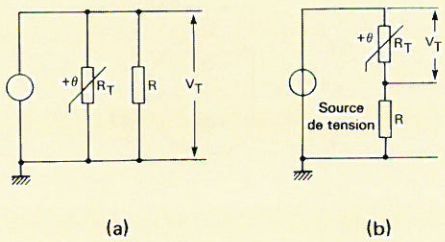


Fig. 7. – Linéarisation des caractéristiques du capteur (a) avec une résistance R en parallèle avec le capteur ; (b) avec une résistance R en série avec le capteur ; le système est alimenté par une source de tension constante.

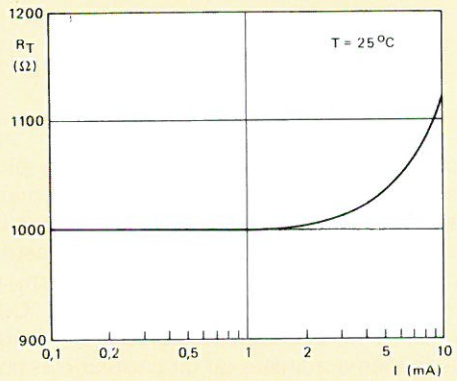


Fig. 6. – Courbe de résistance du capteur en fonction du courant de fonctionnement. En dessous de 1 mA environ, la résistance est pratiquement indépendante de la température.

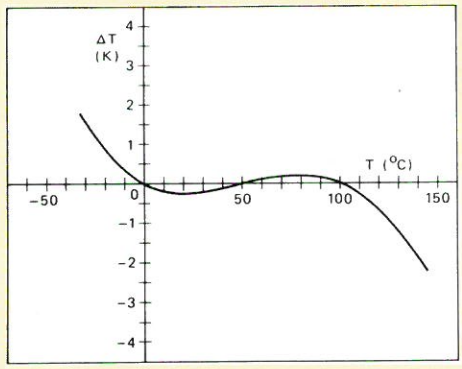


Fig. 8. – Erreur de température ΔT prévue pour un KTY81 nominal, linéarisé dans la plage de températures 0 à 100 °C (résistance de linéarisation 2 870 Ω).

Pour le KTY81, α = 0,75 %/K et β = 0,00185 %/K² à T_{amb} = 25 °C. Pour des raisons pratiques, β peut être négligé et la formule (1) devient :

$R_T = R_{amb} \exp [\alpha(T - T_{amb})]$

La ligne en tiretés de la **figure 4(a)** montre cette relation pour le KTY81.

L'expression précédente suppose que α reste constant dans une certaine plage de températures. En fait, α varie en fonction de la température comme l'indique la **figure 5.** Une meilleure approximation est donc obtenue en prenant deux valeurs pour α : 0,82 %/K pour $T \leq T_{amb}$ et 0,7 %/K pour $T > T_{amb}$. En introduisant ces valeurs dans l'expression précédente, on obtient les lignes en pointillés de la **figure 4(a),** très proches de la courbe réelle.

Courant de fonctionnement

La **figure 6** montre la variation de la résistance d'un capteur KTY81 typique en fonction du courant de fonctionnement. Jusqu'à 1 mA, environ, la résistance est pratiquement indépendante du courant de fonctionnement, de sorte que la figure représente une limite supérieure si les fluctuations du courant doivent avoir un effet minimal sur la résistance (*).

Linéarisation

La caractéristique non linéaire de la résistance en fonction de la température ne pose pas de problème dans les capteurs de température au silicium, si ceux-ci sont correctement calibrés. La linéarisation du capteur ne devient nécessaire que dans les systèmes de commande qui nécessitent une grande précision.

Une méthode simple pour linéariser la caractéristique résistance/température d'un capteur est de le shunter avec une résistance fixe R. La résistance $R \cdot R_T/(R + R_T)$ de la combinaison parallèle devient alors effectivement une fonction linéaire de la température, et la tension de sortie V_T du circuit de linéarisation peut être utilisée pour régulariser le système de commande **(fig. 7a).**

Si le système est alimenté par une source de tension constante, une résistance peut être connectée en série avec le capteur ; la tension traversant le capteur et la résistance sera alors à nouveau approximativement une fonction linéaire de la température **(fig. 7b).**

(*) **Note :** Pour la série KTY84, les courants de fonctionnement utilisés doivent être supérieurs à 2 mA pour permettre le fonctionnement jusqu'à la limite spécifiée de 300 °C.

Tableau 1. – Spécifications électriques et mécaniques des séries KTY81/83/84

	KTY81	KTY83	KTY84
Résistance à T_{amb}	1 000 Ω ± 1 % (1) (3)	1 000 Ω ± 1 % (1)	1 000 Ω ± 2 % (2)
Coefficient de température de la résistance	0,75 % /K (1) typ.	0,75 % /K (1) typ.	0,6 % /K (2) typ.
Plage de la température de mesure	– 55 à 150 °C	– 55 à 175 °C	0 à 300 °C
Courant de charge maximal			
à T_{amb} = 25 °C	10 mA	10 mA	10 mA (4)
à T_{amb} = 150 °C	1 mA	1 mA	–
à T_{amb} = 300 °C	–	–	2 mA (4)
Constante de temps thermique			
dans l'air immobile	85 s	40 s	40 s
dans un liquide en mouvement	3 s	0,5 s	0,5 s
dans un liquide immobile	5 s	1 s	1 s
Encapsulation	SOD 70	DO 34	DO 34

(1) T_{amb} = 25 °C
(2) T_{amb} = 100 °C
(3) Il existe des variantes du KTY81 : le KTY81/2 et le KTY81/5 qui ont des résistances de 2 000 Ω et 5 000 Ω respectivement.
(4) Pour les mesures à des températures élevées, le KTY84 nécessite un courant de charge minimal d'environ 2 mA.

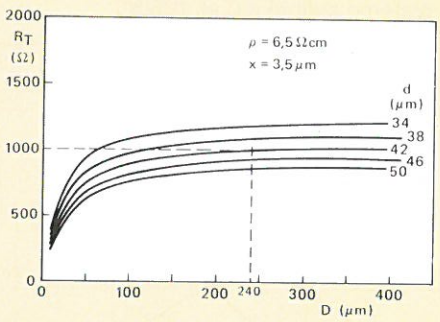


Fig. 9. – Variation de la résistance R_T du capteur en fonction de l'épaisseur D du cristal. Après une croissance initiale, la résistance se stabilise et devient pratiquement insensible à toute nouvelle augmentation de D. En fait, la résistance est beaucoup plus sensible aux variations du diamètre d du contact en or.

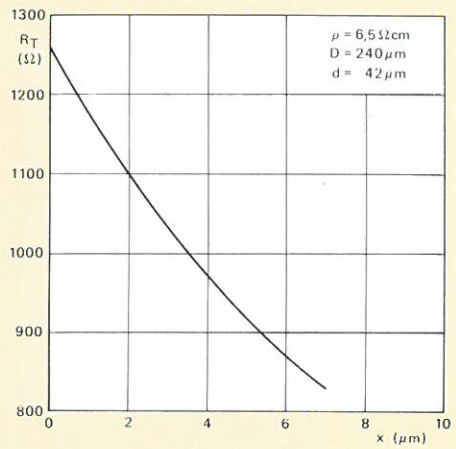


Fig. 10. – Résistance du capteur R_T en fonction de l'épaisseur x de la couche de diffusion n+. L'étroite relation entre la résistance et x permet de compenser les effets des variations de d et du niveau de dopage.

La valeur de la résistance série ou parallèle dépend de la plage des températures de fonctionnement du capteur. Cette résistance peut être calculée à l'aide de la méthode suivante, qui donne une erreur de température nulle à trois points équidistants T_a, T_b et T_c.

Prenons d'abord le montage parallèle. Si la résistance du capteur aux trois points est R_a, R_b et R_c, et la résistance correspondante du montage parallèle R_{pa}, R_{pb} et R_{pc}, la linéarité aux trois points est obtenue par :

$$R_{pa} - R_{pb} = R_{pb} - R_{pc}$$

c'est-à-dire :

$$\frac{R \cdot R_a}{R + R_a} - \frac{R \cdot R_b}{R + R_b} = \frac{R \cdot R_b}{R + R_b} - \frac{R \cdot R_c}{R + R_c}$$

Donc :

$$R = \frac{R_b (R_a + R_c) - 2R_aR_c}{R_a + R_c - 2R_b} \qquad (2)$$

Pour le montage en série avec une source de tension constante V, et les tensions V_a, V_b et V_c qui traversent le capteur aux trois points, la linéarité est obtenue par :

$$V_a - V_b = V_b - V_c$$

c'est-à-dire :

$$\frac{V \cdot R_a}{R + R_a} - \frac{V \cdot R_b}{R + R_b} = \frac{V \cdot R_b}{R + R_c} - \frac{V \cdot R_c}{R + R_c}$$

Ceci se réduit à la relation (2) ci-dessus, ce qui signifie que la même résistance convient pour les deux types de montage : série et parallèle.

Ainsi, connaissant la plage des températures de fonctionnement, R peut être calculée d'après la formule (2) en utilisant les courbes de la résistance en fonction de la température (**fig. 4**) pour déterminer la résistance du capteur aux trois points de référence.

La **figure 8** montre, par exemple, l'écart de linéarité prévu dans le cas d'un capteur nominal KTY81, linéarisé dans la plage de températures 0 à 100 °C, avec une résistance de linéarisation de 2 870 Ω.

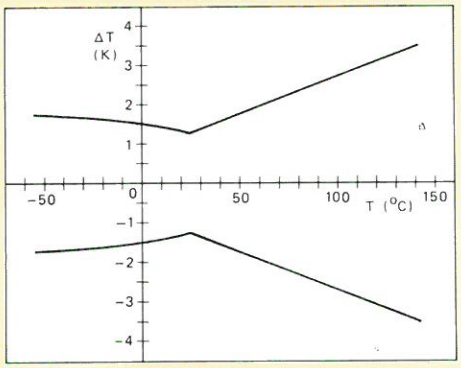


Fig. 11. – Erreur absolue ΔT prévue pour un capteur de température au silicium.

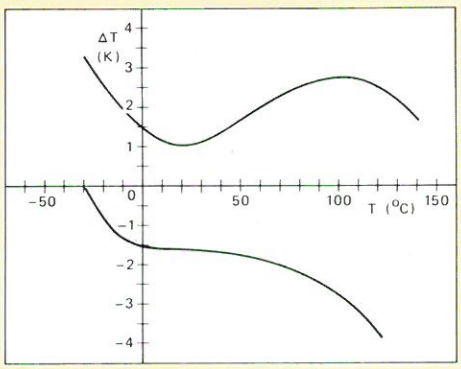


Fig. 12. – Effet conjugué de la tolérance de fabrication et des erreurs de linéarisation d'un capteur KTY81.

Notons que le KTY84 étant principalement destiné à être utilisé à des températures élevées, c'est-à-dire supérieures à 100 °C, sa caractéristique quasi linéaire à ces températures signifie que la linéarisation est souvent inutile.

Influences des tolérances de fabrication

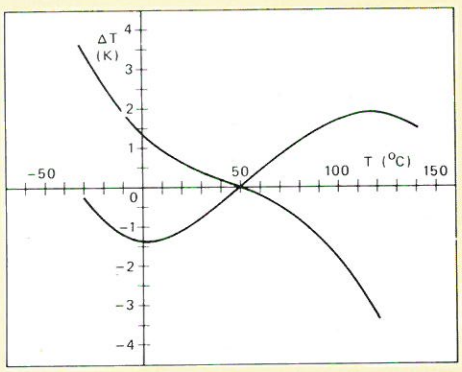
Comme il a été mentionné plus haut, la disposition des électrodes dans les séries KTY81/83/84 permet de minimiser les effets des tolérances de fabrication. La **figure 9** montre la variation de la résistance en fonction de l'épaisseur D du cristal.

Après une croissance nette dans la région des faibles valeurs de D ($< 50\ \mu m$), la résistance se stabilise pour devenir pratiquement insensible aux augmentations ultérieures de D. Ainsi, les différences de valeur de D obtenues pendant la fabrication auront peu d'effet sur les caractéristiques finales. Par contre, les éléments importants sont le diamètre **d** du contact en or (voir **fig. 9**) et l'épaisseur **x** de la couche de diffusion n^+. La **figure 10** montre l'effet de ce dernier paramètre sur la résistance. Loin d'être un inconvénient, la relation étroite entre la résistance et **x** permet de compenser les effets des variations de D et du niveau de dopage.

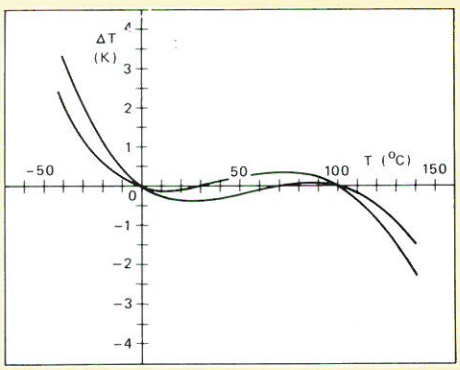
Il en résulte que les capteurs de température au silicium sont généralement fabriqués avec des tolérances – ΔR et $\Delta\alpha$ très fines, de l'ordre de ± 1 %. Ces tolérances sont intéressantes comparées aux valeurs généralement citées pour les thermistances CTN (ΔR = ± 10 % et $\Delta\alpha$ = ± 5 %).

La **figure 11** montre l'erreur de température absolue ΔT d'un capteur de température au silicium avec une température de référence (c'est-à-dire la température à laquelle α est défini) de 25 °C. L'erreur minimale se produit à 25 °C, puisqu'à cette température, le seul facteur influant sur ΔT est ΔR. En dehors de cette température, l'influence de $\Delta\alpha$ devient de plus en plus importante et ΔT augmente.

La **figure 12** montre l'effet conjugué des tolérances de fabrication et des erreurs de linéarisation pour le capteur KTY81, linéarisé dans la plage de températures de 0 à 100 °C. Cette erreur peut être notablement réduite par le calibrage de la circuiterie additionnelle (amplis opérationnels, circuit de commande, etc.). La **figure 13(a)** montre l'erreur de température du système avec le circuit de sortie (linéaire) calibré à 50 °C et la **figure 13(b)** montre l'erreur du même système calibré à 0 et 100 °C.



(a)



(b)

Fig. 13. – (a) : erreur de température du système avec circuit de sortie linéaire calibré à 50 °C – (b) : erreur du même système calibré à 0 et 100 °C.

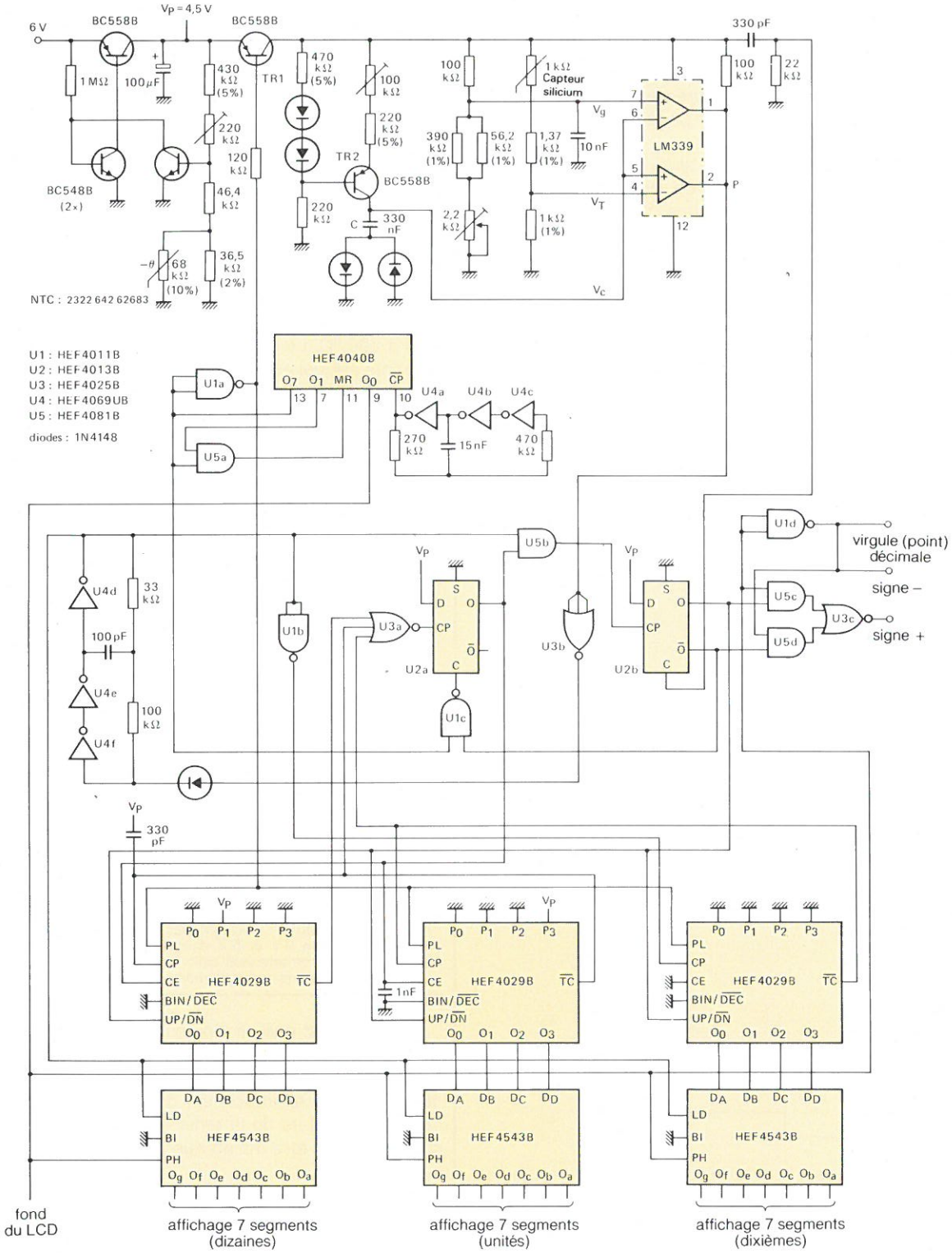


Fig. 14. – Circuit d'indication de la température par affichage à cristaux liquides.

Applications

Circuit pour affichage à cristaux liquides

La **figure 14** représente un système qui indique la température au moyen d'un affichage à cristaux liquides. Ce système a une plage de température de – 28 °C à + 99 °C, avec des incréments de 0,1 K (voir page précédente).

Le circuit utilise trois compteurs BCD HEF4029B, connectés chacun à un circuit de commande de LCD 7 segments HEF4543B. La fréquence d'horloge des compteurs (100 kHz) est produite par trois des inverseurs d'un HEF4069UB. Le circuit comprend un comparateur de tension LM339 fournissant une impulsion dont la durée varie avec la température.

Le circuit est alimenté par une source de tension constante (4,2 V) via un transistor de commutation Tr_1. Ce dernier est commandé par une impulsion de 1 Hz produite par un compteur binaire HEF4040B (129 Hz). Cette impulsion active également les compteurs, faisant en sorte que la tension d'alimentation soit appliquée au circuit pendant une fraction de chaque seconde. Ce montage limite le courant total absorbé à 200 μA environ, ce qui permet le fonctionnement de l'appareil sur quatre piles-torches de 1,5 V.

Fonctionnement du circuit

Le comptage démarre au début de chaque impulsion de 1 Hz, déclenchant la charge du condensateur C à travers le transistor Tr_2. Une tension, fonction de la température V_T (fournie par le capteur de température au silicium), est appliquée à la borne 4 du LM339, et une tension de référence constante V_g (supérieure à V_T) est appliquée à la borne 7. Tandis que C se charge, la tension aux bornes 5 et 6 augmente comme indiqué à la **figure 15(a)** et produit (aux bornes 1 et 2) les impulsions représentées aux **figures 15(b)** et **15(c)** ; par conséquent, au point P, l'impulsion est celle de **figure 15(d)**. La durée de cette impulsion finale, qui est proportionnelle à la température, est évaluée par les compteurs puis affichée.

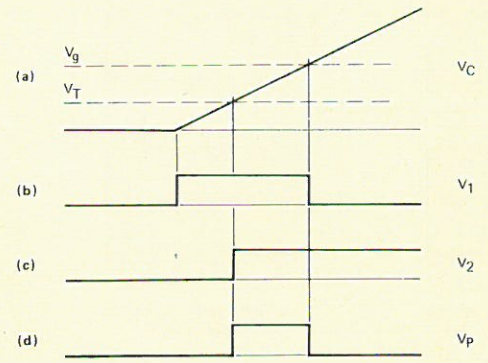


Fig. 15. – Séquences d'impulsions du circuit de la figure 15. L'impulsion finale (V_P) a une durée proportionnelle à la température. Les compteurs en décade HEF4029B ne sont activés que pendant la durée de cette impulsion, de sorte que le résultat affiché par les LCD donne une lecture directe de la température.

Les compteurs sont prépositionnés à – 28 °C au début de chaque période de mesure (c'est-à-dire au début de chaque impulsion de 1 Hz) et décomptent jusqu'à 0 °C, puis ils se remettent à compter. A la fin de la période de mesure, la valeur est affichée sur les LCD. Auparavant, la valeur positive ou négative de la température aura été indiquée par l'afficheur. Ce dernier est commandé par un signal de 64 Hz fourni par le compteur binaire HEF4040B.

Circuit en pont simple

La **figure 16** montre un circuit simple donnant un signal fonction de la température dans la plage de températures de 0 à 100 °C. Le capteur au silicium fait partie d'un réseau de ponts auquel est appliquée une tension stabilisée fournie par une diode Zener. Un diviseur de potentiel constitué par R_2, R_3 et R_4 fixe cette tension à 2,5 V environ. Le circuit emploie un ampli opérationnel NE532 dont la moitié (A_1) sert de transformateur d'impédance, tandis que l'autre moitié (A_2) sert exclusivement d'amplificateur. La sortie s'étend de 0 à 5 V, c'est-à-dire 50 mV/K.

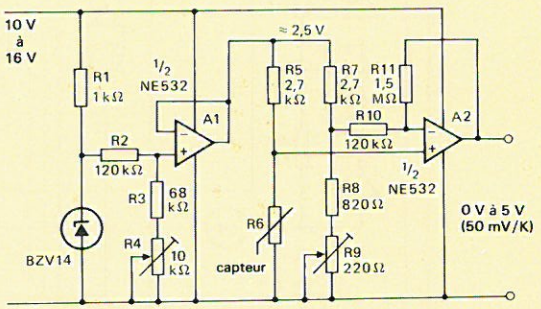


Fig. 16. – Réseau en pont simple donnant un signal fonction de la température entre 0 V et 5 V dans la plage de températures de 0° à 100 °C. S'il est correctement calibré, ce montage permet de mesurer la température avec une erreur de moins de ± 0,2 °C.

Le circuit est calibré aux extrêmes limites de sa plage de fonctionnement, d'abord en réglant R_9 pour obtenir une sortie 0 V à 0 °C, puis en réglant R_4 pour obtenir 5 V à 100 °C. Si la calibration est correcte, l'erreur du circuit, y compris les effets de la tension de saturation de l'étage de sortie A_2, peut être maintenue à ± 0,2 °C.

A. Petersen
Etude Philips R.T.C.

Composants

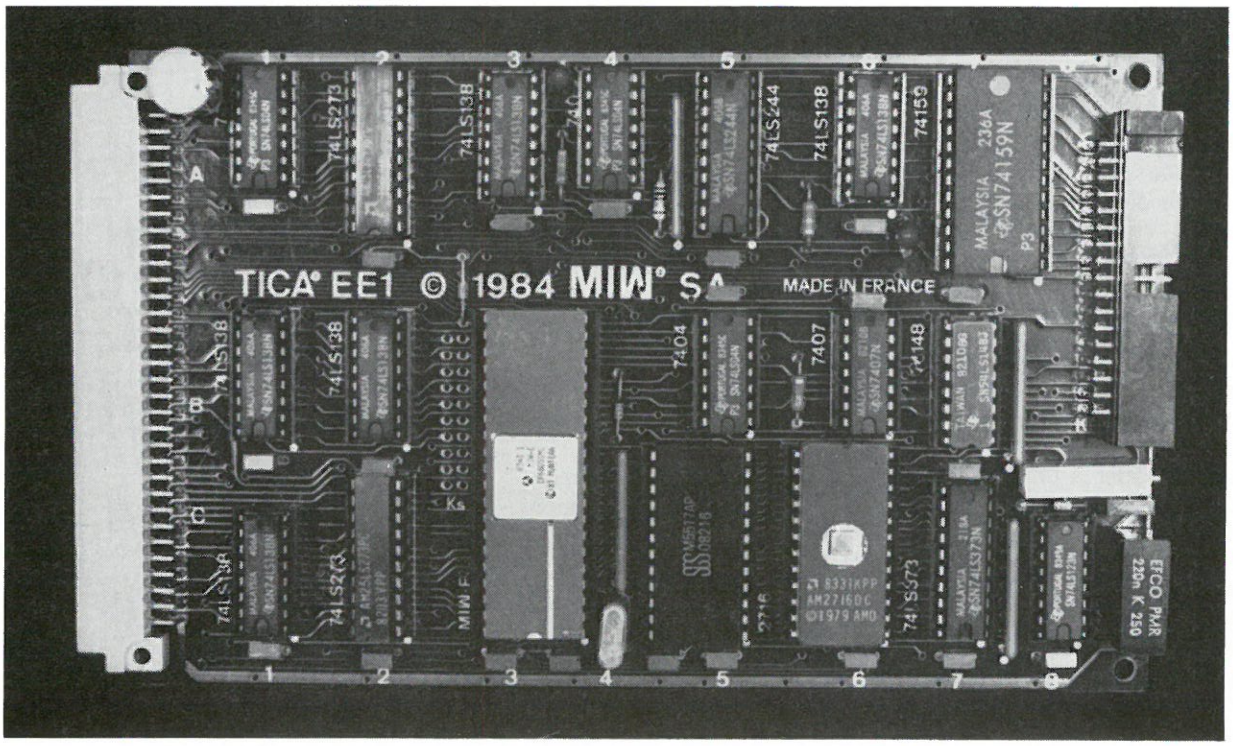
Découvrez un « super-microprocesseur »

(2e partie)

Dans notre précédent numéro (n° 39 – octobre-novembre 1984), aux pages 71 à 83, nous avons décrit la structure et le fonctionnement du microprocesseur MIW-E, version « habillée » du EF 6805 CT de Thomson-Efcis.

Ce composant servant de support à notre grand critérium d'applications, nous pensons utile de compléter votre information par quelques paragraphes annexes concernant les trois modes de caractères, le dictionnaire du MIW-E et quelques exemples de programmes « utilisateur ».

Vous trouverez au début de ce numéro le bulletin de participation dont la date limite d'envoi est fixée au 15 décembre.



Les 3 jeux de caractères

Comme nous l'avions vu dans notre précédent numéro, le MIW-E contient l'ensemble des générateurs de caractères nécessaires pour les trois configurations : 7 segments, 16 segments et matrice de points.

Voici, en annexe, la reproduction de ces trois jeux de caractères extraits de la notice du microprocesseur.

Le dictionnaire

Le dictionnaire du MIW-E regroupe, sur treize sections (DS 1 à DS 13), toutes les notations mnémoniques utilisées, avec leur signification précise.

On y trouvera aussi bien les codes des routines du logiciel résident, que les noms des signaux, des drapeaux, ou des paramètres.

Ce dictionnaire est rédigé en anglais : nous n'avons pas voulu le traduire, car cette opération aurait entièrement démantelé la savante correspondance existant entre les mnémoniques et l'abréviation des explications.

Nous ne doutons pas un seul instant que ceux de nos lecteurs qui auront pu nous suivre jusqu'ici ne soient parfaitement capables de comprendre ce vocabulaire très classique. D'ailleurs, même en français, la plupart des termes de ce dictionnaire sont utilisés sans vergogne dans le monde de l'informatique !

Tout comme les différentes figures illustrant l'article de notre précédent numéro, ce dictionnaire est un **document de référence** qu'il faudra consulter souvent lors des manipulations qui seront menées à même le matériel.

En effet, il serait plus que présomptueux de notre part que de prétendre avoir tout dit sur MIW-E en quelques pages ! Cet article n'a pour vocation que de procéder à un tour d'horizon presque complet des possibilités offertes par ce composant « pas comme les autres ». Nos lecteurs pourront ainsi évaluer la faisabilité des projets qu'ils envisagent de concrétiser sur MIW-E, étant bien entendu qu'une phase de « prise en main » s'imposera au moment de passer à la pratique.

Le jeu de caractères « 7 segments »

Le jeu de caractères « 16 segments »

A ce stade, on appréciera la possibilité que présente le système de fonctionner « en solo », sur son seul logiciel résident, tout particulièrement son moniteur et son éditeur.

On se référera alors conjointement aux documenps spécifiqqes MIW-E, at au recueil d'instructions du EF 6805 CT, pour assembler dans la RAM utilisateur de petites routines faisant largement appel aux ressources résidentes.

On découvrira alors que quelques lignes de programme suffisent pour mettre sur pied des applications qui, sur un microprocesseur « nu », auraient nécessité plusieurs K-octets de logiciel. Rien de plus normal, au fond, puisque les 4 K-octets de la ROM interne de MIW-E se comportent comme des « pièces détachées » mises à la disposition du programmeur !

Quelques exemples

Il ne saurait ici être question de présenter ne fût-ce qu'une seule application concrète, car la description des parties matérielle et logicielle exigerait un article entier, sinon davantage.

Nous nous limiterons donc à fournir quelques petits programmes utilisant les seules ressources de MIW-E, et en particulier son afficheur.

Le lecteur familiarisé avec l'assembleur du EF 6805 CT (ou du 6800) sera probablement émerveillé par la simplicité de mise en œuvre de tâches pourtant singulièrement complexes. Puisse cet émerveillement lui donner l'envie de passer lui-même à la pratique, dans le cadre de cette occasion exceptionnelle offerte par *Electronique Application* dans son grand critérium 1984-1985.

Patrick Gueulle

Le jeu de caractères « matrice de points »

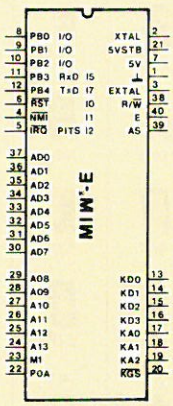
x	0x	1x	2x	3x	4x	5x	6x	7x
0	NUL	DLE	SP	0	@	P	`	p
1	SOH	DC1 PFPRT	!	1	A	Q	a	q
2	STX	DC2 XFTST	"	2	B	R	b	r
3	ETX	DC3	=	3	C	S	c	s
4	EOT	DC4	$ MFCLAD	4	D	T	d	t
5	ENQ	NAK	%	5	E	U	e	u
6	ACK	SYN	&	6	F	V	f	v
7	BEL	ETB	'	7	G	W	g	w
8	BS EFBSP	CAN	(	8	H	X	h	x
9	HT EFSPC	EM	)	9	I	Y	i	y
A	LF EFCLR	SUB	*	:	J MFJSRU	Z	j	z
B	VT PFPFD	ESC	+ MFADP1	;	K	[	k	{
C	FF	FS	,	<	L MLFDDT	\	l	|
D	CR EFCRR	GS	- MFADM1	= MFCLDT	M	]	m	}
E	SO	RS NFGNRM	.	>	N	^	n	~
F	SI	US NFGNON	/	?	O	- cursor	o	DEL

MIW®E

60 DICTIONARY Dictionary Section: DS1

MIW-E PIN CONFIGURATION DS1

PIN = NOTATION
- 01 = ⊥ = ground
- 02 = XTAL = crysTAL
- 03 = EXTAL = EXternal crysTAL
- 04 = $\overline{NMI}$ = Non-Maskable Interrupt
- 05 = PITS = Printer Input Timing Signal
- 06 = $\overline{RST}$ = ReSeT
- 07 = 5V = 5V power supply
- 08 = PB0 = Port B0 I/O or ext. clock input
- 09 = DTCRD = Port B1 I/O or DaTa CaRrier Det.
- 10 = RCTRC = Port B2 I/O or ReC./TRansm. Clock
- 11 = PB3-RxD= Uart Receiver Data
- 12 = PB4-TxD= Uart Transmitter Data
- 13-16 = KD0-KD3= Keyboard Display scanning
- 17-19 = KA0-KA2= Keyboard Address
- 20 = $\overline{KGS}$ = Keyboard GS
- 21 = 5VSTB = Vcc STandBy for ram $90-$CF
- 22 = POA = Page 0 Address decoding
- 23 = M1 = opcode fetch
- 24-29 = A08-A13= Address bus
- 30-37 = AD0-AD7= Address/Data bus
- 38 = R/$\overline{W}$ = Read/Write
- 39 = AS = Address Strobe
- 40 = E = Enable output clock bus synchr.



MIW-E PROGRAMMED FUNCTIONS DS2

* NORMAL MODE

$08- EFBSP = Editor Function Back SPace
$09- EFSPC = Editor Function SPaCe
$0A- EFCLR = Editor Function CLeaR buffer
$0B- PFPFD = Printer Function Paper FeeD
$0D- EFCRR = Editor Function CaRriage Return
$11- PFPRT = Printer Function PRinT one line
$12- XFTST = (General) Function TeST
$1F- NFGMON = Normal Funct. Go to MONitor mode

* MONITOR MODE ASCII SYMBOL:

$1E- MFGNRM = Monitor Function Go to NoRMal mode
$24- MFCLAD = Monitor Function CLear ADdress $
$2B- MFADP1 = Monitor Function ADdress +1 +
$2D- MFADM1 = Monitor Function ADdress -1 -
$30- $39 = hexadecimal characters 0-9
$3D- MFCLDT = Monitor Function CLear DaTa =
$41- $46 = hexadecimal characters A-F
$4A- MFJSRU = Monitor Function JSR User J
$4C- MFLDDT = Monitor Function LoaD DaTa L

LE DICTIONNAIRE

* ARITHMETIC ONLY

$11- AAD = Arithmetic ADdition
$12- ASB = Arithmetic SuBtraction
$13- AML = Arithmetic MuLtiplication
$14- ADI = Arithmetic DIvision
$21- ACI = Arithmetic Conversion Integer
$22- ACF = Arithmetic Conversion Fractional
$31- AIA = Arithmetic Input in Alpha
$32- AIB = Arithmetic Input in Beta
$41- AOA = Arithmetic Output from Alpha
$42- AOB = Arithmetic Output from Beta
$51- ASL = Arithmetic Shift Left
$52- ASR = Arithmetic Shift Right

DECODED ADDRESSES used for SCS DS3
(SCS = Special Control Signals)

$60- A6ONU =
$61- DMONIA = Display MONitor Information Address
$62- DNDOIA = Display Non Decoded Only Inf. Addr.
$63- DNDL0A = Display Non Dec. Line 0 inf. Addr.
$64- D7SL0A = D. dec. 7 Segm. Line 0 inf. Addr.
$65- XINPEA = (General) INPut buffer Enable Addr.
$66- XOUTEA = (General) OUTput buffer Enable Addr.
$67- POTCEA = Printer OuT. dot Column Enable Addr.

$68- A68NU =
$69- DNDL1A = Display Non Dec. Line 1 inf. Addr.
$6A- D7SL1A = D. dec. 7 Segm. Line 1 inf. Addr.
$6B- D16L00A= D. 16 segm. Line 0 byte 0 inf. Addr.
$6C- D16L01A= D. 16 segm. Line 0 byte 1 inf. Addr.
$6D- D16L10A= D. 16 segm. Line 1 byte 0 inf. Addr.
$6E- D16L11A= D. 16 segm. Line 1 byte 1 inf. Addr.
$6F- A6FNU =

$70- A7ONU =
$71- DML0C1A= D. dot Matrix Line 0 Column 1 Addr.
$72- DML0C2A= D. dot Matrix Line 0 Column 2 Addr.
$73- DML0C3A= D. dot Matrix Line 0 Column 3 Addr.
$74- DML0C4A= D. dot Matrix Line 0 Column 4 Addr.
$75- DML0C5A= D. dot Matrix Line 0 Column 5 Addr.
$76- DM1FCLA= D. dot Matrix Information CLear Addr
$77- DMDGPSA= D. dot Matrix DiGit PoSition Addr.

$78- A78NU =
$79- DML1C1A= D. dot Matrix Line 1 Column 1 Addr.
$7A- DML1C2A= D. dot Matrix Line 1 column 2 Addr.
$7B- DML1C3A= D. dot Matrix Line 1 Column 3 Addr.
$7C- DML1C4A= D. dot Matrix Line 1 Column 4 Addr.
$7D- DML1C5A= D. dot Matrix Line 1 Column 5 Addr.
$7E- DMCRSTA= D. dot Matrix Counter ReSeT Addr.
$7F- A7FNU =

($E8) DKP DISPLAY and KEYBOARD PARAMETERS DS4

0- DMNINH = Display of MoNitor INHibited
1- DN7INH = D. of Non dec. and 7 segm. dec. INHib.
2- D16INH = Display of 16 segment decoded INHibit.
3- DDMINH = Display of Dot Matrix INHibited
4- DDM2SP = D. of Dot Matrix double (2) SPeed scan
5- KARINH = Keyboard Auto Repeat INHibit
6- KTRATO = Keyboard TRanslat. Table 0 operational
7- KINT12 = Keyboard INhibit of Tables 1 and 2

($E9) PP PRINTER PARAMETERS DS5

0- PUCG/N = Printer User Character Generator/Not
1- PUPF/N = Printer User def. Paper Feed param/Not
2- PGRA/N = Print GRAphic / Normal
3- PUPD/N = Print UPside-Down / Normal
4- PNEG/N = Print NEGative / Normal
5- PENL/N = Print ENLarged / Normal
6- PRED/N = Print RED coloured / Normal
7- PIPF/N = Print with Inhibited Paper Feed/Normal

($EA) UP UART PARAMETERS DS6

0- UDINE = Uart Data INput Enable (pin PB3)
1- UDCDT = Uart Data Carrier DeTection (pin PB1)
2- UDOTE = Uart Data OuTput Enable (pin PB4)
3- UFRD3 = Uart FoRmat Definition bit 3 (Fig 49.2)
4- UFRD4 = Uart FoRmat Definition bit 4 (Fig 49.2)
5- UFRD5 = Uart FoRmat Definition bit 5 (Fig 49.2)
6- UTITE = Uart Transmitter InTerrupt Enable
7- URITE = Uart Receiver InTerrupt Enable

($EB) XP GENERAL PARAMETERS DS7

0- KIRTUN = Keyboard Inp. Routed To Uart N. logic
1- UIRTUN = Uart Input Routed To Uart Neg. logic
2- UIRTFN = Uart Inp. Routed To int. Funct. N. log
3- TSRTUN = TeSt funct. Routed To Uart Neg. logic
4- XPNU4 =
5- XPNU5 =
6- ERL/LR = Editor inp Right to Left/Left to Right
7- XONJAC = (General) ONly one (1) ACtion

($EC) AP ARITHMETIC PARAMETERS DS8

0- ALEOP0 = Arithm. Length of Ext. OPerand bit 0
1- ALEOP1 = Arithm. Length of Ext. OPerand bit 1
2- ALEOP2 = Arithm. Length of Ext. OPerand bit 2
3- APNU3 =
4- AFMD/B = Arithmetic ForMat Decimal / Binary
5- ACDA/B = Arithmetic CoDed in Ascii / Binary
6- AZLD/N = Arithm. Zero Leading/Not (blank lead.)
7- APNU7 =

($EE) XOUTC GENERAL OUTPUT CONTROL (L. ADDR $66) DS9

0- XONU0 =
1- XONU1 =
2- XONU2 =
3- XONU3 =
4- BUZZCN = BUZZer Control Negative logic
5- PRBCCT = Printer RiBbon Colour ConTrol
6- PPFDCT = Printer Paper FeeD ConTrol
7- PMOTCT = Printer MOTor ConTrol

XINPC GENERAL INPUT CONTROL (LATCH ADDR $65) DS10

0- KREPCN = Keyboard REPeat Control Neg. logic
1- KTT1EN = Keyboard Transl. Table 1 Enable N.l.
2- KTT2EN = Keyboard Transl. Table 2 Enable N.l.
3- XINU3 =
4- XINU4 =
5- XINU5 =
6- PRDRLD = Printer ReeD ReLay Detection
7- PRL/LR = Printer Right Left/Left Right dectect.

($F0) IND INDICATOR BYTE DS11

0- IXUPPR = (General) User Program PResent
1- IMON/N = MONitor mode / Normal mode
2- IMUS/N = Monitor mode User Subroutine / Not
3- IXTEST = (General) TEST
4- IUOFFF = Uart Output FiFo Full
5- IUICER = Uart Input Char. ERror (set only)
6- IATROV = Arithmetic TRansfer OVerflow
7- IAOPOV = Arithmetic OPeration OVerflow

INTERNAL RAM PARAMETER BYTES DS12

$120- DN0OA = D. Non dec. Only Origin Addr. (rel.)
$121- DN7OA = D. Non dec. and dec. 7 segm. O.A (r)
$122- D16OA = D. dec. 16 segm. Origin Addr. (rel.)
$123- DDMOA = D. Dot Matrix Origin Addr. (rel.)
$124- DDMLS = Display Dot Matrix Length of String
$125- EDTOA = EDitor Origin Address (relative)
$126- EDTLS = EDiTor Length of String
$127- PRHOA = PRinter High Origin Addr. (absolute)
$128- PRLOA = PRinter Low Origin Addr. (absolute)
$129- PRTLS = PRinTer Length of String

USER PROGRAM PARAMETER BYTES (Uppb) DS13

$1000- URCHMA = Uppb Recognition CHaracter M Ascii
$1001- URCHMC = Uppb Recogn. CHar. M Compl. ascii
$1002- UPCGPA = Uppb Pr. Char. Gener. Page Addr.
$1003- UPCGNC = Uppb Pr. Char. Gener. Numb. Chars.
$1004- UPCGSC = Uppb Pr. Char. Gener. Start. Char.
$1005- UPPFLS = Uppb Pr. Paper Feed Length Signal

$1100- UKT0SA = Uppb Key Table 0 Start Address
$1180- UKT1SA = Uppb Key Table 1 Start Address
$1200- UKT2SA = Uppb Key Table 2 Start Address

```
00010 00001                          * 22.10.84 - UEF4
00020 00002                          ****************************************
00030 00003                          * MIW-E (C)84 EXEMPLE PROG UTILISATEUR *
00040 00004                          ****************************************
00050 00005
00060 00006                                 OPT    NOP
00070 00007
00080 00008                          ****************************************
00090 00009                          * MIW-E (C) COPYRIGHT 1984 IOAN MONTANE*
00100 00010                          ****************************************
00110 00011
00120 00012                          ****************************************
00130 00013                          * CARACTERISTIQUES DU PROGRAMME  MIW-E *
00140 00014                          *--------------------------------------*
00150 00015
00160 00016A 3000                           ORG    $3000
00170 00017
00180 00018                          ****************************************
00190 00019                          * POINTS D'ENTREES ET TABLE D'INTERFACE*
00200 00020                          ****************************************
00210 00021                          *---------------------------------------
00220 00022                          *             NOMS D'ENTREES       X   A
00230 00023                          *---------------------------------------
00240 00024A 3000     0003      A PMIWE  RMB    3         Passif       -   -
00250 00025A 3003     0003      A EMIWE  RMB    3         Editeur      -   CC
00260 00026A 3006     0003      A FMIWE  RMB    3         Fonction     -   CC
00270 00027A 3009     0003      A MMIWE  RMB    3         Moniteur     -   CC
00280 00028A 300C     0003      A OMIWE  RMB    3         sort.uart    -   CC
00290 00029A 300F     0003      A AMIWE  RMB    3         Arithmet     AD  CD
00300 00030                          *CC=CoDe (CD) or Caractere    AD=ADdress
00310 00031
00320 00032A 0090                           ORG    $0090
00330 00033
00340 00034                          *--------------------------------------*
00350 00035                          *    ORGANISATION DE LA RAM INTERNE    *
00360 00036                          *--------------------------------------*
00370 00037
00380 00038A 0090     0040      A UAR1   RMB    64        RAM dispo.pr.util
00390 00039
00400 00040A 00D0     0010      A ASA    RMB    16        zn.travail Arithm
00410 00041
00420 00042A 00E0     0001      A R0     RMB    1         R0 - R6 registres
00430 00043A 00E1     0001      A R1     RMB    1         generaux utilises
00440 00044A 00E2     0001      A R2     RMB    1         par le  progiciel
00450 00045A 00E3     0001      A R3     RMB    1         MIW-E et le progr
00460 00046A 00E4     0001      A R4     RMB    1         utilisateur
00470 00047A 00E5     0001      A R5     RMB    1
00480 00048A 00E6     0001      A R6     RMB    1
00490 00049A 00E7     0001      A RCH    RMB    1         rgistre interface
00500 00050
00510 00051A 00E8     0001      A DKP    RMB    1         param.affic.clavr
00520 00052A 00E9     0001      A PP     RMB    1         param.impression
00530 00053A 00EA     0001      A UP     RMB    1         param.Uart
00540 00054A 00EB     0001      A XP     RMB    1         param.generaux
00550 00055A 00EC     0001      A AP     RMB    1         param.Arithmtique
00560 00056
00570 00057A 00ED     0001      A ADP    RMB    1         virg.Arithm.decim
00580 00058A 00EE     0001      A XOUTC  RMB    1         sort. de commande
00590 00059A 00EF     0001      A MDND   RMB    1         byte aff.N.D Mon.
00600 00060A 00F0     0001      A IND    RMB    1         byte INDicateur
00610 00061A 00F1     0001      A MDATA  RMB    1         donnees Moniteur
00620 00062
00630 00063A 00F2     002E      A MIWEH  RMB    46        reserve au MIW-E
00640 00064
00650 00065A 0120     0001      A DN00A  RMB    1         RAM interne avec
00660 00066A 0121     0001      A DN70A  RMB    1         parametres
00670 00067A 0122     0001      A D160A  RMB    1         voir DS12
00680 00068A 0123     0001      A DDM0A  RMB    1
00690 00069A 0124     0001      A DDMLS  RMB    1
00700 00070A 0125     0001      A EDT0A  RMB    1
00710 00071A 0126     0001      A EDTLS  RMB    1
00720 00072A 0127     0001      A PRH0A  RMB    1
00730 00073A 0128     0001      A PRL0A  RMB    1
00740 00074A 0129     0001      A PRTLS  RMB    1
00750 00075
00760 00076A 012A     0040      A UAR2   RMB    64        RAM dispo.pr.util
00770 00077
00780 00078A 016A     0016      A SPA    RMB    22        pointeur de pile
00790 00079
```

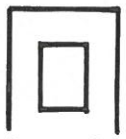
```
00800 00080                          ****************************************
00810 00081                          *      Fonctions executees par MIW-E   *
00820 00082                          *--------------------------------------*
00830 00083
00840 00084                          * MODE NORMAL
00850 00085
00860 00086          0008      A EFBSP  EQU    $08       EF  Esp. arriere
00870 00087          0009      A EFSPC  EQU    $09       EF  Espace avant
00880 00088          000A      A EFCLR  EQU    $0A       EF  Eff.zn edit.
00890 00089          000B      A PFPFD  EQU    $0B       PF  avance papier
00900 00090          000D      A EFCRR  EQU    $0D       EF  ret. chariot
00910 00091          0011      A PFPRT  EQU    $11       PF  imp. ligne
00920 00092          0012      A XFTST  EQU    $12       XF  TeST general
00930 00093          001F      A NFGMON EQU    $1F       NF  ent.rg MONit.
00940 00094
00950 00095                          * MODE MONITEUR
00960 00096
00970 00097          001E      A MFGNRM EQU    $1E       MF  ret.rg NoRMal
00980 00098          0024      A MFCLAD EQU    $24       $ MF eff. ADresse
00990 00099          002B      A MFADP1 EQU    $2B       + MF incr.ADresse
01000 00100          002D      A MFADM1 EQU    $2D       - MF decr.ADresse
01010 00101
01020 00102                          * $30-$39 = caracteres hexadecimal 0-9
01030 00103          003D      A MFCLDT EQU    $3D       = MF effac. donn.
01040 00104
01050 00105                          * $41-$46 = caracteres hexadecimal A-F
01060 00106          004A      A MFJSRU EQU    $4A       J MF st subr Util
01070 00107          004C      A MFLDDT EQU    $4C       L MF charg. donn.
01080 00108
01090 00109                          * ARITHMETIQUE
01100 00110
01110 00111          0011      A AAD    EQU    $11       A   ADdition
01120 00112          0012      A ASB    EQU    $12       A   Soustraction
01130 00113          0013      A AML    EQU    $13       A   MuLtiplicat.
01140 00114          0014      A ADI    EQU    $14       A   DIvision
01150 00115          0021      A ACI    EQU    $21       A   Conv.entiere
01160 00116          0022      A ACF    EQU    $22       A   Conv. Fract.
01170 00117          0031      A AIA    EQU    $31       A   ent.en Alpha
01180 00118          0032      A AIB    EQU    $32       A   ent.en Beta
01190 00119          0041      A AOA    EQU    $41       A   sort.d'Alpha
01200 00120          0042      A AOB    EQU    $42       A   sort.de Beta
01210 00121          0051      A ASL    EQU    $51       A   decal.gauche
01220 00122          0052      A ASR    EQU    $52       A   decal. droit
01230 00123
01240 00124
01250 00125                          *    CODES envoyes par la sortie de UART
01260 00126                          *CUIFF $0C    fifo d'ent.de l'Uart plein
01270 00127                          *CUIFE $13    fifo d'ent.de l'Uart vide
01280 00128                          *CUIER $18    code recu errone
01290 00129
01300 00130A 1000                           ORG    $1000
01310 00131
01320 00132                          ****************************************
01330 00133                          *BYTES PARAMETRIQUES & POINTS D'ENTREES*
01340 00134                          ****************************************
01350 00135                          *BYTES PARAMETRIQUES DU PRG UTILISATEUR*
01360 00136                          *--------------------------------------*
01370 00137
01380 00138                          * byte Recon.du Caract. "M" Ascii  !DS13
01390 00139A 1000    4D       A URCHMA FCB    $4D
01400 00140
01410 00141                          * byte Recon.du Caractere "M" Complement
01420 00142A 1001    B2       A URCHMC FCB    $B2
01430 00143
01440 00144                          * byte adres. page du Generat. de caract
01450 00145A 1002    13       A UPCGPA FCB    UPCGH
01460 00146
01470 00147                          * byte nomb de Caract du Generat. exter.
01480 00148A 1003    02       A UPCGNC FCB    $02
01490 00149
01500 00150                          * byte Premier Caract du Generat. exter.
01510 00151A 1004    80       A UPCGSC FCB    $80
01520 00152
01530 00153                          * byte long. du signal d'avance papier
01540 00154A 1005    FA       A UPPFLS FCB    250       Act qud PUPF/N=1
01550 00155
01560 00156                          *orig.de la table transcd. 0 =$1100 UKT0
01570 00157                          *orig.de la table transcd. 1 =$1180 UKT1
01580 00158                          *orig.de la table transcd. 2 =$1200 UKT2
01590 00159
```

```
01600 00160A 1010                       ORG    $1010
01610 00161
01620 00162                     ****************************************
01630 00163                     *  POINTS D'ENTREES DU PGR UTILISATEUR *
01640 00164                     *--------------------------------------*
01650 00165
01660 00166                     * !  ATTENTION !
01670 00167                     * Entrees 1-6,8 uniq. pr extens. special
01680 00168                     * Entrees 9,10,11 l'utilisation de
01690 00169                     *  " JSR  xMIWE " se fait uniquement avec
01700 00170                     * XON1AC = 1
01710 00171                     * Entrees 7,9,12 pour prog. utilisateur
01720 00172
01730 00173                     *1,Entr.pr.acces au Vect.Int. sOrt.Uart
01740 00174A 1010 81            EVOIV  RTS             or JMP VOIV
01750 00175A 1011 81                   RTS
01760 00176A 1012 81                   RTS
01770 00177
01780 00178
01790 00179                     *2,Entr.pr.acces au Vect. Int. du Timer.
01800 00180                     * Util par MIW-E pr clavier et affichage
01810 00181A 1013 81            ETMIV  RTS             or JMP TMIV
01820 00182A 1014 81                   RTS
01830 00183A 1015 81                   RTS
01840 00184
01850 00185
01860 00186                     *3,Entr.pr.acces au Vect.Int. entr. Uart
01870 00187A 1016 81            EUIIV  RTS             or JMP UIIV
01880 00188A 1017 81                   RTS
01890 00189A 1018 81                   RTS
01900 00190
01910 00191
01920 00192                     *4,Entree  pr. acces au Vect. Int.  du
01930 00193                     * logiciel. Non utilise par le MIW-E
01940 00194A 1019 81            ESWIV  RTS             or JMP SWIV
01950 00195A 101A 81                   RTS
01960 00196A 101B 81                   RTS
01970 00197
01980 00198
01990 00199                     *5,Entr. pr acces au Vecteur Int. du
02000 00200                     * Port C. Non utilise par MIW-E
02010 00201A 101C 81            EPCIV  RTS             or JMP PCIV
02020 00202A 101D 81                   RTS
02030 00203A 101E 81                   RTS
02040 00204
02050 00205
02060 00206                     *6,Entr.pr.acces au Vecteur Int. EXterne
02070 00207                     * Util.par MIW-E pr.commande imprimante
02080 00208A 101F 81            EEXIV  RTS             or JMP EXIV
02090 00209A 1020 81                   RTS
02100 00210A 1021 81                   RTS
02110 00211
02120 00212
02130 00213                     *7,Entr.pr acces au Vect Int. Non Masq.
02140 00214                     * Non utilise par le MIW-E
02150 00215A 1022 81            ENMIV  RTS             or JMP NMIV
02160 00216A 1023 81                   RTS
02170 00217A 1024 81                   RTS
02180 00218
02190 00219
02200 00220                     *8,Entr.pr acces au Vect Int. de ReSet
02210 00221A 1025 81            ERSTV  RTS             or JMP RSTV
02220 00222A 1026 81                   RTS
02230 00223A 1027 81                   RTS
02240 00224
02250 00225
02260 00226                     *9,Entr.pr acces au fifo de la sOrt.Uart
02270 00227A 1028 81            EUOT   RTS             or JMP UOT
02280 00228A 1029 81                   RTS
02290 00229A 102A 81                   RTS
02300 00230
02310 00231
02320 00232                     *10,Entr.pr acces au fifo de l'entr.Uart
02330 00233A 102B CC 1034     A EUIN   JMP    UIN      or RTS RTS RTS
02340 00234
02350 00235                     *11, Entree pour acces au fifo clavier
02360 00236A 102E CC 1040     A EKEY   JMP    KEY      or RTS RTS RTS
02370 00237
02380 00238                     *12, Entree pour la boucle utilisateur
02390 00239A 1031 CC 10A3     A ELOOP  JMP    LOOP     or RTS RTS RTS
```

```
02400 00240
02410 00241                          ****************************************
02420 00242                          *   DEBUT DU PROG UTILISATEUR  MIW-E   *
02430 00243                          ****************************************
02440 00244
02450 00245
02460 00246                          *--------------------------------------*
02470 00247           1034       A UIN    EQU    *        ENTREE UART
02480 00248                          *--------------------------------------*
02490 00249
02500 00250
02510 00251                          * Ex. 1A  Les caracteres de l'entr. uart
02520 00252                          * sont transmis a l'editeur si FUIRED= 1
02530 00253
02540 00254
02550 00255A 1034 01 EE 06 103D  VIN1   BRCLR  0,XOUTC,UINF FUIRED
02560 00256
02570 00257A 1037 1E EB          A VIN2   BSET   7,XP     XON1AC
02580 00258
02590 00259A 1039 CD 3003        A VIN3   JSR    EMIWE    >>>>>>>>
02600 00260A 103C 4F                      CLRA
02610 00261
02620 00262A 103D 1F EB          A UINF   BCLR   7,XP     XON1AC
02630 00263A 103F 81                      RTS             Retour au MIW-E
02640 00264
02650 00265
02660 00266                          *--------------------------------------*
02670 00267           1040       A KEY    EQU    *        FCT TOUCHES UTIL
02680 00268                          *--------------------------------------*
02690 00269
02700 00270
02710 00271A 1040 1E EB          A KEY1   BSET   7,XP     XON1AC
02720 00272
02730 00273
02740 00274
02750 00275                          *ACTIONS DEFINIES PAR L'UTILISATEUR EN *
02760 00276                          *FONCTION DE LA TOUCHE ACTIONNEE       *
02770 00277
02780 00278
02790 00279                          * EX. 1 Set/Rst de FUIRED (Flag Uart Inp
02800 00280                          * Routed to EDitor) pr analyseur de lign
02810 00281
02820 00282
02830 00283
02840 00284A 1042 A1 01          A KEY10  CMP    #$01     code clavier $01
02850 00285A 1044 26 08     104E         BNE    KEY20
02860 00286
02870 00287A 1046 B6 EE          A KEY11  LDA    XOUTC
02880 00288A 1048 A8 01          A        EOR    #%00000001 FUIRED
02890 00289A 104A B7 EE          A        STA    XOUTC
02900 00290A 104C 20 51     109F         BRA    KEYFZ
02910 00291
02920 00292
02930 00293
02940 00294                          * EX. 2 Envoi de "MIWE" a l'Uart
02950 00295
02960 00296
02970 00297
02980 00298A 104E A1 02          A KEY20  CMP    #$02     code clavier $02
02990 00299A 1050 26 16     1068         BNE    KEY30
03000 00300
03010 00301A 1052 A6 4D          A KEY21  LDA    #'M
03020 00302A 1054 CD 300C        A        JSR    OMIWE    >>>>>>>> M
03030 00303
03040 00304
03050 00305A 1057 A6 49          A        LDA    #'I
03060 00306A 1059 CD 300C        A        JSR    OMIWE    >>>>>>>> I
03070 00307
03080 00308
03090 00309A 105C A6 57          A        LDA    #'W
03100 00310A 105E CD 300C        A        JSR    OMIWE    >>>>>>>> W
03110 00311
03120 00312
03130 00313A 1061 A6 45          A        LDA    #'E
03140 00314A 1063 CD 300C        A        JSR    OMIWE    >>>>>>>> E
03150 00315
03160 00316
03170 00317A 1066 20 37     109F         BRA    KEYFZ
```

```
03180 00318
03190 00319
03200 00320                    * EX. 3 Prog. pour tester les fonctions
03210 00321                    * arithmetiques et la duree d'execution
03220 00322                    * a partir du code clavier $03. Avant de
03230 00323                    * lancer l'exec. avc l'aide de l'editeur
03240 00324                    * et du moniteur, nous allons definir l'
03250 00325                    * operande 1 (zone Alpha), l'operande 2
03260 00326                    * (zone Beta) & la valeur de AP dans $CE
03270 00327                    * et sa fonction ds $CF ($CE et $CF sont
03280 00328                    * des bytes en RAM Interne). Avec l'aide
03290 00329                    * des 64 chiffres affiches (matrice par
03300 00330                    * points) ns pouvons voir les operandes
03310 00331                    * et les resultats.
03320 00332
03330 00333
03340 00334
03350 00335
03360 00336A 1068 A1 03        A KEY30  CMP    #$03      code clavier $03
03370 00337A 106A 26 34    10A0         BNE    KEYF
03380 00338
03390 00339
03400 00340A 106C B6 CE        A KEY31  LDA    $CE       AP initial modif.
03410 00341A 106E B7 EC        A        STA    AP        a l'aide du monit
03420 00342
03430 00343
03440 00344A 1070 A6 80        A KEY32  LDA    #$80      ADP initial
03450 00345A 1072 B7 ED        A        STA    ADP
03460 00346
03470 00347
03480 00348A 1074 A6 31        A KEY33  LDA    #AIA      Charg. zn. Alpha
03490 00349A 1076 AE 0A        A        LDX    #10       Adresse relative
03500 00350A 1078 CD 300F      A        JSR    AMIWE     operande 1
03510 00351
03520 00352
03530 00353A 107B A6 32        A KEY34  LDA    #AIB      Charg. zone Beta
03540 00354A 107D AE 14        A        LDX    #20       Adresse relative
03550 00355A 107F CD 300F      A        JSR    AMIWE     operande 2
03560 00356
03570 00357
03580 00358A 1082 14 03        A KEY35  BSET   2,$03     frnt pos.patte 10
03590 00359
03600 00360
03610 00361A 1084 B6 CF        A KEY36  LDA    $CF       Charg. fonction
03620 00362A 1086 AE 00        A        LDX    #00       Adr.de l'oper.ext
03630 00363A 1088 CD 300F      A        JSR    AMIWE     Execution fonct.
03640 00364
03650 00365
03660 00366A 108B 15 03        A KEY37  BCLR   2,$03     Frnt neg.patte 10
03670 00367
03680 00368
03690 00369A 108D A6 41        A KEY38  LDA    #AOA      Sort.de zn. Alpha
03700 00370A 108F AE 2A        A        LDX    #42       Adresse relative
03710 00371A 1091 CD 300F      A        JSR    AMIWE     resultat 1
03720 00372
03730 00373
03740 00374A 1094 A6 42        A KEY39  LDA    #AOB      Sort.de zone Beta
03750 00375A 1096 AE 34        A        LDX    #52       Adresse relative
03760 00376A 1098 CD 300F      A        JSR    AMIWE     resultat 2
03770 00377
03780 00378
03790 00379A 109B B6 EC        A KEY40  LDA    AP        Affic. AP en MDND
03800 00380A 109D B7 EF        A        STA    MDND
03810 00381
03820 00382
03830 00383A 109F 4F             KEYFZ  CLRA
03840 00384
03850 00385
03860 00386A 10A0 1F EB        A KEYF   BCLR   7,XP      XON1AC
03870 00387A 10A2 81                    RTS              Retour au MIW-E
03880 00388
03890 00389
```

```
00390                          *-------------------------------------*
00391          10A3      A LOOP   EQU    *        BOUCLE PRINCIPALE
00392                          *-------------------------------------*
00393                          * EX. 4 Redefinition des Parametres
00394
00395A 10A3 12 EB        A LOOP0  BSET   1,XP     UIRTUN (PAS ECHO)
00396
00397A 10A5 A6 20        A LOOP1  LDA    #32
00398A 10A7 C7 0124      A        STA    DDMLS    DS12
00399
00400A 10AA A6 3E        A LOOP2  LDA    #62
00401A 10AC C7 0126      A        STA    EDTLS    DS12
00402A 10AF A6 0A        A        LDA    #EFCLR
00403A 10B1 CD 3006      A        JSR    FMIWE    >>>>>>>>
00404
00405A 10B4 A6 10        A LOOP3  LDA    #$10
00406A 10B6 B7 E8        A        STA    DKP      DS4
00407
00408A 10B8 A6 14        A LOOP4  LDA    #ADI     DS2
00409A 10BA B7 CF        A        STA    $CF      fonction initiale
00410
00411A 10BC A6 37        A LOOP5  LDA    #%00110111
00412A 10BE B7 EC        A        STA    AP       DS8
00413A 10C0 B7 CE        A        STA    $CE      AP Initial
00414                          *>>>>>>>>
00415A 10C2 CD 3000      A LOOP10 JSR    PMIWE
00416
00417          10C5      A LOOP11 EQU    *        BOUCLE PRINCIPALE
00418
00419A 10C5 20 FB     10C2 LOOPF  BRA    LOOP10   >>>>>>>>
00420
00421                          *-------------------------------------*
00422                          *   TABLE DE TRANSCODAGE DU CLAVIER   *
00423                          *-------------------------------------*
00424
00425A 1100                          ORG    $1100    *******UKT0******
00426
00427A 1100    30        A        FCB    $30      PR CODE  00 ->$30
00428A 1101    38        A        FCB    $38      PR CODE  01 ->$38
00429                          *     ...    et ainsi pour 128 bytes
00430
00431A 1180                          ORG    $1180    *******UKT1******
00432
00433A 1180    40        A        FCB    $40      PR CODE  00 ->$40
00434A 1181    41        A        FCB    $41      PR CODE  01 ->$41
00435A 1182    42        A        FCB    $42      PR CODE  02 ->$42
00436                          *     ...    et ainsi pour 128 bytes
00437
00438A 1200                          ORG    $1200    *******UKT2******
00439
00440A 1200    50        A        FCB    $50      PR CODE  00 ->$50
00441A 1201    51        A        FCB    $51      PR CODE  01 ->$51
00442A 1202    52        A        FCB    $52      PR CODE  02 ->$52
00443                          *     ...    et ainsi pour 128 bytes
00444
00445A 1300                          ORG    $1300
00446
00447                          ****************************************
00448                          *generat.de caract.UTIL.POUR IMPRIMANTE*
00449                          *-------------------------------------*
00450          1300      A UPCG   EQU    *
00451          0013      A UPCGH  EQU    UPCG!>8
00452
00453                          * generateur de caract. pour le code $80
00454A 1300    7F        A        FCB    %01111111
00455A 1301    41        A        FCB    %01000001
00456A 1302    5D        A        FCB    %01011101
00457A 1303    55        A        FCB    %01010101
00458A 1304    5D        A        FCB    %01011101
00459A 1305    41        A        FCB    %01000001
00460                          * generateur de caract. pour le code $81
00461A 1306    41        A        FCB    %01000001
00462A 1307    49        A        FCB    %01001001
00463A 1308    5D        A        FCB    %01011101
00464A 1309    49        A        FCB    %01001001
00465A 130A    41        A        FCB    %01000001
00466A 130B    7F        A        FCB    %01111111
00467
00468                                END
TOTAL ERRORS 00000--00000
```



Micro informatique

Comment charger un programme sans lecteur de disquettes

Voici une application inédite et originale, centrée autour d'un Apple II+, dont le but est de charger un programme utilisateur et de lancer son exécution, et ce, sans la présence de lecteur de disquettes.

L'utilité de cette application peut être importante, dans une ambiance industrielle (humidité, vibrations, etc.) où la présence d'un lecteur de disquettes est déconseillée mais où il faut cependant charger un programme et l'exécuter.

Description du système

Il s'agit de charger en mémoire vive (à la mise sous tension ou après un « Reset ») un programme stocké sur une carte ROM (EPROM 2716) logée dans le Slot 0 (carte **Californian Computer** CCS 7114a).

Cette carte permet de remplacer tout ou partie du programme « Moniteur » (contenu dans la ROM F8) et d'ajouter une application en langage machine ou en Basic. A la mise sous tension, une ligne d'inhibition permet de désélectionner les mémoires installées sur la carte mère de l'Apple.

Les circuits mémoires de la carte sont alors sélectionnés.

Ils peuvent être soit des ROM (2316) ou des EPROM (2716).

Le programme décrit ci-après va :

– transférer en RAM un programme contenu sur la carte.

– Désarmer la carte installée en Slot 0 et rendre le contrôle à la carte mère.

Configuration minimale de l'application

Elle doit comprendre : un Apple II+ ; une carte (**CCS** 7114) dans le Slot 0.

Les six EPROM 2716 sur la carte contiennent : un programme en Basic qui sera transféré à son adresse habituelle d'implantation ($801) ; un programme de transfert (en binaire) du proramme Basic depuis les EPROM de la carte dans la mémoire centrale.

Organisation de la carte extension

Les circuits (au nombre de six) occupent les adresses des ROM de la carte mère **(tableau 1)**.

Tableau 1

numéro (extension)	(Apple)	adresse
U2	F8:	F800-FFFF
U4	E8:	E800-EFFF
U6	D8:	D800-DFFF
U3	F0:	F000-F7FF
U5	E0:	E000-E7FF
U7	D0:	D000-D7FF

```
        ESPACE MEMOIRE

                                                    --------------------------
APPLE                                               :     CCS
                                                    :     fin espace    CARTE
moniteur......   64k . ROM F8        F800-FFFF :              64k   U2
interpreteur     62k . ROM F0        F000-F7FF :              62k   U3
APPLESOFT        60k . ROM E8        E800-EFFF :              60k   U4
                 58k . ROM E0        E000-E7FF :              58k   U5
                 56k . ROM D8        D800-DFFF :              56k   U6
     ..........  52k . ROM D0        D000-D7FF :              52k   U7
                     .                         :     debut espace   CARTE
adresse I/O...   48k .               C000-CFFF ----------------------------
                     .
                     .
                     .
                     .
                     .                                      "
                     .                                      "
page 2 H.R.      16k .               4000-5FFF    DISPONIBLE POUR
                     .                            L'UTILISATEUR
                     .                                      "
page 1 H.R.       8k .               2000-3FFF              "
                     .
                     .
                     .
programme            .
utilisateur       2k .               0800-xxxx    LE PROGRAMME BASIC
applesoft            .                            DEBUTE EN $801.
                     .
memoire              .
ecran             1k .               0400-07FF
                     .
ram disponible       .               0300-03FF    UTILISABLE POUR DE
                     .                            COURTS PROGRAMMES .
buffer clavier       .               0200-02FF
                     .
pile                 .               0100-01FF
                     .
page zero            .               0000-00FF    UTILISEE PAR LE
                                                  SYSTEME(pointeurs).

FONCTION         ADRESSE             ADRESSE      COMMENTAIRE
                                     HEXA.
```

Tableau 2

Cette carte possède un interrupteur à 2 positions, accessible de l'extérieur.

En position « Basse », la carte est désactivée, l'Apple démarre normalement.

En position « Haute », la carte est activée et le programme sur la carte est lancé à la mise sous tension.

Afin de mieux comprendre le rôle de la carte et du programme, l'espace mémoire de l'Apple est décrit par le **tableau 2.**

Dans la partie droite du tableau, sont donnés des commentaires sur l'utilisation de la zone mémoire par le système.

Ce qui se passe à la mise sous tension

Sans la carte, ou avec la carte désactivée

Le programme qui se déroule est celui contenu dans la ROM « Moniteur ». Ce programme, écrit en binaire, donne le contrôle à l'interpréteur Basic après avoir effectué de nombreuses tâches. Celles-ci sont exposées dans l'ouvrage *« Apple II reference manual »,* le listing de la ROM « auto start » les décrivant entièrement.

Carte activée

Il y a transfert en RAM du programme Basic à charger (de taille inférieure à 12 K-octets) en 100 ms.

Il y a apparition d'un message personnalisé.

Le rechargement est automatique à chaque « Reset ».

Détail du démarrage

A la mise sous tension, le 6502 va chercher l'adresse de début en $FFFC et $FFFD non pas dans la ROM F8 de l'Apple, mais dans l'EPROM U2 de la carte.

Le programme fait afficher « RESET » à la place de « APPLE II ». Il faut effectuer un « Reset », ce qui lance le transfert et rend la main au Basic. Il suffit de lancer le programme par « RUN », et le programme qui vient de se charger s'exécute.

La taille maximale de ce programme, s'il était sur disquette, occuperait 50 secteurs. Ici il est chargé en moins de 100 ms.

Une fois lancé, il est possible de faire tout ce qu'il est usuel de faire avec un Apple, mais à chaque « Reset » effectué, il y aura rechargement en mémoire centrale du programme stocké dans la carte.

Description du programme

Ce programme, qui sera adressé aux lecteurs intéressés sur simple demande, a été écrit et assemblé à l'aide de l'assembleur Lisa.

Le programme binaire est constitué de deux parties :

– un module de recopie en mémoire vive de la partie indispensable du moniteur (ROM F8) pour la mise en route. Cette partie débute en $FF5F et occupe 161 octets ($A1) ;

– un module d'installation du programme Basic. Cette partie débute en $D000 et occupe 171 octets ($AB).

Le programme Basic à transférer occupera le reste, à savoir : de $D0AB à $FF5E, ce qui fait une taille maximale de 11 956 octets (12 Ko = 12 288 octets).

Pour obtenir le plus de place pour le programme Basic, il a été nécessaire de réduire le plus possible les deux programmes binaires.

C'est ce qui explique la technique utilisée : plutôt que de réécrire un programme, on recopie le moniteur en mémoire vive à une adresse quelconque.

Les parties jugées intéressantes sont situées aux adresses :

$FA62, $FAB4, $FB09, $FB60.

Elles font appel à de nombreuses sous-routines du moniteur (INIT, SETNORM, SETVID, SETKBD, SETAN0, SETAN1, CTRAN2, CLRAN3, CLRROM, TITLE...).

Elles stockent des informations en RAM (page 3, adresses $3F2, $3F3, $3F4) nécessaires au bon fonctionnement des programmes.

Ces programmes ne seront pas repris dans les EPROM car ils sont déjà présents en ROM sur la carte mère, mais ils seront transférés ailleurs, adaptés à l'application, et les adresses seront modifiées pour tenir compte de la nouvelle implantation.

Le problème est que les deux champs mémoires (carte et ROM autostart) ont la même adresse et qu'il sera nécessaire de jongler entre ces deux espaces qui ne peuvent être atteints simultanément.

C'est le rôle des deux modules décrits ci-après. Ils vont réécrire des programmes et exécuter une mise sur « orbite » en plusieurs phases, comparable à un lancement de fusée à étages.

Le programme implanté en $FF5F

A la mise sous tension, le CPU lit les adresses de « Reset » : $FFFC et $FFFD. Si la carte est activée (interrupteur en position haute), il y trouve l'adresse $FF5F, c'est là que débute le programme.

● On transfère tout les octets depuis l'adresse DEMIL ($FF6D) jusqu'à la fin ($FFFF) en RAM ($2000) et saut en $ 2000. Cette adresse sera ensuite occupée par le programme Basic, et n'est utilisée que temporairement.

● Le programme qui vient d'être transféré désarme la carte, ce qui permet de pouvoir accéder aux mémoires mortes contenant le moniteur et d'en recopier les parties utiles (celles qui auraient été exécutées si le démarrage s'y était fait) en page 3 de la mémoire.

– Le programme débutant en $FA62 (« RESET » de la ROM autostart) et se terminant $50 octets plus loin est réécrit en $300.

– La sous-routine « APPLE II » ($FB60 - $FB6E) est réécrite en $3B0-$3BE.

– La sous-routine « TITLE » est modifiée pour afficher « RESET ! » ($FB09 - $FB10).

– Les octets ($FAB4 - $FAD9) sont transférés en $352 et le programme est modifié pour pouvoir être exécuté. (En effet, les adresses ne correspondent plus !)

– Le programme transféré (moniteur adapté) est exécuté.

```
4000- A0 0E B9 5B D0 99 FF 05
4008- 88 D0 F7 A0 1E B9 69 D0
4010- 99 4F 04 88 D0 F7 A0 23
4018- B9 87 40 99 4F 06 88 D0
4020- F7 A9 AB 85 C9 A9 D0 85
4028- CA A9 00 85 CB A9 08 85
4030- CC A2 00 A0 00 B1 C9 91
4038- CB 88 D0 F9 E6 CA E6 CC
4040- CA 30 02 D0 F0 A9 00 85
4048- 69 85 6B 85 6D 85 AF A9
4050- 00 85 6A 85 6C 85 6E 85
4058- B0 4C EA 03 A0 A0 A0 CF
4060- CB A0 C3 C8 C1 D2 C7 C5
4068- A0 A1 10 0F 15 12 20 0C
4070- 01 0E 03 05 12 20 0C 05
4078- 20 10 12 0F 07 12 01 0D
4080- 0D 05 20 14 01 10 05 12
4088- A0 A0 A0 A0 A0 A0 A0 A0
4090- D2 D5 CE A0 A0 D3 D5 C9
4098- D6 C9 A0 A0 A0 A0 C4 C5
40A0- A0 A0 A0 A7 D2 C5 D4 D5
40A8- D2 CE A7 00 00 00 00 00
*
```

```
6F58- 00 00 00 00 00 00 00 A2
6F60- 93 BD 6C FF 9D FF 1F CA
6F68- D0 F7 4C 00 20 AD 81 C0
6F70- A6 50 BD 61 FA 9D FF 02
6F78- CA D0 F7 A6 10 BD 5F FB
6F80- 9D AF 03 CA D0 F7 A9 A2
6F88- 8D A7 03 8D AD 03 A9 D2
6F90- 8D A8 03 A9 C5 8D A9 03
6F98- 8D AB 03 A9 D3 8D AA 03
6FA0- A9 D4 8D AC 03 A9 A1 8D
6FA8- AE 03 A9 B0 8D 45 03 A9
6FB0- 03 8D 46 03 A9 A6 8D B6
6FB8- 03 A9 03 8D B7 03 A2 11
6FC0- BD 50 20 9D 46 03 CA D0
6FC8- F7 A2 26 BD B3 FA 9D 51
6FD0- 03 CA D0 F7 A9 7D 8D 4A
6FD8- 03 A9 E4 8D 3A 03 A9 E3
6FE0- 8D 4D 03 A9 03 8D 33 03
6FE8- 4C 00 03 8D 80 C0 4C 00
6FF0- 40 8D 81 C0 4C 03 E0 59
6FF8- FA E4 03 A6 5F FF 40 FA
```

Tableau 3

Le vecteur de « Reset » a été modifié, (c'est devenu $03E4). A cette adresse, il y a maintenant le programme qui était situé aux adresses $FFEB-$FFF0 dans la carte.

En faisant un « Reset », on exécute donc l'instruction qui arme à nouveau la carte. On saute ensuite en $D000 dont on étudie le déroulement.

Le programme implanté en $D000

Il écrit un message en mémoire écran (les trois lignes MSG1, MSG2 et MSG3). Il indique en clair à l'écran qu'il faut exécuter le lancement par l'écriture de « RUN » au clavier.

Il transfère le programme implanté de $DOAB à la valeur maximale $FF5E en transférant les octets par pages de 256.

Il y a ensuite saut à la routine $3EA qui était écrite précédemment en $FFF1-$FFF6, qui désarme définitivement la carte et donne la main à l'interpréteur Basic.

Remarque : Pour une application de ce programme, les paramètres importants sont :

– le nombre de pages (#NOMBR) ligne 172 et 224 ;

– l'adresse de fin,
poids fort (#PFORT) ligne 167 et 244
poids faible (#PFAIB) ligne 168 et 239.

Il est possible de fixer arbitrairement #NOMBR à $2F, qui est le maximum.

Cette fois, la visu, le clavier, les ports sont correctement configurés, le programme utilisateur est en mémoire, les pointeurs sont en place, il suffit de lancer le programme.

Adaptation à un programme utilisateur

Le **tableau 3** donne la liste des octets ($4000-$40AB) et ($6F58-$6FFF) illustrant les explications qui suivent.

● Il faut charger le programme Basic en mémoire.

Il faut disposer d'un programmateur d'EPROM pour programmer les 2716. Ce programmateur recopie un espace mémoire dans les 2716.

Par exemple, si c'est la zone $4000-$6FFF qui est utilisée :

● Il faut écrire le module $D000 en $4000 jusqu'à $40AA.

● Il faut écrire le module $FF5F en $6F5F jusqu'à $6FFF.

● Il faut transférer le programme Basic en mémoire vive entre $40AB et $6F5E.

La lecture des cases mémoire $69 et $6A (page zéro) en donne l'adresse de fin.

Il occupe donc les octets entre $800 et cette adresse.

Ces deux octets sont notés « PFAIB » et « PFORT » dans le listing. Il faut donc (si ce n'est fait par l'assembleur) :

– Modifier les octets :

$4046 (ligne 239 $D046),
$4050 (ligne 244 $D050) ;

– Préciser la longueur du programme « NOMBR » ;

– Modifier l'octet $4032 (ligne 224 $DO32).

● Il faut enfin transférer le programme Basic de $800 en $40AB, ceci peut se faire par la commande suivante :

* 40AB < 800. (adresse de fin) M <CR>

● Cette fois, tout est en place et il est possible de programmer les EPROM en écrivant successivement l'espace $4000-$6FFF par paquet de 2 Ko dans les 2716.

Une remarque : toutes les 2716 n'ont pas les mêmes « performances » et l'auteur a constaté que certaines marques étaient mieux adaptées que d'autres.

Utilité de ce programme

L'application principale réside dans le cas où une ambiance hostile (humidité, poussières, vibrations...) règne dans l'environnement de l'ordinateur, ce qui nuirait au bon fonctionnement d'un lecteur de disquettes.

Une autre application est la suivante : si le programme à exécuter est figé et ne nécessite pas de stockage sur disquette, le transfert et le lancement se font très rapidement (un dixième de seconde typiquement pour un programme de 12 Ko).

Ce programme, une fois installé, a donné toute satisfaction à l'auteur.

Bibliographie

[1] Apple II reference manuel.
[2] Apple II monitor peeled.
[3] Documents *CCS*.

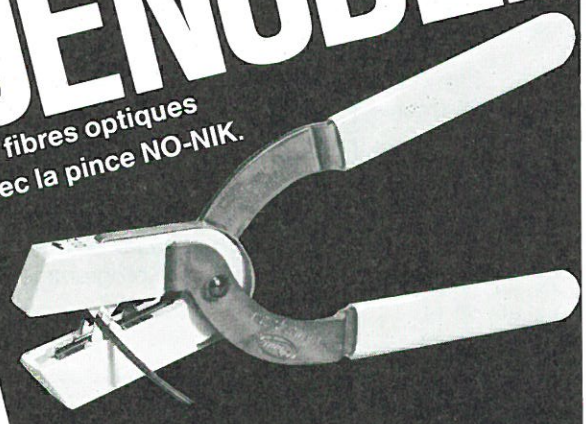
M. Decker

Le « listing » complet du programme utilisateur, qui fait l'objet de cet article, présente en fait une utilisation assez particulière de l'Apple II+.

Compte tenu de sa longueur, il ne serait pas aisé de le transcrire dans ces pages. C'est pourquoi les lecteurs intéressés pourront, s'ils le souhaitent, contacter directement l'auteur aux coordonnées suivantes :

M. Decker, département Génie électrique,
Institut universitaire de Technologie, 34075 Montpellier Cedex, qui leur fournira toutes indications complémentaires.

DENUDEZ
les fibres optiques
avec la pince NO-NIK.



Cet outil de précision représente une grande nouveauté dans le dénudage de haute qualité des fils isolés. Il est maintenant possible d'avoir recours à un procédé mécanique offrant toute la sécurité nécessaire.
Consultez-nous!

SOCIETE ELECTRIQUE STERLING
11, avenue Maurice Ravel Z.I.
92160 Antony
Tél. 666.21.30 Télex : 204 883

FILTRES

FILTRES ACTIFS KEMO
* VARIABLES
* P.H. P.B. 8 VOIES

* 24, 36, 48 dB/OCTAVE
* 0,01 Hz_3,15 MHz

AGEMIP
Tél. 871 17 14
5, Bd Poincaré
94170 LE PERREUX

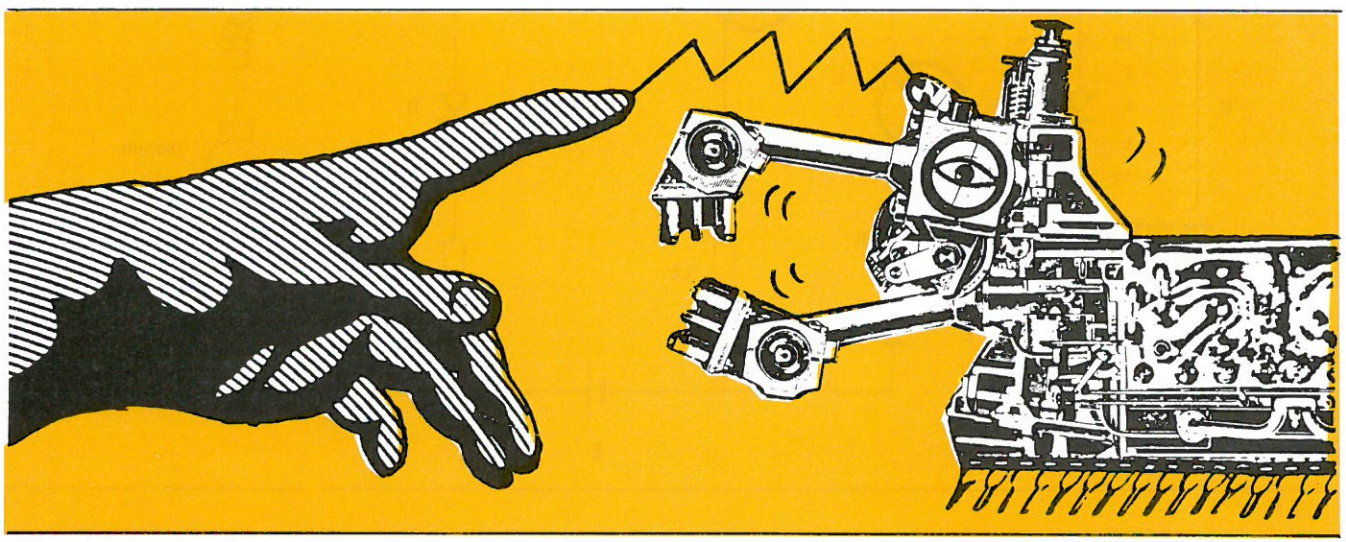
SERVICE-LECTEURS N° 9

Micro informatique

Commande de hacheur par micro-ordinateur : *introduction aux circuits programmables*

Le micro-ordinateur utilisé pour la commande de machines complexes et le pilotage d'expériences se révèle un outil merveilleux par sa flexibilité, sa précision, sa puissance et sa rapidité de traitement des données. Les développements actuels ou prévisibles de la robotique illustrent bien ces constatations.

Le système proposé ici a été destiné initialement à introduire expérimentalement la notion de circuits électroniques programmables auprès d'élèves de l'enseignement technique. L'idéal serait que le programme soit écrit par celui qui le fera fonctionner, l'exemple présenté n'étant qu'un modèle de réalisation, de façon à éviter la manipulation « presse-boutons » masquant la méthode sous-jacente. Nous avons donc choisi un système le plus simple possible qui ne nécessite pas, dans un premier temps, la réalisation de circuit d'interface physique compliqué.



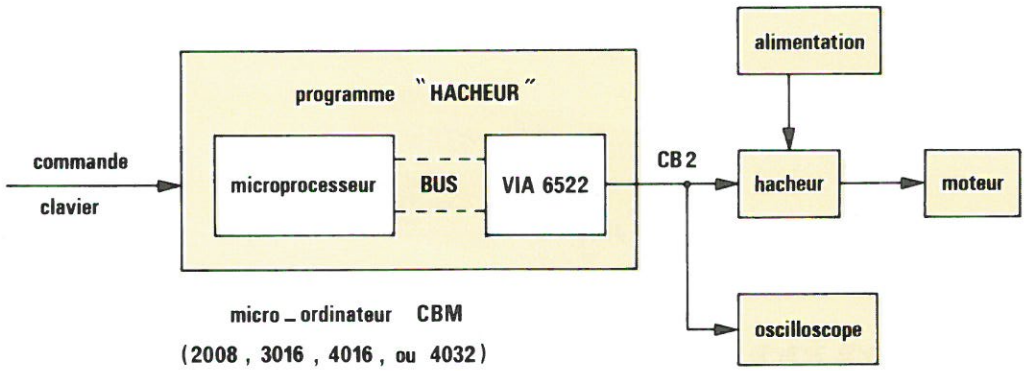


Fig. 1.

Principe

Une tension rectangulaire est disponible sur la broche CB2 (fig. 1) du port utilisateur du micro-ordinateur. Sa fréquence et son rapport cyclique sont réglables par l'intermédiaire du clavier. Cette tension peut commander le fonctionnement d'un hacheur et ainsi agir sur la fréquence de rotation d'un moteur à courant continu.

Nous proposons pour ce faire le schéma le plus simple d'un hacheur série, adapté à une première expérimentation, sans développer ici le fonctionnement d'un tel dispositif, renvoyant pour cela le lecteur par exemple à la référence [6].

Bien entendu, selon les objectifs recherchés, on pourra utiliser un système plus élaboré incluant des protections et des aides à la commutation [7].

La figure 2 donne le schéma théorique du hacheur, dans lequel :

– V représente la tension de commande ;
– D est une diode de « roue libre » ;
– E est une source de tension (alimentation de puissance) ;
– E' est l'alimentation du coupleur opto-électronique ;
– S_1, S_2 et S_3 sont des résistances de faible valeur ;
– T, enfin, est un transistor de puissance, Darlington ou MOS.

La liste des instructions en Basic du programme « hacheur » figure au tableau 1.

Utilisation

Après réalisation du montage et lancement du programme, le mode d'emploi et l'état de la tension délivrée sur CB2 sont affichés en permanence sur l'écran ainsi que le montrent les figures des tableaux 2 et 3.

– Ecran 1 (à la mise en route).

Le moteur ne tourne pas, pour le faire démarrer, il faut taper successivement « G » puis « > » (tableau 2).

– Ecran 2 (en fonctionnement).

Le moteur tourne, il est possible de le stopper, de l'accélérer, de le ralentir, de modifier la fréquence de hachage (tableau 3).

Le rapport cyclique de la tension de commande du hacheur peut prendre les valeurs suivantes :

0 - 0,125 - 0,25 - 0,375 - 0,5 - 0,625 - 0,75 - 0,875

Sa fréquence est réglable depuis 243 Hz jusqu'à 20 833 Hz.

Aucune protection n'étant incluse dans cette version simplifiée, en cas de coupure accidentelle de la tension d'alimentation du hacheur, on veillera à ce que le rapport cyclique soit égal à zéro avant de remettre sous tension, sous peine de destruction immédiate du transistor de puissance, l'intensité du courant de démarrage étant en général trop élevée.

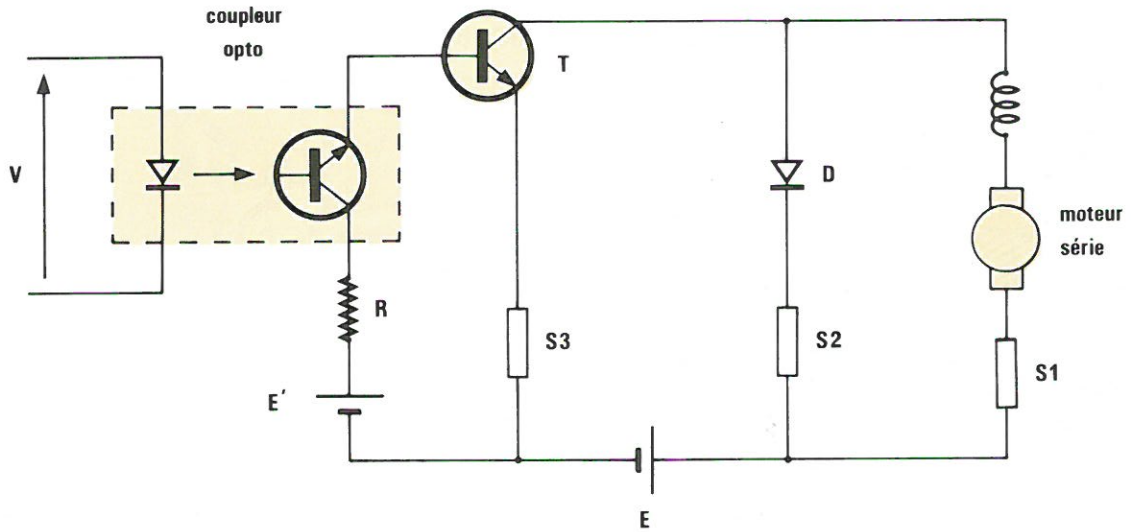


Fig. 2.

```
1 REM*HACHEUR*17*11*82*R*FAVRE*
100 AF=59464   :REM ADRESSE FREQUENCE
110 AO=59466   :REM ADRESSE FORME D'ONDE
120 AU=59467   :REM ADRESSE AUTORISATION
130 FR=32      :REM FREQUENCE = 62500/(FR+2)
140 R=0        :REM RAPPORT CYCLIQUE= R/8
150 AT=0       :REM INHIBITION
160            :REM AUTORISATION: AT=16
170 M$="ARRET":REM MESSAGE
180 FO$(0)="________"
190 FO$(1)="┐_______"
200 FO$(2)="┌┐______"
210 FO$(3)="┌┌┐_____"
220 FO$(4)="┌┌┌┐____"
230 FO$(5)="┌┌┌┌┐___"
240 FO$(6)="┌┌┌┌┌┐__"
250 FO$(7)="┌┌┌┌┌┌┐_"

300 REM*ATTENTE**************************
310 POKE AO,R:POKE AU,AT
320 PRINT"■HACHEUR"
330 PRINT"■POUR COMMENCER: C"
340 GET A$:IF A$<>"C" THEN 340
350 PRINT"■"
500 REM*REPETER**************************

510 REM*ACTION***************************
520 POKE AF,FR
530 POKE AO,2↑R-1
600 REM*AFFICHAGE************************

610 PRINT"■HACHEUR",,M$
620 PRINT"■■■FREQUENCE: "+STR$(INT(62500/(FR+2)+.5))+" HERTZ     "
630 PRINT"■■RAPPORT CYCLIQUE: "+STR$(R/8)+"     "
640 PRINT"■■FORME D'ONDE: ■3■■1■";FO$(R);FO$(R)
650 PRINT"■■■ESPACE: ARRET"
660 PRINT"   G    : MISE EN ROUTE"
670 PRINT"■  >    : DUREE DE CONDUCTION CROISSANTE"
680 PRINT"   <    : DUREE DE CONDUCTION DECROISSANTE"
690 PRINT"   P    : FREQUENCE CROISSANTE"
700 PRINT"   M    : FREQUENCE DECROISSANTE";

800 REM*COMMANDE*************************
810 GET A$:IF A$="" THEN 810
820 IF A$=" " THEN AT=0:R=0:M$="ARRET "
830 IF A$="G" THEN AT=16:M$="MARCHE"
840 IF A$=">" AND R<7 AND AT=16 THEN R=R+1
850 IF A$="<" AND R>0 THEN R=R-1
860 IF A$="P" AND FR>1 THEN FR=FR-1
870 IF A$="M" AND FR<255 THEN FR=FR+1
880 GOTO 500
900 REM*FIN*REPETER**********************
```

Tableau 1.

Explication du fonctionnement

Le programme « hacheur » utilise l'une des fonctions disponibles sur le circuit VIA 6522 (VIA : « Versatile Interface Adaptater ») qui gère le port utilisateur du micro-ordinateur utilisé. Cette fonction permet la sortie, sur la borne CB2 du port, d'une tension dont la fréquence est réglée par un décompteur et la forme imposée par le contenu d'une mémoire contrôlant un registre à décalage. Ce mode de fonctionnement est, bien entendu, programmable et il en existe d'autres...

Le VIA 6522 est vu par le microprocesseur comme un ensemble de seize cases mémoires d'adresses consécutives ; nous précisons ci-dessous le rôle de celles que nous utilisons ; pour plus de détails on se reportera aux caractéristiques du circuit décrites par exemple dans les références bibliographiques [1] et [3].

La liste des instructions débute par la définition des constantes :

- AF = 59464 est l'adresse exprimée en système décimal dont le contenu fixe la valeur maximale d'un décompteur sur huit bits du VIA 6522. Ce décompteur travaille dans notre application en mode oscillateur (« free run »). A partir d'une valeur initiale fixée par la valeur de la variable entière FR, comprise entre 1 et 255 et stockée à l'adresse AF, il est décrémenté d'une unité à chaque période d'horloge, soit ici à chaque microseconde. Lorsqu'il arrive à zéro, son contenu reprend sa valeur initiale après un temps mort de 2 µs nécessité par l'opération. Le décomptage recommence indéfiniment.
- AO = 59466 est l'adresse du registre à décalage sur huit bits du VIA 6522. Chaque passage à zéro du décompteur provoque un décalage de un bit de ce registre. La forme de la tension disponible sur CB2 est alors une image de son contenu **(tableau 4)**.

```
HACHEUR                    ARRET

FREQUENCE:   1838 HERTZ

RAPPORT CYCLIQUE:   0
                  1
FORME D'ONDE:     0________________

ESPACE: ARRET
   G  : MISE EN ROUTE

   >  : DUREE DE CONDUCTION CROISSANTE
   <  : DUREE DE CONDUCTION DECROISSANTE
   P  : FREQUENCE CROISSANTE
   M  : FREQUENCE DECROISSANTE
```

Tableau 2.

```
HACHEUR                    MARCHE

FREQUENCE:   1250 HERTZ

RAPPORT CYCLIQUE:   .375
                  1
FORME D'ONDE:     0
```

```
ESPACE: ARRET
   G  : MISE EN ROUTE

   >  : DUREE DE CONDUCTION CROISSANTE
   <  : DUREE DE CONDUCTION DECROISSANTE
   P  : FREQUENCE CROISSANTE
   M  : FREQUENCE DECROISSANTE
```

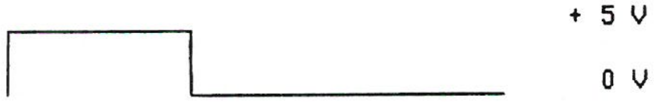
Tableau 3.

Dans l'exemple ci-avant, le contenu de la case mémoire d'adresse AO, fixé par la variable R (voir ligne 530 du programme) a pour valeur :

1 + 2 + 4 = 7

- AU = 59467 est l'adresse d'un octet dont la valeur détermine le mode de fonctionnement du décompteur et du registre à décalage. Dans l'application décrite, le bit n° 6 de cet octet est constamment égal à zéro, ce qui fixe le mode oscillateur du décompteur. Le registre à décalage est gouverné par les bits n° 2, 3 et 4. Selon la valeur de la variable AT (0 ou 16), le bit n° 4 est égal soit à zéro, ce qui bloque le fonctionnement du registre à décalage, soit à un, ce qui autorise la sortie de la tension sur CB2, les bits n° 2 et 3 restant à zéro dans tous les cas. Le diagramme du **tableau 5**, établi à l'aide d'indications puisées dans [1] et [3], synthétise les

tension sur CB2:



adresse 59466: contenu	1	1	1	0	0	0	0	0
: n° du bit	0	1	2	3	4	5	6	7

Tableau 4.

compteur 2 (bas)								59464
compteur 2 (haut)								59465
registre à décalage								59466
free run			contrôle du registre					59467
contrôle de CB2								59468
ligne d'état des interruptions								59469
ligne d'autorisation des interruptions								59470
port parallèle utilisateur sans "hand-shaking"								59471
7	6	5	4	3	2	1	0	

VIA 6522 implanté sur ordinateur CBM: adresses mémoire et rôle de chaque bit.

Tableau 5.

informations précédentes concernant la partie du VIA 6522 utile à la compréhension du programme « hacheur ».

Fonctionnement du programme

Après l'initialisation des constantes et des variables (lignes 1 à 250) et à la suite de la boucle d'attente (lignes 300 à 350), commence la boucle principale qui comprend successivement la modification éventuelle de l'état de CB2 (lignes 510 à 530), l'affichage sur l'écran du mode d'emploi et des valeurs des variables (lignes 600 à 700), puis la scrutation d'une éventuelle commande tapée au clavier, et enfin la modification des variables qui en résulte si elle est valide (lignes 800 à 880). En ce qui concerne les **extensions possibles,** on pourra envisager, par exemple, de mesurer l'intensité du courant dans le moteur (ou dans l'un des autres composants), ou sa fréquence de rotation, ou encore le couple qu'il délivre, à l'aide des capteurs appropriés, puis convertir ces données en grandeurs numériques lisibles par l'intermédiaire du port utilisateur. Des boucles de contrôles et de régulations diverses peuvent être ainsi mises en œuvre facilement, autorisant la réalisation d'asservissements sophistiqués incluant des clauses de sécurité complexes. Dans ce cas, la rapidité risque d'être critique et il sera peut-être nécessaire d'écrire le programme en partie en langage assembleur afin d'éviter les instabilités classiques engendrées par les retards. Par ailleurs, le hacheur pourra être réalisé à l'aide d'un transistor MOS de puissance, on utilisera alors un circuit d'interface adapté entre le micro-ordinateur et le circuit de puissance [5], précédé par exemple d'un photocoupleur rapide [4].

Bibliographie

[1] Programmation du 6800, de D.J. David et R. Zaks **(Sybex).**

[2] Applications du 6502, de R. Zaks **(Sybex).**

[3] The PET revealed **(Nick Hampshire).**

[4] Photocoupleurs rapides : quelques applications **(Electronique Applications n° 29).**

[5] Quadruple circuit de commande pour transistor MOS de puissance **(Electronique Applications n° 32).**

[6] Cours d'électrotechnique 2 - Traitement de l'énergie électrique (convertisseurs statiques), de J.-L. Dalmasso **(DIA - Belin).**

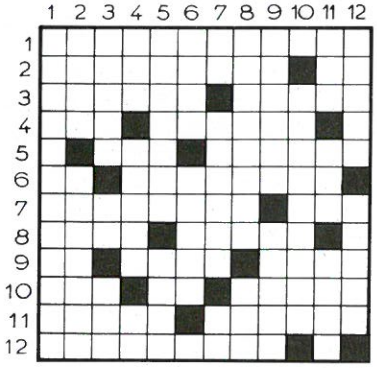
[7] Methods for utilizing high-speed switching transistors in high-energy switching environments, de W. R. Skanadore **(General Semiconductor Industries Inc.).**

R. Favre-Nicolin
J.B. Maraninchi
L. Moulin
Lycée Vaucanson (Grenoble)

Les mots croisés d'« Electronique Applications »

Horizontalement

Reconstitue le signal original. – 2. Soutient le conducteur. Double tout ce qu'il précède. – 3. Ile fermant le golfe de Riga. Précède le nom de façon ironique. – 4. Il n'est jamais agréable de le prendre. Quantum d'énergie dont le flux constitue le rayonnement électromagnétique. – 5. Réunion de graines. T'abandonnais. – 6. Manque d'agrément outre-Manche. Procédèrent à un renouvellement. – 7. Produit du courant électrique. Résiste aux températures élevées. – 8. Provoque une coupure de courant. Mit au point la synthèse industrielle de l'ammoniac. – 9. Article pour hidalgo. Liquide pour le chimiste. Ne sont pas à recommander à ceux qui veulent investir dans la pierre. – 10. Pénible souvenir pour Mack. Le temps d'une révolution. Langue dravidienne. – 11. Opéré un rapprochement. Fixera la péniche. – 12. Petite antilope d'Afrique.



Verticalement

1. Sont sensibles à certaines variations. – 2. Fut la victime de sa gourmandise. Trou dans la pompe. – 3. On lui doit l'invention du télégraphe électrique. Changement de quartier. Transformation. – 4. Salue la véronique. Demande faite au chien. Marque la négation. – 5. Ravagea les établissements espagnols d'Amérique. Cela fait réfléchir. – 6. Le quarante-cinquième. Sangle d'amarrage. – 7. Chemin de halage. Vedette du groupe des chats sauvages. Saint de la Manche. – 8. N'engendrent pas la gaieté. Bruit du fer frappant le fer. – 9. Tube électronique. Au cinéma, Bourvil en fut un. – 10. A l'origine de la prolifération des peaux rouges. – 11. Roi selon Jarry. Congé romain. Elle électrise. – 12. Des éclats inoffensifs. Unité d'induction magnétique.

Solution page 114

Etude

La détection synchrone

La détection synchrone, qui porte souvent d'autres noms – comme « détection cohérente » ou « détection de produit » –, s'avère un outil très intéressant pour la détection des faibles signaux, tant en physique qu'en radiotechnique.

L'auteur va tenter, dans cet article, de le montrer d'une façon pédagogique en examinant les aspects théoriques et en développant les principales applications de la détection synchrone dans divers domaines.

Généralités

L'idée de base du détecteur synchrone est vraiment simple. Son circuit principal étant un multiplieur, on commencera son analyse à partir de la **figure 1** qui présente une telle chaîne de détection. Cette analyse va nous permettre de comprendre ses principales utilisations et le pourquoi du nom « synchrone ».

Dans un esprit de simplification, considérons le multiplieur « M », linéaire, par rapport à chaque entrée X et Y.

C'est-à-dire : $V_S = V_X \cdot V_Y$

Le filtre de sortie est un passe-bas, généralement de constante de temps $r = 1/\omega_0$ assez grande (par exemple un intégrateur RC).

Examinons la réponse temporelle de l'ensemble lorsque :

$V_e(t) = A \cdot \cos \omega_1 t$
$V_r(t) = R \cdot \cos \omega_r t$

et supposons dans un premier temps A et R indépendants du temps t.

On a :

$$V_1(t) = A \cdot R \cdot \cos \omega_1 t \cdot \cos \omega_r t$$

$$= \frac{A \cdot R}{2} \cos(\omega_1 + \omega_r) t + \frac{A \cdot R}{2} \cos(\omega_1 - \omega_r) t$$

d'où :

$$V_1(t) = \frac{A \cdot R}{2} \cos(\Sigma\omega) t + \frac{A \cdot R}{2} \cos(\Delta\omega) t$$

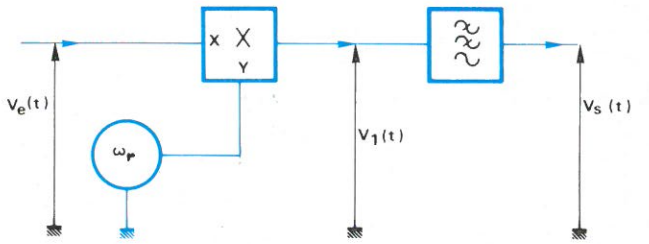


Fig. 1.

Dans tous les cas, on admet :

$$\frac{1}{r} < \Sigma\omega$$

Ainsi après le filtrage, et si $\Delta\omega < 1/r$, on obtient :

$$V_S(t) = \frac{A \cdot R}{2} \cos(\Delta\omega t)$$

C'est-à-dire qu'à la sortie, on dispose d'un signal de battement, d'amplitude $(A \cdot R)/2$ et de fréquence $\Delta\omega = \omega_1 - \omega_r$.

Si la constante r du filtre augmente de plus en plus, la marge de fréquence $\Delta\omega$ diminue proportionnellement pour que le signal d'entrée (ou plutôt son amplitude) soit détecté (**fig. 2**).

A la limite, lorsque $r \to \infty$, $\Delta\omega \to 0$ à la sortie ; on aura :

$$V_S = \frac{A \cdot R}{2}$$

mais seulement dans le cas où $\Delta\omega = 0$, autrement dit dans

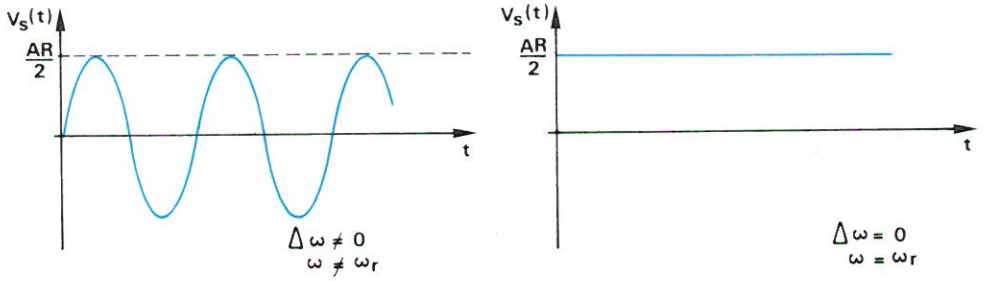


Fig. 2.

le cas où $\omega_1 = \omega_r$. C'est-à-dire que la chaîne complète détecte simplement un signal d'entrée (plus exactement son amplitude) dont la fréquence est égale à la fréquence de « référence ».

Cette première remarque est très importante et l'on pourrait dire que l'ensemble se comporte comme un détecteur d'amplitude « commandé en fréquence » et dont la bande passante est conditionnée par la constante r du filtre de sortie.

Dans le cas où les signaux $V_e(t)$ et $V_r(t)$ présentent un déphasage initial non nul (on ne peut pas généralement déterminer en tous les cas ces déphasages), on doit considérer :

$V_e(t) = A \cos(\omega_1 t + \varphi_1)$

$V_r(t) = R \cos(\omega_r t + \varphi_r)$

Ainsi on trouve :

$$V_S(t) = \frac{A \cdot R}{2} \cos(\Delta\omega t - \Delta\varphi)$$

avec $\Delta\varphi = \varphi_r - \varphi_1$

Dans le cas où $\Delta\omega = 0$, on obtient :

$$V_S(t) = \frac{A \cdot R}{2} \cos\Delta\varphi$$

On constate que le niveau de sortie dépend du déphasage relatif des deux signaux avec :

$$0 \leqslant V_S(t) \leqslant V_{Smax} = \frac{A \cdot R}{2}$$

Cette deuxième remarque est également très importante parce qu'elle exprime le fait qu'un éventuel déphasage entre le signal d'entrée et celui de la référence peut plus ou moins masquer la sortie du détecteur **(fig. 3)**, et, à la limite ($\Delta\varphi = \pi/2$), annuler complètement la sortie V_S. Voilà donc une justification du nom « synchrone ».

On est donc naturellement conduit, dans un esprit d'amélioration du circuit de la **figure 1**, à insérer un réglage de phase à la référence qui permet de chercher, dans une expérience ou application donnée, la condition $\Delta\varphi = 0$, pour avoir la réponse maximale **(fig. 4)**.

Dans le cas ou le signal d'entrée $V_e(t)$ est modulé en amplitude par un signal BF de bande étroite **(fig. 5)**, rien d'original ne se passe pour le détecteur synchrone. En effet :

$V_e(t) = A(t) \cos\omega t$

$V_r(t) = R \cos(\omega t + \Delta\varphi)$

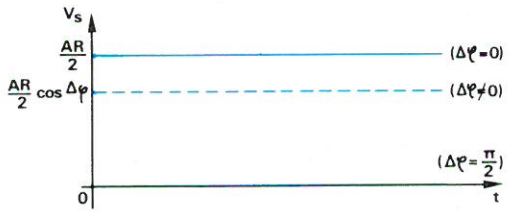


Fig. 3.

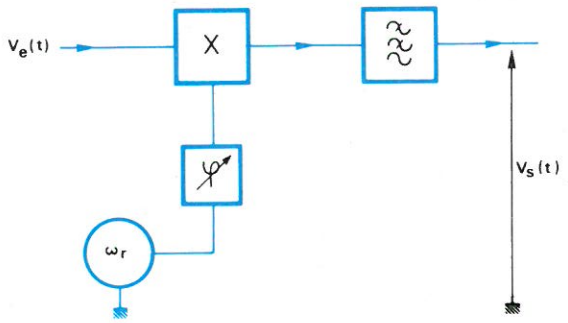


Fig. 4.

d'où : $V_S(t) = A(t) \frac{R}{2} \cos\Delta\varphi$

C'est-à-dire que le signal de sortie est proportionnel à l'enveloppe du signal d'entrée à condition que dans ce cas le filtre de sortie n'altère pas le spectre du signal A(t). Vu l'importance d'un tel signal modulé en amplitude en radiotechnique, on lui consacre plus loin une étude assez détaillée.

Représentation dans le domaine des fréquences

On considère ici, pour la représentation fréquentielle des signaux, des fréquences positives et négatives. Ainsi, les **figures 6a et 6b** donnent respectivement les spectres des signaux :

$V_e(t) = A \cdot \cos\omega t$

et

$V_R(t) = R \cdot \cos\omega t$

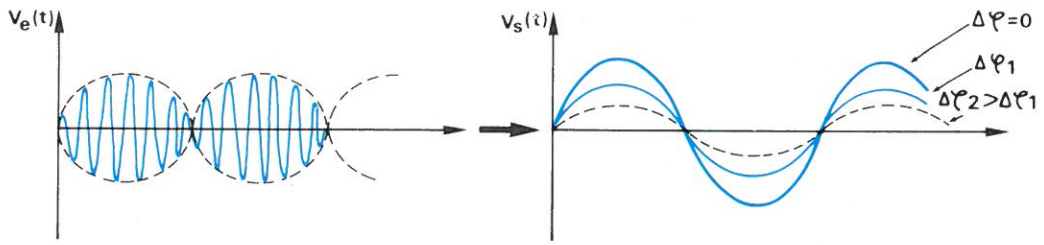


Fig. 5.

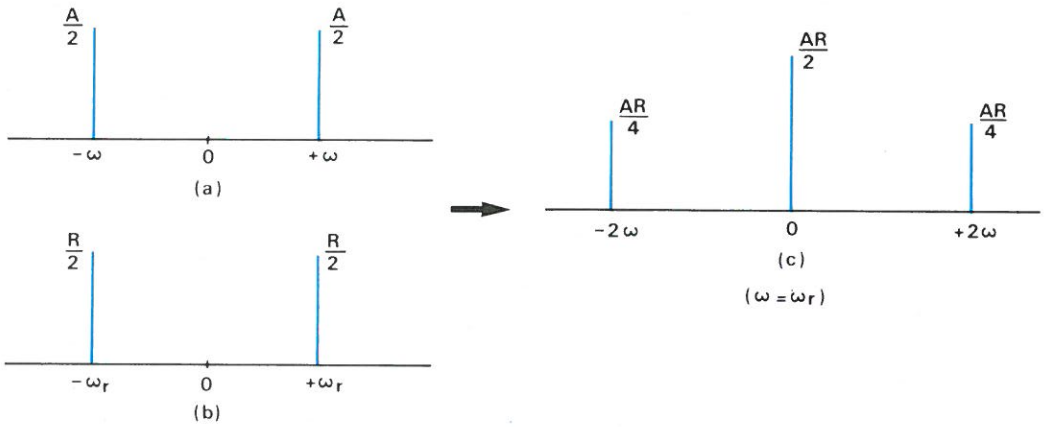


Fig. 6.

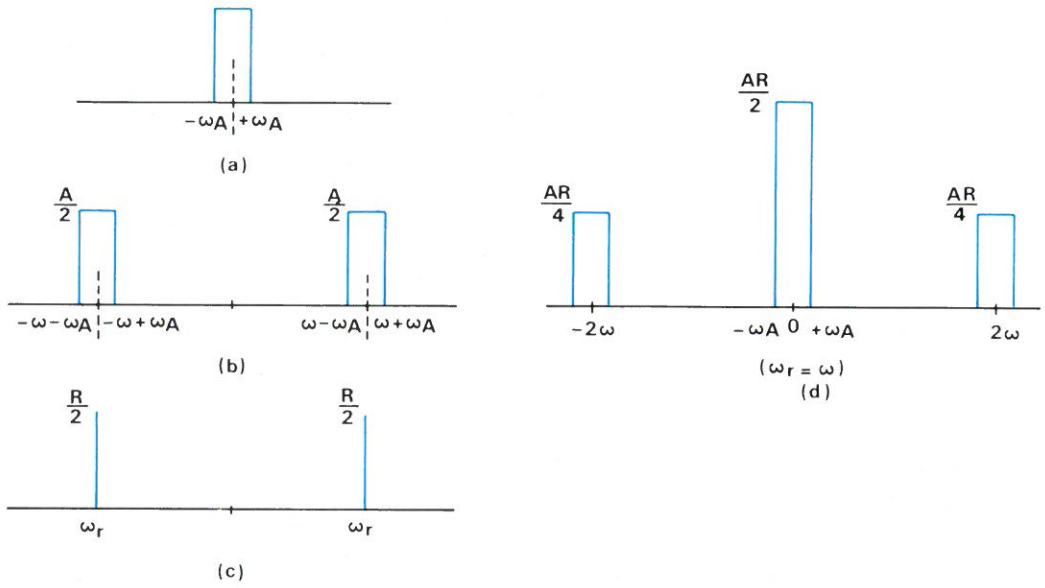


Fig. 7.

Le produit temporel $V_e(t) \cdot V_R(t)$ effectué par le multiplicateur du détecteur synchrone dans le domaine de fréquences se traduit comme le produit de convolution des spectres, illustré par la **figure 6c.**

C'est la « raie » de fréquence $\omega = 0$ qui nous intéresse et qui est détectée à la sortie du filtre passe-bas. Les raies 2ω et -2ω ne présentant pas d'intérêt sont éliminées par ce même filtrage.

Dans le cas où $V_e(t) = A(t) \cdot \cos \omega t$, avec A(t), un signal basse fréquence de bande étroite **(fig. 7a),** n'apporte rien de nouveau sur le plan théorique. Les spectres sont illustrés par les **figures 7b, 7c et 7d,** qui présentent le produit de convolution.

Autrement dit, avec la détection synchrone, il s'agit chaque fois d'une transposition de fréquence qui permet de « sauter » de la fréquence ω, d'habitude assez élevée et où

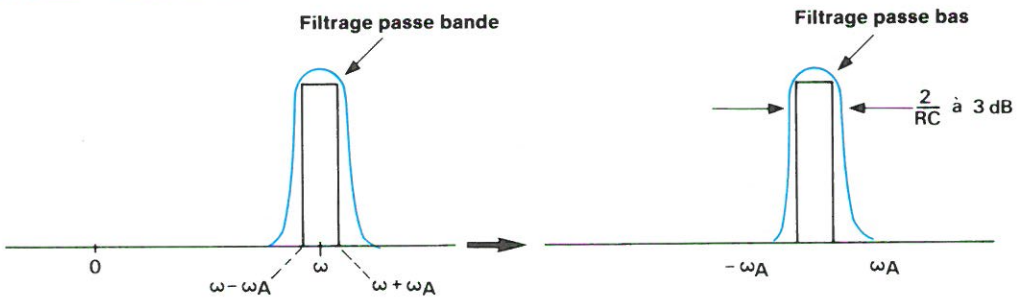


Fig. 8.

une détection simple aurait exigé un filtrage passe-bande très pointu et difficile à obtenir, aux fréquences situées autour de $\omega = 0$ où existe la possibilité d'un filtrage passe-bas beaucoup plus simple à réaliser (fig. 8).

Représentation vectorielle

Dans le cas général, on écrit :

$V_e(t) = A \cos(\omega t + \Delta\varphi)$

$V_r(t) = R \cos\omega t$

On suppose que le repère de la figure 9 est tournant à la vitesse angulaire ω. Ainsi, l'axe XX' donne la direction du vecteur $V_r(t)$.

On a :

$$\begin{aligned} V_e(t) &= A\cos(\omega t + \Delta\varphi) \\ &= A[\cos(\omega t)\cdot\cos\Delta\varphi - \sin(\omega t)\sin\Delta\varphi] \\ &= (A\cos\Delta\varphi)\cos(\omega t) - (A\sin\Delta\varphi)\sin(\omega t) \\ &= (A\cos\Delta\varphi)\cos(\omega t) + (A\sin\Delta\varphi)\cos(\omega t + \pi/2) \end{aligned}$$

D'où :

$V_e(t) = A_x \cos(\omega t) + A_y \cos(\omega t + \pi/2)$

En tenant compte de cette forme pour le signal d'entrée, on prouve facilement que dans le cas où :

$V_r(t) = R\cos\omega t$

la tension de sortie du détecteur (fig. 10) est :

$V_s(t) \propto A_x = A\cos\Delta\varphi$

Si $V_r(t) = R\sin\omega t$, on obtient :

$V_s(t) \propto A_y = A\sin\Delta\varphi$

Autrement dit, la tension de sortie est chaque fois proportionnelle à la composante du signal d'entrée qui est alignée sur le signal de référence.

Ainsi le double détecteur synchrone de la figure 11 est capable de décomposer le signal d'entrée en deux composantes perpendiculaires, l'une alignée sur la référence (cohérente) et l'autre en quadrature avec elle.

Cet ensemble trouve diverses applications dans des expériences physiques, en instrumentation et en radiotechnique.

Applications

Nous développerons maintenant à titre d'exemple quelques applications du détecteur synchrone. L'utilisation du

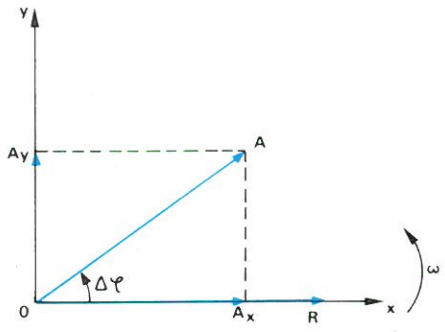


Fig. 9.

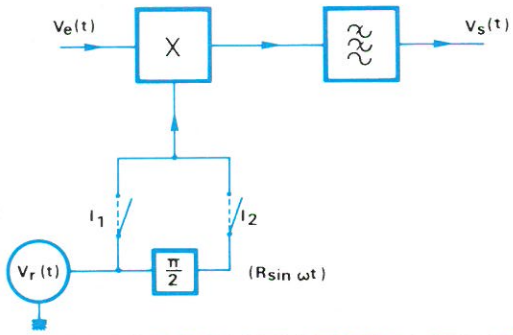


Fig. 10.

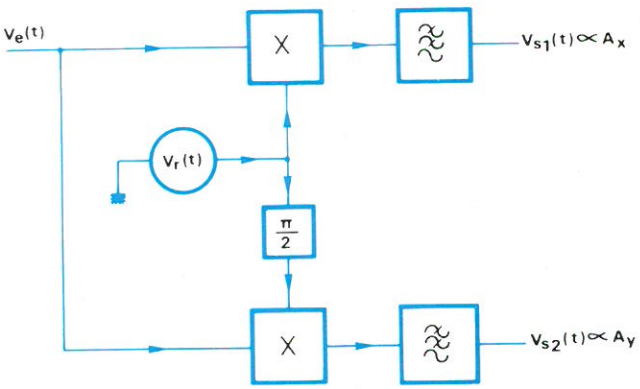


Fig. 11.

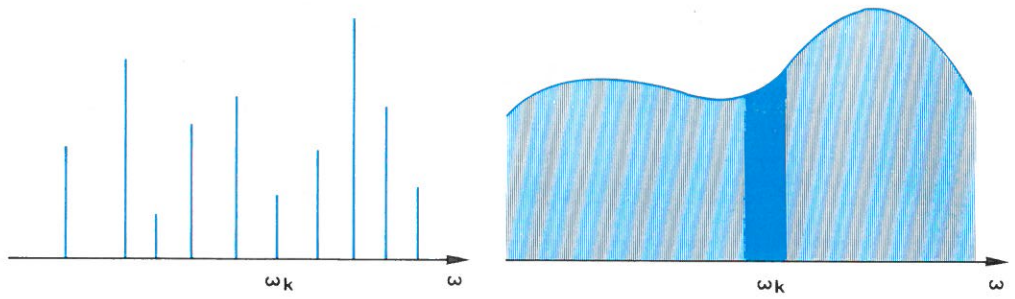


Fig. 12

détecteur synchrone à la radiotechnique comme démodulateur d'amplitude, exigeant un développement plus détaillé, sera vu à la fin.

Le détecteur synchrone dans un analyseur de spectre

On a vu ci-avant que le détecteur synchrone est un détecteur d'amplitude très sélectif. Cette propriété fait du détecteur synchrone un outil très intéressant pour l'exploitation point par point d'un spectre quelconque distinct ou continu, et donc pour la recherche d'une éventuelle raie à une fréquence donnée **(fig. 12)**.

Le procédé classique de détection aurait exigé **(fig. 13)** un filtre de prédétection passe-bande F_D très pointu, centré sur la fréquence en question avec : $Q = \omega_K/\Delta\omega$ assez important et difficile à obtenir ($\Delta\omega$ = bande du filtre). A titre d'exemple, l'exploitation d'une raie de largeur 1 kHz à la fréquence de 1 MHz aurait exigé Q = 1 000 !

Or, le détecteur synchrone « commandé par sa fréquence de référence ω_r » va chercher, sélectionner et enfin détecter dans le spectre du signal d'entrée la composante dont la fréquence est la même avec celle de référence **(fig. 14)**. On obtient un facteur Q qui tend théoriquement vers l'infini, d'où une sélectivité parfaite ! Il faut ajouter encore que bonne sélectivité signifie aussi un bruit moins gênant. L'analyse complète de ce dernier point dépasse cependant le cadre de cet article.

On arrive ainsi à l'application directe du détecteur à l'analyseur du spectre. En balayant la fréquence de référence ω_r entre deux limites, par exemple $\omega\, r_{min} - \omega r_{max}$, on peut découvrir et visualiser les raies spectrales qui composent le signal à étudier. A titre d'exemple, la réponse du système à un signal X (t) de la forme :

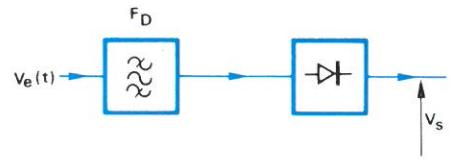


Fig. 13

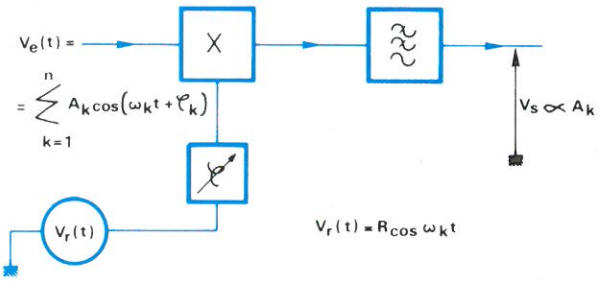


Fig. 14.

$$X(t) = A_K \cos \omega_K t + A_l \cos \omega_l t + A_m \cos \omega_m t$$

est donnée à la **figure 15.**

La **figure 16b** donne le schéma-bloc d'un analyseur de spectre simplifié avec détecteur synchrone. La référence est le signal d'un VCO commandé par une tension en « dents de scie ».

Application à la mesure d'une impédance

La propriété du double détecteur synchrone de la **figure 11** de séparer les deux composantes en quadrature d'un vecteur trouve plusieurs applications en instrumentation et en métrologie.

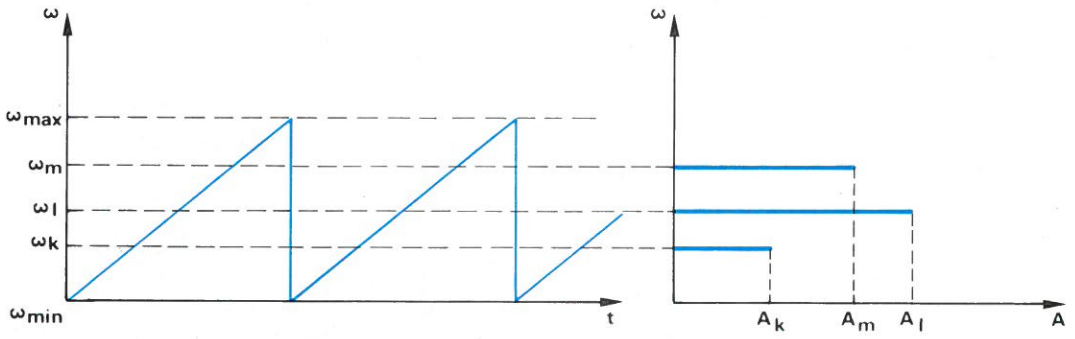


Fig. 15.

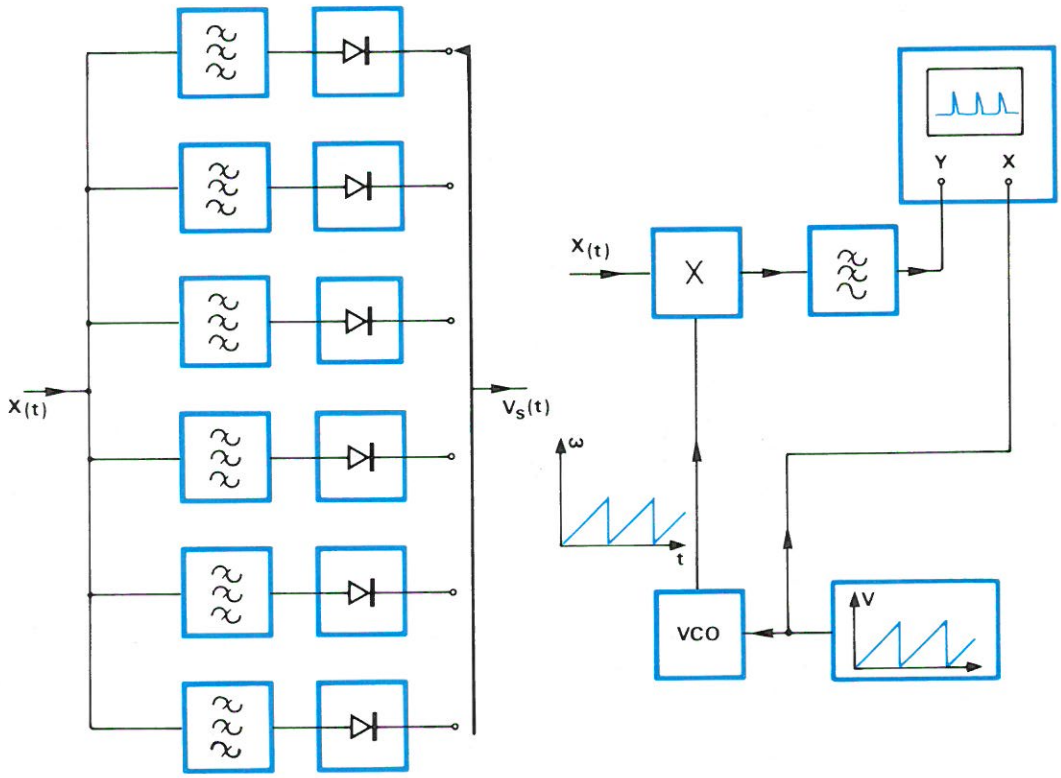


Fig. 16a (à gauche) et 16b (à droite).

Soit le montage de la **figure 17** avec l'impédance Z = x + jY inconnue. Pour la simplicité du calcul, admettons :

$R = 1\ \Omega$ et $I = I_o \cos \omega t = \cos \omega t$ ($I_o = 1$ A)

On a :

$I = \cos \omega t$

$V_R = RI = R \cos \omega t$

$V_Z = ZI = |Z| \cos (\omega t + \varphi)$
$= |Z| \cos \varphi \cdot \cos \omega t - |Z| \cdot \sin \varphi \cdot \sin \omega t$

où

$$\text{tg}\ \varphi = \frac{Y}{X} \text{ et } |Z| = \sqrt{x^2 + y^2}$$

Ainsi, $V_Z = X \cos \omega t - y \sin \omega t$

Soit : $V_Z = X \cos \omega t + Y \cos (\omega t + \pi/2)$

En utilisant comme référence au montage de la **figure 11** la tension $V_R = \cos \omega t$, on obtient :

$V_{S1} = X$ et $V_{S2} = Y$,

donc une mesure simultanée de la partie réelle et imaginaire de l'impédance Z.

L'imagination peut aller plus loin. L'adoption d'une unité de traitement analogique de tension V_{S1} et V_{S2}, peut fournir des résultats en coordonnées polaires **(fig. 18)**.

C'est-à-dire que l'on a :

$Z = |Z| \cdot e^{j\varphi}$

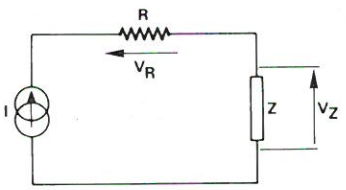


Fig. 17.

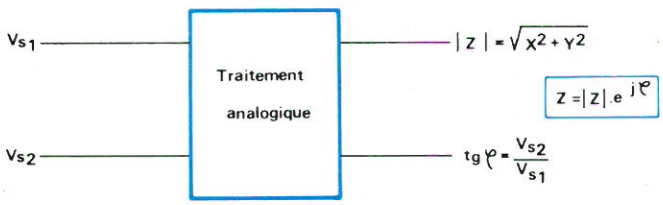


Fig. 18.

Démodulation des informations de chrominance en télévision

A la **figure 19**, on voit une autre application du double détecteur synchrone de la **figure 11**, que l'on rencontre dans les systèmes PAL ou NTSC en télévision couleur. A la réception, on est obligé de séparer les informations de chrominance dont les supports sont deux sous-porteuses en quadrature mélangées au niveau de l'émission **(fig. 19a)**. Le développement détaillé des techniques utilisées sort du cadre de cet article, mais on reviendra sur cet exemple

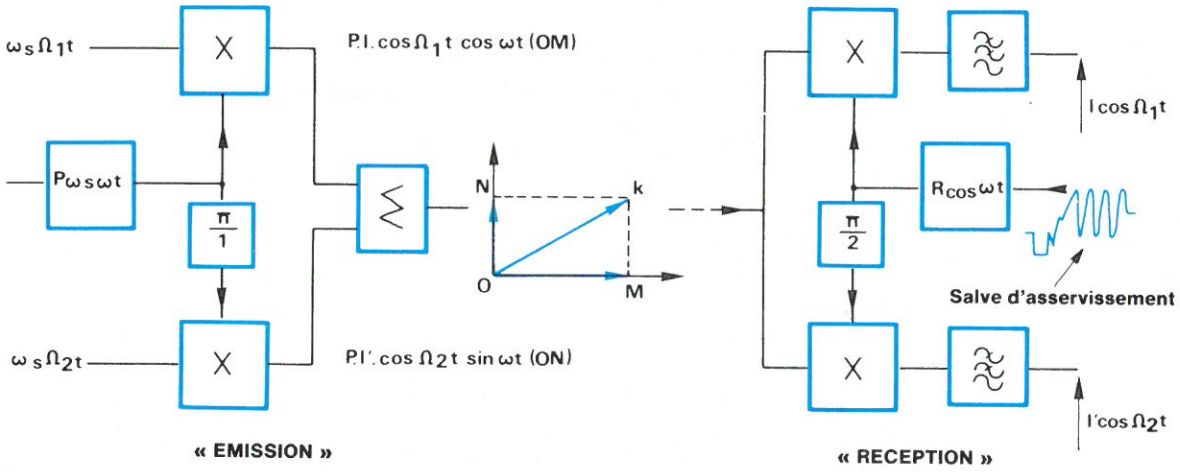


Fig. 19a (à gauche) et 19b (à droite).

dans le chapitre « Applications en Radiotechnique » où l'on abordera le problème de la cohérence nécessaire entre la référence locale et la porteuse. Signalons dès maintenant que le moindre déphasage de la référence entraîne une erreur de reconstitution des informations, donc une erreur de chrominance.

Ainsi, par exemple, pour éviter des erreurs de phase dans les systèmes NTSC et PAL, on transmet durant le temps de suppression ligne des « salves » de la sous-porteuse chrominance dont le rôle se limite à asservir la phase de la référence (fig. 19b).

La seconde partie de cette étude sera publiée dans notre prochain numéro où nous analyserons les applications de la détection synchrone en physique et en réception radio.

A. Nassiopoulos
Thomson-CSF Coopération

POUR TERMINAUX INFORMATIQUES

FILTRE OPTIQUE ORDI-FLEX
- ANTI EBLOUISSANT -

- Filtre en fibres de nylon noires micro-mono filament tissées
- **Confort de l'opérateur(trice)** - (réduction de l'éblouissement : trop de clarté, éclairage suspendu)
- Rapidité des opérations
- Plus de 70 modèles
- Suivant la marque du computer et la référence du terminal : IBM, CII/HB, WANG, PHILIPS, BURROUGHS etc...
- De plus le filtre offre l'avantage de **prolonger la vie du tube cathodique.** (contraste moins poussé).

INSTALLATION FACILE:
- Simplement inseré dans l'encadrement et devant le tube de la console.

INFORMATICIENS — INFORMEZ-VOUS !

MAIR PRODUITS
32 rue Fessart - 92100 BOULOGNE
Tel. : (1) 604 81 11 Tlx : 260 650

SERVICE-LECTEURS N° 34

RTC OPPORTUNITES

8031
DISPONIBLES IMMEDIATEMENT

Par 10 comme par 10.000 RTC livre les 8031 et leurs versions masquées : les 8051.

Appelez-nous 24 heures sur 24
338.84.45

RTC

Q chatel

SERVICE-LECTEURS N° 33

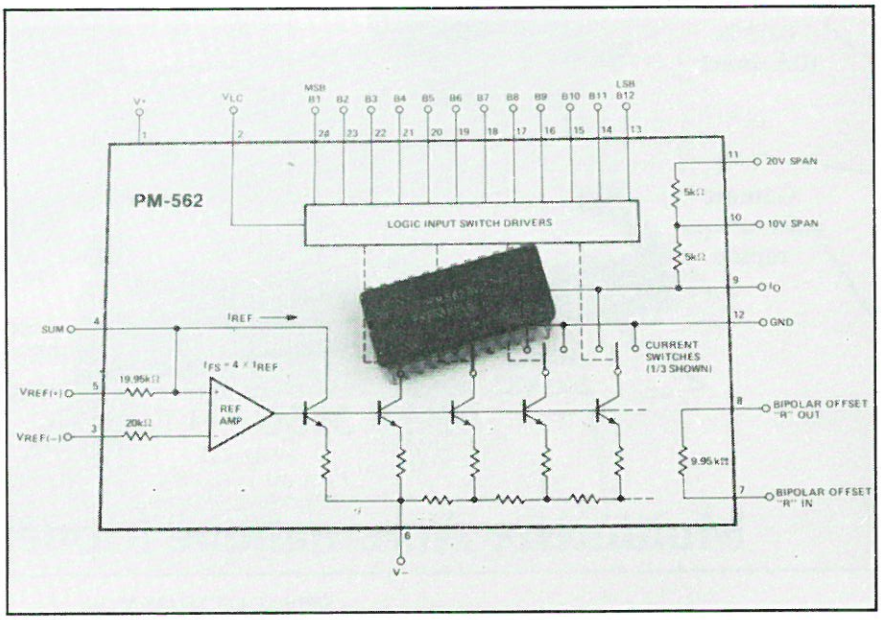
LES COMPOSANTS ACTIFS de visu

CNA 12 bits

Le **PM 562** de *Precision Monolithics* est un convertisseur numérique-analogique 12 bits se présentant comme une seconde source améliorée de l'AD 562. Les améliorations portent notamment sur la puissance dissipée (130 mW), la résistance de sortie (2 MΩ) et le faible coefficient de dérive en température du gain, qui font de ce circuit un produit destiné aux applications militaires et spatiales.

Le PM 562 est disponible en boîtier céramique DIL 24 broches dans les trois gammes de température.

Ohmic
Tél. : (1) 203.96.33
Tx : 230 008



Circuit d'interface pour capteurs

Le **UC 1704** est destiné à interfacer des transducteurs d'impédances variables et de faibles niveaux avec des systèmes numériques.

Il est possible d'utiliser de nombreux capteurs comprenant : les thermistances, les thermocouples, les calibrateurs de pression, les transducteurs photosensibles à effet Hall ou piézo-électrique. Grâce à ce choix de capteurs, presque toutes les sortes de phénomènes physiques peuvent être mesurées.

Les caractéristiques de ce circuit intégré comprennent : des temporisations programmables avant l'activation de sortie et des sources de courant symétriques, une fonction d'activation à télécommande pour les auto-diagnostics et une bascule optionnelle avec une remise à zéro externe.

Unitrode
Tél. : (1) 686.39.42
Tx : 201 173

Circuit d'interface multiprocesseurs

Ce circuit permet l'échange de messages et de données entre deux microprocesseurs indépendants et simplifie de manière significative les applications multiprocesseurs.

Composant LSI de faible coût, le circuit **TMS 9650** est conçu pour des applications modulaires. Il est indépendant de l'environnement microprocesseurs et est donc compatible avec les microprocesseurs de l'industrie. Il peut être utilisé pour connecter n'importe quel microprocesseur 8, 16 ou 32 bits à n'importe quel autre microprocesseur 8, 16 ou 32 bits.

Texas Instruments
Tél. : (3) 946.97.12
Tx : 698 707

Références de tension

La série **LM 199 AH-20** de *Linear Technology* a une stabilité de 20 ppm sur 1 000 h.

Ces références sont stabilisées en température à 6,9 V avec des variations inférieures à 0,5 ppm/°C. Elles sont testées par le constructeur sur de longues périodes avec mesures hebdomadaires.

Le fabricant indique même que cette instabilité peut être de 3 à 4 ppm, toujours sur 1 000 h, et que les variations observées ne sont pas cumulatives dans le temps.

Tekelec-Airtronic
Tél. : (1) 534.75.35
Tx : 204 552

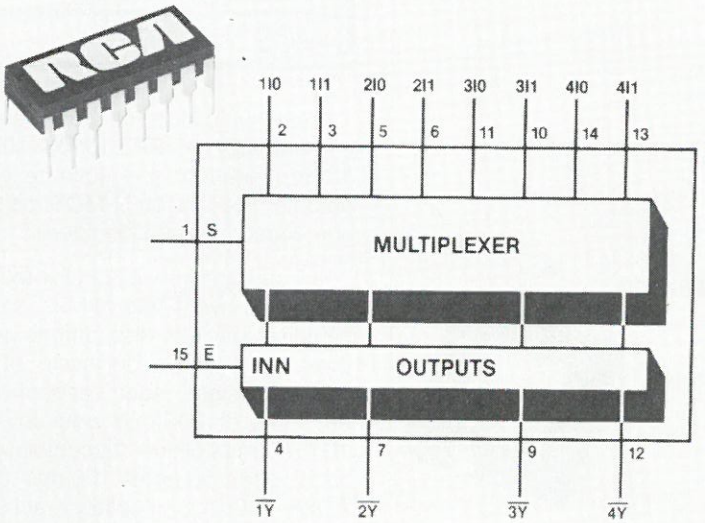
Module détecteur de crête

Ce module en technologie hybride de *Optical Electronics* peut détecter des impulsions de 1 V d'une durée de 100 ns maximum, et de 200 ns pour des impulsions de 10 V.

Le temps de remise à zéro est de 100 ns.

Ce détecteur de crête est disponible en boîtier hermétique 14 broches et peut fonctionner dans la gamme militaire – 55 à + 125 °C.

Equipements Scientifiques
Tél. : (1) 741.90.90
Tx : 204 004



Functional Diagram of the RCA High-Speed CMOS (QMOS) Quad 2-Input Multiplexer; Inverting, CD54/74HC(HCT)158.

Multiplexeurs C-MOS

Les multiplexeurs « CD 74HC/HCT158 » sélectionnent 4 bits de données d'une ou deux sources (8 entrées au total) sous le contrôle d'une ligne « Common Select ». Chaque bit du mot souhaité apparaît, complété sur une ligne de sortie. Une application typique des HC/HCT 158 est le mouvement de données de deux registres 4 bits vers 4 lignes communes de sortie.

Les types HC fonctionnent dans une gamme de tension de 2 à 6 V alors que les HCT sont spécifiés de 4,5 à 5,5 V pour maintenir la compatibilité avec les systèmes TTL. Chaque version peut fournir ou absorber 4 mA, ce qui permet de commander 10 charges LSTTL.

RCA
Tél. : (3) 946.56.56
Tx : 697 060

Commutateurs MOS bidirectionnels

Utilisant la technologie D-MOS, ces nouveaux commutateurs « BLS » bilatéraux peuvent couper des impulsions de 300 µs à 2 A dans les deux sens.

Ils supportent des tensions aussi bien continues qu'alternatives. Les BLS 100 et 101 tiennent respectivement ± 200 V et ± 150 V au blocage.

Ils sont donc particulièrement adaptés pour la commutation sur ligne d'abonnés, la commande de signaux analogiques et le remplacement des relais. Ils offrent, en outre, une haute compacité des fonctions, une grande impédance d'entrée, des caractéristiques de transfert linéaires et de bien meilleures tenues aux vibrations que les contacteurs mécaniques.

Comme tous les transistors D-MOS, les BLS 100 et 101 sont rapides, commutant « ON » en 1 µs et « OFF » en moins de 3 µs à partir d'une source de 25 V débitant 700 mA sur une charge de 27 Ω.

Siliconix
Tél. : (1) 377.07.87
Tx : 230 389

Amplificateur hybride pour pont de jauges

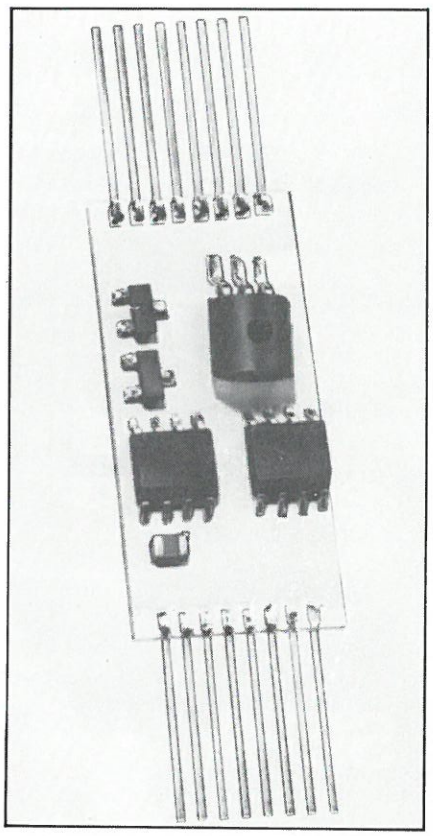
Cet amplificateur, réalisé en technologie hybride à couches épaisses, permet l'amplification d'un signal délivré par un pont de jauges monté sur un corps d'épreuve.

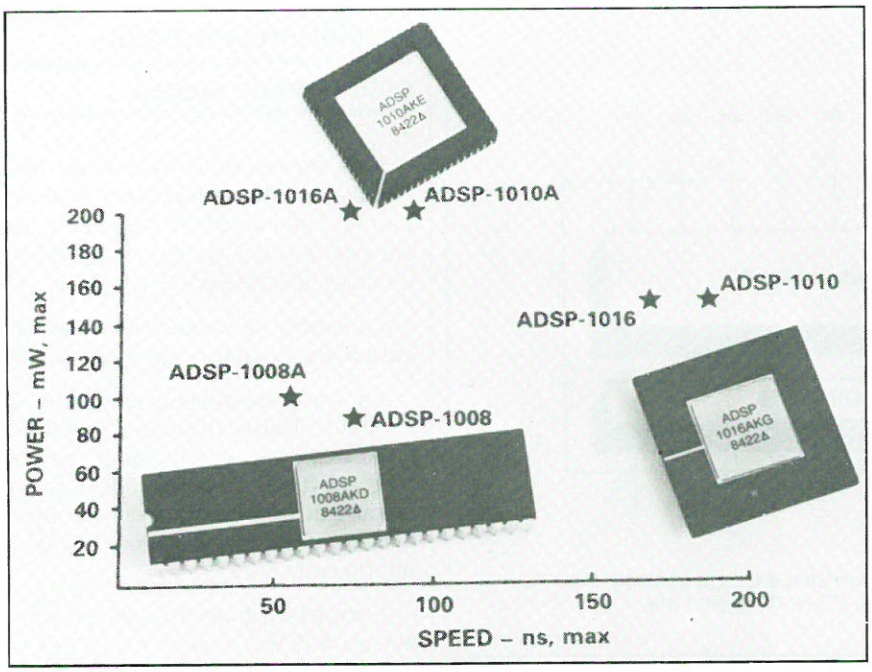
La sensibilité de ce module amplificateur est réglable entre 1 et 2 mV/V.

La sortie fonctionne en boucle de courant. Deux trimmers multitour, livrés avec cet amplificateur, permettent de régler le tarage du pont de mesure au point 4 mA pour les efforts minimum, au point 20 mA pour les efforts maximum.

L'impédance de charge maximum est de 400 Ω. Le pont de jauges est alimenté directement par l'amplificateur sous une tension de 10 V.

Sfernice
Tél. : (93) 44.62.62
Tx : 470 261





Circuits multiplieurs C-MOS

Ces multiplieurs et multiplieurs-accumulateurs **ADSP 1010, 1008** et **1016** possèdent la rapidité de la technologie bipolaire ou N-MOS mais avec une consommation inférieure.

Ils permettent à l'utilisateur des temps de cycle très faibles, sans les pénaliser par des dissipations prohibitives. Les temps de cycle et puissance dissipée sont respectivement de 95 ns et 200 mW pour le ADSP-1010A (multiplieur/ accumulateur 16 × 16 bits), 55 ns et 100 mW pour le ADSP-1008A (multiplieur/ accumulateur 8 × 8 bits), et 75 ns et 200 mW pour le ADSP-1016A (multiplieur 16 × 16 bits).

Analog Devices
Tél. : (1) 687.34.11
Tx : 200 156

Circuits de commande d'affichage

Les « **DI 512, 513 et 514** » sont destinés par leur fabricant, *Dionics*, à la commande de panneaux d'affichage de type fluorescent, en interface avec les circuits MOS et TTL.

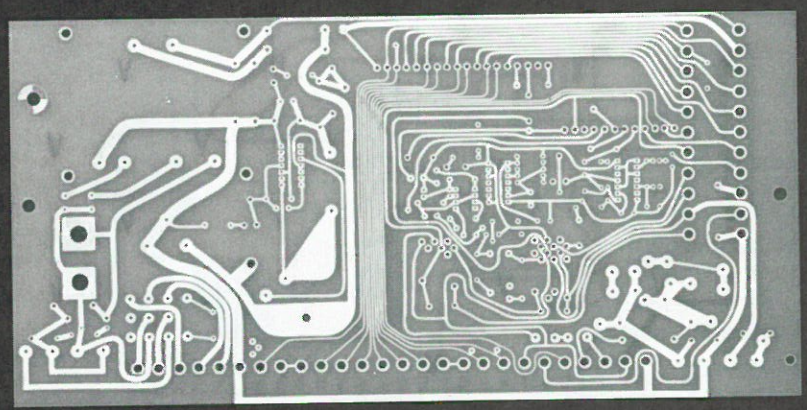
Chaque dispositif se compose d'un déphaseur de niveau de courant constant commutable, capable de fonctionner sous 50, 80 ou 110 V, et d'une paire de transistors de commande PNP-NPN.

Le fonctionnement en courant constant de l'étage déphaseur de niveau entraîne une faible dissipation en puissance.

Le circuit d'entrée convient au P-MOS drain ouvert, au C-MOS collecteur ouvert ou au TTL standard.

ISC-France
Tél. : (1) 506.42.75
Tx : 614 596

CIRCUITS IMPRIMÉS PROFESSIONNELS
SIMPLE ET DOUBLE FACE · PETITES/GRANDES SÉRIES
délais rapides·prix compétitifs



consultez·nous:
SEPA BP 62
54, av. Victor Cresson
92130 Issy-Les-Moulineaux
642.63.54
TELEX 220 429

SERVICE-LECTEURS N° 38

LA MESURE de visu

Multimètre numérique 2 000 points

Le nouveau multimètre numérique **BIP8040** remplit 7 fonctions en 31 calibres dont le « 10A » direct pour l'électricien. Il permet le test de diode et le test de continuité.

Son autonomie, supérieure à 2 000 heures, a été obtenue grâce à un affichage à cristaux liquides (pile de 9 V). La précision en mesure de tensions continues est de 0,1 % pour 2 000 points de mesure (3 1/2 digits).

Un commutateur rotatif exclut les fausses manœuvres.

Les mesures s'étalent des calibres 200 mV à 1 000 V en tensions continues, de 200 mV à 750 V en tensions alternatives, de 0,2 mA à 10 A en courants continus et alternatifs, et de 20 Ω à 20 MΩ en résistances.

Le test de continuité est calibré sur 200 Ω avec une résolution de 0,1 Ω.

Enertec
Tél. : (1) 657.11.23
Tx : 201 248

Oscilloscope 15 MHz double trace

Le **PM 3206** est un oscilloscope 15 MHz performant de faible coût. C'est un appareil compact conçu pour les applications d'usage général, en laboratoire, en fabrication et en maintenance.

Il offre une sensibilité de 5 mV à 20 V/division, une trace fine très lumineuse et une présentation ergonomique moderne. Le déclenchement est possible en mode automatique (avec réglage du niveau entre les valeurs crêtes du signal) ou en mode TV.

La voie A peut être utilisée pour la déviation horizontale en représentation X-Y, et une entrée modulation Z est disponible à l'arrière de l'appareil.

Philips Mesure
Tél. : (1) 830.11.11
Tx : 210 290

Multimètre 5 1/2 chiffres hautes performances

Le multimètre **modèle 197** est portatif et interfaçable IEEE. Il permet des mesures de très faibles niveaux, grâce à des résolutions de 1 μV et 1 nA. On peut, par exemple, effectuer une mesure directe en sortie de transducteur sans préamplificateur, avec une dynamique de 220 000 points.

La précision en tension est de 0,013 % et la bande passante en alternatif est de 100 kHz.

Les mesures de résistances sont effectuées indifféremment en 2 ou 4 fils sur 11 décades, depuis 1 mΩ jusqu'à 220 MΩ, permettant les mesures sur jonctions de diodes ou transistors.

De nombreuses caractéristiques pratiques intégrées facilitent la tâche de l'utilisateur telles que : changement de gamme automatique, mémoire de 100 mesures à cadence sélectionnée depuis 3 mesures/seconde jusqu'à 1 mesure toutes les heures ou déclenchement manuel. Une fonction « Relatif » est utilisable pour créer une nouvelle référence pour des mesures par comparaison. De plus, une fonction Minimum/Maximum conserve les mesures plus hautes et plus basses dans une mémoire indépendante de la centrale de mesure.

Une fonction décibel est également utilisable au-dessus de 1 mV avec une résolution de 0,01 dB.

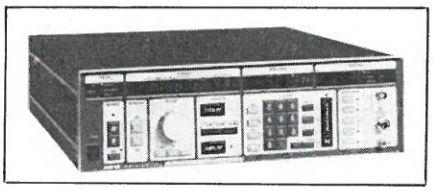
Keithley
Tél. : (6) 011.51.55
Tx : 600 933

Générateur-synthétiseur

Avec une gamme de fréquences allant de 300 Hz à 180 MHz, et une résolution de 1 Hz sur toute la gamme, le générateur-synthétiseur **730 A** comble la plupart des besoins des utilisateurs travaillant en HF ou VHF. L'appareil est muni de modulation AM et FM à faible distorsion (0,3 % en AM, 0,15 % en FM). La modulation FM à faible bruit est compatible stéréo (diaphonie – 50 dB).

Le niveau de sortie est réglable de + 19,9 à – 129,9 dBm sur 50 Ω.

Adret
Tél. : (3) 051.29.72
Tx : 697 821

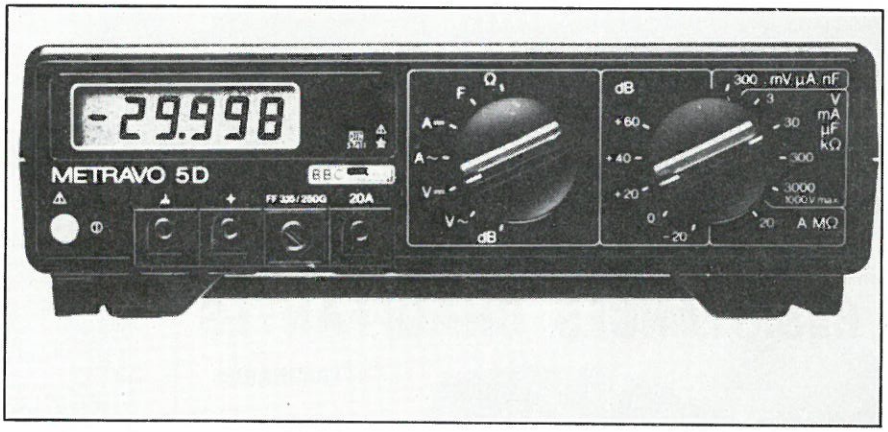


Multimètre programmable

Le **M2110** de **BBC** est un multimètre de laboratoire commandé par microprocesseur possédant un affichage LCD de 30 000 points.

Il est fourni avec trois interfaces numériques au choix : soit IEEE488 CEI625, soit V24, V28, RS 232 C, soit parallèle Centronics. Les données peuvent être appelées manuellement ou automatiquement selon un cycle réglable. En cas de pilotage par ordinateur de la transmission des données, cette dernière s'effectue en mode handshake.

Equipements Scientifiques
Tél. : (1) 741.90.90
Tx : 204 004



Pince wattmétrique

Le transformateur-pince wattmétrique **TPW1** permet des mesures de puissance jusqu'à 200 kW pour une utilisation jusqu'à 440 V et 600 A, dans un domaine de fréquences de 50 à 400 Hz, et ceci avec une précision de 1 %.

La sortie analogique de cette pince délivre une tension continue proportionnelle à la puissance mesurée (10 mV/kW).

Cette sortie isolée permet l'association de plusieurs pinces pour les mesures sur réseaux triphasés déséquilibrés.

On branche le TPW1 sur un instrument de mesure standard (multimètre, enregistreur), l'ensemble devenant un wattmètre efficace vrai.

Chauvin-Arnoux
Tél. : (1) 252.82.55
Tx : 280 589

Luxmètre-luminancemètre

Le CDA814 est un appareil permettant d'effectuer des mesures de 10 à 3 000 Lux en direct.

Il bénéficie de nombreux accessoires :

– des écrans assurant la correction d'incidence sur tous les calibres luxmètre, et apportant une extension des mesures jusqu'à 300 000 Lux ;

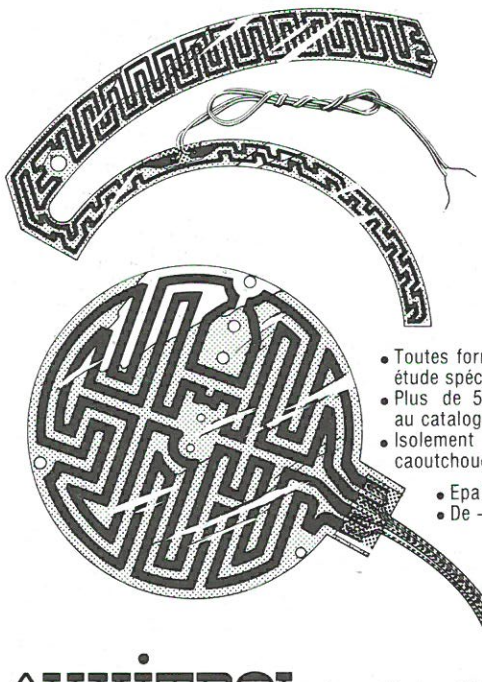
– des diaphragmes permettant d'effectuer les mesures de luminance de 100 à 3 000 000 cd/m².

CDA
Tél. : (1) 627.52.50
Tx : 280 589

RESISTANCES CHAUFFANTES

"LAMINAIRES"

MINCO



Applications :
Electroniques
Médicales
Agro alimentaire
Industrielles
Aérospatiales
Automobiles

- Toutes formes et dimensions sur étude spéciale.
- Plus de 5000 modèles standard au catalogue.
- Isolement polyamide: Kapton ou caoutchouc silicone.
- Epaisseur 25/100 mm
- De — 200 à + 235° C

AUXITROL 1, rue d'Anjou - BP 241 - 92603 ASNIERES
Tél. + (1) 790.62.81 - Télex : MASCA 620359 F - Télécopieur : (1) 790.03.59

Nom _____ Fonction _____
Société _____
Adresse _____
_____
Tél. _____ Télex _____
☐ Désire la visite d'un technicien ☐ Désire recevoir une documentation

SERVICE-LECTEURS N° 42

RECHERCHE
Numéros 2 et 3
d'*ELECTRONIQUE APPLICATIONS*
afin de compléter une collection

Ecrire à : Romain GOEHRY
Les Dahlias A, résidence du Parc, l'Evescat,
83500 La Seyne-sur-Mer

MOTS CROISÉS

Solution du problème de la page 97

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

LES ÉQUIPEMENTS de visu

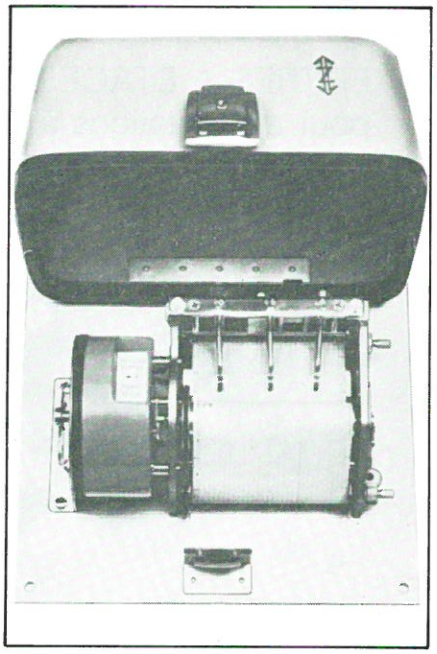
Enregistreurs de chocs tridirectionnels

Quand une marchandise de grande valeur arrive endommagée chez un client après un transport par terre, air ou mer, il est souvent très difficile de déterminer l'origine et le lieu où s'est produit l'accident. Les compagnies d'assurances interviennent, font des recherches de responsabilités, nomment des experts, etc. Et si la marchandise a emprunté plusieurs moyens de transport, le client ou le fournisseur ne sera dans la plupart des cas remboursé des dégâts subits qu'après de nombreux mois ou années. Le préjudice peut ainsi s'avérer lourd de conséquence.

Afin de remédier à cette situation, la société française RMP commercialise un enregistreur de chocs, conçu pour le transport de matériel fragile et lourd tel qu'armoires électriques, ordinateurs, instruments d'analyse et de contrôle, grosse chaudronnerie (centrale nucléaire, pétrochimie, etc.), gros transformateurs, machines-outils..., ainsi que pour le contrôle du transport de matériel plus petit effectué sous container ou wagon.

L'enregistreur rend compte en permanence de tous les chocs suivant les trois axes (latéral, longitudinal et vertical) grâce à 3 stylets calibrés à la demande entre 2 g et 300 g, selon la nature du matériel à contrôler. La date des chocs est indiquée.

RMP
Tél. : (1) 782.56.71
Tx : 610 343



Etamage et soudure à la vague

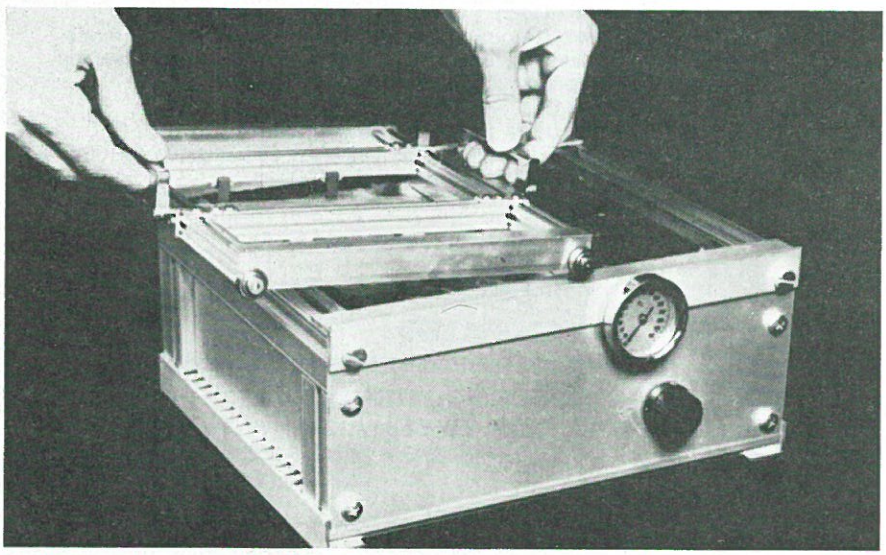
Cet appareil de construction simple permet d'étamer ou de souder **manuellement** les circuits imprimés aux dimensions maximum de 200 × 180 mm.

Le châssis est en profilé d'aluminium de dimensions réduites et la cuve en aluminium téfloné.

Le chauffage, d'une puissance de 2 kW, est régulé et possède un indicateur de température.

La platine de transfert est montée sur roulements et le positionnement des circuits se fait par ressort rapide.

Weeq
Tél. : (50) 44.19.19
Tx : 370 836



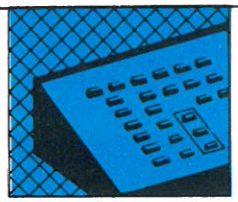
Alimentations moulées

Cette gamme d'alimentations moulées est destinée à une implantation sur circuit imprimé. Dans un volume très réduit (83 × 69 × 32 mm) et d'une puissance totale de 17 W, ces blocs offrent en sortie 5 V/2 A et ± 12 V/0,3 A pour les modèles **DMM 17-3-A01** ou bien 5 V/2 A et ± 15 V/0,25 A pour les modèles **DMM17-3-A 02**.

La tension d'entrée admissible se situe, selon le modèle, entre 93 et 132 Veff ou bien entre 187 et 264 Veff.

Le + 5 V non ajustable est régulé à mieux de 1 % avec une ondulation résiduelle maximum de 50 mV c. à c. Les sorties ± 12 ou 15 V sont régulées à ± 5 % (ondulation ⩽ 100 V c. à c.). Ces alimentations sont protégées contre les surcharges et les courts-circuits. Elles opèrent de 0 à 55°C. Leur rendement minimum est de 70 % et leur rigidité diélectrique de 4,2 kV continus.

AGDE Electronique
Tél. : (1) 341.50.22



ÉQUIPEMENTS

Manomètres électroniques

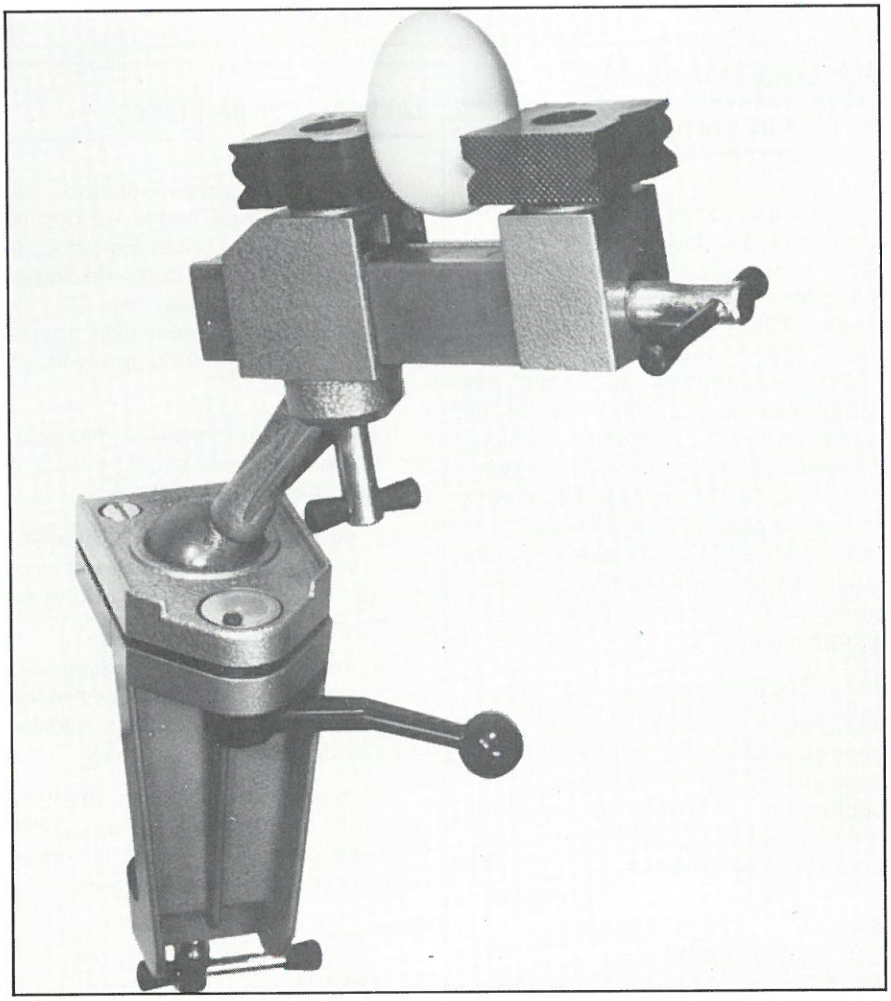
Présentés en boîtiers métalliques portables avec capteur de pression incorporé, ces manomètres référencés **MPA 2K** et **MPS 2K** sont destinés aux mesures sur site et en laboratoire.

Ils peuvent être alimentés par batterie interne rechargeable ou bien, pour une autre version, par alimentation secteur.

L'étendue de mesure va de 35 mb à 500 b (fonctionnement en relatif ou absolu) avec une précision de 0,3 % (affichage 2 000 points).

FGP Instrumentation
Tél. : (3) 055.74.92
Tx : 659 539

Etau à rotule



Cet étau, dénommé « **Serre-tout** », est destiné au travail sur les objets fragiles ou de forme complexe.

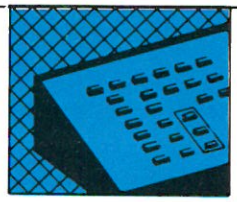
Il se fixe sur l'établi par presse ou tirefonds. Grâce à sa rotule, sa tête peut être immobilisée en toutes positions et présenter successivement la pièce sur chacune des faces où l'on doit intervenir.

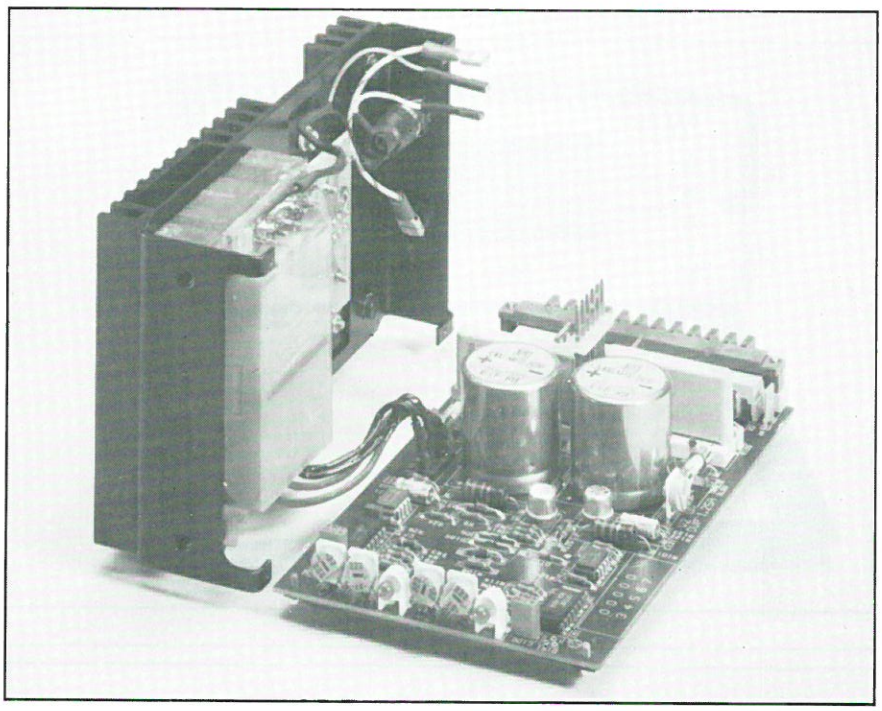
Les mors spéciaux sont tournants et possèdent quatre profils différents ; ils sont construits en métal ou en matière plastique et permettent ainsi le serrage de pièces de forme et de nature très différentes : un objet aussi fragile qu'un œuf peut être immobilisé sans casse par ces mors spéciaux.

Il trouve son utilisation dans les ateliers de petit outillage et d'électricité, les laboratoires, les ateliers d'électronique, métrologie, horlogerie, bijouterie, optique, modélisme, etc.

Il est proposé en plusieurs modèles qui se distinguent par leur dimension et leur mode de fixation.

Sorelia
Tél. : (1) 782.16.39
Tx : 610 248





Alimentations doubles au format européen

Dans ces deux nouveaux types d'alimentation, deux niveaux de puissance sont proposés : 2 × 12 W pour le modèle **PSM** et 2 × 27 W pour le modèle **PSG**.

Ces alimentations au format des cartes européennes sont équipées de connecteurs type H15 et les tensions de sortie s'échelonnent en 6 niveaux : 5, 12, 15, 18, 24 ou 30 V. Les sorties sont protégées contre les courts-circuits et les surtensions. Elles peuvent être mises en série ou en parallèle et sont équipées de sortie pour ligne de compensation.

Le circuit imprimé est protégé par une plaque isolante. Un détrompeur pour connecteur est incorporé. Le codage mécanique est utilisé pour empêcher tout risque de confusion ou d'erreur lors de l'insertion de l'alimentation dans son support.

Schroff
Tél. : (88) 54.49.33
Tx : 880 710

Distributeur de fluides

Le distributeur pneumatique de fluides modèle **250** de **Tridak** est destiné aux utilisateurs de pâtes à souder, de flux, de lubrifiants de colles époxides, cyanoacrylates et anaérobies. Ce modèle est particulièrement bien adapté au montage de microcomposants en « surface ».

La gamme de dimension des gouttes s'étend depuis le nanolitre jusqu'à quelques centimètres cubes.

Le distributeur modèle 250 comporte un générateur de vide par venturi réglable qui réaspire la goutte en fin de cycle.

Le distributeur est livré avec des seringues « à jeter » en polyéthylène sur lesquelles se montent des aiguilles creuses de différents diamètres.

Des buses spéciales permettent de distribuer sans problème les fluides visqueux comme les pâtes à souder ou les colles fortement chargées.

Epotecny
Tél. : (3) 946.69.34
Tx : 698 646

Moteur continu sans balai jusqu'à 405 Nm

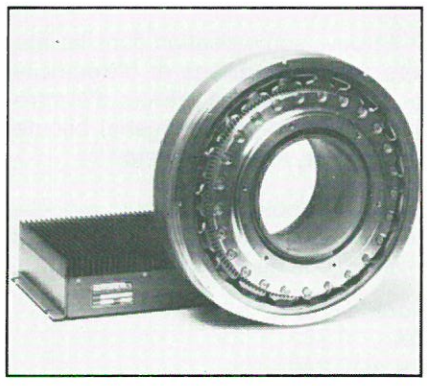
Le moteur **Mégatorque**, avec son resolver intégré, permet de réaliser un système de positionnement à entraînement direct sans nécessiter de réducteur, de codeur optique, de génératrice tachymétrique, ni d'accouplement. Outre ses applications en robotique, il est parfaitement adapté à l'entraînement de plateaux tournants, d'antennes radar, de tourelles... et peut ainsi remplacer avantageusement les ensembles de motorisation habituellement utilisés dans ces applications.

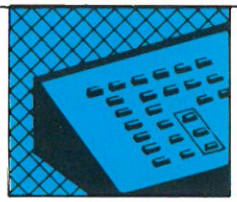
Ce nouveau moteur est caractérisé par l'absence de balais ou de contacts glissants, et ne comporte aucun aimant permanent.

Le resolver intégré au moteur bénéficie d'une technologie tout aussi originale, puisqu'il ne comporte ni balai, ni transformateur tournant, et procure une information absolue avec une précision angulaire meilleure que 1 minute d'arc.

Quant à l'asservissement du moteur, l'électronique de commande proposée comporte différentes options permettant des interfaces directes soit avec une commande numérique, soit avec un calculateur.

Socitec
Tél. : (3) 914.00.18
Tx : 696 591





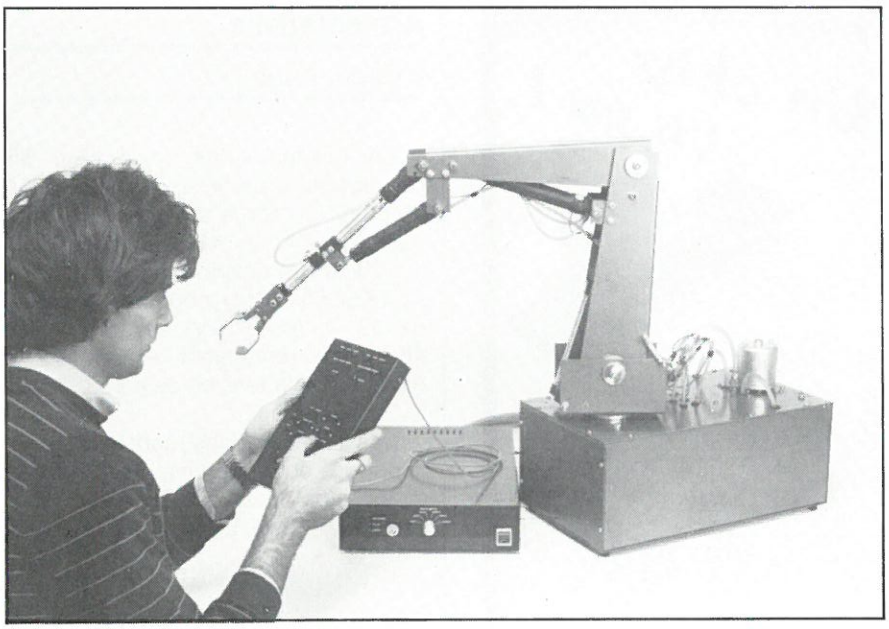
ÉQUIPEMENTS

Robots hydrauliques pour l'enseignement

Les robots **HRA 933** et **934** de **Feedback Instruments**, principalement destinés à l'enseignement, ont été conçus de façon telle que l'étudiant se trouve face à un équipement véritablement industriel ; en effet, tant dans leur conception que dans les moyens mis en œuvre pour leur réalisation, ils sont la réplique exacte des robots de l'industrie. On a particulièrement mis l'accent sur l'aspect réaliste en les dotant de composants de technologie avancée tels que des vérins asservis par des capteurs de déplacement du type LVDT, ce qui les situe dans la gamme des systèmes didactiques de haute technicité.

Ces robots disposent d'une centrale hydraulique autonome et travaillent en boucle fermée par l'intermédiaire des capteurs de déplacement associés aux mouvements.

Ils présentent six degrés de liberté et sont pourvus d'une pince pouvant saisir et porter une masse de 2 kg.



Chaque mouvement est défini par un mot de 8 bits lorsque le robot est couplé à sa propre unité de commande, et un affichage numérique permet la visualisation du numéro de programme.

La boîte de commande est pourvue, en outre, de touches permettant de mémoriser des séquences d'apprentissage sur 32 ou 64 pas de programme. L'interface RS 232 C incluse donne la possibilité de commander le robot par un micro-ordinateur tel que Apple II, Commodore, etc.

Mesureur
Tél. : (1) 583.66.41

Usinage des bords de circuits imprimés

Ces machines, fabriquées par la société allemande **Loehr et Herrmann**, permettent d'usiner les bords parallèles des circuits pour l'obtention de tranches lisses, chanfreinées ou arrondies, libres de toute particule.

Les bavures de cuivre et particules de fibre de verre et résine époxy présentes sur les arêtes au moment de la découpe des formats sont ainsi éliminées, évitant la pollution des bains chimiques et galvaniques, les défauts d'impression, les inclusions au laminage et le marquage du cuivre par les particules lors du brossage.

Emile Joly S.A.
Tél. : (1) 828.38.28
Tx : 260 885

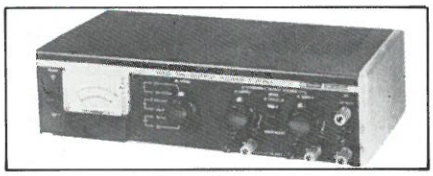
Alimentation triple

L'alimentation de laboratoire type **1650** de **B+K Précision** délivre trois sorties : une sortie fixe de 5 V/5 A et deux sorties variables de 0 à 25 V/0,5 A.

Les deux sorties 0-25 V peuvent être séparées ou asservies. Dans ce dernier cas, un circuit opto-isolateur est utilisé. En mode suiveur, une isolation totale des deux sorties est obtenue.

Les trois sorties peuvent être mises en série, et les deux sorties 0-25 V en parallèle.

Un limiteur de courant automatique, un dispositif de protection contre l'inversion de polarité et, sur la sortie 5 V, un dispositif de protection contre les surtensions font de cette alimentation un instrument utilisable aussi bien



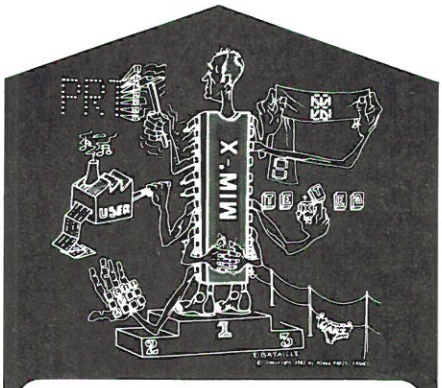
dans l'enseignement qu'en milieu industriel.

L'ondulation résiduelle est inférieure à 5 mV efficaces sur toutes les sorties.

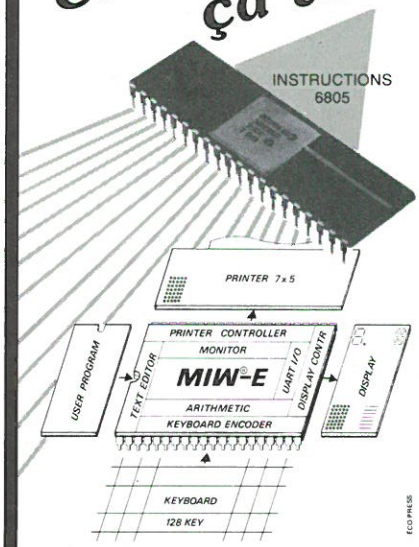
La régulation est meilleure que 0,1 % sur les sorties 25 V et inférieure à 150 mV sur la sortie 5 V pour une variation de charge de 10 mA à 100 %.

Un commutateur permet de connaître le courant et la tension des sorties sur un indicateur à plusieurs échelles.

Blanc méca
Tél. : (54) 37.09.80
Tx : 750 446



Un chip ça va !



1 chip = 1 µP 6805 + 12 contrôleurs

- AFFICHAGE NON DÉCODÉ (BAR GRAPH) 64 BYTES
- AFFICHAGE DÉCODÉ EN 7 SEGMENTS 32 CARACTÈRES
- AFFICHAGE DÉCODÉ EN 16 SEGMENTS 32 CARACTÈRES
- AFFICHAGE MATRICE DE POINTS 2 LIGNES DE 32 CARACTÈRES
- UART IDENTIQUE AU 6850
- ENCODEUR DE CLAVIER 128 TOUCHES AUTO-REPEAT, SHIFT, CONTROLE
- EDITEUR DE LIGNE (SP, BS, CR, CAN)
- IMPRIMANTE 7 x 5, 128 CARACTÈRES (GEN.INT.), SEMI-GRAPHIC ET GRAPHIC
- MONITEUR DE DÉPANNAGE ET MISE AU POINT LOGICIELLE
- TEST DE FONCTIONNEMENT DE LA CONFIGURATION MATÉRIELLE
- COMMUTATEUR D'INFORMATIONS ENTRE RESSOURCES
- ARITHMÉTIQUE, 4 OPÉRATIONS EN DÉCIMALE (10 DIGITS) ET BINAIRE (32 BITS) CONVERSION ENTRE LES BASES
- + µP AVEC JEUX D'INSTRUCTIONS 6805

Fabriqué en France par THOMSON EFCIS

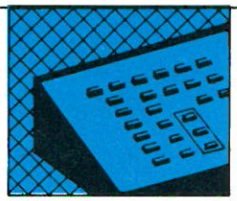
MIW-E® 97 F.HT. par 2000 pièces

KIT D'EVALUATION PROMOTIONNEL

MIW® SA
34, rue du Général Brunet
75019 PARIS - Tél.(1) 200.99.75

BUREAU D'ÉTUDES SPÉCIALISÉ EN APPLICATIONS µP TEMPS RÉEL

SERVICE-LECTEURS N° 45



ÉQUIPEMENTS

Alimentations à découpage

Ces alimentations de la série **DS** permettent, à partir du secteur 220 V, d'obtenir en sortie des tensions de 5, 12, 15, 24 ou 48 V ajustables à ± 10 % (ondulation résiduelle inférieure à 50 mVcc) pour des courants de 15 A (pour 5 V) à 1,5 A (pour 48 V). Le rendement est de 72 à 85 % selon la tension de sortie.

Ces alimentations sont protégées contre les court-circuits, surcharges et surtensions en sortie. Elles sont données pour un MTBF de 80 000 heures à 40° C.

SPEG
Tél. : (1) 603.89.73
Tx : 250 302

Régulateurs à découpage

Les alimentations à découpage de la série **ISR**, fabriquées par la société helvétique **IBEK**, ont une puissance de 5 W et sont présentées en boîtier DIL 40 broches (55 × 22 × 10 mm).

Les tensions de sortie sont de 5, 12 ou 15 V pour une tension d'entrée de 18 à 34 Vcc ; le rendement typique est de 78 %.

Deux gammes de température de fonctionnement sont disponibles : 0 à + 70 et – 25 à + 85 °C.

Tous les modèles sont protégés contre les court-circuits.

Melcher France
Tél. : (6) 078.41.41
Tx : 691 256

Alimentation double

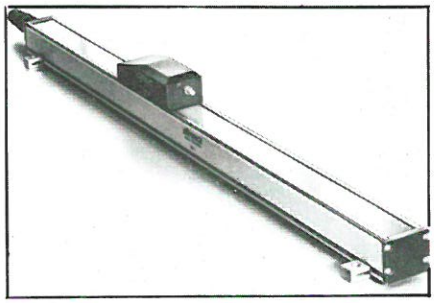
Cette alimentation double, référencée **AL823**, fournit 2 fois 0 à 30 V/5 A et fonctionne soit à tension constante, soit à courant constant.

Pour une variation de charge de la valeur nominale à l'infini, la variation de tension de sortie est inférieure à 20 mV. La régulation de courant pour une charge variant de la valeur nominale à zéro est de 5 mA.

L'ondulation résiduelle typique est de 5 mV crête à crête.

ELC
Tél. : (50) 60.17.20

LES PRODUITS CONNEXES de visu



Capteur de déplacement rectiligne

L'originalité de ce transducteur, le **138 L**, réside dans son dispositif de contact. Comparé aux modèles traditionnels de capteurs de déplacement rectiligne, sur lesquels le contact mobile est solidaire de l'axe, ce modèle parallélépipédique, de section 33 × 36 mm, présente un bloc curseur intégré au corps du capteur. La mesure du déplacement ne se fait donc plus à partir de l'extrémité du capteur mais sur la face supérieure de celui-ci.

Des déplacements atteignant 3 m peuvent être mesurés. La linéarité de ce capteur est de 0,1 % (0,05 % sur demande), la vitesse de déplacement atteint 2 m/s sous 5 N de force de traction.

Sfernice
Tél. : (93) 44.62.62
Tx : 470 261

Capteur-transmetteur de température

Le **M 67** « Infraducer » de **Mikron** est à la fois un capteur de température utilisant les radiations I.R. et un conditionneur délivrant, sur 2 fils, soit un courant 4-20 mA, soit un signal de simulation thermocouple.

Ce capteur sans contact est protégé par revêtement inox. La gamme de températures va de – 40 à + 3 000 °C.

M.A.I.R.
Tél. : (1) 604.81.11
Tx : 260 650

Filtres actifs modulaires

La série **790** de **Frequencies Devices** groupe 64 modèles de filtres passe-bas (Butterworth ou Bessel) en 2, 4, 6 et 8 pôles. La fréquence est réglée en usine (100 Hz à 50 kHz). On remarquera spécialement :

– les modèles 790 et 791, garantis en gain et phase à la fréquence de coupure (gain fixé à ± 0,05 dB) ;

– les modèles 796 et 797 qui sont des filtres à faible consommation.

Sacasa
Tél. : (1) 630.68.39
Tx : 205 157

Accéléromètre miniature

Le modèle « EGCS 240 XXXD » est un accéléromètre miniature à butées mécaniques de protection.

Ses dimensions mécaniques maximum sont de 7,1 × 7,4 × 19 mm ; deux ailes de fixation peuvent en faciliter le montage, ramenant ainsi la dimension 7,4 à 19 mm.

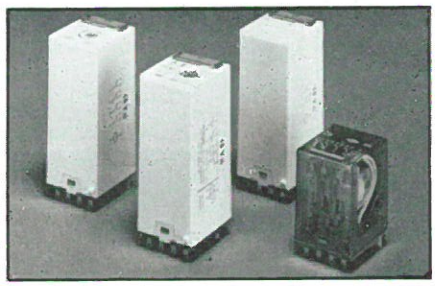
L'élément sensible se compose d'une lame équipée d'un pont de 4 jauges semi conductrices, associée à une masselotte.

Cet accéléromètre d'une masse de l'ordre de 4 g permet de réaliser des mesures d'accélération depuis le continu jusqu'à des fréquences supérieures à 2 000 Hz selon l'étendue de mesure.

Les diverses étendues de mesure disponibles s'étagent de 5 à 5 000 g.

Le capteur fonctionne dans une ambiance de température allant de – 40 à + 120 °C en standard ; un amortissement de type visqueux permet d'améliorer la réponse en fréquence jusqu'à 50 % de la fréquence propre.

Entran
Tél. : (3) 055.49.85
Tx : 695 539



Relais industriels

Cette famille de relais **CS** répond aux besoins des automatismes industriels. Quatre types principaux sont disponibles.

– Le « CSD » est un relais bistable conçu pour les dispositifs d'alarme, de sécurité et de protection.

– Le « CSK » est un relais « clignoteur », à fréquence de battement réglable, pour toutes fonctions périodiques et répétitives cycliquement.

– Le « CSP » est un relais « à contact de passage ». Il délivre un signal précalibré (0,2 à 1 s) à chaque établissement ou coupure de l'alim.

– Le « CST » enfin est un relais temporisé (0,2 s à 75 mn) équipé de deux contacts inverseurs 7 A. Des LED indiquent temporisation et établissement du circuit. Ces relais sont conformes aux normes CEI et NFC.

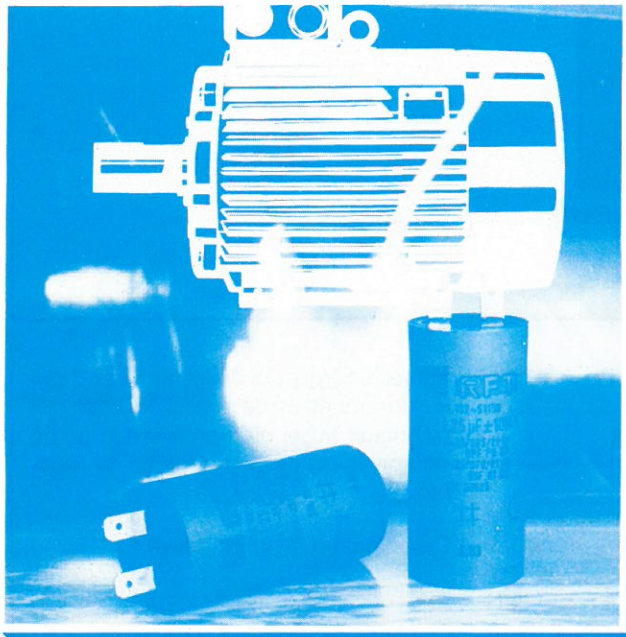
ITT Composants et Instruments
Tél. : (1) 665.85.55
Tx : 260 712

Dissipateurs pour boîtiers VLSI

Ces dissipateurs de forme toroïdale apportent une solution de faible encombrement au problème d'échauffement des boîtiers de type « chip carrier ».

Ils peuvent se fixer directement sur le boîtier avec un adhésif époxy ou sont compatibles avec les supports de *LCC*, type *3M*.

Decelect
Tél. : (1) 859.40.57
Tx : 220 148



Pour votre moteur aussi nous avons le bon condensateur

Nos condensateurs de régime sont des condensateurs de puissance (MPP) ou de compensation (MKP); ils sont raccordés par lame à souder, fiche plate et capuchon plastique, avec conduite de raccordement.

Les condensateurs MPP ont un boîtier plastique retardateur de combustion, les condensateurs MKP un boîtier cylindrique en aluminium.

Très bien isolés, nos condensateurs sont résistants aux surtensions, de petites dimensions et autogénérateurs.

Ils existent, au choix, avec ou sans boulons filetés au fond du boîtier.

Demandez notre documentation complète.

agent :
SERMES
14, rue des Frères Eberts
67025 STRASBOURG
Tél. : (88) 79.90.00 - Télex : Sermes 890653 T

RFT **Votre partenaire pour composants passifs**

elektronik
export-import

GDR-1026 Berlin, Alexanderplatz 6
Haus der Elektroindustrie
Telefon: 2180 · Telex: 114721

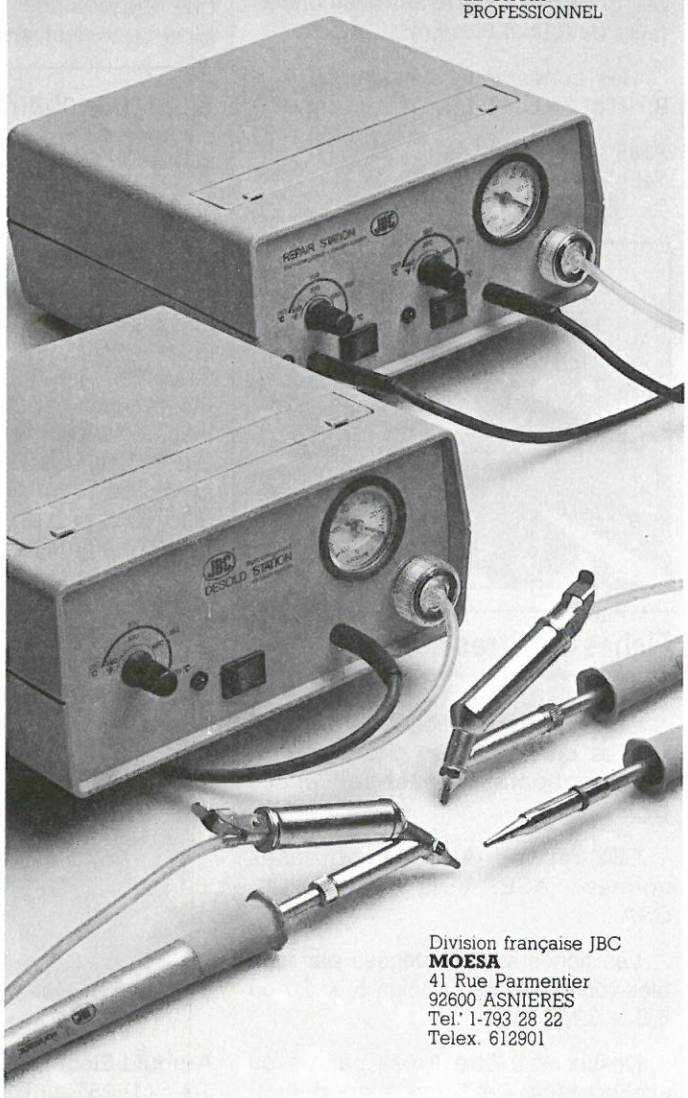
SERVICE-LECTEURS N° 52

NOUS AIMONS LES PROBLEMES. PARCE QUE NOUS AVONS DES SOLUTIONS

Demandez notre catalogue et vous y trouverez, une large gamme de fers à souder type crayon, des stations à souder thermoreglées, de fers à souder avec apport de soudure, des stations à dessouder avec pompe a vide et enfin une variete de pannes et accessoires adaptables.
Si malgre tout vous ne trouvez pas la solution a vos problemes appelez nous, nous sommes a votres disposition pour vous aider.

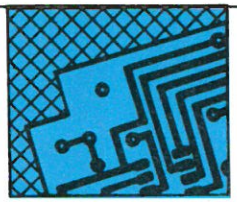
CONSULTEZ NOUS

JBC
LE CHOIX PROFESSIONNEL



Division française JBC
MOESA
41 Rue Parmentier
92600 ASNIERES
Tel.: 1-793 28 22
Telex. 612901

SERVICE-LECTEURS N° 53



PRODUITS CONNEXES

Connecteurs « haute immunité »

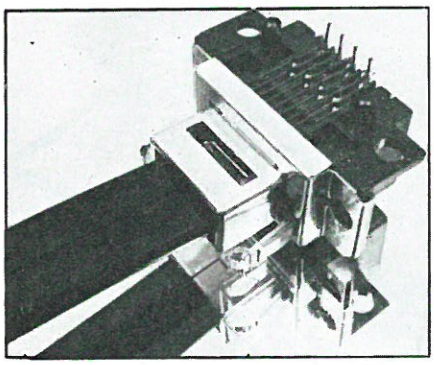
Ces connecteurs type **SDL** offrent une protection efficace contre les interférences électromagnétiques et les parasites en fréquence dans les systèmes de calculateurs, les périphériques.

L'embase est équipée de contacts droits ou coudés à 90 ° à souder sur carte.

La fiche, équipée de contacts autodénudants, accepte des câbles blindés plats ou ronds ayant des conducteurs de 0,08 à 0,2 mm².

Ces connecteurs existent en 4, 6, 8, 16 et 24 positions.

AMP de France
Tél. : (3) 030.92.20
Tx : 698 205



Cellules de traction-compression

Les « cellules de force » de la série **F 401 TC** sont disponibles dans les étendues de mesure de ± 5, ± 10, ± 20, ± 50, ± 100, ± 200 daN dans un même encombrement (hauteur 35 mm, largeur 32 mm, épaisseur 15 mm).

Le raccordement mécanique se fait par deux trous taraudés. L'élément sensible est équipé de jauges à trame pelliculaire et délivre un signal électrique proportionnel à l'effort à mesurer. Elles sont destinées aux mesures de faibles charges, là où les critères d'encombrement et de précision sont primordiaux aussi bien en traction qu'en compression et sans affecter la linéarité.

Caractéristiques principales :

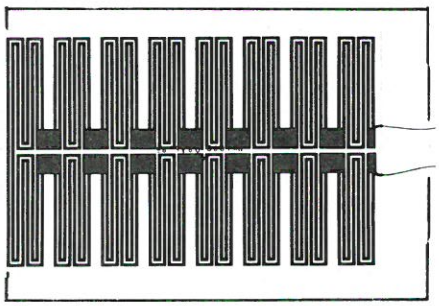
- alimentation : 10 V ;
- signal de sortie : 2 mV/V ;
- précision : ± 0,15 % de l'étendue de mesure ;
- gamme d'utilisation en température : – 20 à + 120 °C.

T.M.E.
Tél. : (3) 975 63 63
Tx : 270 105

Eléments chauffants laminaires

Ces éléments sont adaptés au chauffage en surface. Ils permettent un transfert rapide de chaleur, régulier et sans « points chauds ».

Minces, légers et flexibles, ces éléments sont modulaires et existent en plus de 500 configurations différentes. Les isolants ont été choisis en Kapton et caoutchouc siliconé, garantissant ainsi un bon isolement, une haute résistance à l'abrasion, à l'humidité, aux radiations et aux produits chimiques.



La fixation se fait par adhésifs sensibles à la pression, ciments époxy ou silicones.

Auxitrol
Tél. : (1) 790.62.41
Tx : 620 359

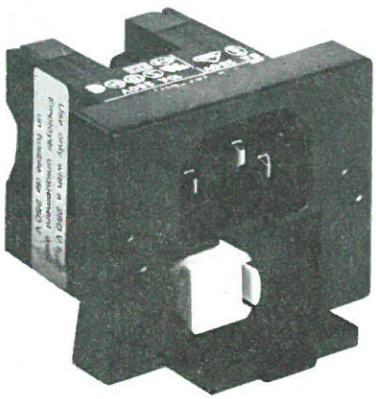
Fiches et filtres secteur

Cette gamme de fiches secteur, associées ou non à des circuits de filtrage antiparasites est référencée **CEE 22.**

Elle répond à de nombreuses normes : ASE, VDE, Semko, UL, CSA...

Les fiches sont protégées par fusibles (un ou deux modèles 5 x 20 ou 6,3 x 32).

Destinées à être fixées par vis ou encliquetage, ces fiches supportent 1, 3, 6 ou 16 A en standard.



Arnould Electro Industrie
Tél. : (1) 257.11.33
Tx : 290 240

Accéléromètre 150 000 g

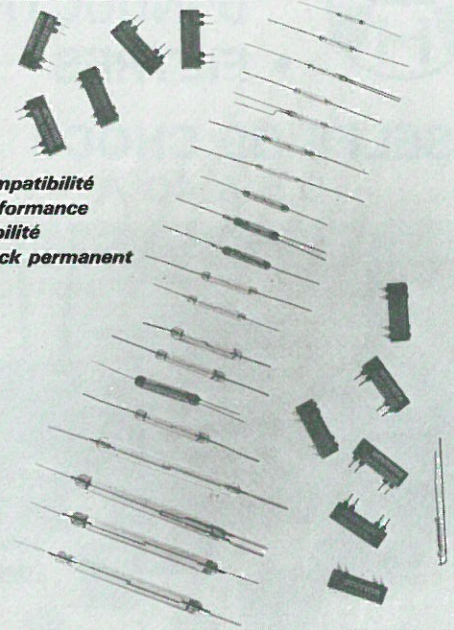
Cet accéléromètre est destiné à mesurer des chocs importants et dont il est difficile d'apprécier à l'avance l'intensité (en pyrotechnie par exemple). Masse sismique, ressort et jauges de contrainte sont réunis sur une seule « puce » de 1 mm de côté.

On dispose ainsi d'un coefficient force/masse élevé et d'une linéarité optimale. La fréquence de résonance de ce capteur dénommé **7270** s'établit vers 1 MHz ; son étendue de mesure dépasse 100 000 g.

Endevco
Tél. : (1) 373.43.59 Tx : 680 498

GÜNTHER ...

Une gamme prestigieuse d'interrupteurs REED et relais REED
Contacts secs et mouillés mercure



- *Compatibilité*
- *Performance*
- *Fiabilité*
- *Stock permanent*

AUTRES FABRICATIONS :

— Interrupteurs à mercure
— Relais de puissance mercure
— Relais statiques
— Modules I.O.

GÜNTHER FRANCE
46, rue Hoche
92400 - COURBEVOIE
(1) 788-42-10

GROUPE GORDOS INTERNATIONAL

SERVICE-LECTEURS N° 48

IL EST LA

CATALOGUE
St QUENTIN RADIO
6 rue St Quentin
75010 PARIS

126 pages
21 x 29,7

CE CATALOGUE ANNULE LE PRECEDENT

20f au comptoir
28f par correspondance

INDEX DES ANNONCEURS

AGEMIP	92
ARNOULD ELECTRO-INDUSTRIE	115-125
ATELIER D'OUTILLAGE ORLEANAIS	88
AUXITROL	114
BLANC-MECA	75
BRADY	76
CAMBRIDGE	52
CHEVAL FRERES	23
DATA RD	43
DEXTER-HYSOL	9
DIM-INTER	121
EDUCATEC	115
ELECTRO-CONCEPT	76
ELEKTRONIK-RFT	123
ELEXO	98
ENERTEC	111-121
EPOTECNY	125
ETSF	128-129
FRAMET	107
GP-ELECTRONIQUE	60
GUNTHER FRANCE	126
INTERNATIONAL RECTIFIER	44
JBC	123
KEITHLEY	107
KONTRON-ELECTRONIQUE	133
LOCAMESURE	61
MAIR	105
METODECOR	127
MIW	120
NEC	6-7
ORBITEC	52
ORIEL	111
PANTEC	4-127
PHILIPS	21-134
RADIO-TRESSES-CABLES	32
RCA	13
RTC	4-1-105
RTF	75
SAINT-QUENTIN-RADIO	126
SEPA	110
SES STERLING	92
SIBCO	42
SILICONIX	19
SOAMET	62
SONEREL	127
SOREP	2
TEKTRONIX	3
TELMAT	88
THOMSON	10-11
TRW	17
VISHAY	106
ZMC	15