

ELECTRONIQUE

APPLICATIONS

Bimestriel N° 24 - 18 F
Juin-Juillet 1982



La captation
de l'énergie solaire

Réalisez un
automate programmable

Les technologies
de la micro-électronique

Les alimentations
de laboratoire

Hervier

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



Flacon d'engrais liquide Substral.

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

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

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

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

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



Des matières plastiques pour toutes les industries.

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

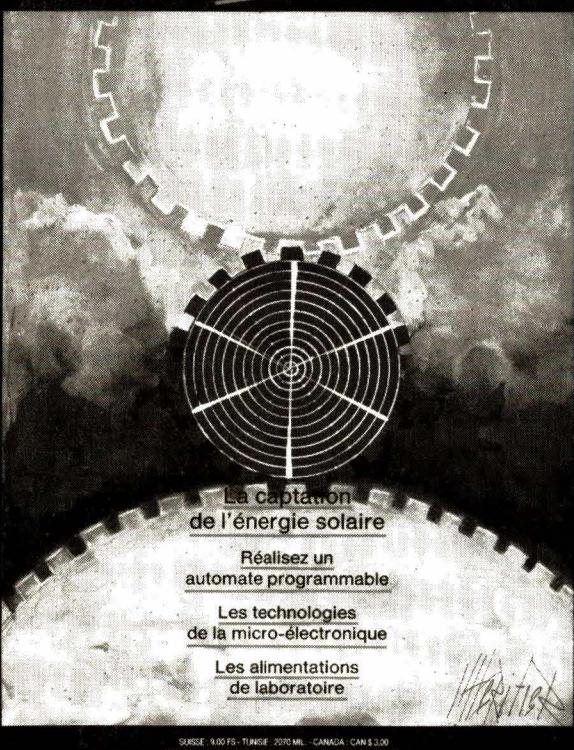
Alkathene : polyéthylène basse densité. Corvic, Welvic : PVC. Diakon : polymère acrylique. Evatane : copolymères EVA.
Fluon : PTFE. Maranyl : polyamides 66. Melinex : film polyester. Perspex : feuille acrylique. Propafilm : film de polypropylène orienté.
Propathene : polypropylène. Viclan : PVdC. Victrex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

ELECTRONIQUE

APPLICATIONS

Bimestriel N° 24 - 18 F
Juin-Juillet 1982

ISSN 0247-489 X



N° 24 – JUIN-JUILLET 1982

SOMMAIRE

Applications

Circuits de commande économiques pour transistors SIPMOS	29
Des circuits analogiques plus performants avec les « masses fictives »	45

Composants

Composants nouveaux pour alimentations à découpage	123
--	-----

Energie

Energie solaire : le présent et le futur	5
--	---

Etude

Le filtrage numérique et ses applications (fin)	107
---	-----

Médical

Les prothèses respiratoires	97
-----------------------------	----

Micro informatique

Réalisation d'un automate programmable	19
Le téléphone « économique » avec votre ZX-81	41

Mesure

Les oscilloscopes à mémoire numérique (fin)	51
Les alimentations de laboratoire (fin)	55

Réalisation

Avec ce générateur THT... des photographies sans appareil !	35
Un antivol pour automobile	43

Technologie

Les technologies de la micro-électronique (fin)	75
Les mots croisés d'« Electronique Applications »	54
Schématheque	91
Calendrier	126
Nouveautés	129
Cartes « Service-Lecteurs »	139-140

Ont participé à ce numéro : J. Adam, J.-C. Baud, J. Cecalda, P.-Y. Chaltiel, J.-F. Debroux, P. Gueulle, L. Lacau, P. Lemeunier, M. Oury, P. Porta, J. Sabourin, J. Trémolières.

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

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



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

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

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

Maquette : Michel Raby Couv. : Gilbert L'Héritier

Ce numéro a été tiré à
60 000 exemplaires

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

Publicité :

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

Responsable international de la publicité :

Michel Sabbagh

Chef de publicité : Francine Fohrer

Copyright 1982 – Société Parisienne d'Édition

Dépôt légal : Mai 1982 N° éditeur : 984

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

« Cette représentation ou reproduction, par quelque procédé que ce soit, constituerait donc une contrefaçon sanctionnée par les articles 425 et suivants du Code pénal. »

Electronique Applications décline toute responsabilité quant aux opinions formulées dans les articles, celles-ci n'engageant que leurs auteurs.

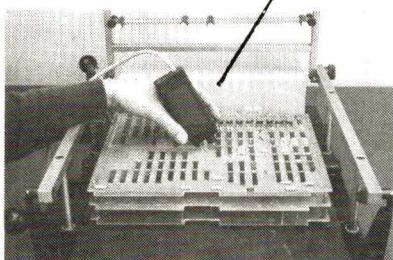
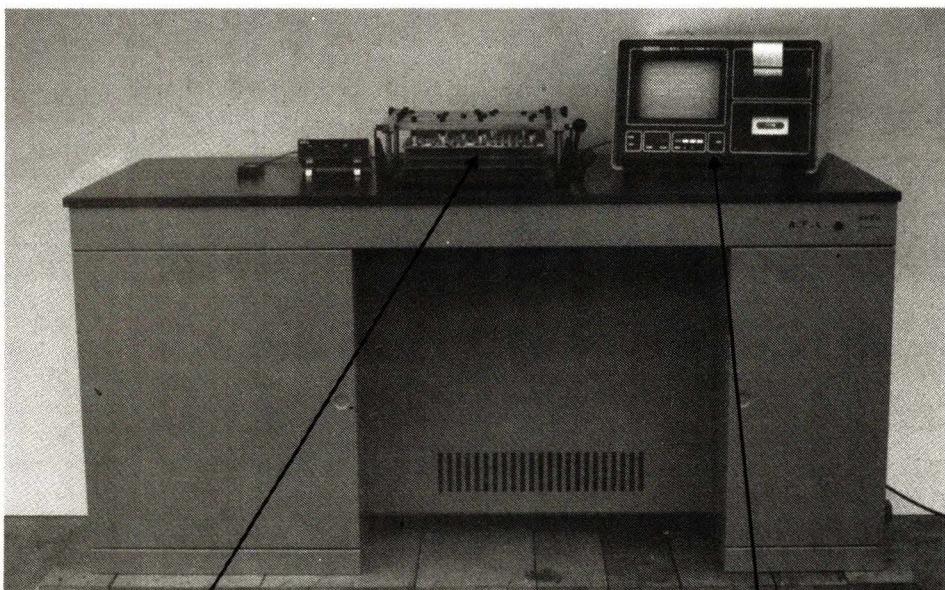
Distribué par SAEM Transports Presse

Imprimerie Edicis, 91019 EVRY

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

LE TESTEUR IN-CIRCUIT AFL 70 SPEA

6 bonnes raisons de l'utiliser en production pour le contrôle de circuits **nus** ou **équipés**.



1. Le prix.
2. 32768 points de test possibles.
3. Auto-apprentissage du programme de test.
4. Temps de programmation très court.
5. Utilisation de lits de clous universels.
6. Autotest de ses propres fonctions.

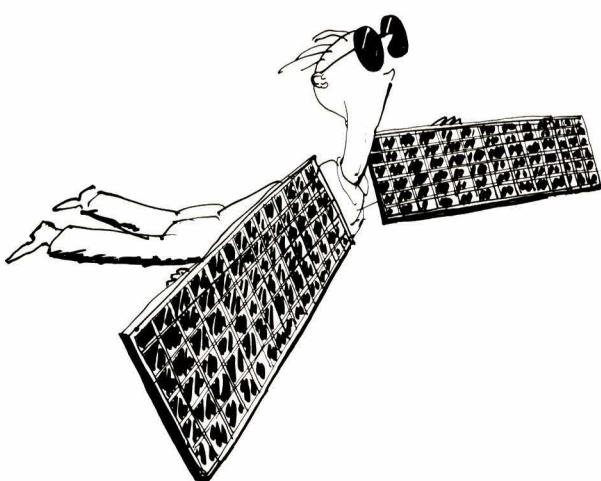
BFI Electronique

9, RUE YVART - 75015 PARIS
TEL.: 533.01.37 + - TELEX : 204425



Energie solaire : le présent et le futur

Dans sa première édition de l'« Astronomie Populaire », Camille Flammarion (1881) comparait les températures de fusion de certains corps – 1 500° C pour le fer – à l'incidence thermique du Soleil sur la Terre et concluait : « Qu'est-ce que ces effets en comparaison de l'astre incandescent qui, à travers une distance de 148 millions de kilomètres, et seulement par une quantité de chaleur deux milliards de fois moins intense que celle qu'il rayonne, est encore capable d'échauffer notre planète au point de la faire vivre dans la fécondité de ce rayonnement... La force silencieusement dépensée pour éléver les réservoirs de la pluie... pour fixer le carbone dans les plantes, pour donner à la nature terrestre sa vigueur et sa beauté, a pu être évaluée au travail de 217 millions 316 milliards de chevaux-vapeur ! Voilà le travail permanent du Soleil sur la Terre. » Le génial autodidacte avait donc parfaitement compris tout l'intérêt de l'énergie solaire.



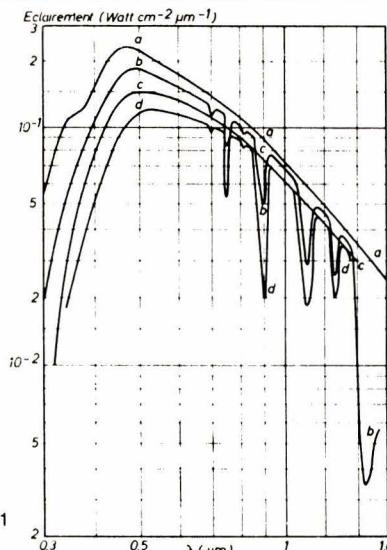


Fig. 1

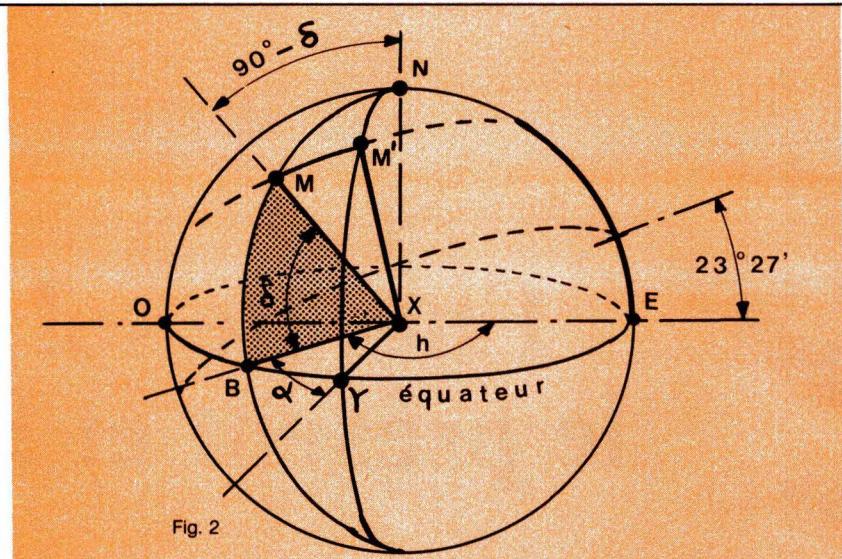


Fig. 2

Fig. 1. – Répartitions spectrales : a) hors de l'atmosphère, b) après traversée de l'atmosphère d'après Vassy, c) mêmes conditions qu'en b, d'après Villena, d) après traversée de l'atmosphère, angle zénital de 60°. (Doc. R.T.C.)

Fig. 2. – Coordonnées définissant la position d'un astre.

Nature de l'énergie solaire

C. Flammarion, comme beaucoup de ses contemporains, imaginait notre étoile comme un vaste « foyer incandescent » alors que le soleil n'est pas le siège d'une combustion mais d'une transmutation permanente. C'est un véritable réacteur nucléaire, de 1 200 000 km de diamètre, dont la surface est portée à plus de 5 000°C, avec un épicentre à 20 millions de degrés provoqué par la transformation d'atomes d'hydrogène en hélium. C'est cette mutation qui entraîne la libération énergétique croissante qui, selon les savants, deviendra telle que, dans un « certain avenir », elle interdira toute vie sur la Terre. On parle de 10 000 millions d'années ! L'énergie solaire, ainsi libérée sous forme de radiation, est captée par les planètes et par la Terre en particulier, entretenant ainsi la vie animale et surtout végétale sans laquelle aucune autre vie n'est possible. Chaque jour, les plantes vertes du globe produisent 400 millions de tonnes de protéines, hydrates et graisses et libèrent dans l'air 430 millions de tonnes d'oxygène. Grâce à cet écran que forme notre atmosphère, les rayonnements de trop courtes longueurs d'onde (UV et X en particulier) sont arrêtés pour notre plus grand bien en nous laissant les bons flux calorifiques à grandes ondes ainsi que certains UV et ondes radio.

Les radiations atteignent le niveau du sol avec un gradient d'énergie va-

riable en fonction de leur longueur d'onde. Le graphique de la figure 1, résultant des mesures effectuées par Moon du *J. Franklin Institute* (USA), résume l'activité des principales raies exploitables entre 0,3 et 1,6 μm de λ . Les premiers commencent dans l'ultra-violet et les derniers se situent dans l'infra-rouge à partir de 0,92 μm environ. La courbe pointillée représente la constante solaire avant la traversée de l'atmosphère des mêmes radiations. Notons que ces mesures ont été effectuées sous ensoleillement total (sans filtrage nuageux) avec un angle zénital de 60 °C.

Conditions de réception du rayonnement

Selon la saison, les conditions d'exposition et la nature du récepteur, le niveau énergétique disponible varie dans des proportions considérables. Par exemple, on constate la nette différence de sensation lorsque, exposé aux rayons solaires, on change un vêtement blanc contre un vêtement noir. C'est le même changement de température observé lorsqu'en fin de journée on s'allonge sur le sable d'une plage après avoir eu très chaud en restant debout. C'est enfin la chaleur écrasante du soleil de midi par rapport à celle, très supportable, des dernières heures de l'après-midi. Le soleil est toujours le même et sa proximité ne varie pourtant pas au cours des périodes considérées ; seul son angle horaire – on dit son « azimut » – a varié. Cet angle horaire (h) est égal en

degrés à 15 fois environ le nombre d'heures décomptées depuis ou jusqu'à l'heure considérée. Pour évaluer, à priori, l'énergie solaire susceptible d'être captée par un récepteur, il faut donc avant tout en déterminer la position par rapport à l'émetteur et, le cas échéant, définir la trajectoire que devra suivre le capteur pour rester dans la position optimum, tout comme les astronomes qui doivent déplacer constamment leurs lunettes vers l'astre observé. S'il s'agit du soleil, « il se déplace » d'un peu plus de 15° en une heure sur l'azimut est-ouest. C'est ce qu'on appelle définir les coordonnées équatoriales célestes ou coordonnées horaires du temps sidéral, et pour cela on imagine les phénomènes inverses, à savoir que la Terre devient immobile et que le soleil tourne avec le ciel autour d'elle en un mouvement apparent appelé « écliptique ». Cet écliptique rencontre « l'équateur » en 2 points, qui sont les équinoxes celui de printemps (21 mars) étant appelé « point Vernal ».

Sur la figure 2 nous avons représenté un des systèmes de coordonnées définissant la position d'un astre (M) – le soleil dans notre cas – par rapport au centre de la Terre figuré par le point X. Il s'agit du système dit équatorial dans lequel la position de M est déterminée par rapport au plan équatorial, par : sa déclinaison (δ) son angle horaire (h) et son ascension droite (α).

Nous avons dit plus haut que la valeur h peut être exprimée en heures minutes et secondes mais l'angle qui correspond au même positionnement s'exprime en degrés. Les origines des

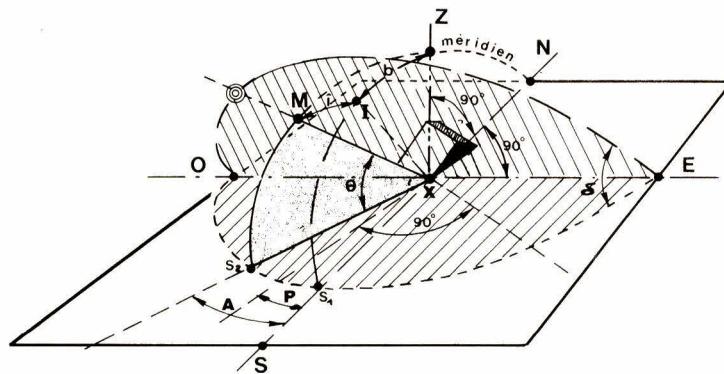


Fig. 3. – Critères géographiques de l'héliotechnique.

coordonnées sont, dans ce système, le pôle Nord et le point Vernal (N et γ). La déclinaison, matérialisée par l'angle « δ », est l'arc du grand cercle de la sphère céleste perpendiculaire à l'équateur compris entre le Soleil et l'équateur. C'est aussi le complément de la distance polaire : $D = NM$ et $NM + MB = 1/4$ du méridien céleste.

Si nous examinons notre point « X » un peu comme à l'aide d'un télescope puissant, il est possible de lui substituer une surface à partir de laquelle nous allons observer le « mouvement solaire » au cours d'une journée entre 6 heures et 18 heures par exemple. C'est ce que nous avons schématisé sur la figure 3 en supposant qu'au point « X » nous avons disposé un capteur solaire dont il convient d'assurer le positionnement « en poursuite » afin de rester dans les meilleures conditions de réceptivité tout au long des heures ensoleillées de la journée. La surface orientée NSEO « voit » sur son axe EO la trajectoire supposée du Soleil pour une situation saisonnière donnée, correspondant à une déclinaison caractéristique et « reçoit » le tracé de la projection de cette trajectoire. Le cercle S_1ZN représente le méridien de référence mais on aurait tout aussi bien pu en choisir un autre, c'est donc un rattachement conventionnel. L'arc de cercle ZS_2 délimite le plan dans lequel se trouve, à l'instant étudié, la normale à la surface captrice indiquant la position du Soleil à l'heure du temps sidéral correspondant. L'angle « A » est appelé azimut du point « M », et la droite XI représente la normale à la surface du capteur dans le plan du méridien de référence. La droite XZ correspond à l'emplacement du zénith lorsque la trajectoire solaire est parallèle à l'équateur (équinoxes) c'est-à-dire à la période optimum de l'échange énergétique entre le soleil et la terre. Le

niveau d'énergie transmis au point « X » dépend en effet, comme le montre la figure 2, des positions relatives de la trajectoire solaire par rapport au plan de l'équateur céleste. Le plan de l'écliptique, toujours incliné de $23^{\circ}27'$ sur l'équateur, détermine la durée d'ensoleillement, beaucoup plus importante en été qu'en hiver, ainsi que l'angle sous lequel le capteur reçoit le flux. Le maximum est obtenu lorsque la « hauteur » solaire s'approche de 90° , selon la saison (déclinaison) et la latitude d'implantation du captage. La figure 4 schématise les trois types de positionnement, sur le globe terrestre cette fois, des capteurs en fonction de l'époque saisonnière.

Cette généralisation se rapporte, c'est bien évident, à la recherche de la meilleure orientation, qu'il s'agisse du

captage fixe ou d'un captage à poursuite. On comprend alors que les éléments de grandes dimensions tels que ceux équipant des bâtiments devront, en principe, « regarder » vers le plein sud pour ce qui est de l'azimuth ou angle horaire. Mais encore reste-t-il, dans tous les cas, à orienter la surface absorbante vers le soleil en s'approchant le plus possible de la perpendicularité. C'est rarement possible. La méthode de calcul que nous décrivons ci-après, due à un suédois, généralise à partir des notations de la figure 3, la recherche des valeurs dont on peut avoir besoin en héliotechnique. Les correspondances sont énumérées ci-après :

θ = altitude solaire au dessus de l'horizon ;

L = latitude du lieu d'implantation, positive dans l'hémisphère nord et négative pour le sud ;

δ = déclinaison saisonnière donnée par l'annuaire astronomique ou par les services de la météorologie (1) ;

h = heure angulaire (angle horaire), qui découle du temps sidéral ($t = \alpha + h$ fig. 2) (h est égale à 15 fois le nombre d'heures depuis ou jusqu'à midi) ;

A = angle azimuth de la position solaire par rapport au sud.

(1) Une formule attribuée à Cook (L'énergie solaire, de J.L. Perrier : E.T.S.F.) donne pour δ la valeur $0,4 \sin N 360/365$ avec N égal au nombre de jours écoulés entre l'équinoxe de printemps et le jour considéré.

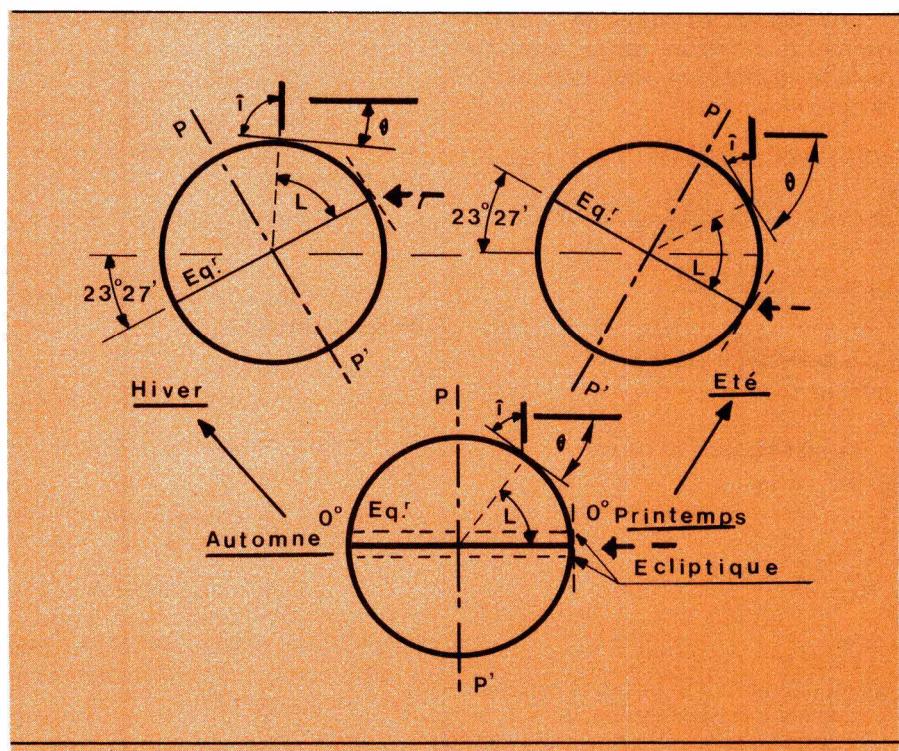


Fig. 4. – Positionnement des capteurs solaires.

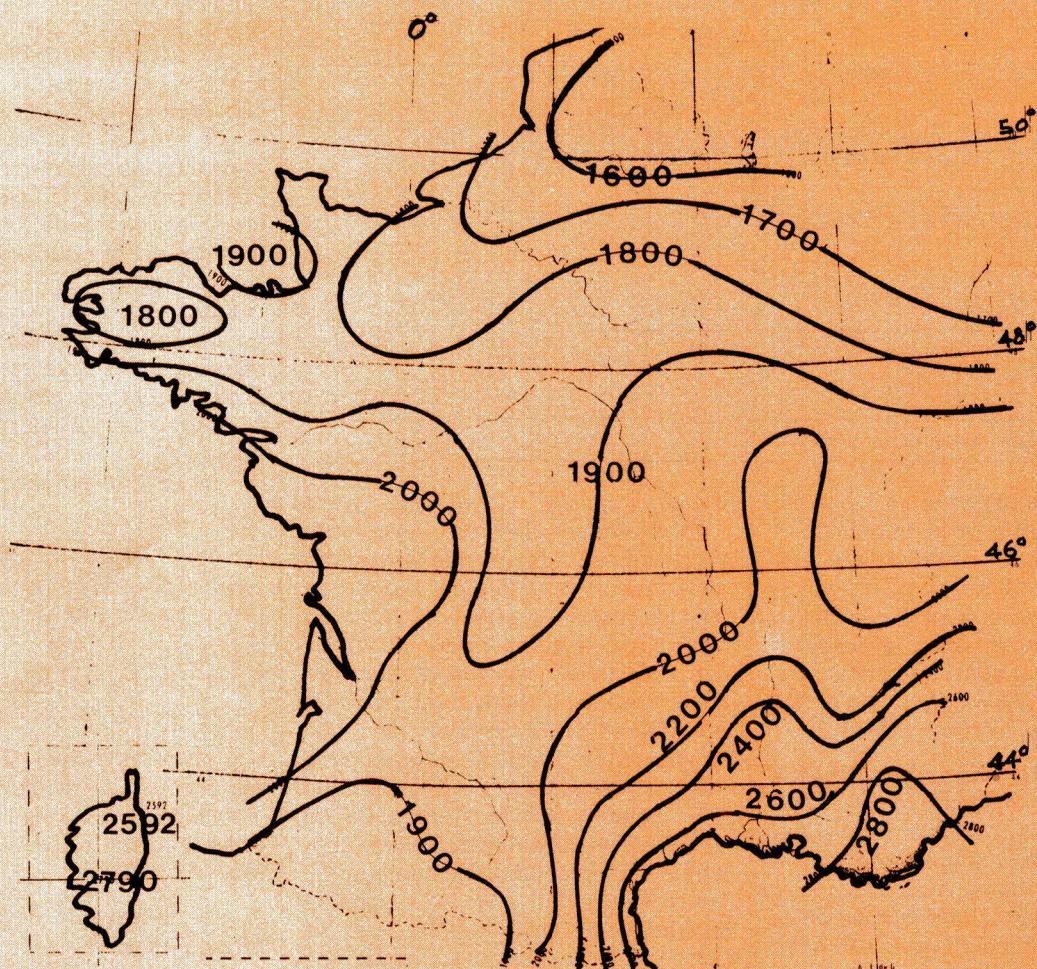


Fig. 5. – Géographie de l'ensoleillement de la France.

Les valeurs des angles de positionnement à un instant donné pour une latitude donnée et une déclinaison connue s'expriment :

$$\sin \theta = \cos L \cos \delta \cos h - \sin L \sin \delta$$

$$\cos A = \frac{\sin L \cos h - \cos L \tan \delta}{\sin h}$$

$$\sin A = \frac{\cos \delta \sin h}{\cos \theta}$$

A midi l'angle θ a pour valeur : $90^\circ - (L - \delta)$.

Au soleil couchant on a :

$$\cos h = -\tan L \tan \delta$$

et

$$\cos A = \frac{-\sin \delta}{\cos L}$$

Le point de captage (X) restant toujours à la même place, si l'on peut « poursuivre » pendant toute la journée de l'ensoleillement la surface azimutale, XZS_2 doit s'incliner d'un angle

$\pm i$ par rapport au méridien de référence SZN.

La direction de l'altitude solaire (θ) décrit un arc IM avec XI perpendiculaire à la surface caprice. L'angle i a pour expression :

$$\cos i = \sin b \cos \theta \cos (A - P) + \cos b \sin \theta ;$$

b = angle de XI avec le zénith (donc angle du capteur) ;

P = angle zénithal, compris entre le côté du capteur et la direction du sud.

Si la face du capteur est au sud, $P = 0$.

Pour une surface verticale : $b = 90^\circ$ et : $\cos i = \cos \theta \cos (A - P)$.

Enfin si l'angle azimuthal $A = 0$, et si aucun obstacle ne masque le rayonnement solaire, on calcule, pour le plein soleil, l'angle θ_1 (connaissant θ) qui a pour définition :

$$\tan \theta_1 = \frac{\tan \theta}{\cos (A - P)}$$

Energie reçue sur une surface

Le capteur étant correctement orienté, on peut, a priori, estimer la valeur énergétique qu'il peut recevoir. Cette valeur s'exprime en calories par centimètre carré, mais on peut aussi adopter le « joule », mesure bien connue des électriques. Le joule correspond à 0,239 calorie et les anglo-saxons utilisent le B.t.u (British thermal unit) qui correspond à 1 055 joules. Pour la France on estime que, sous nos latitudes (43 à 51° lat.N.) l'énergie solaire appliquée par centimètre carré et par jour s'échelonne entre 75 et 700 joules en hiver et entre 2 000 et 2 900 joules en été.

De nombreux facteurs interviennent, en dehors de l'orientation de la surface de captage, sur le niveau d'énergie parvenue. Ce sont, en particulier, l'état de l'atmosphère selon que le ciel est clair ou couvert mais

également la nature de l'environnement qui perturbe plus ou moins la pénétration ou l'impact du rayonnement. La proximité d'une agglomération, entre autres, intervient fortement, ne serait-ce que par la pollution de l'air qu'elle provoque inévitablement.

Mais la qualification énergétique d'un site dépend, avant tout, de la durée d'ensoleillement dont il bénéficie. Les services de la *Météorologie Nationale* (Cf. *Le Climat de la France*) ont installé sur tout le territoire des héliographes à partir desquels ils ont pu dresser la carte de la figure 5 sur la durée moyenne de l'ensoleillement. Le tableau 1 précise pour trente régions ponctuelles les valeurs mensuelles permettant de construire les courbes de la figure 5.

On peut ajouter que le nombre an-

nuel de jours d'insolation nulle, élevé dans le nord/nord-est (70 à 80 jours), tombe à une vingtaine dans le Roussillon et la Provence. De plus amples détails figurent dans l'ouvrage précité, mentionné par ailleurs en bibliographie.

La mesure de l'énergie s'effectue au moyen d'un pyrhéliomètre dont la base est une thermopile (couple thermoélectrique, voir n° 18 page 5) exposée perpendiculairement au rayonnement à étudier. On peut aussi employer la méthode du pyranomètre identique à celle permettant d'étudier la pollution atmosphérique. La figure 6 montre la coupe d'un type de pyranomètre utilisé par le *Laboratoire de Méthodes Nouvelles de Mesures de Rayonnements du C.E.N.* de Grenoble avec lequel on peut évaluer sélectivement les niveaux correspon-

dants à des longueurs d'ondes dans l'UV, l'IR et le visible. Cette méthode a l'avantage d'isoler les rayonnements secondaires qui faussent les évaluations.

Les mesures effectuées par la *Météorologie Nationale* dans quatorze centres ont abouti à l'établissement du tableau 2 qui représente les moyennes de rayonnement reçu sur une surface horizontale au cours des deux périodes extrêmes d'ensoleillement.

Principe de captage

Nous avons évoqué, au début de cet exposé, le phénomène de l'échauffement favorisé par l'exposition d'une surface sombre vers le rayonnement.

	J	F	M	A	M	J	J	A	S	O	N	D	Année
Lille	58	72	122	170	210	220	220	195	155	116	58	45	1641
Reims	54	80	140	178	219	221	222	194	172	119	58	45	1702
Auxerre	58	88	149	186	226	232	251	218	184	136	62	52	1842
Nancy	46	76	136	164	208	211	228	199	165	113	49	38	1633
Strasbourg	45	85	150	165	215	225	240	205	170	115	45	36	1696
Besançon	66	92	149	178	226	234	262	224	189	148	69	60	1897
Lyon	60	96	165	198	251	260	293	254	207	139	66	47	2036
Grenoble	80	103	166	192	240	262	300	255	207	150	80	65	2100
Montélimar	115	134	191	239	292	306	351	305	244	185	113	96	2571
Clermont-Ferrand	78	100	151	174	212	217	255	222	194	148	80	68	1899
Bourges	63	88	150	185	220	225	250	220	180	137	66	53	1837
Paris	62	86	146	187	222	233	239	213	181	131	64	50	1814
Rouen	55	78	140	175	210	220	230	195	163	125	58	45	1694
Caen	70	92	150	180	220	225	230	195	165	130	65	55	1777
Rennes	69	93	151	191	226	232	238	210	168	129	71	57	1835
Brest	67	91	139	180	220	221	220	200	163	126	71	59	1757
Nantes	74	101	149	193	229	233	246	223	174	142	78	59	1901
Le Mans	65	90	153	192	233	243	254	220	170	135	68	50	1873
Tours	64	87	157	190	215	245	259	220	173	128	70	51	1859
Poitiers	75	100	160	201	238	252	272	242	194	153	74	63	2024
Limoges	73	95	143	175	213	225	246	213	181	149	77	63	1853
Bordeaux	82	109	168	201	235	252	272	244	194	165	88	66	2076
Pau	98	118	165	172	207	207	222	214	186	161	106	80	1936
Toulouse	78	116	179	195	235	242	268	244	205	164	92	63	2081
Millau	89	115	168	187	244	259	303	262	204	158	94	72	2155
Perpignan	155	164	214	237	271	277	315	276	224	183	148	139	2603
Montpellier	143	158	206	246	290	313	360	306	237	185	137	128	2709
Marseille	147	160	215	256	305	330	377	331	260	205	145	135	2866
Toulon	151	161	216	262	309	334	383	337	265	206	152	141	2917
Nice	152	157	205	245	284	306	362	320	253	208	146	141	2779

Tableau 1. – L'ensoleillement dans quelques villes de France.

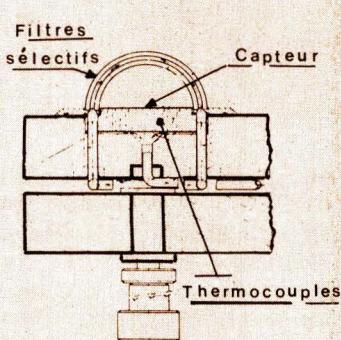


Fig. 6. – Principe d'un pyranomètre.

Tout repose sur la loi de Stefan (physicien autrichien – 1879) qui enseigne que : « tout corps soumis à un rayonnement calorifique s'échauffe d'autant plus qu'il émet moins sous l'influence du rayonnement reçu ». Ce pouvoir émetteur dépend de la nature et de l'état de surface de l'élément capteur. Si l'on pouvait fabriquer un corps totalement dépourvu de ce pouvoir, il absorberait la totalité des radiations... Mais ce corps parfait n'existe pas et, de toutes façons, il perdrait par réflectivité une partie de l'énergie reçue.

La loi du rayonnement calorifique et lumineux établie par Stefan et Boltzmann dit que : « toute substance au-dessus du zéro absolu (-273°C) émet de l'énergie sous forme vibratoire dont la manifestation lumineuse augmente rapidement avec la température ». Le corps récepteur est caractérisé par trois facultés : l'absorptivité, l'émissivité et la réflectivité. On conçoit qu'un miroir ne peut pas constituer un bon capteur alors qu'une surface noire, *polie*, réduit les deux dernières propriétés en favorisant la première. La loi de Stefan s'écrit :

$$E = k (T_1^4 - T_2^4)$$

Où:

- E représente l'énergie en calories par cm^2 et par seconde ;
- T_1 et T_2 sont, en degrés Kelvin, les températures absolues de l'émission et de l'ambiance du départ ;
- k est un coefficient qui tient compte des propriétés absorbantes et émissives du matériau frappé par les rayons.

Certaines valeurs anglo-saxonnes peuvent être traduites en « Btu » par heure et par pied carré (sq. ft). La formule s'écrit alors :

$$\frac{Q}{S} = n \epsilon \left(\frac{T}{100} \right)^4 \text{ °R}$$

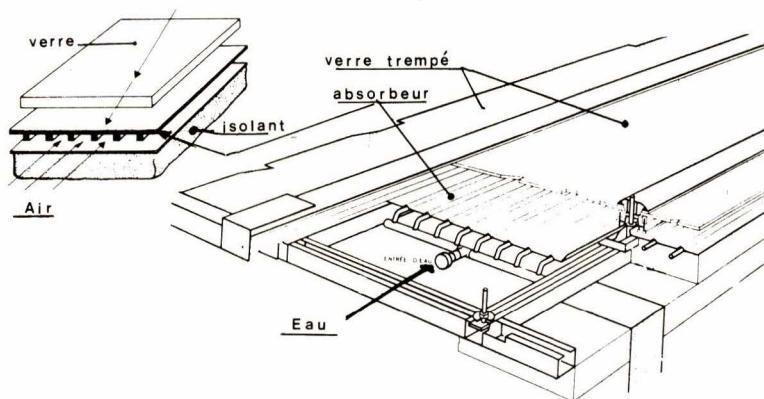


Fig. 7. – Principe des capteurs plans.

– T a la même signification que ci-dessus, mais elle est exprimée en degrés « Rankine » dont la valeur est $5/9^{\circ}\text{K}$.

– ϵ porte le nom de facteur d'émissivité qui vient en déduction du coefficient d'absorption (α) selon une proportion matérialisée par « n », le produit aboutissant à « k », valeur citée ci-dessus.

Le rapport α/ϵ est d'autant plus favorable que ϵ est plus faible. On remarque donc que le corps noir parfait qui présente une constante de rayonnement importante est affecté d'une émissivité incompatible avec un bon rendement, même avec une absorptivité voisine de 1.

En outre, il faut considérer les facteurs extérieurs susceptibles de compromettre la fiabilité d'un captage. Ce sont :

- le vent ;
- les poussières atmosphériques ;
- les obstacles créateurs d'ombre.

Pour ce qui concerne les risques d'ombre, c'est une question de positionnement, et la protection contre les poussières ou autres particules non solides de l'atmosphère pourra être assurée, du moins en partie, par l'état de surface dont le poli fait aussi partie du pouvoir d'absorption.

Dans un capteur plan convenablement orienté on doit s'inspirer du fait que son action devra à la fois, procéder du corps noir, afin d'absorber le maximum dans le spectre visible et du miroir, *le moins possible réfléchissant !*

C'est un peu paradoxal mais techniquement possible en déposant, par exemple, de l'oxyde de cuivre sur une feuille d'aluminium spécialement traitée anodique.

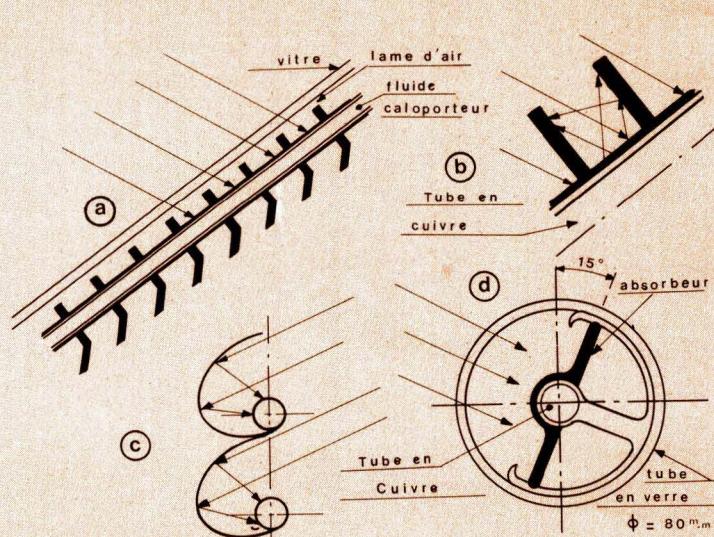


Fig. 8. – Capteur plan type « CEPEM ».

valeur moyenne du rayonnement global, pour une journée
(en joule par centimètre carré)

STATIONS	Latitude Nord	Longitude GR	Valeur moyenne minimale mois	Valeur moyenne maximale mois	Moyenne pour l'année
Paris Saint-Maur	48° 58'	2° 27' E	245	Déc.	2000
Trappes	48° 46'	2° 4' E	245	Déc.	2090
Nancy	48° 41'	6° 13' E	250	Déc.	1975
Rennes	48° 4'	1° 43' W	275	Déc.	2055
Baugé	47° 32'	0° 7' W	300	Déc.	2100
Mâcon	46° 18'	4° 48' E	270	Déc.	2200
La Rochelle	46° 9'	1° 09' W	397	Déc.	2250
Limoges	45° 49'	1° 17' E	300	Déc.	2160
Saint-Genis-Laval	45° 43'	4° 57' E	260	Déc.	2275
Agen	44° 11'	0° 36' E	373	Déc.	2339
Millau	44° 7'	3° 31' E	460	Déc.	2550
Carpentras	44° 5'	5° 03' E	503	Déc.	2665
Nice	43° 40'	7° 12' E	640	Déc.	2560
Ajaccio	41° 55'	8° 48' E	570	Déc.	2695
					1600

Tableau 2. – Rayonnement global moyen pour quelques villes françaises.

Toutefois, pour éviter les pertes énormes dues au vent, en hiver surtout, l'établissement de l'absorbeur fait très souvent appel au système du vitrage protecteur qui a fait ses preuves en horticulture. C'est l'effet de serre qui justement favorise le passage de la lumière visible et interdit le retour, par rayonnement, des infrarouges longs venant de la surface absorbante. Maintenant, les capteurs plans commerciaux sont tous basés sur ce principe (fig. 7) avec évidemment des variantes et des astuces destinées à améliorer le rapport α/ϵ tout en maintenant les qualités mécaniques ainsi que la rentabilité.

On a tout d'abord pensé à multiplier les vitrages de manière à former un écran multicouches. Malheureusement, si la superposition des couches air/verre renforce l'opacité aux émis-

sions d'I.R., elle tend à diminuer du même coup la pénétration des rayons visibles. Au-dessus de 2 couches, le rendement baisse.

On peut aussi remplacer l'un des écrans par un polymère transparent ce qui, sans compromettre l'efficacité caprice, réduit le poids et la fragilité. Des réalisations ont également fait usage de verres traités comparables à ceux utilisés en optique qui contiennent certains oxydes de fer, de titane ou de nickel dont la propriété est d'abaisser le coefficient d'émissivité (ϵ). Une réserve s'impose en ce qui concerne les matériaux de synthèse, car certains présentent des « transparencies » sélectives à des longueurs d'ondes spécifiques dans l'infrarouge et beaucoup sont sensibles aux ultraviolets qui activent leur vieillissement en réduisant l'efficience α/ϵ .

On améliore encore le rendement des capteurs en conditionnant les surfaces de telle sorte que les pertes dues à l'échauffement de l'absorbeur soient récupérées par captage secondaire. La figure 8 montre un type de capteur plan fabriqué par CEPEM, principalement destiné à l'équipement de bâtiments. Le mode de fabrication est schématisé en (a). Il s'agit d'ailettes en aluminium fixées sur un tube en cuivre parcouru par le liquide « caloporteur » avec une disposition telle que chaque ailette (fig. 8b) reprend une partie des réémissions pour les reporter sur l'autre. De cette façon, le mouvement convectif de la lame d'air est ralenti et les pertes sont diminuées.

Enfin, les types récents de capteurs souvent attribués à des inventeurs japonais, mais en réalité conçus aux

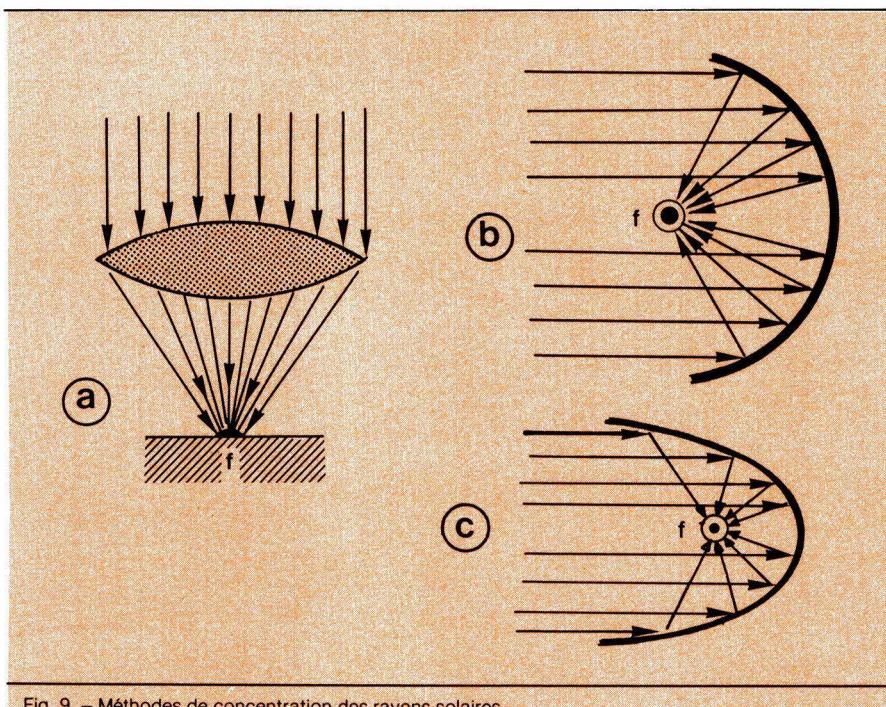


Fig. 9. — Méthodes de concentration des rayons solaires.

USA, et quelquefois sur des idées bien françaises, sont constituées de surfaces courbes (fig. 8c) et même simplement tubulaires. La figure 8d montre une réalisation de Sanyo, du même genre que celle proposée par Corning aux USA, basée sur la mise en œuvre de tubes de verre trempé dans lesquels on glisse l'absorbeur intimement lié au tube caloporeur. On fait le vide dans le tube de verre afin de limiter les pertes par conduction. Sanyo propose le système en batteries de 10 tubes parallèles d'environ 2,40 mètres de long. L'angle d'incidence (voir plus haut) de construction est de 15° pour le positionnement de l'absorbeur par rapport au plan de la batterie, ce qui permet, le cas échéant, de l'utiliser horizontalement. Le véhicule caloporeur peut être de l'eau ou un gaz, l'air par exemple. Le fabricant japonais donne les valeurs suivantes pour un modèle offrant 1,75 m² de captage solaire :

- début du fluide : 50 à 350 l/h ;
- pression : 2 à 5 kg/cm² ;
- température ambiante : 30 °C ;
- température de sortie de fluide : 90 °C ;
- rendement : 70 % pour un flux solaire de 700 K. cal/m²/h.

Pour terminer sur le sujet des capteurs plans il est évident qu'en plus de ses qualités absorbantes, la surface active doit être isolée au mieux de tout ce qui, par conduction, peut lui soutirer des qualités en pure perte. Pour cette raison on construit les batteries collectrices sur des cadres isolés en bois ou en métal avec inter-

position de joints et de calfeutrage à la laine de verre ou aux sandwiches feutre /alu lorsqu'elles sont exposées aux intempéries.

La concentration des rayons solaires

Tout écolier s'est, un jour ou l'autre, amusé à concentrer les rayons du soleil au moyen d'une simple loupe pour vérifier les effets du spot lumineux sur une feuille de papier !... ou sur le costume de son camarade. Tout le monde connaît cette propriété de la lentille convergente, ou même d'un simple tesson de bouteille abandonné dans une forêt par une belle journée d'été, de provoquer la combustion spontanée de nombreuses

substances inflammables. Peut-être connaît-on un peu moins les possibilités équivalentes d'un miroir concave appelé aussi « grossissant ». Lorsqu'il possède un faible rayon de courbure il peut également enflammer un objet placé à son foyer (fig. 9) et cette faculté est encore intensifiée si sa courbure est paraboloidale au lieu d'être sphérique (fig. 9c).

Enfin tout le monde a entendu parler du four solaire de Font-Romeu qui, avec un miroir concave de construction modulaire d'un diamètre de plus de 50 mètres, procure sur un creuset focal d'environ 25 cm, une température de l'ordre de 3 500 °C.

Au lieu de capter en surface l'énergie diurne maximum disponible, on peut donc, en adaptant convenablement un dispositif collecteur concave, obtenir un gradient énergétique plus important sur un laps de temps plus étendu. Un gain peut déjà être réalisé en établissant un miroir focalisant sur une surface aménagée en amphithéâtre recevant le rayonnement sur la quasi-totalité du cycle solaire journalier (fig. 10) afin de le diriger ensuite sur l'absorbeur placé au foyer. On améliore encore la situation en adoptant la méthode qui fait usage d'un miroir vertical exposé aux rayons transférés par des surfaces orientables réfléchissantes asservies à la direction des rayons solaires incidents. C'est le cas du four de Font-Romeu, pour lequel les miroirs intermédiaires (une soixantaine) sont commandés à partir d'une sorte de luxmètre différentiel sensibilisé par la lumière solaire elle-même.

La technologie du miroir concentrateur diffère selon qu'il s'agit de ponctualiser une forte énergie thermique ou de réduire la surface d'impact sur

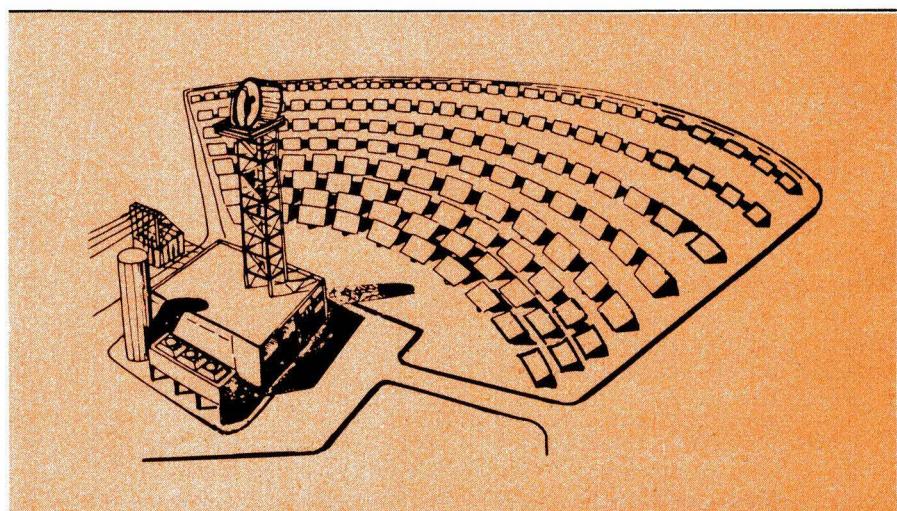


Fig. 10. — Disposition des miroirs « en amphithéâtre ».

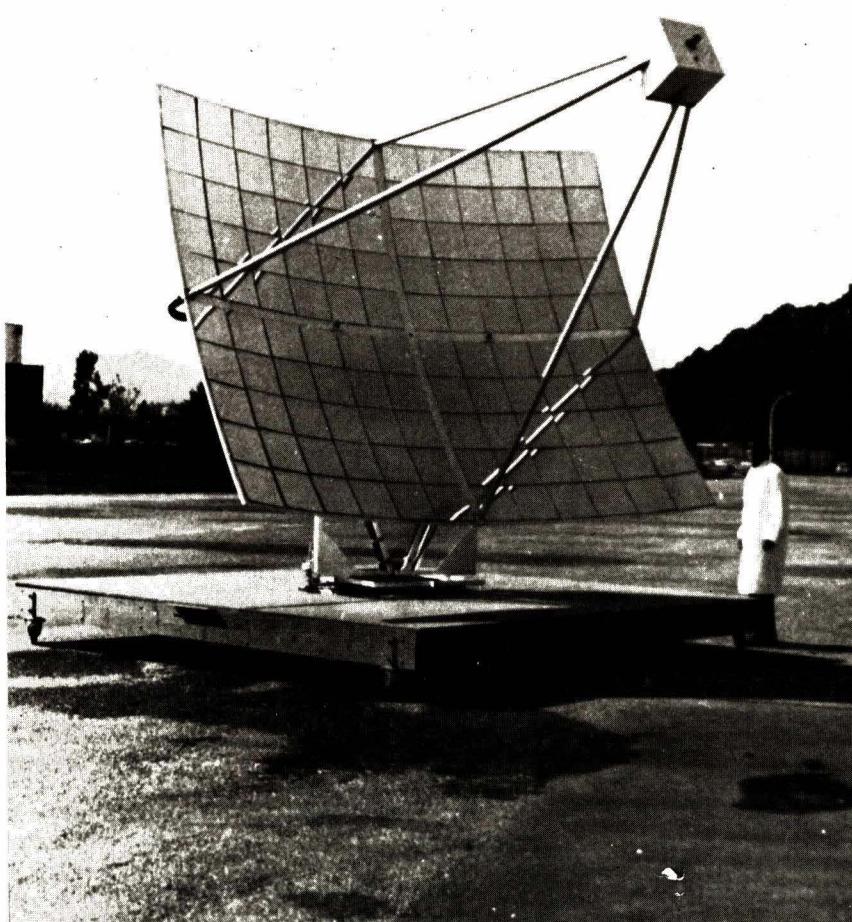


Fig. 11. – Les miroirs concentrent ici la lumière sur un bloc focal regroupant les photopiles. Une concentration d'eau refroidit le bloc et récupère la chaleur dégagée. (Photo Aérospatiale.)

un dispositif photovoltaïque afin d'abaisser le prix du watt installé (fig. 11).

Partant de la théorie du télescope astronomique dans lequel, pour obtenir une image nette du soleil, on s'efforce de donner à la distance focale du miroir une valeur très précise, l'établissement du miroir concentrateur recherche la formation d'une image

dont la partie centrale offrira une température élevée. Par conséquent, les dimensions n'étant pas critiques, même surdimensionné, le capteur aura un rendement acceptable. La théorie généralisée par Jacques Bellugue du L.E.P. a pour origine le diamètre apparent du Soleil vu de la Terre : $\theta = 9,3 \cdot 10^{-3}$ radians. En admettant qu'il s'agisse d'un miroir cylindrique à courbure parabolique et que son angle au foyer (α) soit nettement au-dessous de 90° (adoptons $\alpha_{\text{max}} = 60^\circ$ pour fixer les idées) tout rayon incident (I) (fig. 12) faisant un angle inférieur à $\theta/2$ se réfléchira en coupant un plan P (à la distance $h \ll f$) à une distance inférieure à $r + \Delta r$. Si le plan P est le plan focal ($h = f$) il recevra une *pseudo-image* du Soleil dont le rayon sera :

$$\rho = R \left(\frac{1 - \tan(\alpha - \theta/2)}{\tan \alpha} \right)$$

en effectuant $R/\rho = \lambda_i$ on écrit :

$$\lambda_i = \frac{1}{1 - \frac{\tan(\alpha - \theta/2)}{\tan \alpha}}$$

ce qui équivaut sensiblement à :

$$\frac{\sin 2\alpha}{\theta} = \frac{2 \sin \alpha \cos \alpha}{\theta}$$

λ_i passe par un maximum pour $\alpha = 45^\circ$. Si le plan P s'éloigne de F pour aller vers K on passe de la pseudo-image dont le rayon est R_T à l'image réelle de rayon R_G (1) ayant en son centre un cercle de pleine lumière (voir ci-dessus) de rayon $r - \Delta r_s$ bordé d'une zone de pénombre de largeur $2 \Delta r_s$.

On pose :

$$\lambda_s = \frac{R}{R_T}$$

avec la limite :

$$\lambda_s \leq \sin \frac{2\alpha}{\theta}$$

C'est ce qu'on appelle la concentration globale qui s'écrit « C » et vaut λ_s^2 pour le cas d'un paraboloïde de révolution. Appliqué au cas évoqué plus haut ($\alpha = 45^\circ$) on trouve :

$C = \lambda_s = 108$ pour le miroir cylindrique ;

$C = \lambda_s^2 = 11\,664$ pour le miroir révolution

Le premier est donc beaucoup moins performant que le second mais il est moins coûteux à fabriquer car il est comparable aux systèmes dont nous avons parlé au sujet de la figure 8 (c et d) avec en plus la nécessité de lui adjoindre un orienteur de poursuite.

Lorsqu'on connaît ce facteur C et la surface de la tache focale

$$S = \frac{\pi f^2 \theta^2}{4}$$

sachant que l'énergie solaire unitaire moyenne reçue sur terre peut être évaluée à $0,1 \text{ W/cm}^2$ on peut déduire, *a priori*, la puissance disponible au foyer du concentrateur. Dans le cas du dernier paraboloïde, si $S = 0,8 \text{ cm}^2$ (par exemple) on aura :

Puissance max. disponible : $W = 11\,664 \times 0,1 \times 0,8 = 933,12 \text{ W}$

Nous ne nous étendrons pas sur la manière de confectionner un concentrateur parabolique car, en dehors de miroirs du type astronomique que l'on trouve dans le commerce pour les faibles dimensions, il s'agit d'un travail délicat et coûteux. On peut le compo-

(1) Le rapport R_T/R_G qui vaut environ 1,65 s'appelle : approximation de Gauss.

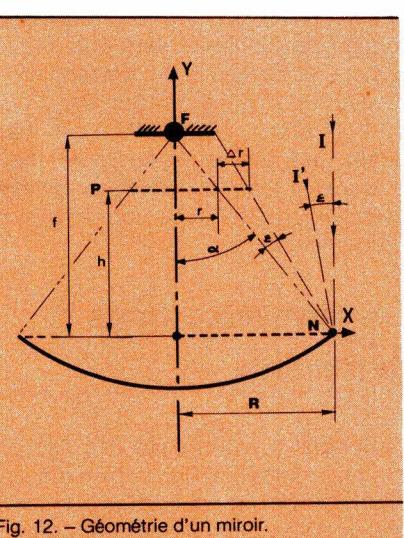


Fig. 12. – Géométrie d'un miroir.

ser de miroirs plans disposés sur une forme dont le tracé répond à l'équation :

$$Y = \frac{1}{4f} \times X^2$$

Encore ne s'agit-il que d'une approximation car, dans les installations industrielles, chaque élément de miroir reçoit un formage mécanique lui donnant le galbe d'un segment paraboloidal. Le miroir de Font-Romeu en comporte 8 000 ! de 40 × 50 cm. Le concentrateur cylindro-paraboloidal est plus simple à fabriquer, mais il exige un dispositif orienteur assez complexe sans pour autant offrir les mêmes qualités. Citons aussi les concentrateurs coniques dans lequel le dispositif capteur n'est plus ponctuel au foyer mais suit la bissectrice en offrant une plus grande surface, ce qui réduit l'effet concentrateur. Les anglo-saxons donnent à ce système le nom de « V-Through ». Il exige des miroirs curvilignes mais peut toutefois être presque parfait lorsqu'il est jumelé avec un système de lentilles.

Les concentrateurs à lentilles

Nous avons vu comment (fig. 9a) une lentille convergente concentre les rayons lumineux en général. Ses qualités sont souvent mises à profit pour la concentration sur les cellules photovoltaïques. Toutefois, dans le cas de la loupe, les rayons incidents sont en partie réfléchis par la surface d'impact, c'est pourquoi on adopte quelquefois en héliotechnique photoélectrique la lentille de Fresnel bien connue en matière de projection.

Ce type de lentille, dessiné sur la figure 13 est volontairement simplifié car le nombre de dents est beaucoup plus élevé en raison du fait qu'il est

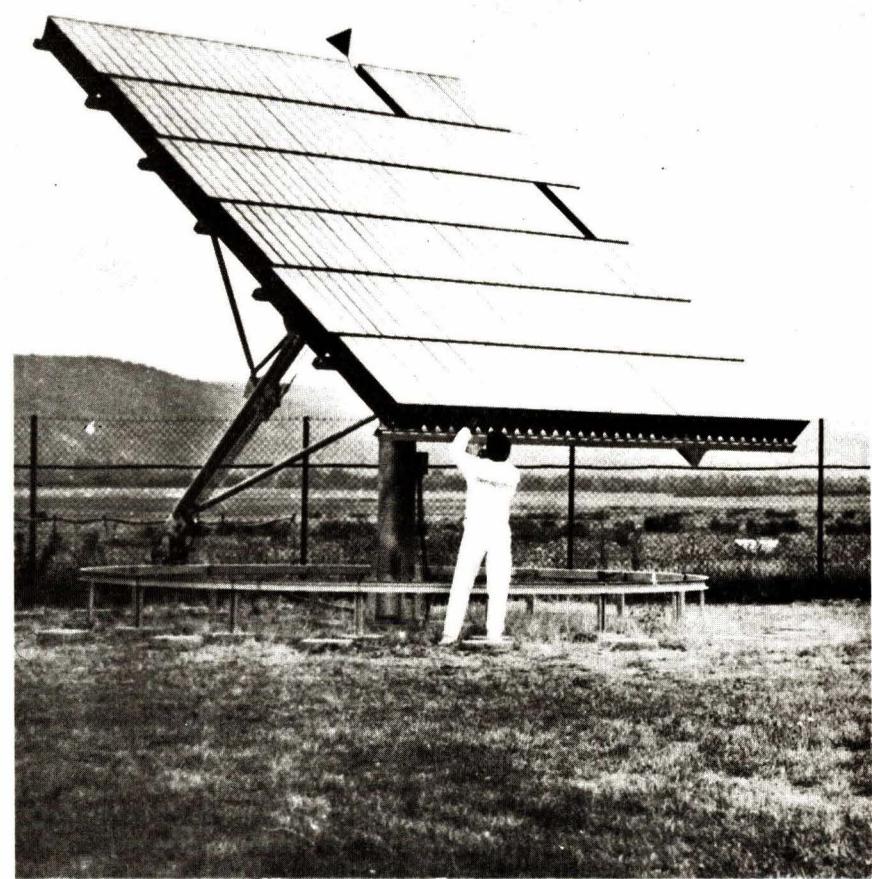


Fig. 14. – Vue de « Sophocle », conçu par le CNRS (LAAS) et commercialisé par l'Aérospatiale, ELF Aquitaine et Sotherem, P = 2 kW.

proportionnel à la valeur de la concentration. Dans cette lentille, la valeur α (demi-ouverture) est limitée à 23° et au-delà le rendement devient désastreux. Pour améliorer cette possibilité, on préconise l'emploi de surfaces plan-convexes (fig. 13b) pour lesquelles α monte à 37° et le rendement de concentration s'élève à plus de 83 % avec toutefois une occultation importante de la lumière qui peut atteindre 40 % sur la couronne exté-

rieure. Malgré tout, il faut remarquer que les dispositifs à lentilles ou à miroirs de révolution ne sont adaptables aux cellules photovoltaïques que dans la proportion d'une cellule par concentrateur. Pour cette raison, on a imaginé aux USA des « batteries » composées de « V-Through » avec ménisques convergents noyés dans une masse servant de radiateur aux couples photovoltaïque ou thermoélectrique. Autrement l'insolation des cellules en batterie s'effectue au moyen de concentrateurs cylindriques si l'on se contente de performances médiocres. On en conclut donc que, pour l'instant, l'assemblage en panneaux est encore la meilleure façon d'associer les cellules électrosolaires avec tout ce que cela comporte d'inconvénients.

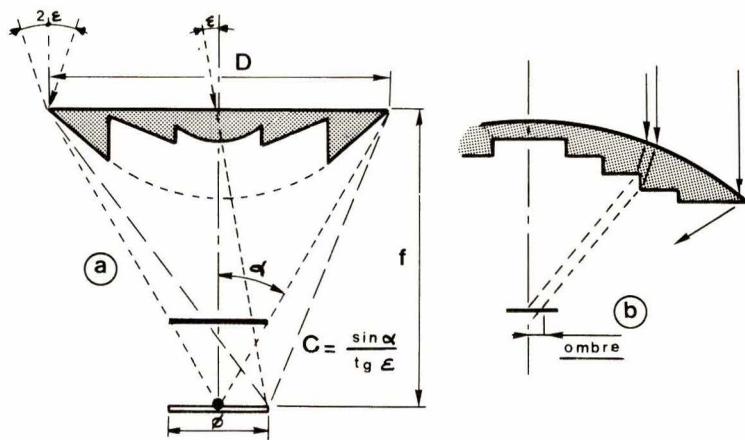


Fig. 13. – Principe de la lentille de Fresnel.

Les servo-mécanismes de poursuite

Si dans beaucoup de cas il est superflu, impossible, ou simplement prohibitif, de prévoir un système d'optimisation du positionnement, on s'efforce

malgré tout de trouver un compromis d'orientation la plus favorable au captage. Evidemment cela suppose la possibilité de disposer d'un espace et d'un ensoleillement suffisants pour répondre à la demande.

Afin de recueillir une énergie maximale avec une constance aussi grande que possible on dispose les capteurs sur des héliostats asservis, le cas échéant, au déplacement solaire lui-même. Le montage se présente comme le montre la photo de la figure 14 et l'on voit que la surface d'absorption peut être orientée en « site » (axe horizontal) et en « azimuth » (axe vertical) exactement comme un instrument de visée astronomique. Chaque mouvement est commandé par un servomoteur de

très faible puissance en raison de la démultiplication de vitesse. Nous avons vu, en effet, que le déplacement angulaire de $15''/\text{s}$, soit, sur une roue de 40 cm de diamètre, une vitesse linéaire de $87 \cdot 10^{-4} \text{ mètre/minute}$! Pour l'inclinaison la vitesse est encore plus faible. Le positionnement peut être réglé par un petit microcalculateur associé à des cellules photorésistantes et comportant une horloge de base. On peut aussi, beaucoup plus simplement, commander les déplacements par un groupe de photopiles qui déclenchent des relais dès qu'elles sont éclairées en dessous d'un seuil préréglé. La précision est peut-être moins bonne mais la fiabilité est pratiquement absolue sauf par temps couvert !...

Les photopiles

Pour le moment ce sont encore des cellules à effet photovoltaïque au silicium qui sont les plus courantes et peuvent se présenter sous différentes technologies :

- homojonction N+/P dans un matériau cristallin. C'est la plus ancienne et la plus courante ;
- hétérostructure type Schottky métal isolant semi-conducteur (MIS). Sur matériau monocristallin, l'avantage ne réside que dans l'étendue de la sensibilité spectrale, plus élevée aux courtes longueurs d'onde ;
- hétérojonction In_2O_3 sur monocristallin semblable aux structures MIS.

Ces trois types de production pourraient être établis sur silicium polycristallin et selon les études très poussées effectuées par le L.E.P. (E. Fabre. – *Acta Electronica* 20/2/1977), la diminution des coûts « passe par l'utilisation des couches minces polycristallines ». Néanmoins les travaux du laboratoire précité sur l'emploi de l'arsénure de gallium (GaAs) pourraient très bientôt déboucher sur une nouvelle famille de cellules à rendement élevé sous concentration ou éclairage simple AM1. (AM1 = 1 kW/m^2). Enfin, selon les mêmes sources, on explore les possibilités du sulfure de cuivre (Cu_2S) en hétérojonction avec le sulfure de cadmium (CdS) en couches minces polycristallines. Dans ce dernier cas on pourrait produire des cellules très bon marché selon une méthode de fabrication en très grande série.

Nous résumons dans le tableau 3 quelques valeurs publiées par le L.E.P. concernant des résultats mondiaux observés sur les principaux matériaux actuellement connus.

On trouve actuellement des cellules et des panneaux dans le commerce de détail et on peut citer tout particulièrement le magasin « Ecosolaire » dont nous donnons l'adresse en annexe.

Applications de l'énergie solaire

Les applications de l'héliotechnique sont nombreuses et nous nous bornerons, en terminant cette étude, à en citer quelques-unes.

Le croquis de la figure 10 ressemble à un projet du « Groupement pour



Fig. 15. – Une piscine chauffée « au solaire »... A Levallois (Hauts-de-Seine).

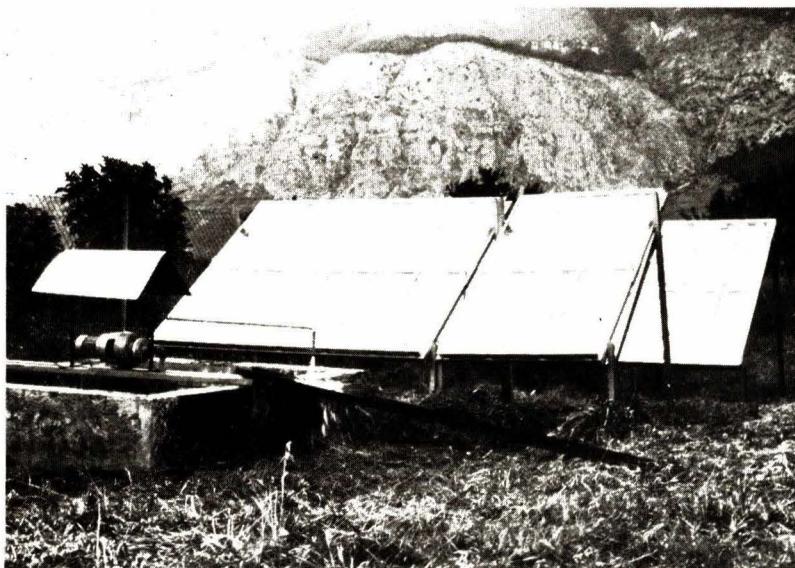


Fig. 16. – Panneau solaire fabriqué par Siemens.

Matériau de base	Structure	Rendement %
Silicium	homojonction N+/P	15,5
Silicium	héterostructure MIS	11,7
Silicium	héterojonction	12
Ga As	héterostructure	21
Ga As	héterojonction	18
Cu ₂ S	hétrestructure	15
Cu ₂ S	héterojonction	8,5

Tableau 3. – Quelques rendements énergétiques obtenus actuellement.

la construction des Centrales Thermo-Electriques » (CETHEL) appelé « INTI 800 ». Il s'agit d'un système de captage à miroir monté sur tour de 50 mètres et développant une puissance de 800 kW avec un stockage thermique auxiliaire. C'est une véritable centrale énergétique.

A un niveau plus modeste, nous noterons l'alimentation en eau chaude de la piscine couverte de la ville de

Le tableau 4 mentionne quelques caractéristiques de panneaux solaires RTC/Photowatt établis à partir de cellules au silicium.

Levallois-Perret (Hauts-de-Seine). Le capteur a été construit en 1980, dans un site non privilégié, c'est le moins qu'on puisse dire, puisque implanté dans l'agglomération. Selon l'estimation faite, l'énergie solaire couvre en moyenne annuelle 40 % des besoins calorifiques, ce qui permet l'économie de 20 000 litres de fuel. L'amortissement de l'installation est basée sur 5 ans (fig. 15).

Au Salon des Arts Ménagers, en mars dernier, Leroy-Somer présentait ses réfrigérateurs solaires « Frigesol ». Deux types, 40 et 200 litres alimentés en courant continu 12/24 V sur des

batteries photovoltaïques, sont proposés avec une garantie de 0/+ 3 °C par une ambiance extérieure de 45/50 °C.

Thermor et Sauter, de leur côté, offrent le chauffe-eau électro-solaire alimenté par le capteur CEPEM dont nous avons parlé plus haut.

En matière d'applications électriques et électroniques, la variété est sans limite, car l'adaptation des tensions aux circuits est toujours possible ; seule l'interface avec les circuits de puissance réclame un peu de recherche. La fourniture directe de courants industriels, par contre, n'est pas encore à l'ordre du jour et ne le sera, semble-t-il, pas avant longtemps, ne serait-ce que par l'impossibilité d'assurer un service continu. Seule la production énergétique avec stockage intermédiaire, nous l'avons déjà dit, est envisageable, et nous y reviendrons car c'est une possibilité d'avenir surtout en jumelage avec l'énergie éolienne (fig. 16) qu'il s'agisse de balise en mer, de réémetteur radio/T.V. ou de station de surveillance et d'alerte.

Au L.E.P., on a expérimenté de nombreuses possibilités des cellules photovoltaïques et, dans le n° 20 d'Acta Electronica, Geert-Jan Naaijer en décrit quelques-unes. Le schéma de la figure 17 montre le système prenant pour base un transistor au silicium du genre 2N3055 alimenté par deux cellules dont l'une assure la polarisation de base. A titre d'essais on obtient déjà plusieurs mW sous la lumière d'un spot de 100 W.

La figure 18 montre le principe d'un moteur triangle dont chaque bobine est alimentée sous 1,5 V par une des trois cellules dont la face active est décalée de 120° par rapport à la suivante. Ce type de moteur est auto-démarrant. On peut varier les dispositions presque à l'infini et ce schéma n'a qu'une valeur indicative.

Nous avons essayé d'explorer aussi largement que possible le sujet de la captation du soleil afin d'en extraire

	40-30 BPY	BPX 47	BPX 47 A	BPX 47 B 18	BPX 47 B 20	BPX 47 C
diamètre cellules (mm)	30	40	57	100	100	100
puissance (W)	2,5	8	11	16,5	18	33
tension (V)	18,2	14,4-28,8	15,5	8,2	9,1	16,4
nombre cellules/module	40	64	34	18	20	36

Tableau 4. – Caractéristiques de quelques types de cellules solaires « commerciales ».

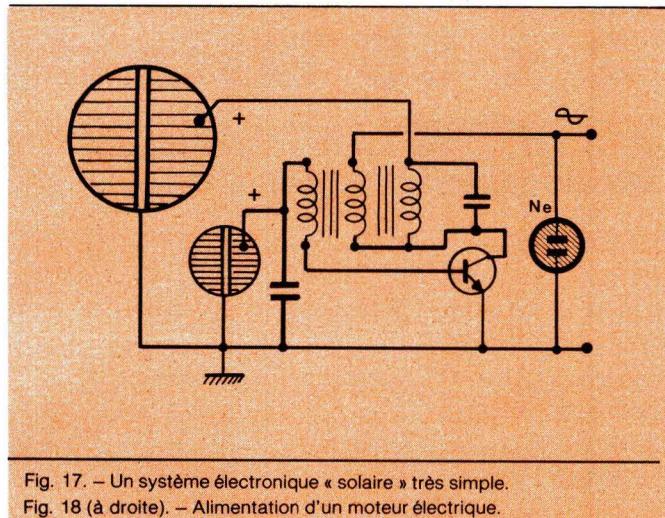
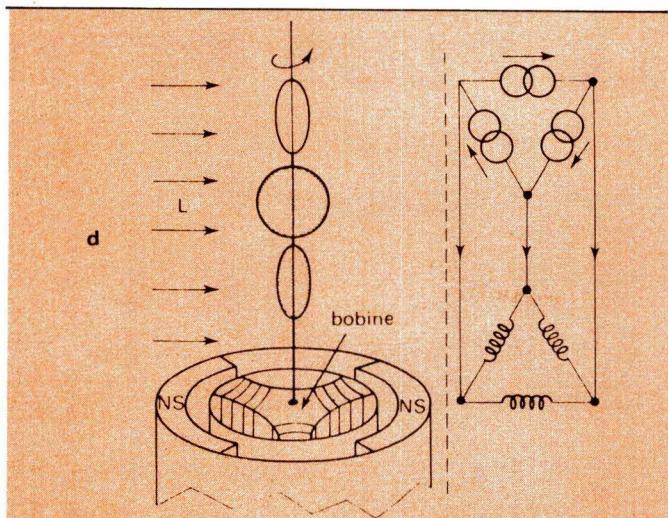


Fig. 17. – Un système électronique « solaire » très simple.

Fig. 18 (à droite). – Alimentation d'un moteur électrique.



une partie de son énergie. Il existe sur ce thème de nombreuses publications et nous mentionnerons de façon toute particulière les études du *Laboratoire d'Electronique et de Physique Appliquée* qui ont fait l'objet de deux numéros spéciaux de la revue *Acta Electronica* en 1975 et en 1977.

Citons également le livre de J.-L Perrier édité au cours de l'année 1981 et qui fait un tour complet de la question.

Cette forme d'énergie n'a pas fini de faire parler d'elle et nous serons probablement amenés à y revenir, ne serait-ce que pour évoquer les aspects que, faute de place, nous avons dû laisser de côté.

P. Lemeunier

Bibliographie

- [1] Cours de Cosmographie. A. Benoît, (1936).
- [2] Notes on Spectral Quality and Measurement of Solar Radiation. University of Wisconsin. Brooks F.A., 1954.
- [3] Heat Transfer by Infrared Radiation in the Atmosphere. Harrard Meteoanal. Studies. Elsasser W.M., 1942.
- [4] Moon, Pary. Proposed standard Solar-radiation Curves for Engineering Use. J. Franklin Institute, 1940.

[5] The Computation of Natural Radiation in Architecture and Town Planning. Pleijel G. Victor Petterssons Bokindustri Aktiebolag, Stockholm, 1954.

[6] Dutch Committee on Plant Irradiation. Specifications of Radiant Flux Density in Irradiation, Wassink E.C., 1953.

[7] Les Cellules Solaires et leurs Applications. Doc. La Radiotechnique. Ref. 422.12.64.

[8] Le Climat de la France. R. Arlery. Min. des Transports.

[9] Acta Electronica. L.E.P., 3, av. Descartes, 94450 Limeil-Brevannes. 1^{er} Oct 1975. 2^e Vol. 20. N° 2. 1977.

[10] Mesure du flux moyen du rayonnement solaire. M. Bonnis-Sassi « Electronique Applications », n° 13.

[11] An Automatic Data-Logging Syst. for concentrated Solar Irradiation. G. Blaesser. K.H. Krebs. Eur. 5643e.

[12] Energy Technology. National Swedish Board. Fack, 100 72 Stockholm-Sweden.

[13] Energie Solaire. J.L. Perrier. Editions Tech. et Scient. Françaises.

[14] Energie Solaire Actualités, 254, rue de Vaugirard, 75740 Paris Cedex 15.

Aerospatiale. Division Systèmes Balistiques et Spatiaux, B.P. 96, 78130 Les Mureaux.

C.E.P.E.M. B.P. 1539, 45005 Orléans Cedex. Tél. : (38) 42.03.03.

Honeywell S.A., 4, av. Ampère Parc d'Activités, 78390 Bois d'Arcy. Tél. : (1) 043.81.31.

Ecosolaire : 19, rue Pavée, Paris. Tél. : 887.43.60.

R.T.C., 130, av. Ledru-Rollin, 75540 Paris Cedex 11. Tél. : (1) 355.44.99.

Saunier Duval (Capteurs Hitherm), 6, rue Lavoisier, 93107 Montreuil. Tél. : (1) 374.11.40.

Stiebel Eltron, 22, av. de l'Escouvrier Parc Industriel, BP 52, 95205 Sarcelles. Tél. : (1) 990.91.92.

Applied Solar Energy Corporation, 621 London Road, High Wycombe Buckinghamshire HP 11 1 ET England.

Fabricable S.A. Heideveld 1. B. 1511 Beersel (Huizingen) Belgique. Tél. : 02/356.55.52.

Nissho. Iwai (Sanyo), 21, rue des Pyramides, 75001 Paris. Tél. : (1) 260.37.41.

Phenol Engineering, bd Monge. Z.I., 69330 Meyzieu. Tél. : (78) 31.63.26.

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



OSCILLOSCOPE BK 1420

BK PRECISION

DYNASCAN
CORPORATION

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

AUTRES PRODUCTIONS :

- CONTROLEUR EN CIRCUIT BK 510
- MULTIMETRE DIGITAL AUTOMATIQUE « LCD » BK 2845
- GENERATEUR DE FONCTION BK 3010
 - ANALYSEURS LOGIQUES ET SIGNATURE
 - ANALYSEURS DE TRANSITOIRES
 - ALIMENTATIONS STABILISEES
- ALIMENTATION DE SECOURS 220 V POUR ORDINATEUR

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

BLANC-MECA Electronique
Zone Industrielle 36300 LE BLANC. Tél. (54) 37.09.80
Télex 751145

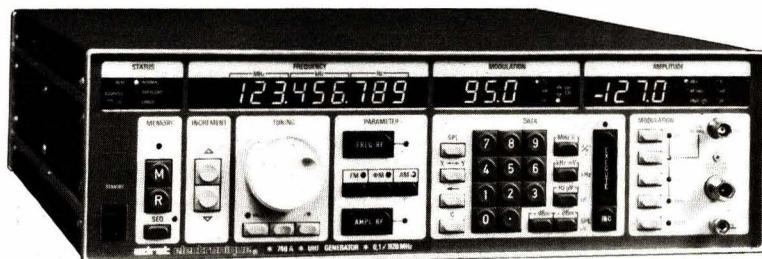
— Documentation sur demande —

SERVICE-LECTEURS N° 230

*adret electronique*adret electronique*adret electronique*adret electronique*

Nouveau!

- UN GÉNÉRATEUR HF UHF ÉCONOMIQUE ?
- TECHNICIENS ET GESTIONNAIRES ENFIN D'ACCORD !
- **LE 740 ADRET EST LE PLUS EFFICACE**



47 000 F
H.T.

- 100 kHz à 560 MHz (1120 MHz option)
- AM, FM, PM, PULSE (en option)
- 40 configurations complètes mémorisables
- Roue Codeuse sur tous paramètres

- IEEE 488
- RESOLUTION : 10 Hz
- Sortie HF auxiliaire
- COMMUTATION : 20 ms

adret
ae
electronique

adret electronique

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

Micro
informatique

Réalisation d'un automate programmable

L'automate programmable a conquis ses lettres de noblesse dans la plupart des secteurs de l'industrie de production.

Les progrès des composants électroniques, notamment depuis l'avènement des microprocesseurs, ont permis un bond en avant des performances : puissance et vitesse d'exécution.

La réalisation ci-après démontre que, grâce à de récents circuits intégrés spécifiques mis sur le marché du contrôle industriel, la réalisation d'un automate programmable « de base » – c'est-à-dire en traitement série des informations – est tout à fait possible pour un électronicien confirmé. L'auteur note, au passage, que parfois, dans de telles applications, le microprocesseur 8 bits se révèle un luxe inutile...

Fonctionnement

Automate programmable et microprocesseur

L'automate programmable est un outil de traitement logique d'informations binaires en provenance de capteurs, suivant un ensemble d'instructions préenregistrées (le « programme ») et destiné à assurer la commande de plusieurs sorties.

L'automate programmable est aujourd'hui entièrement électronique, utilisant de plus en plus fréquemment des microprocesseurs 8 bits.

Les particularités du « μ P » (nombre élevé d'instructions, traitement de plusieurs informations en parallèle...) ne sont pas toujours nécessaires à l'automate programmable. En effet, la fréquence de l'horloge qui commande le déroulement du programme étant très élevée (1 MHz minimum), la réalisation d'une fonction ET par exemple, entre deux mots de 8 bits (deux bytes) nécessitera avec un μ P quelques cycles d'horloge, soit quelques microsecondes, alors qu'avec un automate traitant les informations bit après bit, il



faudra 10 ou 20 fois plus de temps, c'est-à-dire au maximum quelques centaines de microsecondes. Quand on sait que le résultat du traitement de ces informations est destiné à la commande de relais, de vérins, de moteurs, de lampes, dont l'inertie sera au mieux de quelques millisecondes, on comprend l'inutilité du traitement en parallèle de 8 entrées.

De même dans de nombreux cas, les systèmes automatiques industriels ne nécessitent qu'un traitement logique simple des informations (ET, ET, OU, OU,...) et, encore une fois, le μ P se montre trop performant au niveau de son jeu d'instruction et nécessitera un apprentissage d'un langage de programmation complexe pour beaucoup.

L'unité de contrôle industriel MC14500B

Motorola commercialise depuis quelques années un circuit C-MOS statique en boîtier plastique 16 broches DIL, qui permet de traiter des informations une par une, au rythme d'une horloge intégrée pouvant atteindre le MHz, et n'ayant qu'un logiciel réduit à 16 instructions, dont 8 sont des instructions de logique, les autres étant des instructions de stockage, de validation, de saut, etc... qui permettent une utilisation de ce circuit dans des automates très complets.

Le MC 14500B est donc un processeur 1 bit appelé « Unité de Contrôle Industriel (UCI) » par Motorola et qui permet le traitement logique de deux informations :

- l'une est prise sur l'unique entrée du 14500, ligne DATA ;
- l'autre est le contenu d'un registre interne, le « Registre Résultat » (R.R.).

Le résultat de l'opération logique est d'ailleurs mis en mémoire dans ce registre RR à la fin du traitement, effaçant alors l'information qui y était avant le traitement.

L'ensemble de ces opérations va nécessiter plusieurs blocs logiques, dont le principal est l'unité logique (UL), semblable à l'unité arithmétique et logique des microprocesseurs, associée au registre résultat RR du type bascule D. Latch (fig. 2).

Principe de fonctionnement d'une Unité Logique

Indépendamment du séquencement du traitement des informations, le rôle de l'Unité logique est de réaliser

une fonction logique entre deux informations A et B, fonction qui dépend d'un code appliquée à l'unité logique.

Si nous voulons réaliser $S = A \cdot B$ ou bien $S = \bar{A} \cdot B$, un seul bit de commande I_0 suffira pour sélectionner l'une des deux fonctions comme l'indique par exemple le schéma de la figure 3.

Il est évident que plus le nombre d'instructions est grand, plus il faudra de bits dans le mot de code et plus la structure logique interne à l'unité logique sera complexe. C'est ce qui explique qu'il ait fallu attendre les circuits intégrés à grande densité d'intégration (LSI) pour pouvoir trouver dans un seul circuit à la fois l'UL, les registres, l'horloge, etc.

Les instructions du 14500 dont la liste est donnée au tableau 1 font apparaître 7 opérations logiques entre deux entrées, DATA et RR_{n-1} , dont l'écriture logique fonction de I_3, I_2, I_1 , I_0 est la suivante (tableau 1) :

Nota : La rigueur informatique, qui n'est pas toujours en accord avec la typographie, exigerait, notamment dans les tableaux, l'usage du zéro « barré ». Les notations sont cependant suffisamment explicites ici pour que le lecteur comprenne sans erreur.

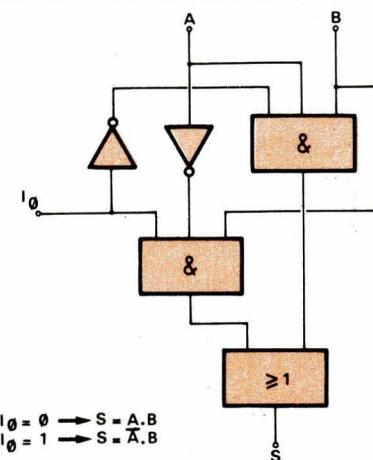


Fig. 3

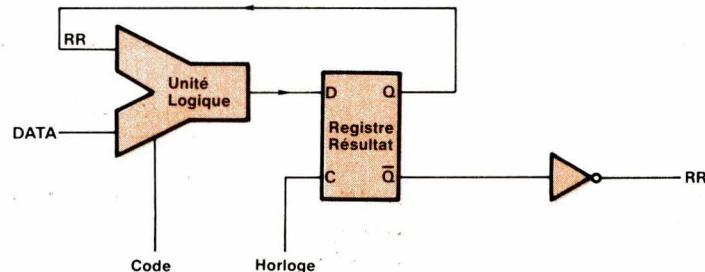


Fig. 2

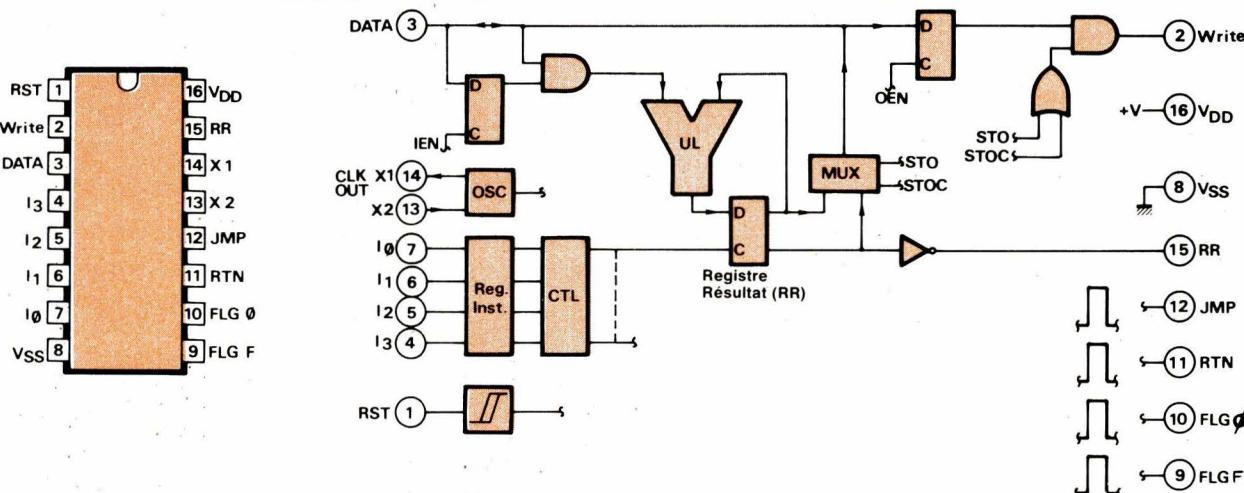


Fig. 1

I_3	I_2	I_1	I_0	$RR_n =$
0	0	0	1	\overline{D}
0	0	1	0	D
0	0	1	1	$D \cdot RR_{n-1}$
0	1	0	0	$D \cdot RR_{n-1}$
0	1	0	1	$D + RR_{n-1}$
0	1	1	0	$D + RR_{n-1}$
0	1	1	1	$D + RR_{n-1}$

Tableau 1

RR_n est le contenu du registre résultat à l'instant t_n suivant l'opération.

RR_{n-1} est le contenu du même registre à l'instant t_{n-1} avant l'opération.

L'écart $\Delta t = t_n - t_{n-1}$ représente la période d'horloge.

Le déroulement correct de la séquence nécessite donc un bloc de séparation entre la sortie réelle de l'unité logique et son entrée RR, ce bloc est du type bascule D (fig. 2) commandée par le front montant de l'impulsion d'horloge X_1 .

Structure et fonctionnement du MC 14500 B (fig. 1)

Le mot de code $I_3I_2I_1I_0$ présent à l'entrée du registre d'instruction du type quadruple bascule D latch n'est transmis au bloc de décodage et de commande CTL que sur le front descendant de l'horloge X_1 .

Au repos X_1 est donc au niveau haut.

Le rôle du bloc CTL est multiple ; en effet, outre la reconnaissance du mot de code et la commande logique correspondante de l'unité logique, il génère des impulsions :

- à usage interne, permettant le déverrouillage des informations d'entrée sur la ligne DATA, et de l'information d'écriture (Write) d'une sortie, par la commande appropriée d'un multiplexeur et d'une bascule D ;
- à usage externe (JMP, RTN, FLAG ϕ , FLAGF), qui permettront par exemple de sélectionner une carte entières/sorties parmi 16, ou d'effectuer des temporisations, des comptages, etc.

Le fonctionnement du 14500B peut être autonome, l'horloge fonctionnant alors par adjonction d'une résistance entre les broches 13 et 14. La fréquence d'horloge obtenue, dépend de la valeur de cette résistance selon une loi approchée :

$$f(\text{Hz}) \simeq \frac{3 \cdot 10^{10}}{R}$$

$$10 \text{ k}\Omega \leq R \leq 1 \text{ M}\Omega$$

On remarquera qu'une information d'entrée comme une information de sortie circulent sur la même ligne DATA (évidemment pas simultanément) qui est donc bidirectionnelle.

La mise à l'état haut du RESET (RST) remet à zéro tous les registres internes et maintient à l'état haut la sortie d'horloge X_1 .

Si à la suite d'un RESET on présente une information A sur la ligne DATA, elle ne peut être transmise jusqu'à l'entrée de l'unité logique, car la porte ET qui sépare DATA de l'UL est verrouillée, son autre entrée étant portée à 0 par la sortie du registre d'entrée (type bascule D) remis à zéro par le RESET (fig. 4).

Il est donc nécessaire préalablement à tout traitement d'information de déverrouiller cette porte ET, ce qui se réalise de la façon suivante (fig. 4) :

- Appliquer A = 1 sur la ligne DATA ;
- Appliquer le code IEN (Input ENable = Validation des entrées).

Sur le front descendant de X_1 , cette instruction va être décodée, puis sur le front montant, le registre de commande CTL va envoyer une impulsion (IEN) sur l'entrée « Clock » du registre d'entrée. Le « 1 » présent en D passe donc en Q et y est mémorisé déverrouillant ainsi la porte ET jusqu'à ce que l'on applique une nouvelle fois l'instruction IEN avec un « 0 » en DATA ce qui reverrouillerait les entrées.

Cette opération IEN ne modifie pas le contenu du registre résultat.

De la même façon, en utilisant le code OEN (Output ENable) et un « 1 » sur la ligne DATA on déverrouille la porte ET de sortie permettant à l'impulsion Write d'atteindre la broche 2 lors d'une commande de stockage de résultat (Store ou Store).

On remarquera que, dans ce cas, si la porte ET de sortie est verrouillée, le résultat RR est quand même présent sur la ligne DATA. En effet lors des instructions STO et STOC, le multiplexeur MUX laisse passer sur DATA, RR ou \overline{RR} .

Les sorties devront donc être validées par l'impulsion Write.

Les instructions STO et STOC décodées sur le front descendant de X_1 sont effectuées sur ce front. L'information RR apparaît sur DATA environ 120 ns après le front descendant ; l'impulsion Write passe de 0 à 1, 125 ns après ce front et repasse à 0 125 ns après le front montant de X_1 (fig. 5).

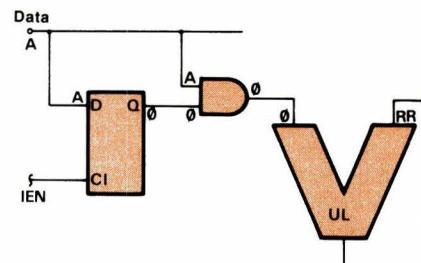


Fig. 4

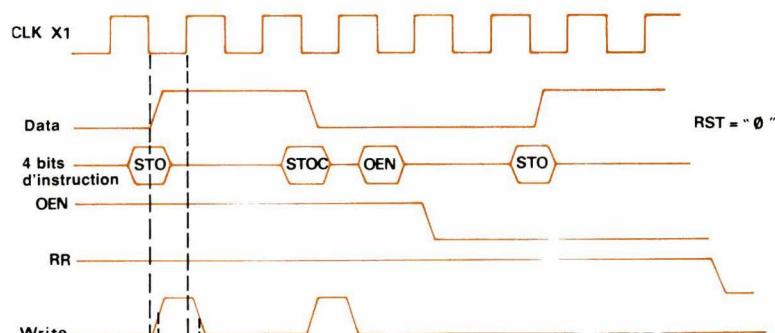


Fig. 5

Structure générale de l'automate programmable

Sur la carte mère se trouvent (fig. 6) :

- l'unité de contrôle industriel MC 14500B ;
- le système d'horloge permettant, soit un fonctionnement du type pas-à-pas permettant de rentrer le programme en mémoire puis de le tester ligne après ligne, soit un fonctionnement du type RUN correspondant à une fréquence d'horloge fixée par la résistance R placée entre les broches 13 et 14 de l'UCI ;
- une quadruple bascule D latch commandée par le FLGF (patte 9 du 14500) et utilisée pour sélectionner 1 carte E/S parmi 16, les cartes non sélectionnées étant dans un état haute impédance pour la ligne DATA ;
- le système de comptage des impulsions d'horloge dont les sorties sont utilisées pour adresser les mémoires contenant le programme ;
- 3 connecteurs permettant les liaisons avec les différentes autres cartes.

La carte mémoire peut être de type RAM, ROM ou REPROM et doit nécessairement stocker des mots de 8 bits. Le module utilisé ci-après est du type RAM 1 024 octets.

La carte affichage porte 6 afficheurs hexadécimaux :

- 3 indiquent l'adresse mémoire, c'est-à-dire le numéro de la ligne du programme ;
- 2 indiquent le contenu de la mémoire à la ligne ci-dessus ; l'un indiquant l'instruction transmise à l'UCI, l'autre l'adresse de l'entrée/sortie mise en liaison avec la ligne DATA ;
- le dernier indique le n° de la carte E/S sélectionnée par la quadruple D latch.

Cet affichage est donc indispensable pour la programmation et les essais.

La carte de programmation et d'essais comporte :

- 8 entrées, visualisées par LED, et reliées à la ligne DATA par un multi-

plexeur adressé donc à l'aide de 3 bits A₂, A₁, A₀ ;

- 8 sorties mémorisées, bidirectionnelles, visualisées par LED et reliées à la ligne DATA par un multiplexeur adressé à l'aide des 3 mêmes bits A₂, A₁, A₀ ;

- la sélection entrée ou sortie se fait à l'aide d'un 4^e bit dont le rôle est de mettre à l'état haute impédance le multiplexeur non sélectionné.

D'autre part l'écriture d'une sortie sera validée par l'impulsion Write, ainsi d'ailleurs que X₁.

Cette carte de programmation porte en outre :

- 8 interrupteurs permettant d'une part la sélection de l'instruction à exécuter I₃, I₂, I₁, I₀, et d'autre part le choix de l'entrée ou de la sortie fixée par l'adresse A₃, A₂, A₁, A₀ ;
- diverses LED permettant la visualisation des états de X₁, DATA et RR.

Les cartes entrées/sorties comportent 16 entrées/sorties chacune sélectionnées à l'aide de multiplexeurs identiques à ceux de la carte de programmation, mais reliées à l'extérieur par des circuits de découplage optique et des interfaces de puissance permettant la commande de relais 50 V/500 mA. Elles portent en outre un circuit de décodage d'adresse.

Analyse du fonctionnement en mode programmation et essais

● Action sur RESET

L'action sur S3 porte au + 5 V l'entrée RST (broche 1) du 14500, et l'entrée RST (broche 2) du multiplexeur 14599 de la carte d'essais. Ainsi toutes les sorties sont mises à zéro de même que tous les registres internes du 14500 (RR, IEN et OEN).

Cette action sur S3 porte à 0 la sortie (broche 4) du NAND (4011) donc à 0 les entrées de prépositionnement P₀, P₁, P₂, P₃ du compteur 4029, de même que simultanément l'entrée de chargement P_L (broche 1) de ce compteur est portée à 1 ce qui a pour effet de faire passer la valeur P₃, P₂, P₁, P₀ = 0000 en sortie O₀, O₁, O₂, O₃, c'est-à-dire de remettre à 0 ce compteur. Le compteur binaire 4040 est également mis à zéro par action sur son entrée MASTER RESET (MR broche 11) qui passe à 1.

Avec S2 en mode pas à pas, X₂ est à 0 au repos et X₁ à 1 au repos.

Nous adressons donc la ligne 000 de la mémoire dont le contenu en mode lecture est quelconque. L'adresse de la page sélectionnée est également quelconque, puisque qu'il n'y a pas de remise à zéro du 4042 (fig. 7 et 8).

Toutes les entrées sont à 1, les interrupteurs D₁ à D₇ étant ouverts, des résistances de 47 kΩ reliant ces entrées au + 5 V.

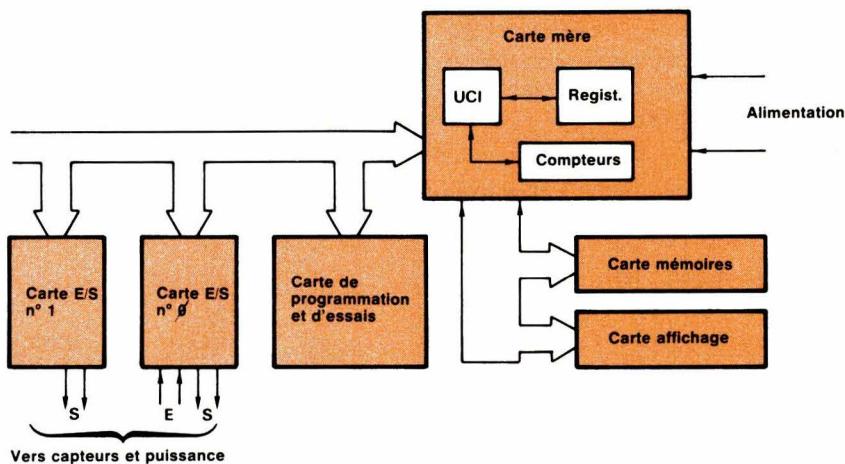


Fig. 6

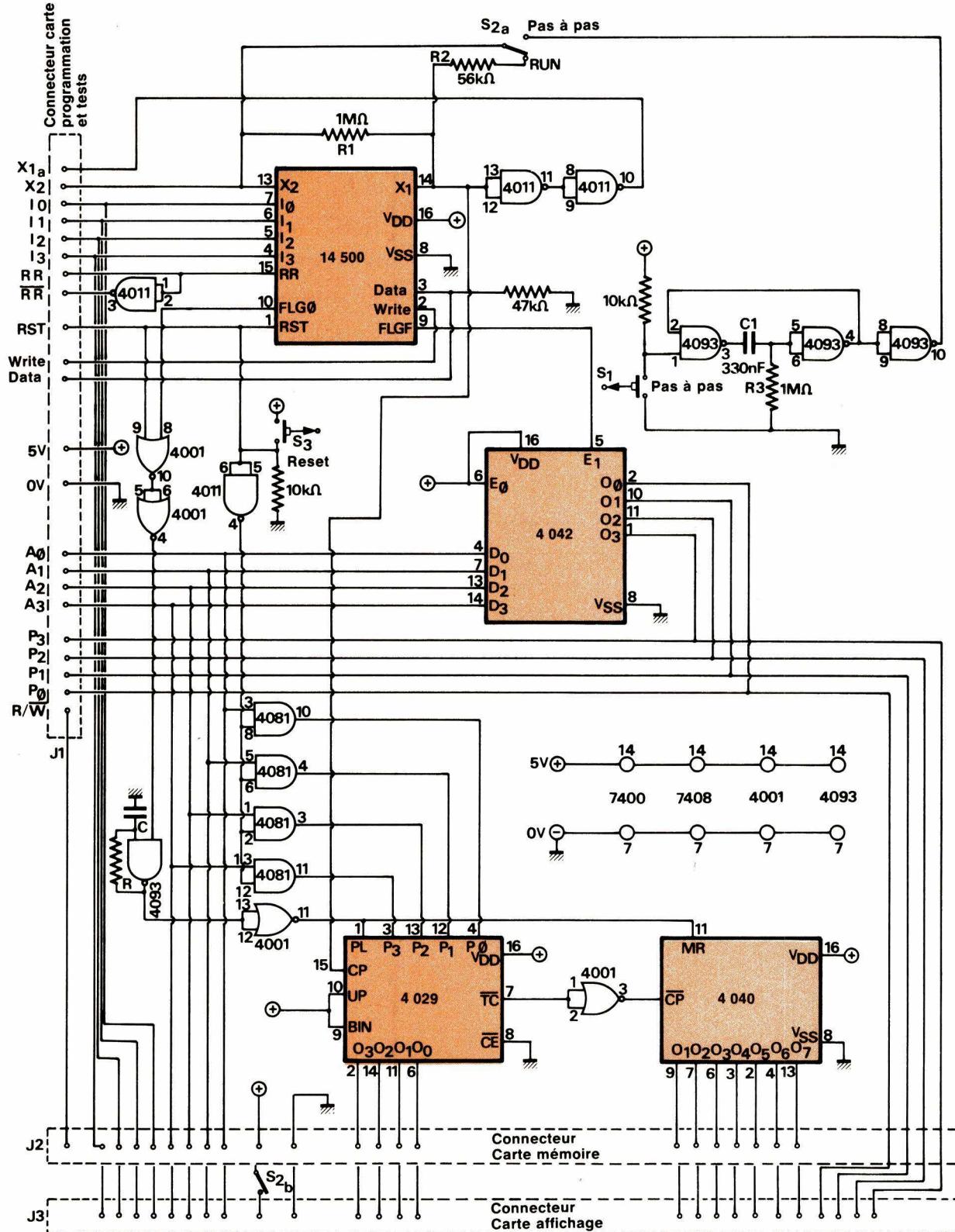


Fig. 7 a

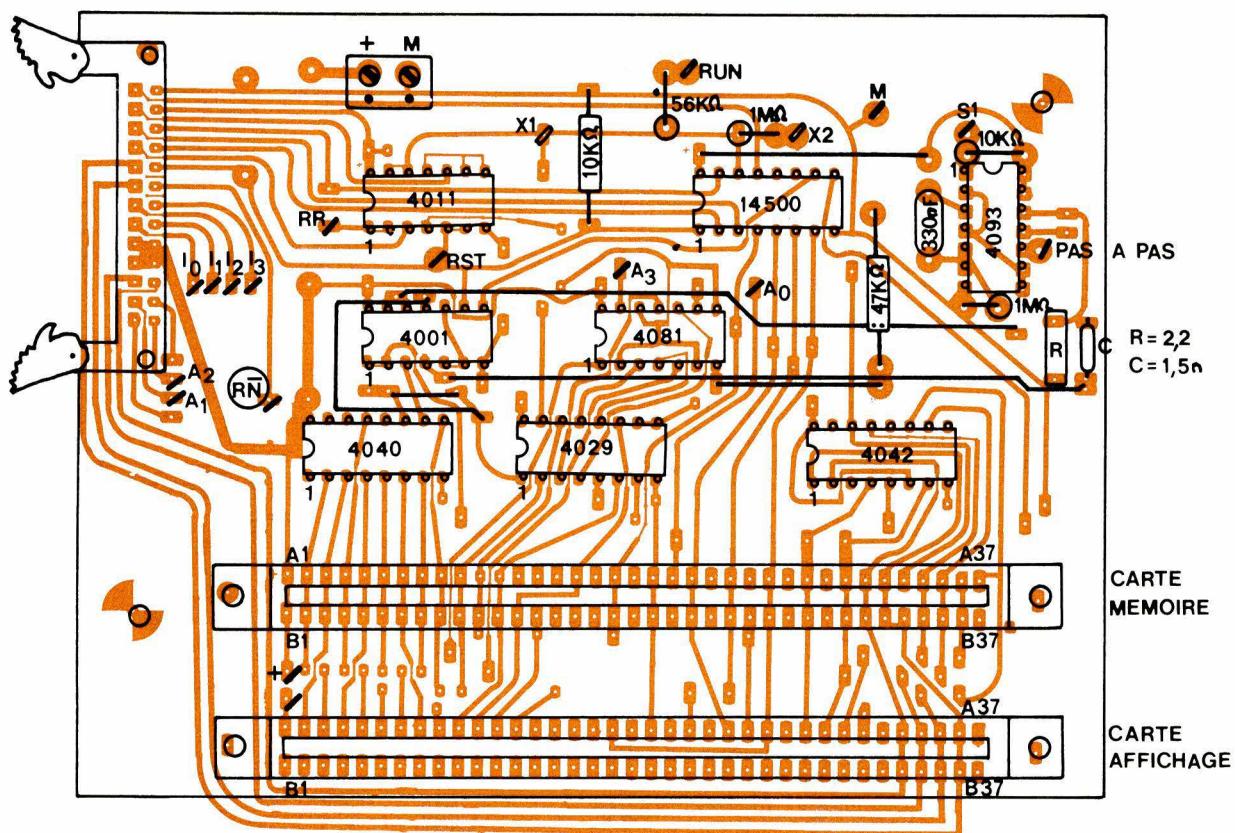


Fig. 7 b. – Implantation et circuit imprimé face supérieure. La face inférieure est en pag. 27

● Mise en mémoire du programme

Deux informations A et B sont présentes respectivement aux adresses 1 et 3 de la carte n° 0. Une sortie C d'adresse 9 sur la carte 1 est liée à A et B par l'équation $C = \bar{A} \cdot B$. Proposons nous de réaliser le programme correspondant. La structure du programme sera la suivante :

- valider les entrées et les sorties ;
- sélectionner la carte 0 ;
- charger la valeur de A ;
- Faire $\bar{A} \cdot B$;
- sélectionner la carte 1 ;
- stocker le résultat en C.
- retourner à la ligne X ;

Ainsi en mode RUN tout changement d'état de A ou B sera répercuté aussitôt (la durée du programme dépend de la fréquence d'horloge) en C.

La résistance R_2 fixant la fréquence d'horloge a été choisie égale à $56\text{ k}\Omega$ ce qui permet de traiter une instruction en $2\text{ }\mu\text{s}$. Le tableau des instructions utilisées dans cet automate est le tableau 2.

- Action sur RESET : affichage 000 XXX.

- Mettre tous les interrupteurs de programmation I et A à 1 et appuyer sur S (position écriture en mémoire) : affichage 000 FFF.

- En maintenant S_4 enfoncé, passer

en RUN (S_2) : défilé de l'affichage sur les adresses. Cela a pour effet de réinitialiser la mémoire RAM à FF en toute ligne.

- Repasser en pas à pas (S_2) et relâ-

Code des instructions #	Mnémonique	Action
0 0 0 0 0	SELI	RR inchangé. Sélectionne la ligne X
0 0 0 1 1	LD	DATA → RR
0 0 1 0 2	LDC	DATA → RR
0 0 1 1 3	AND	DATA, RR → RR
0 1 0 0 4	ANDC	DATA, RR → RR
0 1 0 1 5	OR	DATA + RR → RR
0 1 1 0 6	ORC	DATA + RR → RR
0 1 1 1 7	XNOR	NOR exclusif. Si RR = D, 1 → RR
1 0 0 0 8	STO	RR → ligne DATA et write ↗
1 0 0 1 9	STOC	RR → ligne DATA et write ↘
1 0 1 0 A	IEN	DATA → Registre IEN. Valide les entrées
1 0 1 1 B	OEN	DATA → Registre OEN. Valide les sorties
1 1 0 0 C	FORL	Forçage du n° de ligne (SELI)
1 1 0 0 D	FORP	Forçage du n° de page (SEPA)
1 1 1 0 E	SAUT	Saute la ligne suivante si RR = 0
1 1 1 1 F	SEPA	Sélectionne la carte (page) d'E/S n° X

Tableau 2. – Ligne 9 : La broche 2 (Write) ne passe effectivement à 1 que si OEN (1) a été effectué.

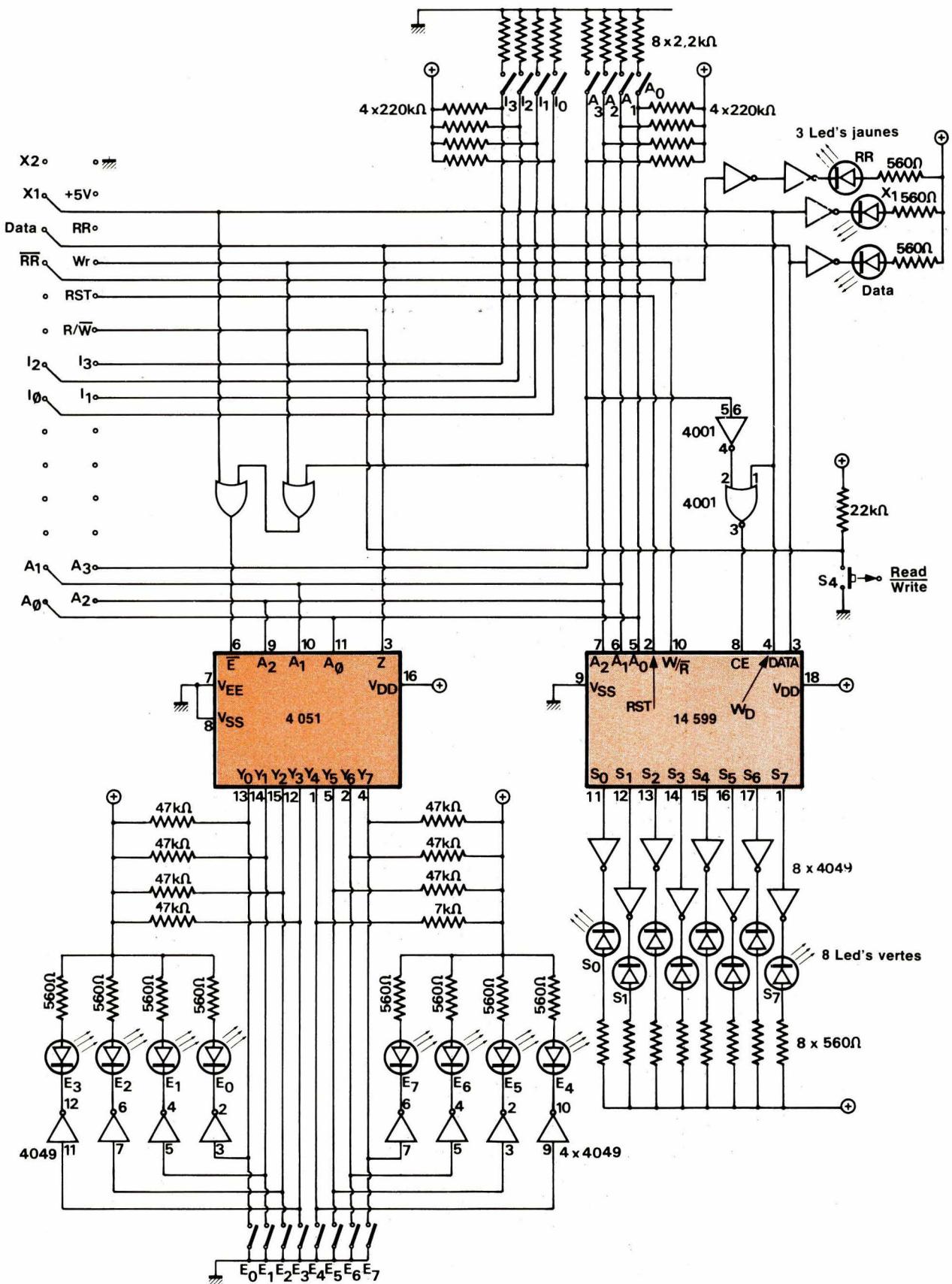
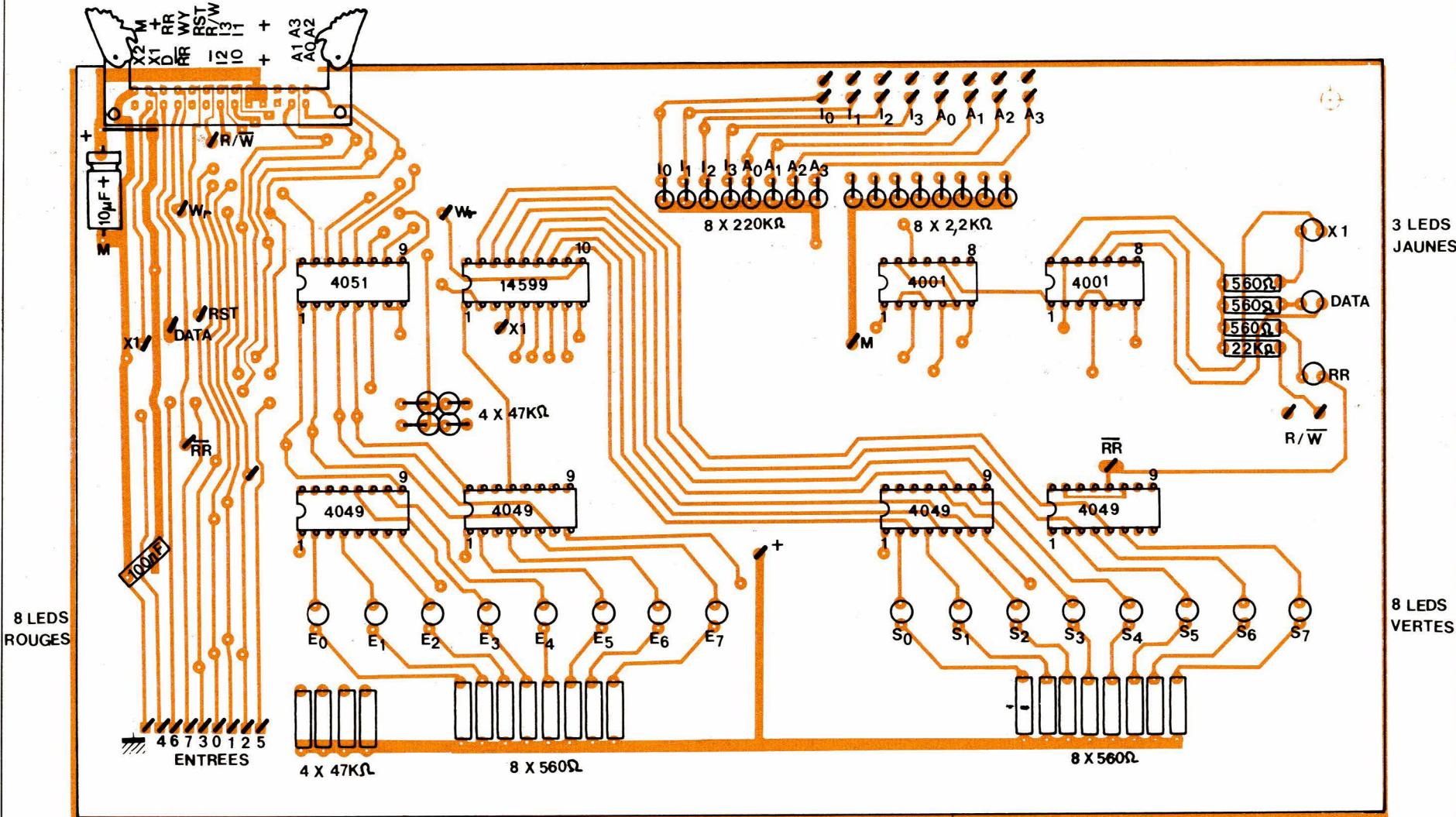


Fig. 8 a

Fig. 8 b – Implantation et face supérieure du circuit imprimé.



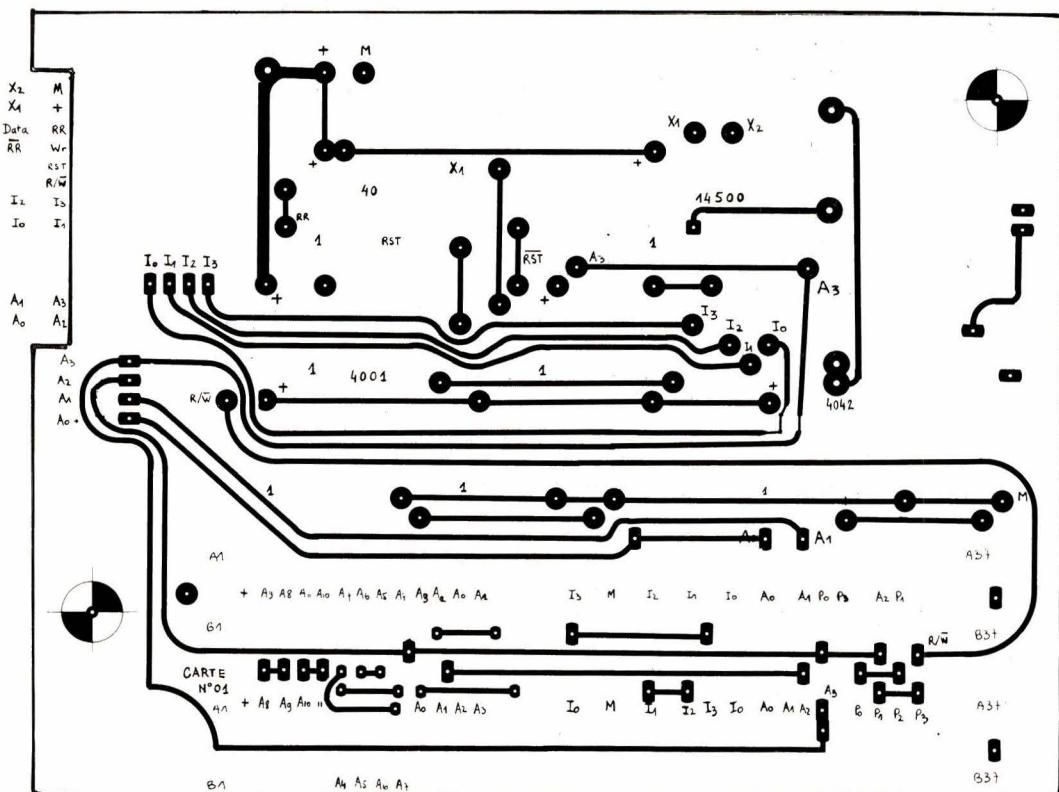


Fig. 7 c. – Face inférieure du circuit imprimé correspondant au montage de la figure 7.

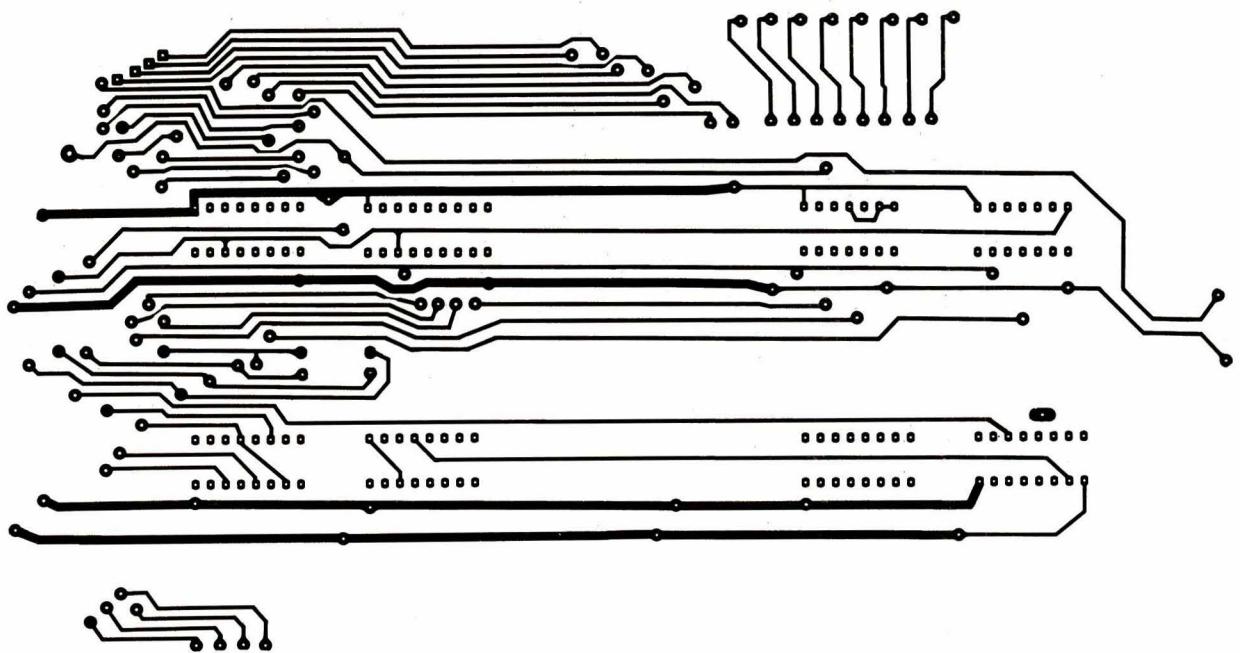


Fig. 8 c. – Face inférieure du circuit imprimé correspondant au montage de la figure 8.

cher S₄ (position lecture mémoire) faire RESET et par actions sur les interrupteurs de programmation rentrer le programme suivant en mémoire (**tableau 3**).

– Placer les interrupteurs I et A de façon à obtenir l'instruction de la ligne 000. Vérifier le code hexadecimal sur les afficheurs.

– Appuyer sur S₄ (enregistre IA en mémoire à l'adresse 0).

– Appuyer sur S₁ pour passer à la ligne suivante, ce qui affiche 001 FFF.

– Recommencer avec l'instruction de la ligne 1, etc.

● Vérification du fonctionnement

– En arrivant à la ligne C après action sur S₄, faire RESET (S₃) et vérifier le programme en pas à pas.

Pour pouvoir lire le programme contenu en mémoire il faut mettre à 1 tous les interrupteurs de programmation I et A.

– Puis faire à nouveau RESET (S₃) et passer en mode RUN (S₂) pour vérifier le programme en mode dynamique.

Pendant la vérification en pas à pas, on peut visualiser le fonctionnement grâce aux trois LED jaunes qui indiquent l'état X₁, RR et DATA.

Analyse du fonctionnement en mode RUN

● Mode de sélection de page (Instruction # F, SEPA)

Sur le front descendant de X₁, l'instruction F est décodée et la sortie 9 (FLGF) du 14500 passe à 1. Cela a pour effet de déverrouiller les quatre bascules D du 4042. Tant que l'entrée E₁ (broche 5) du 4042 reste à 1, les entrées D₀...D₃ sont transmises en O₀...O₃.

Si l'on veut passer en page 1, il faut donc que sur le bus d'adresse soit présente la valeur 1.

Sur le front montant de X₁ le compteur 4029 avance de un pas et on trouve alors sur le bus IA l'instruction et l'adresse suivante. Comme la sortie FLGF est toujours à 1 et ne repassera à 0 que sur le prochain front descendant de X₁, les portes du 4042 sont déverrouillées et il est nécessaire que l'adresse A soit toujours celle de la page sélectionnée (c'est-à-dire 1 dans l'exemple choisi).

Afin de forcer cette page, on doit donc faire suivre F₁ de D₁, l'instruction C n'ayant aucun rôle en tant que telle, mais permettant sans rien modifier aux registres de maintenir l'adresse 1.

Puis, sur le front descendant suivant de X₁, l'entrée E₁ du 4042 repasse à 0 ce qui verrouille les quatre bascules D ; la page sélectionnée reste alors la page 1 jusqu'au prochain groupe d'instructions FX, DX qui sélectionnera la page X.

C'est pourquoi l'instruction D a pour mnémonique FORP pour forçage de page.

Une autre solution est de déclencher un monostable sur le front montant de FLGF, qui commanderait l'entrée E₁ du 4042. Son avantage est d'économiser une ligne de programme puisque le forçage n'est plus nécessaire si l'impulsion est suffisamment brève. Son inconvénient est d'ajouter un circuit supplémentaire du type 4528 (double monostable) sur la carte-mère.

● Retour du programme à une ligne X (0 ≤ X ≤ F)

Le compteur 4029 est un compteur prépositionnable. Tant que la broche de chargement P_L reste à 0, il fonc-

tionne en mode de comptage avec déclenchement sur le front montant de l'impulsion d'horloge. Mais quand P_L passe à 1, les valeurs présentes en P₀ P₁ P₂ P₃ sont transmises aux sorties O₀ à O₃ ; alors que dans le 4040 ce passage de 0 à 1 appliqué à l'entrée MASTER RESET remet le compteur à zéro.

L'action sur le bouton-poussoir RESET (S₃) permet le passage à 1 de P_L et MR et amène 0 sur toutes les entrées P₀...P₃, ce qui a donc bien pour effet de nous ramener à la ligne de programme 000.

Si l'on présente l'instruction 0X (SELI X), la sortie FLG0 du 14500 passe à 1 sur le front descendant de X₁ et y restera jusqu'au prochain. Ceci a pour effet également de porter à 1 les entrées P_L (4029) et MR (4040). L'adresse X franchit donc les quatre portes ET (4081) et est chargée dans le 4029.

On passe donc de la ligne de programme où se trouvait le code 0X à la ligne 00X.

La mémoire amène ainsi sur le bus IA, le contenu qu'elle trouve à l'adresse 00X. L'entrée P_L n'ayant pas eu le temps de repasser à 0, il est nécessaire de retrouver X sur la ligne d'adresse pour forcer le chargement de 4029 à X en attendant la retombée de X₁.

Ce sera le rôle de l'instruction C (FORL) qui comme D précédemment ne modifie pas les registres, mais permet le forçage de la ligne X.

Suite et fin de cet article dans notre prochain numéro.

Michel OURY
Ingénieur ENSEEIHT
Agrégé de Génie Electrique.
Professeur au L.T. de
Saint-Ouen-L'Aumône

I ₃	I ₂	I ₁	I ₀	A ₃	A ₂	A ₁	A ₀	Ligne	I	A	Page	Programme	Commentaire	
1	1	1	1	0	0	0	0	000	F	0	0	SEPA	0	Sélectionne la page 0
1	1	0	1	0	0	0	0	001	D	0	0	FORP	0	Force la page 0
1	0	1	0	0	0	0	0	002	A	0	0	IEN	0	Valide les entrées
1	0	1	1	0	0	0	0	003	B	0	0	OEN	0	Valide les sorties
1	1	0	0	0	1	0	0	004	C	4	0	FORL	4	Force la ligne de programme n° 4
0	0	1	0	0	0	0	1	005	2	1	0	LDC	A	Charge A dans RR
0	0	1	1	0	0	1	1	006	3	3	0	AND	B	Réalise A.B dans RR
1	1	1	1	0	0	0	1	007	F	1	1	SEPA	1	Sélectionne la page 1
1	1	0	1	0	0	0	1	008	D	1	1	FORP	1	Force la page 1
1	0	0	0	1	0	0	1	009	8	9	1	STO	7	Stocke le résultat de A.B dans C
1	1	1	1	0	0	0	0	00A	F	0	0	SEPA	0	Sélectionne la page 0
1	1	0	1	0	0	0	0	00B	D	0	0	FORP	0	Force la page 0
0	0	0	0	0	1	0	0	00C	0	4	0	SELI	4	Sélectionne la ligne de programme n° 4

Tableau 3

Applications

Circuits de commande économiques pour transistors SIPMOS

L'intérêt des transistors MOS n'est plus à démontrer chaque fois qu'il est besoin d'interfacer un ensemble microprocesseur ou micro-ordinateur avec des circuits de puissance : afficheurs, relais, etc.

Encore faut-il que toutes les précautions d'isolation soient prises et que les impératifs de sécurité soient respectés, tant du point de vue du matériel que de l'utilisateur lui-même.

L'article ci-après, issu de l'expérience pratique du laboratoire, montre que les solutions mises en œuvre peuvent être simples et économiques, tout en offrant des garanties complètes.

Principe de la commande de transistors MOS de puissance avec isolation galvanique

Les sorties de périphériques de micro-ordinateur sont le plus souvent des éléments d'affichage ou des actuateurs de puissance. Les transistors SIPMOS présentent une solution économique pour la commande d'actuateurs à courant continu, comme les relais de puissance, les électrovannes ou la commande directe de charge résistive (corps de chauffe) parce qu'ils ne nécessitent qu'un faible signal de commande.

Pour protéger le micro-ordinateur et son entourage de parasites dus aux fortes intensités commutées par les SIPMOS, les ingénieurs de développement de systèmes prennent toujours deux précautions efficaces : ils retiennent deux alimentations séparées pour la commande et le circuit de puissance et ils séparent ces deux circuits par une isolation galvanique.

D'autre part, des exigences de sécurité vont dans le même sens : éviter que les fortes tensions et intensités du circuit de puissance n'arrivent « sous les doigts » de l'opérateur. Comment cela peut-il s'obtenir en pratique ?

Pour obtenir une bonne isolation galvanique : quels composants utiliser ?

Le marché offre trois types de composants pour cet usage (fig. 1).

● *Le transformateur* est le composant le plus ancien permettant d'isoler galvaniquement deux circuits électriques ou électroniques. L'expérience connue de ce produit est largement répandue. C'est une solution simple, robuste, de haute sécurité, mais relativement encombrante et coûteuse. Le signal de commande doit être fortement amplifié à la sortie du circuit logique de commande ou du micro-ordinateur, et avant d'être appliqué au

transformateur. Une solution est de remplacer une longue impulsion par une suite d'impulsions aux environs de 200 à 300 kHz pour réduire les dimensions et le coût du transformateur.

● *Le photocoupleur*, plus récent, prend une importance croissante dans les applications avec isolations galvaniques. Il peut aussi transmettre des composantes continues et peut réagir rapidement avec des pentes de 5 à 10 A/ μ s. Les photocoupleurs de Siemens présentent une grande stabilité de comportement grâce à leur écran de protection « TRIOS ».

Une troisième solution très récente est apportée par :

● *Les coupleurs piézo-électriques*, avec leur tension d'isolement de 4 kV.

Exemples de réalisations

La figure 2 montre comment commander un transistor SIPMOS à partir du niveau logique TTL de $U_{\text{entrée}}$ avec un oscillateur à 300 kHz. L'avantage

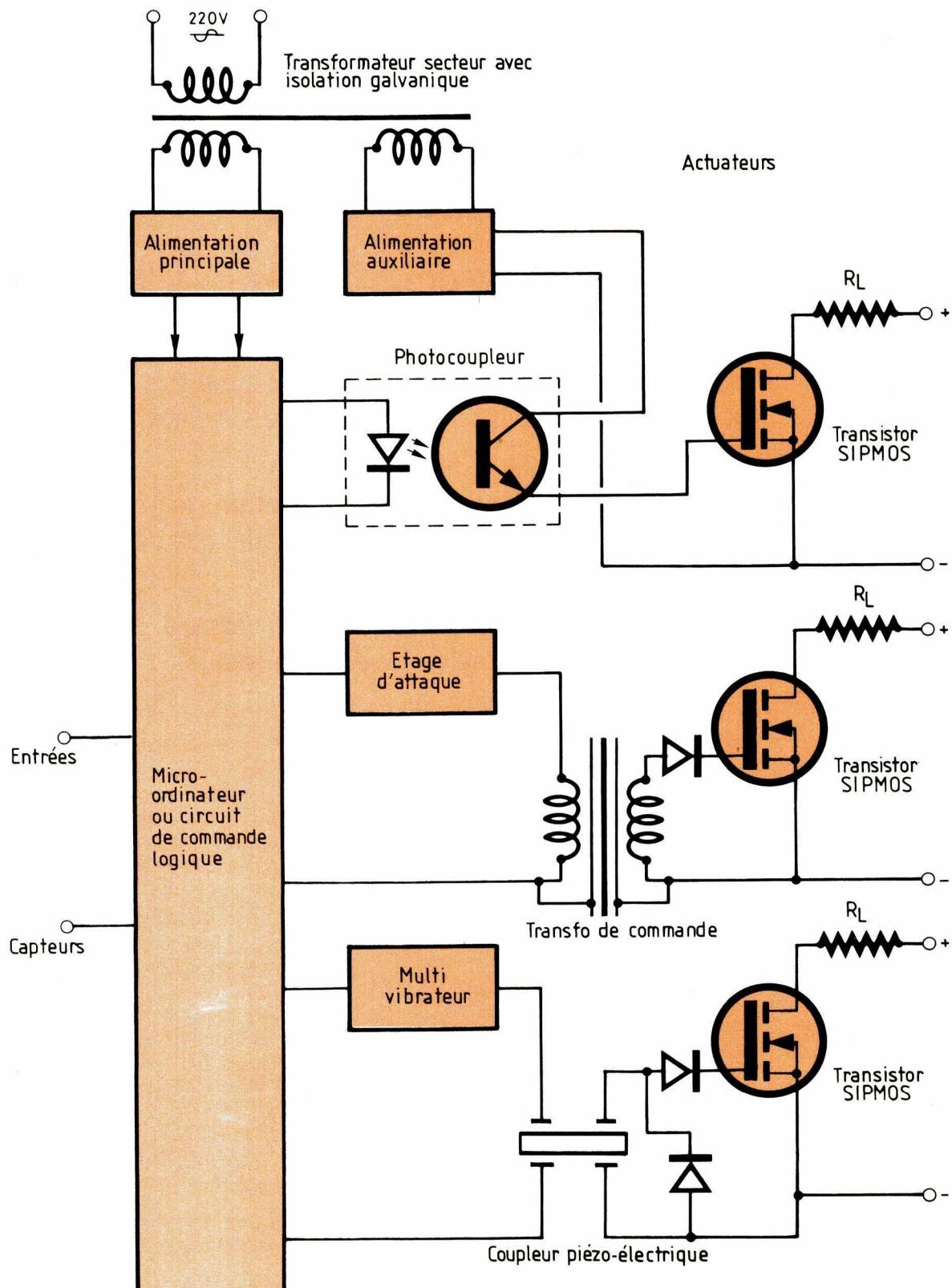


Fig. 1. – Trois types de composants sont utilisables pour commander les SIPMOS.

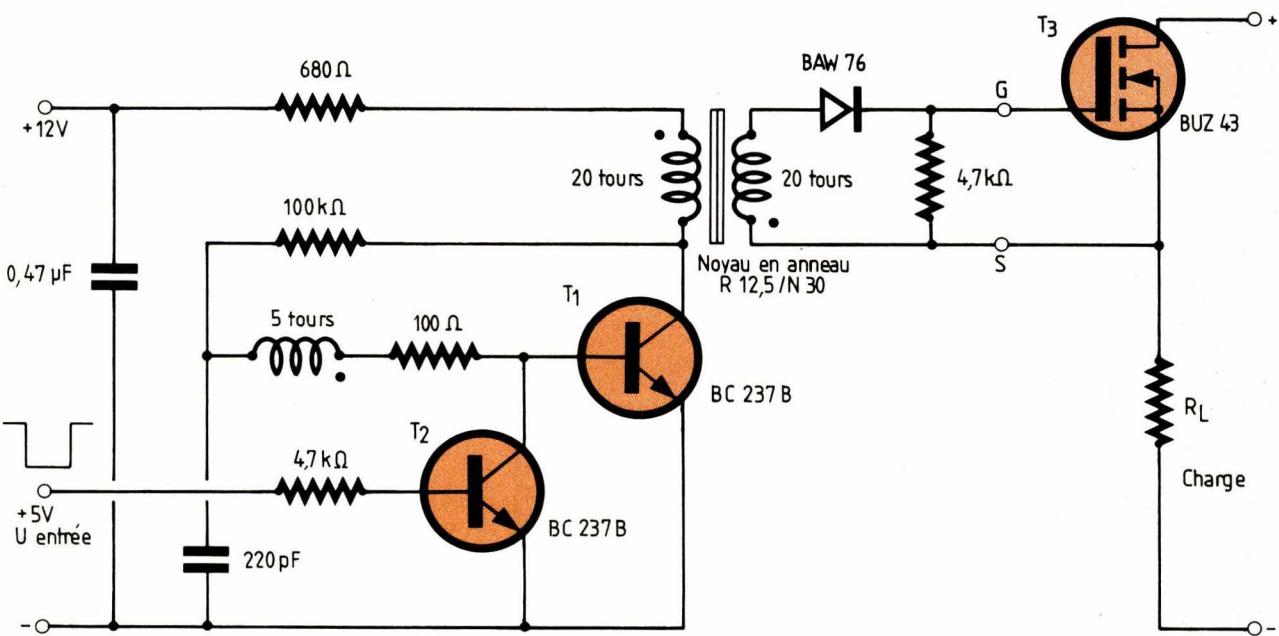


Fig. 2 a. – Commande à partir d'un niveau TTL.

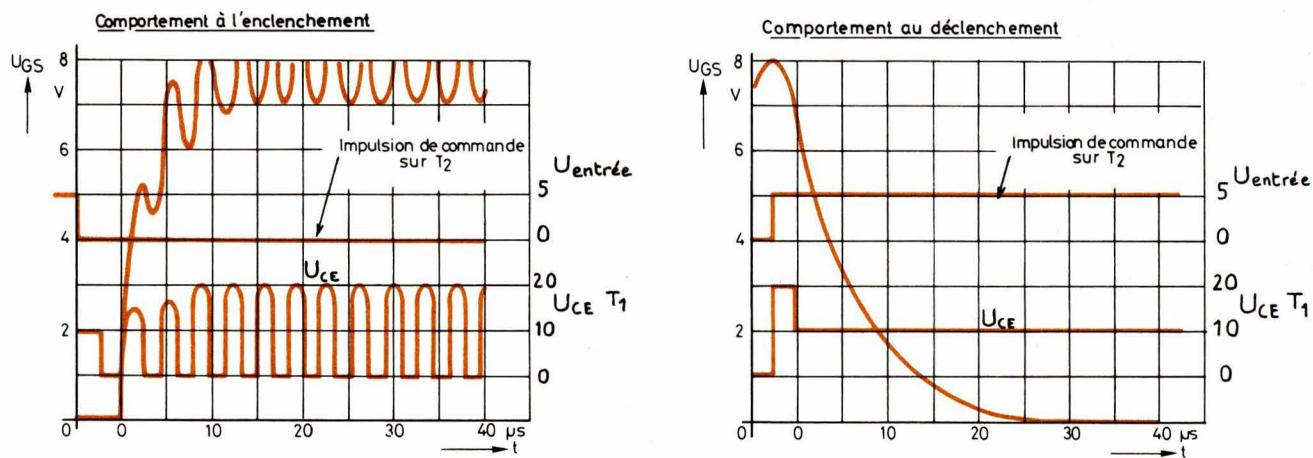


Fig. 2 b. – Comportement du montage de la figure 2 a.

de ce montage est de placer la charge avec le « moins » à la masse bien que l'on ait un transistor MOS canal N. Le transformateur est un petit anneau de ferrite N 30 de diamètre 12,5 mm formant avec les deux transistors une mini-alimentation à découpage. La diode BAW 76 redresse le courant au secondaire et la résistance de $4,7\text{ k}\Omega$ entre grille et source du SIPMOS sert à décharger sa capacité interne C_{GS} . Illustrés à côté du montage, les comportements à l'en-

clenchement et au déclenchement ont été mesurés dans le cas le plus défavorable où drain et source du SIPMOS sont court-circuités.

Dans le cas d'une commande d'un actuateur (R_L) dans un montage en pont, on prévoira un deuxième secondaire de 20 tours avec sa BAW 76 et sa résistance de $4,7\text{ k}\Omega$ pour commander le second SIPMOS.

Les montages suivants font appel aux photocoupleurs.

La figure 3 propose une commande simple d'un relais de puissance avec une isolation galvanique de $0,5\text{ kV}$ à $5,3\text{ kV}$ selon le photocoupleur retenu.

La figure 4 propose une solution à commutation plus rapide ($1,2\text{ }\mu\text{s}$) grâce à un interface à 6 portes C-MOS montées en parallèle.

Une solution intermédiaire, à la figure 5, commute à moindres frais en $7\text{ }\mu\text{s}$.

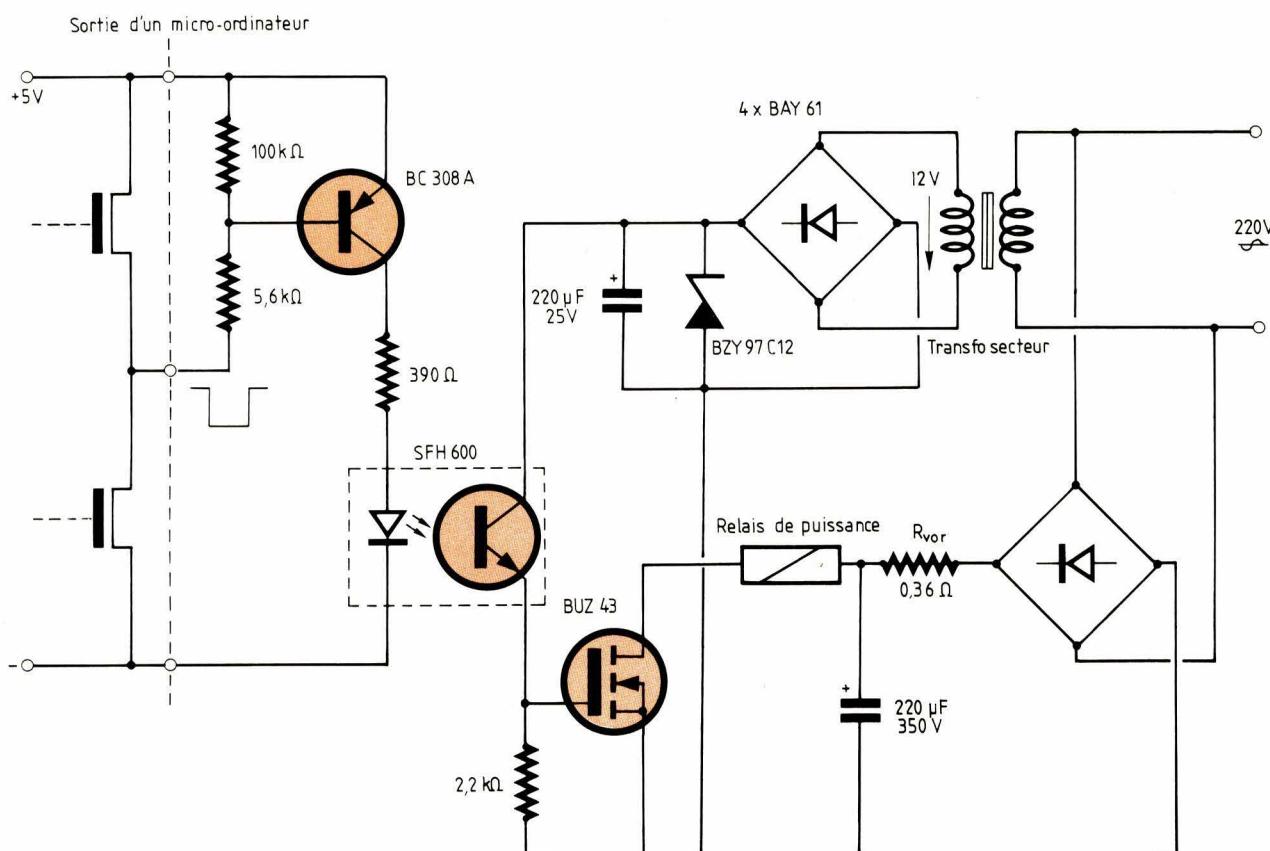


Fig. 3 a. – Commande par photocoupleur.

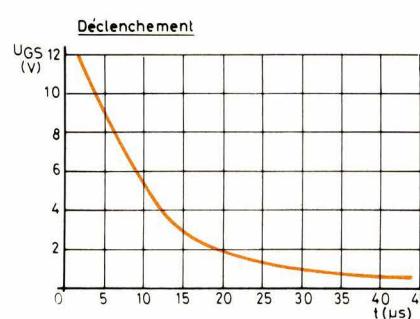
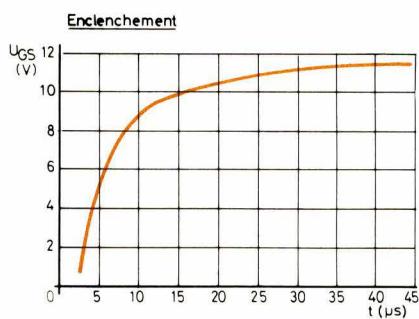


Fig. 3 b. – Comportement du montage de la figure 3 a.

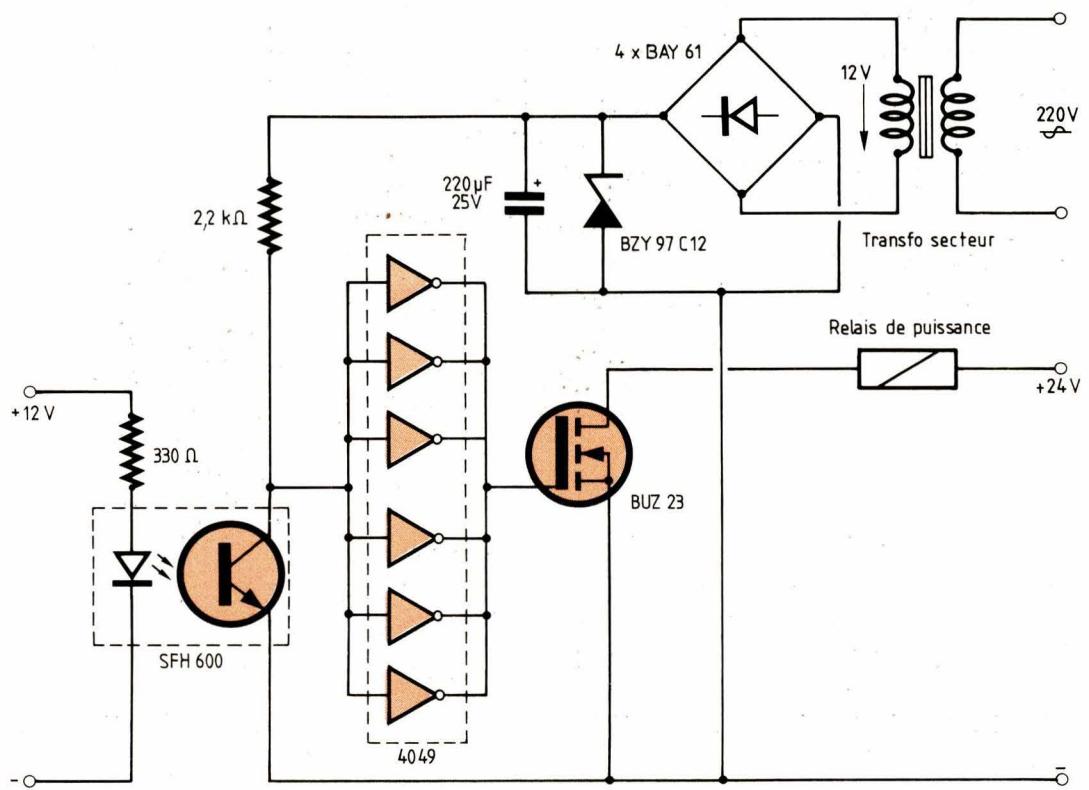


Fig. 4. – Commutation rapide par portes C-MOS.

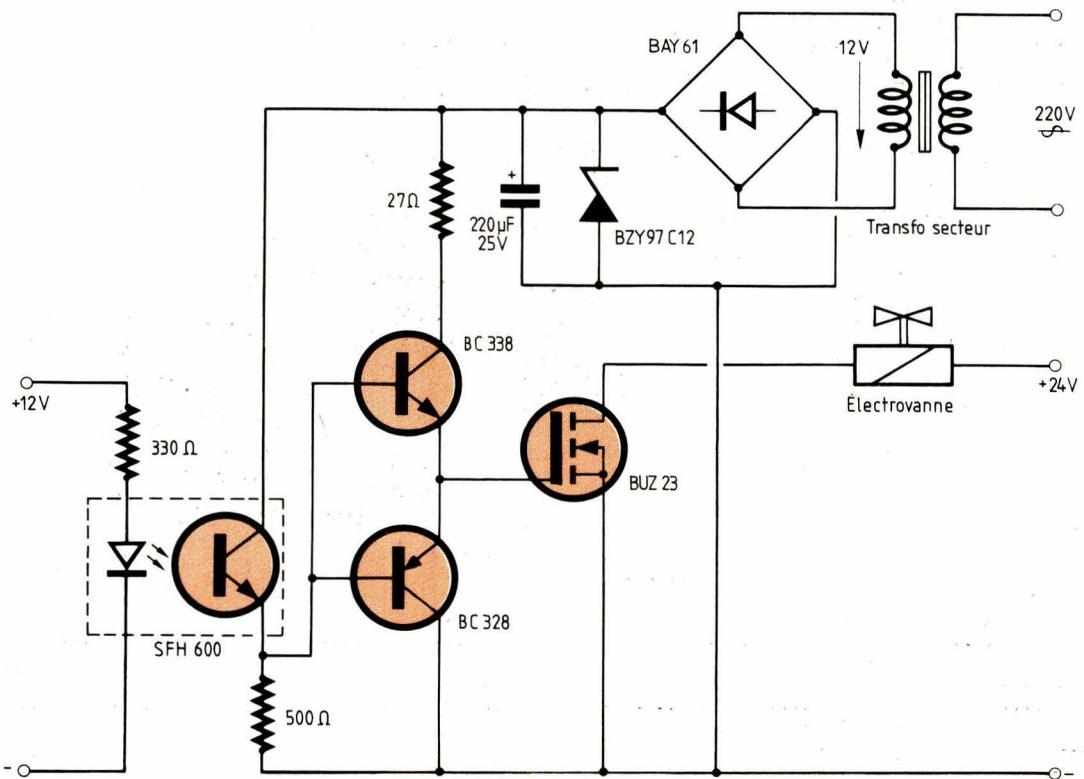


Fig. 5. – Commutation par transistors.

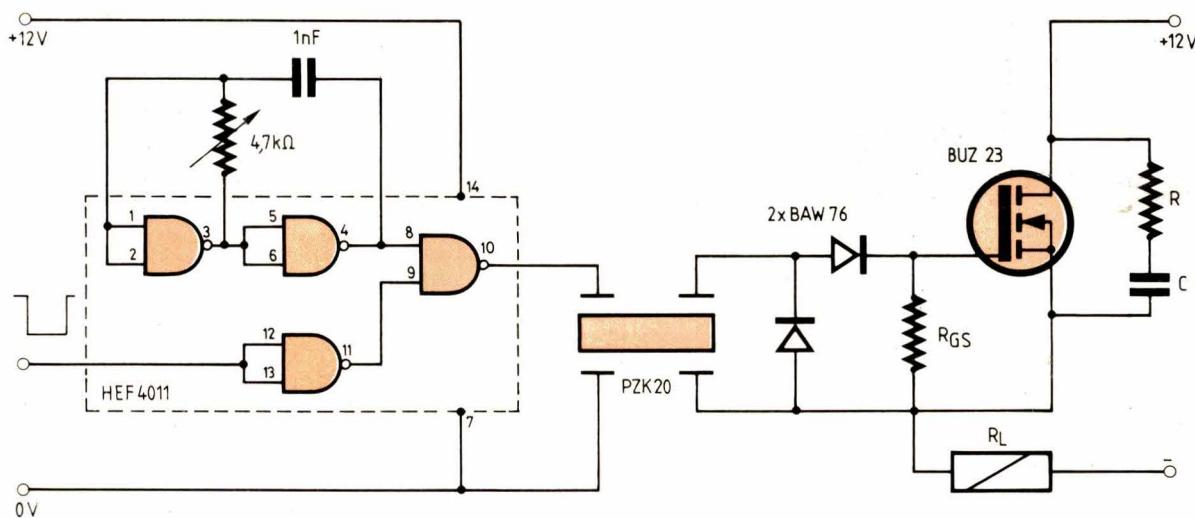
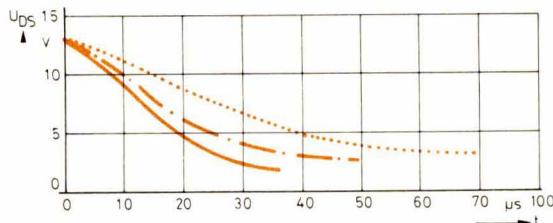


Fig. 6 a. – Commutation par coupleur piézo.

Comportement à l'enclenchement

- $R_{GS} = 4,7\text{ k}\Omega$ $t_{Ein} = 70\text{ }\mu\text{s}$
- $R_{GS} = 10\text{ k}\Omega$ $t_{Ein} = 45\text{ }\mu\text{s}$
- $R_{GS} = 100\text{ k}\Omega$ $t_{Ein} = 35\text{ }\mu\text{s}$



Comportement au déclenchement

- $R_{GS} = 4,7\text{ k}\Omega$ $t_{Ab} = 43\text{ }\mu\text{s}$
- $R_{GS} = 10\text{ k}\Omega$ $t_{Ab} = 45\text{ }\mu\text{s}$
- $R_{GS} = 100\text{ k}\Omega$ $t_{Ab} = 0,8\text{ ms}$

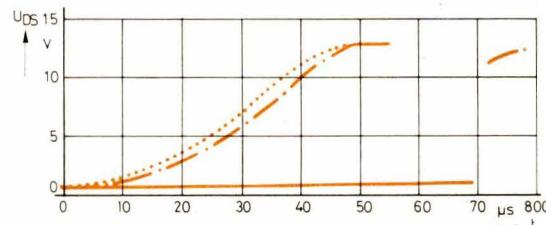


Fig. 6 b. – Comportement du montage de la figure 6 a.

Les coupleurs piézo-céramiques doivent être attaqués par une haute fréquence (environ 90 kHz) pour transmettre un signal. Les électrodes de commande peuvent être à un potentiel de 4 kV supérieur à celui des électrodes de sortie.

On se sert par exemple de deux

portes CMOS pour faire un oscillateur et de deux autres pour transformer un signal de commande en une suite d'impulsions à 90 kHz. Le signal de sortie du coupleur piézo sera, après redressement, appliqué à la grille du SIPMOS, comme le montre la figure 6.

Les schémas proposés utilisent des

BUZ 43 (500 V ; 2,5 A ; 4,5 Ω) ou BUZ 23 (100 V ; 8 A ; 0,2 Ω) mais s'appliquent à tous les autres transistors SIPMOS pour d'autres tensions et courants (par ex. BUZ 15 ; 50 V ; 40 A ; 0,03 Ω ou BUZ 54 ; 1000 V ; 4,7 A ; 2 Ω).

Laboratoire d'Applications
Siemens

Réalisation

Avec ce générateur THT : des photographies... sans appareil photo

L'effet Kirlian, ainsi que les phénomènes d'aura, dont il a été question en détails dans les numéros 18 et 19 de notre revue, a suscité de nombreuses demandes de la part de nos lecteurs ; de ceux, en particulier, qui souhaitaient par eux-mêmes reproduire certaines des expériences évoquées dans notre étude.

A leur intention, voici la description d'un générateur haute-tension, utilisable dans de nombreuses expériences de physique... et notamment pour l'« électrographie »...

Principe du montage

Très nombreuses sont les expériences de physique amusante (ou « plus sérieuse ») mettant en œuvre de hautes tensions. Les vieux manuels scolaires sont remplis de démonstrations nécessitant le recours à ces engins, certes vénérables, mais à peu près introuvables de nos jours.

Lorsqu'il s'agit d'obtenir des décharges répétées de plusieurs dizaines de kilovolts, le procédé le plus simple pouvant être retenu est sans nul doute celui de la bobine d'induction. On pense tout naturellement à faire appel à une bobine d'allumage de voiture, complétée par un circuit électrique d'alimentation.

Le schéma de la figure 1 se situe à mi-chemin entre celui d'un stroboscope de spectacle et celui d'un allumage automobile à décharge capacitive.

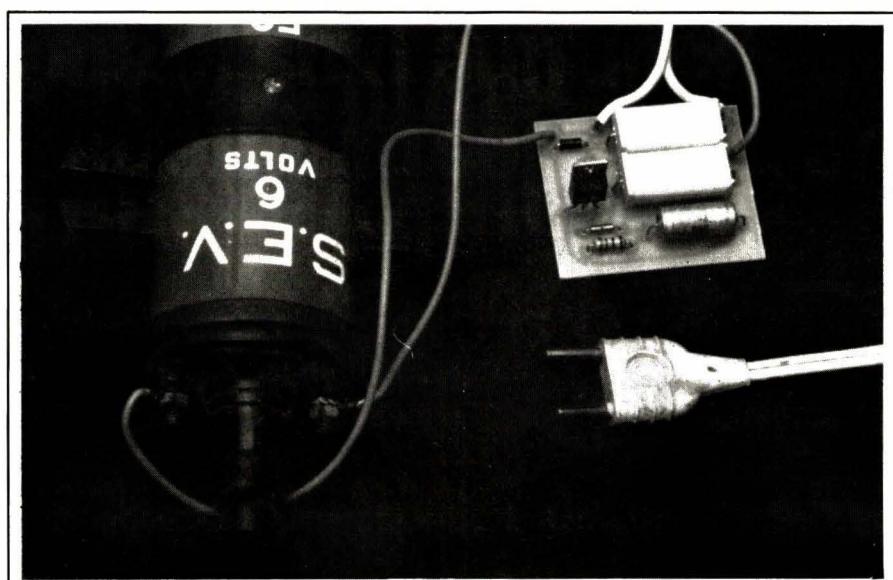
Un condensateur de $0,22 \mu\text{F}$ monté en limiteur de courant alimente un doubleur de tension à partir du secteur 220 V, en vue de charger sous quelque 500 V continus un second condensateur de $0,22 \mu\text{F}$. Le courant de charge traverse le primaire de la bobine de voiture, mais la lenteur de

sa variation n'introduit pas d'effet d'induction notable.

Un condensateur de $0,1 \mu\text{F}$ se charge également, mais beaucoup plus lentement, à travers une résistance de $1 \text{ M}\Omega$. Dès que la tension à ses bornes atteint les 32 V environ de tension de seuil du diac, celui-ci amorce le triac TAG 220 400 (400 V 6A), qui décharge alors brutalement le

condensateur de $0,22 \mu\text{F}$ dans le primaire de la bobine. Il apparaît alors une violente impulsion THT au secondaire, capable de faire éclater un arc long de plusieurs centimètres !

L'inversion de courant introduite par la mise en oscillation du circuit LC : bobine / $0,22 \mu\text{F}$ bloque alors le triac, et le cycle recommence.



Le générateur de THT est vraiment très simple.

Réalisation

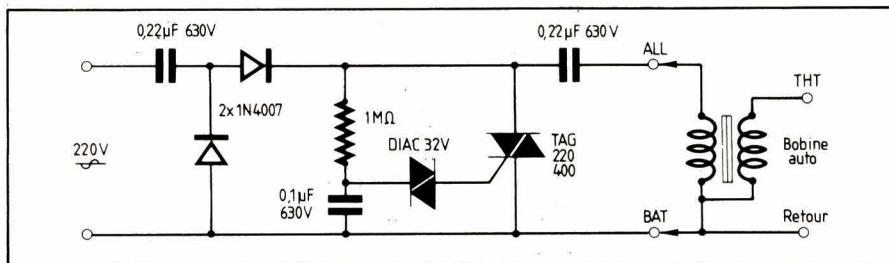


Fig. 1. – Schéma de principe du montage.

Pour ces raisons, on aura obligatoirement recours à un coffret isolant sérieux, duquel émergeront seules la cheminée de la bobine, la borne de retour, et la connexion secteur, et on ne mettra le montage sous tension qu'en manœuvrant d'une main un interrupteur secteur éloigné de la zone d'expériences, en gardant la **seconde main dans la poche**. Ce procédé opératoire éprouvé donne les meilleures garanties de sécurité.

Réalisation pratique

Exception faite de la bobine auto (de type quelconque 6 ou 12 V), tous les composants du montage se logent sur un petit circuit imprimé dont le tracé et l'implantation sont suggérés par la figure 2. On notera qu'il est impératif de n'utiliser que des condensateurs de 630 V de tension de service, sous peine de désagréables surprises au bout de quelques instants de fonctionnement. Il ne sera de toute façon pas inutile de vérifier le bon état du fusible protégeant la prise sur laquelle sera branché le montage.

Un exemple d'utilisation pratique : la photographie sans appareil

Moyennant les quelques précautions décrites plus haut, ce montage permet de se livrer à de nombreuses expérimentations passionnantes. Nous laisserons à ce sujet libre cours à l'imagination et aux recherches de nos lecteurs, non sans leur avoir décris un exemple pratique particulièrement frappant.

L'expérience décrite ici s'apparente un peu à la photographie Kirlan, à laquelle notre revue a consacré une étude très fournie.

Nous nous bornerons ici à indiquer un mode opératoire très simplifié permettant d'obtenir de très curieux clichés à partir d'objets conducteurs des plus divers, sans le secours d'aucun système optique.

L'exposition du cliché (fig. 3) ne réclame que fort peu de matériel : une simple plaque métallique bien plane d'environ 20 x 20 cm, sur laquelle on posera (en éclairage inactinique bien sûr) une feuille de papier photographique plastifiée (Ilfospeed ou Kodak RC) de 9 x 9 cm au minimum, émulsion vers le haut. Directement sur l'émul-

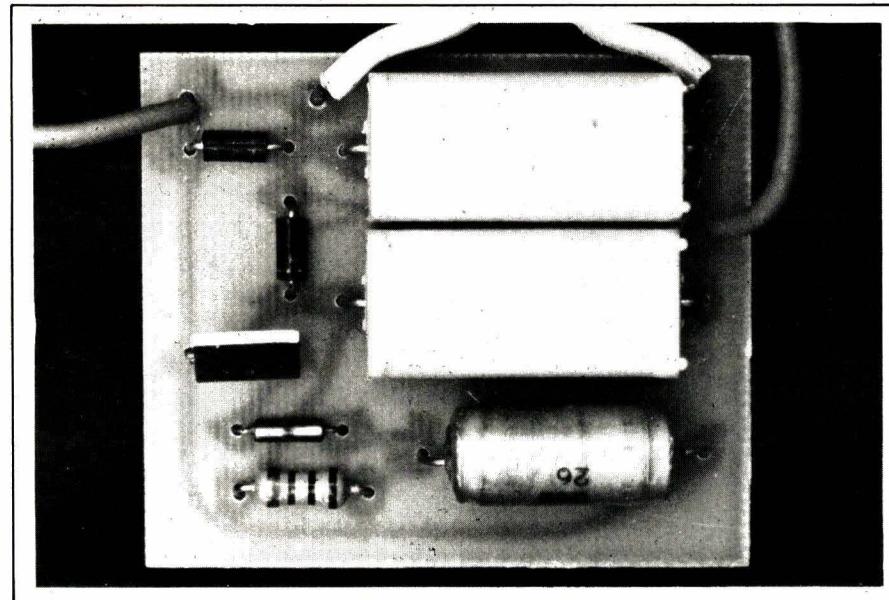
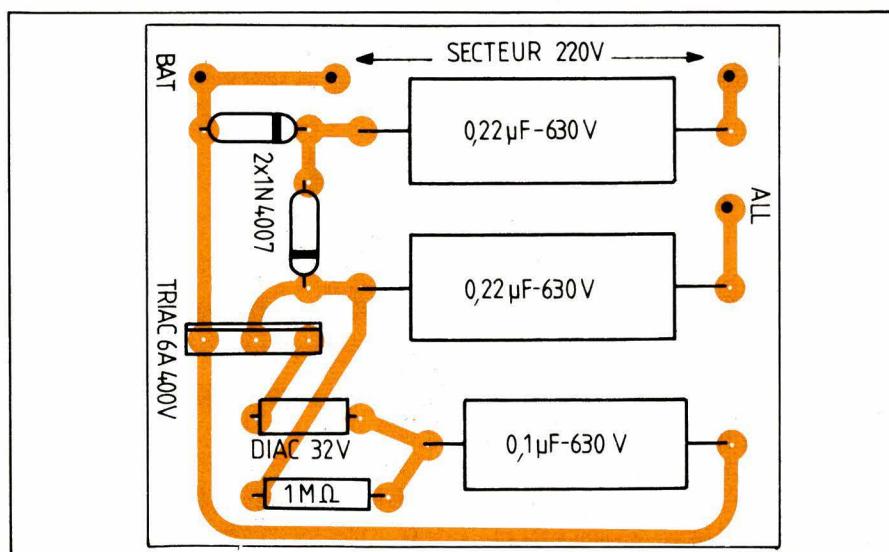


Fig. 2. – Le circuit imprimé et son implantation (schéma du haut) à rapprocher de l'exécution pratique (photo du bas).

Avec les valeurs de composants retenues, il se produit environ dix décharges par seconde, ce qui permet d'utiliser la THT pratiquement « en continu ».

Il est bien évident que de sérieuses précautions doivent être prises lors de l'utilisation de ce montage.

Bien sûr, la THT présente au secon-

daire de la bobine est dangereuse, mais également la tension du secteur, présente en tout point du montage, constitue un risque certain si toute la prudence requise n'est pas respectée.

Enfin, on notera que les condensateurs de 0,22 µF peuvent encore infliger de sérieuses secousses même plusieurs heures après la mise hors-tension du montage.

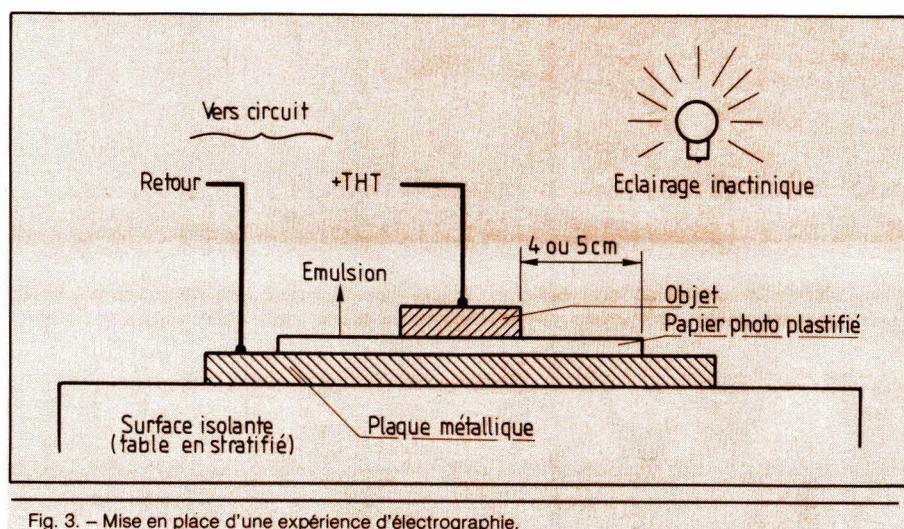
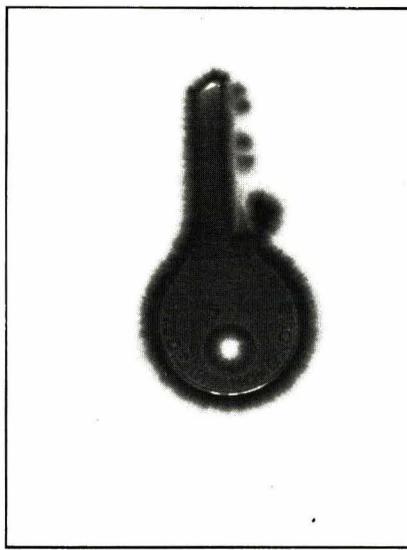
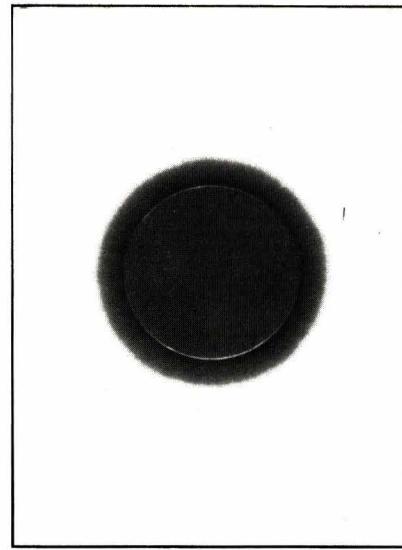
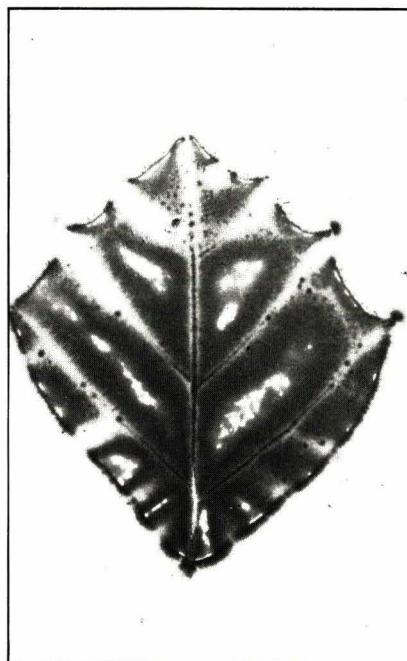


Fig. 3. – Mise en place d'une expérience d'électrographie.



Quelques images curieuses obtenues avec la manipulation décrite à la figure 3.

sion, on déposera l'objet à « photographier », aussi plat que possible (pièce de monnaie, clé, etc).

Les raccordements électriques ne se feront qu'avec la certitude que le montage est bien hors-tension, et que la plaque support repose sur une surface parfaitement isolante. La plaque support sera alors reliée à la borne « retour » du générateur THT, et l'objet à la cheminée de la bobine, par un fil devant quitter l'objet à peu près à la verticale. Il n'est pas besoin de soudure, un simple maintien par ruban adhésif suffit largement.

La mise sous tension du système durera d'une fraction de seconde à quelques secondes selon l'effet choisi, qui pourra également être modifié en intercalant une certaine épaisseur d'isolant entre papier photo et plaque-support.

Le développement du papier, conduit de façon normale, mène à des images extrêmement curieuses, et généralement très fines. Certains expérimentateurs souhaiteront certainement remplacer le papier par du film négatif noir ou couleur, mais noteront alors qu'il est indispensable que la surface sensible déborde d'au moins 4 à 5 cm autour de l'objet. Faute de cette précaution, les effluves se transformeront en arcs d'un piètre effet artistique !

Insistons une fois encore sur l'absolue nécessité de prendre de sérieuses précautions, surtout dans l'environnement hautement conducteur d'un labo-photo.

P. Gueulle

```
IT  
>9 THEN PRINT AT G+  
>=0 THEN LET P=0  
A$=CHR$ 118 THEN GOTO 71  
D=2 THEN GOSUB 720  
NT AT G+Q ,H+P-1;NS(P)  
INKEY$<>"" THEN GOTO 711  
D=2 AND D=0 THEN NEXT F  
NT TAB 10;"."  
Q=5 AND D=3 THEN NEXT G  
NT AT G+Q ,H+P;""
```

IL N'A PAS FINI DE VOUS ETONNER



Utilisez votre propre téléviseur comme moniteur et votre propre magnétoscope pour conserver votre programme.

Cours gratuit de
programmation en BASIC
sans expérience préalable
necessaire (en français).

Graphiques et tableaux animés ►

Pour 985 F TTC seulement (764 F en kit) le micro-ordinateur Sinclair ZX 81 vous révèlera ses étonnantes performances.

Manuel gratuit, prise secteur gratuite, TVA et frais d'envoi compris.

Étonnant sur toute la ligne, le Sinclair ZX 81. Voilà un micro-ordinateur à un prix défiant toute concurrence, qui pourtant vous ouvre largement le champ de l'informatique. C'est un appareil sophistiqué, d'une grande qualité technique et dont vous découvrirez qu'il peut aller jusqu'à l'élaboration de programmes complexes. A ses remarquables performances, le micro-ordinateur Sinclair ZX 81 ajoute une facilité d'emploi exceptionnelle.

Ce n'est pas un mince avantage. Avec lui, vous possédez, pour votre usage personnel, un outil pratique et sûr, qui fait vraiment entrer l'informatique dans votre vie quotidienne. Son succès est la meilleure preuve qu'il répond bien à un besoin réel.



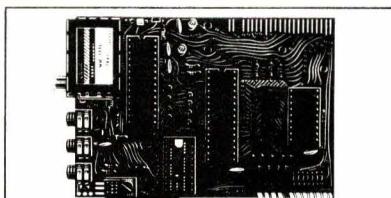
Extension de mémoire RAM 16K-octets

Des performances étonnantes.

Le micro-ordinateur ZX 81 travaille en système décimal, traite les logarithmes et les fonctions trigonométriques, il trace des graphiques et construit des présentations animées. Il identifie immédiatement les erreurs de programmation.

En option : une imprimante (690 F) une extension de mémoire (650 F).

Deux façons de rendre votre micro-ordinateur ZX 81 encore plus performant : COPY l'imprimante qui écrit tout ce qui se trouve sur l'écran, et l'extension de mémoire qui multiplie par 16 la capacité de la mémoire des données/programmes.



Kit ZX 81.

Imprimante.

Micro-ordinateur ZX 81 : en une journée on lui parle comme à un vieil ami.

Facile à comprendre, d'un usage simple – et pour ces raisons largement utilisé pour la formation de la jeunesse – le micro-ordinateur Sinclair ZX 81 a été conçu pour vous permettre de pénétrer les mystères de l'informatique... et si vous les connaissez déjà, de posséder un matériel pratique et perfectionné.

Il emploie le langage BASIC. Sa mémoire ROM BASIC 8K-octets constitue son "intelligence domestiquée". Le manuel qui l'accompagne aide "le démarrage" et facilite l'élaboration des programmes.

Pour mettre en marche l'ordinateur et visualiser les programmes, on le connecte avec un téléviseur. Pour sauvegarder les programmes, on le connecte avec un magnétophone standard.

Déjà 300.000
Sinclair ZX 81 vendus
dans le monde.

Nous voulons que vous soyez satisfait, sans doute possible, et nous sommes convaincus que vous le serez.

Spécifications du micro-ordinateur ZX 81 :
Le micro-ordinateur ZX 81 (167 x 175 mm) est livré avec câbles et connecteurs pour raccordement TV et cassettes, un régulateur incorporé 5 V et le manuel BASIC ZX 81.

- Mémoire morte ROM BASIC 8K-octets.
- Mémoire vive RAM 1K-octets extensible à 16K-octets (pour 650 F supplémentaires).
- Fonction d'entrée des "mots-clés" par une touche.
- Contrôle des erreurs de programmation.
- Gamme complète de fonctions mathématiques. Traçage de graphiques.
- Tableaux numériques et chaîne multidimensionnelle.
- 26 boucles FOR/NEXT imbriquées.
- Fonction RANDOM.
- Chargement et sauvegarde des programmes sur cassette.
- Conception évoluée à 4 circuits.

Emballage et port gratuit T.V.A. comprise. Pour toute inform. : 359.72.50 (4 l. groupées).

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

Découpez ce bon et envoyez-le à :
Direco International, 30, av. de Messine,
75008 Paris. Tél. : 359.72.50.

Je désire recevoir sous 8 semaines (ou 12 semaines pour l'imprimante) par paquet poste recommandé :

le micro-ordinateur Sinclair ZX 81 en kit avec son adaptateur secteur et le manuel BASIC pour le prix de 764 F.T.T.C.
 le micro-ordinateur Sinclair ZX 81 monté avec son adaptateur secteur et le manuel BASIC pour le prix de 985 F.T.T.C.
 l'extension de mémoire RAM

(16K-octets) pour le prix de 650 F.T.T.C.
 l'imprimante pour le prix de 690 F.T.T.C. (paiement séparé).

Je choisis de payer :

par C.C.P. ou chèque bancaire établi à l'ordre de Direco International, joint au présent bon de commande.

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

Nom _____

Prénom _____

Profession _____

Rue ou lieu-dit _____ N° _____

Commune _____

Code Postal _____

Localité du bureau de poste _____

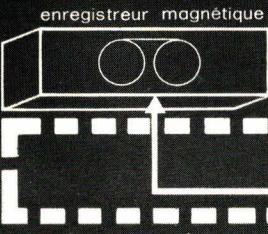
(pour les moins de 18 ans, signature de l'un des parents)

Signature _____

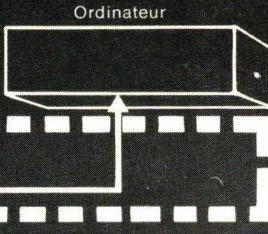
Démonstration chez
Direco International

EA 6

sinclair



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



Série 8700
générateur/lecteur
portable
visualisation déportée

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



**SYSTRON
DONNER**

Membre du groupe THORN EMI

Série 8500
générateur
environnements sévères
normes MIL

Série FC/FE
interface/ordinateur
IEEE - 16 bits
ou tout interface spécifique

EB 1993/10 197

Vous utilisez un enregistreur magnétique,
faites appel à nos conseillers techniques pour améliorer vos résultats

compétence et performances

Est : INFORMEL (88) 87.70.22 - Sud-Est : MEGA SUD (68) 81.23.69

Rhône-Alpes : M.F. - Instrumentation - (7) 825.72.47

Ouest : BELLION Electronique (98) 28.03.03 - Sud-Ouest : MEGA SUD (68) 89.04.10

**SYSTRON
DONNER**

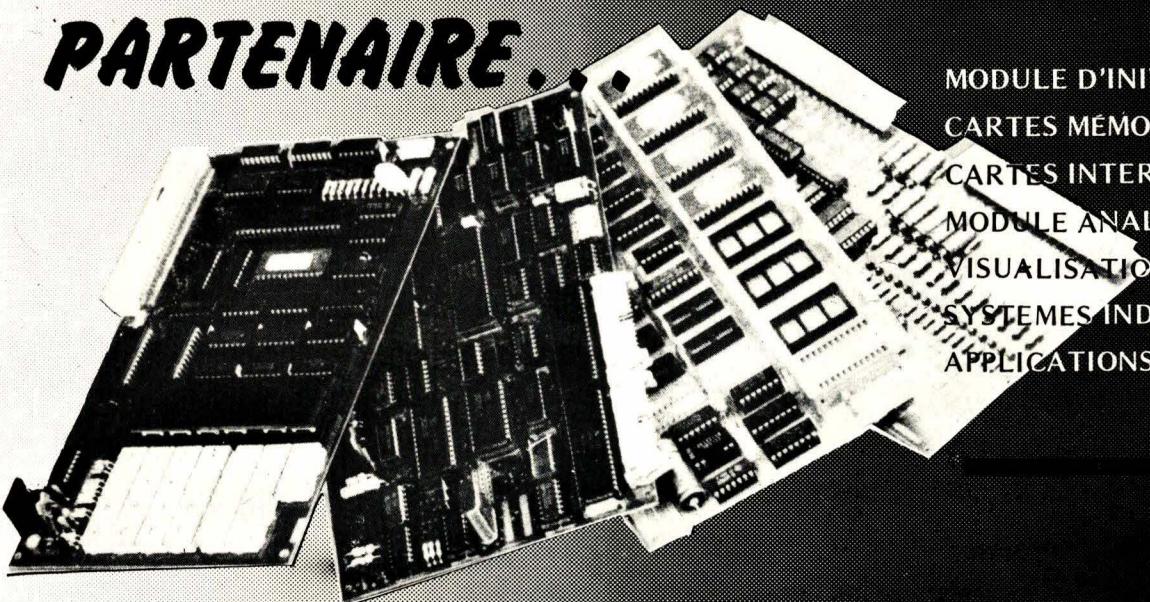
Membre du groupe THORN EMI

24, rue de Paris
78560 Port Marly
Tél. : (3) 958.48.63
Télex : 696 354

SERVICE-LECTEURS N° 211

**Les ATOUTS
de votre
PARTENAIRE.**

F2G2 microélectronique



MODULE D'INITIATION Z 80
CARTES MÉMOIRE ...
CARTES INTERFACE E/S ...
MODULE ANALOGIQUE ...
VISUALISATION GRAPHIQUE RVB
SYSTEMES INDUSTRIELS Z 80
APPLICATIONS SPÉCIFIQUES ...

F2G2 - 13, Rue de Castellane 75008 PARIS

742.63.62

KRISTEN 706 18 28

SERVICE-LECTEURS N° 212

Micro
informatique

Le téléphone « économique » ... avec votre ZX-81

Beaucoup d'usagers du téléphone réclament la facturation détaillée de leurs appels. Si l'introduction progressive de centraux électroniques semble laisser entrevoir le « bout du tunnel », il paraît bien établi que ce service sera payant ! Dès aujourd'hui, la pose d'un compteur à domicile revient déjà fort cher, bien que cet appareil ne puisse nullement faire foi en cas de litige avec le « service public ».

Le petit programme que nous présentons ici permet de faire fonctionner un ZX-81 en compteur de taxes, donnant une idée assez précise du coût des communications interurbaines pour faire réfléchir plus d'un bavard !

Principe succinct de la taxation téléphonique

Il est assez curieux de constater que la plupart des usagers mécontents de leurs factures, ignorent à peu près tout des principes de taxation PTT, et notamment, ce à quoi les engage, financièrement parlant, la composition du 16 ou du 19 !

C'est pour cette unique raison que les réclamations pour excès de facturation sont très rarement fondées. Sans reprendre le détail des pages bleues de l'annuaire, rappelons que le système est basé sur le comptage de « taxes de base » dont le montant est actuellement de 55 centimes.

Dès que le « demandé » décroche, une taxe de base est due, et le compteur n'en reste là que si votre correspondant est situé dans la même *circ conscription de taxe* que vous.



Le micro-ordinateur ZX-81 vous permet de faire des économies sur votre facturation téléphonique.

Même si vous n'avez composé ni le 16, ni le 19, vous pouvez tout de même avoir à payer, selon l'éloignement de votre interlocuteur, une taxe de base toutes les 72, 45 ou 24 secondes (communications dites « de voisinage »).

Si le numéro que vousappelez est à dix chiffres, commençant par 16, les taxes « tomberont » toutes les 24 ou 12 secondes. Ainsi, une heure de conversation entre Rouen et Mantes coûterait 165 F, soit le même prix qu'entre Dunkerque et Ajaccio !

Durant les périodes à « tarif réduit », l'intervalle entre deux taxes est tout simplement doublé.

Pour l'international (numéros commençant par 19), le barème s'étend d'une taxe toutes les 11 secondes pour la majeure partie de l'Europe (y compris le Groenland !) jusqu'à une taxe toutes les 1,3 s pour le Mexique, l'Alaska, le Japon, etc. L'URSS est nettement plus abordable avec une taxe toutes les 7 secondes !

Conception et utilisation du programme

Après avoir chargé le programme en machine, soit au clavier, soit à partir d'une cassette, il faut le lancer en faisant RUN puis NEWLINE. A partir de ce moment, il suffit de se conformer aux indications de l'ordinateur !

Il est bien sûr capital d'indiquer avec précision la périodicité de taxation, quitte à « consulter l'annuaire ou le service des renseignements », et de tenir compte, le cas échéant, du tarif réduit.

Pensez à appuyer sur NEWLINE pour valider votre entrée, et encore une fois dès que votre correspondant décroche. Vous disposez alors de deux indications simultanées :

– ce qui vous a déjà coûté votre appel ;

```

5 REM "COMPTEUR TELEPHONIQUE"
7 REM LE MODULE 16 K EST
INUTILE POUR CE PROGRAMME
10 PRINT "PERIODICITE DE TRAXAT
ION"
11 PRINT "EN SECONDES ?"
12 PRINT "(VOIR ANNUEAIRE)"
13 LET K=0
14 INPUT P
15 CLS
16 IF P>72 THEN GOTO 10
24 PRINT "APPUYEZ SUR NEWLINE
DES LE"
25 PRINT "DEBUT DE LA CONVERSA
TION"
26 INPUT A$
28 LET T=.55
30 CLS
32 PRINT AT 2,0;"DEJA ";T;" F"
33 LET L=P*62/72
34 FOR N=0 TO L
35 PLOT N,20
36 NEXT N
37 FOR F=1 TO 21
38 LET K=K+1-1
39 NEXT F
41 LET L=L-1
42 UNPLOT L,20
43 IF L<=0 THEN GOTO 50
44 GOTO 37
50 LET T=T+.55
52 GOTO 30
55 REM COPYRIGHT 1982

```

Voici le « listing » mis au point par l'auteur.

– ce qui reste de la taxe de base en cours.

Cette seconde indication vous permet de prendre congé et de raccrocher juste avant le passage de la taxe suivante : il n'y a pas de petites économies !

Signalons que ce programme a été « étalonné » pour la périodicité de 12 secondes, et qu'il n'est pas tout à fait aussi précis pour les durées très supérieures ou surtout très inférieures. Il fournit néanmoins des indications tout à fait suffisantes pour vérifier approximativement ses factures, et surtout pour écouter des bavardages « visiblement » ruineux !

Deux possibilités de modifications existent toutefois :

– le remplacement de 0,55 F par toute autre valeur à venir de la taxe de base, aux lignes 28 et 50 ;

– la suppression ou le remplacement de la ligne 16 si des périodicités plus longues que 72 secondes devaient voir le jour (et il en est fortement question !).

Le listing que nous reproduisons dans cet article a été imprimé directement par le ZX-81 sur lequel a été essayé le programme. Il ne peut donc comporter *aucune erreur*. En cas de difficultés, vérifiez soigneusement la conformité entre ce listing et celui apparaissant sur votre écran TV. Il peut suffire de très peu de chose pour affoler l'ordinateur !

P. Gueulle

Réalisation

Pour votre voiture :
une alarme-antivol
« haute sécurité »

Parmi les montages pratiques que l'électronicien quelque peu entraîné peut réaliser à peu de frais et en peu de temps, les circuits d'alarme et de protection recueillent toujours beaucoup de suffrages. Nous vous proposons dans cet article un antivol pour automobile, facilement miniaturisable et ne demandant qu'un nombre réduit de composants courants grâce à l'emploi de circuits intégrés spécifiques.

**Caractéristiques
de l'alarme**

Le circuit d'alarme s'alimente sous les 12 V fournis par la batterie de bord de la voiture. La détection d'alarme s'opère par ouverture d'une portière, ou du coffre – ou des deux à la fois -. L'alarme proprement dite s'effectue par action de l'avertisseur sonore du véhicule.

La consommation du dispositif est faible : moins de 50 mA, et l'encombrement peut-être ramené, dans le cas de la maquette réalisée par l'auteur, à un circuit imprimé de 40 × 65 mm.

Les différentes temporisations sont visualisées au moyen de diodes LED.

Il est d'autre part possible de programmer la valeur des temps de temporisation en modifiant la valeur de certaines résistances.

Enfin, le circuit proposé assure le réarmement automatique après l'arrêt lui-même automatique. La figure 1 donne le schéma synoptique de l'alarme.

Utilisation de l'alarme

La figure 2 montre que, outre le circuit d'alarme proprement dit, un petit circuit annexe est nécessaire qui comporte un relais et sa diode de protection, le plafonnier et son bouton-

poussoir, ainsi qu'un interrupteur général. Ce dernier doit, cela tombe sous le sens, être dissimulé aux regards indiscrets. Il permettra :

- de mettre l'alarme en état de veille lorsque vous quittez votre voiture (à ne pas oublier !) ;
- soit de faire cesser la surveillance

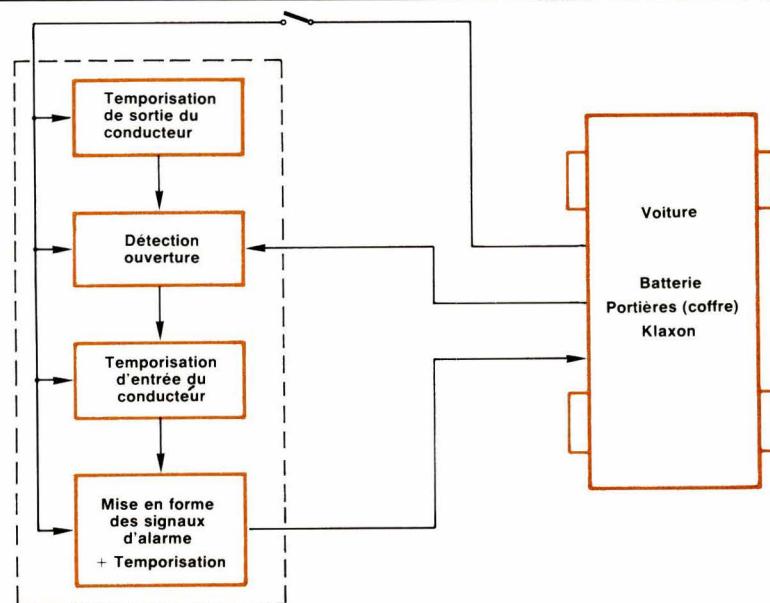


Fig. 1. – Synoptique de l'antivol pour automobile.

Réalisation

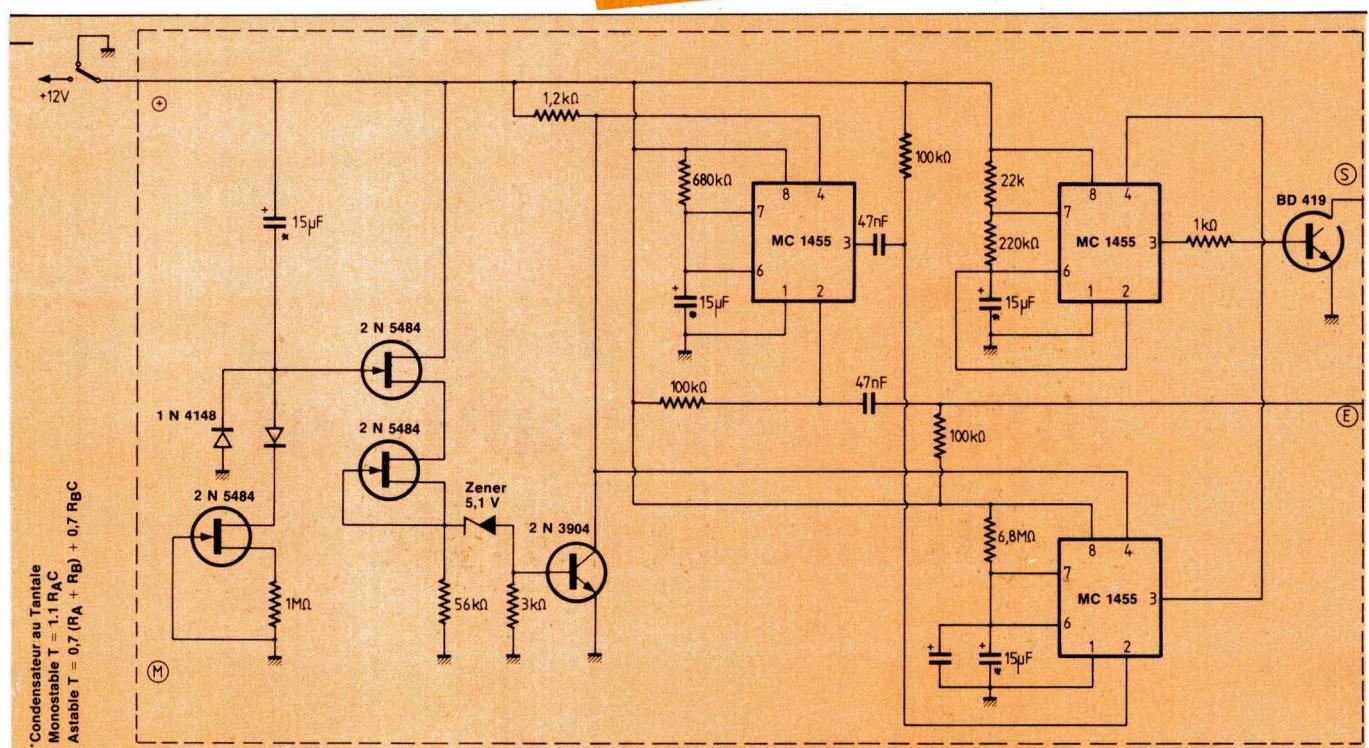


Fig. 2 a. – Schéma électrique de l'antivol. L'ensemble peut être miniaturisé aisément.

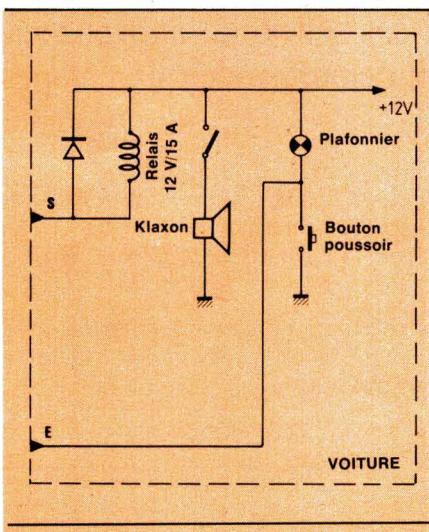


Fig. 2 b. – Interfaçage avec le circuit de bord du véhicule.

lorsque vous voulez utiliser votre voiture (à ne pas oublier non plus !) :

- soit d'arrêter le klaxon en cas d'alarme, et si vous ne voulez pas le laisser s'arrêter seul au bout du temps programmé.

Le circuit imprimé va fournir les signaux électroniques destinés à élaborer les différents temps ainsi que les signaux pilotant le klaxon :

- temps de sortie de la voiture (programmable jusqu'à 2 mn) ; en effet, pour sortir, il faut ouvrir la portière ;
- temps d'entrée dans la voiture (programmable jusqu'à 30 s) pour avoir le temps d'annuler la surveillance avant que le klaxon ne donne l'alarme ;

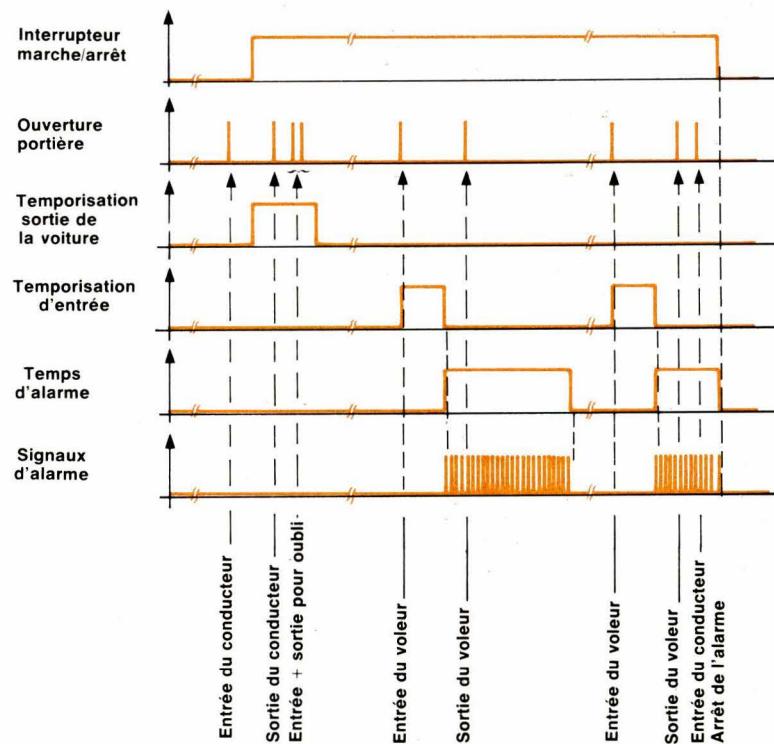


Fig. 3. – Chronogramme de fonctionnement de l'alarme.

- temps d'arrêt automatique d'alarme (programmable jusqu'à 6 mn pour éviter de mettre la batterie à plat et de réveiller tout le quartier en cas de fuite du voleur) ;
- signal intermittent pilotant le klaxon (période 2 s).

Le circuit d'alarme décrit dans cet

article n'utilise que peu de composants, de modèles courants. Facilement miniaturisable, il ne demandera que quelques heures de travail à un technicien entraîné.

Etude effectuée par
P. Adam
Motorola Semiconducteurs
(usine de Toulouse)

Etude

Des circuits analogiques plus performants avec les « masses fictives »

Dans un système analogique, les tensions sont mesurées par rapport à un potentiel de référence appelé « masse de signal » ou « masse de haute qualité ». La résistance des connexions du système vers le point de masse de signal n'étant pas nulle, l'existence de courants dans ces connexions crée des chutes de tension susceptibles de modifier le fonctionnement du système.

Comme on ne peut pas toujours réduire les courants circulant vers la masse de signal, il faut réduire la résistance des connexions pour réduire les chutes de tension. Physiquement, cela impose d'augmenter la section des conducteurs ou de diminuer leur longueur.

Lorsque cela ne s'avère pas possible, et lorsque les fréquences mises en jeu sont faibles, on peut utiliser une masse fictive de puissance, circuit qui fait l'objet de l'exposé qui va suivre.

Principe

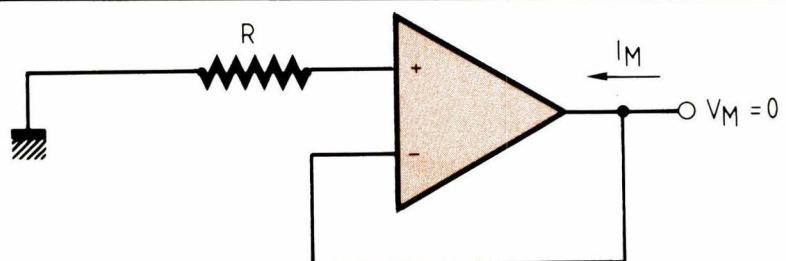
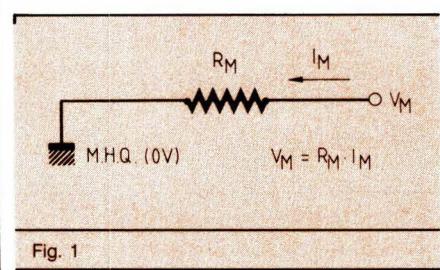
Dans un système analogique, les tensions sont référencées à un potentiel commun appelé « masse de haute qualité » et considéré comme « zéro volts ». En fait, toute connexion, reliant un point du montage à la masse de haute qualité possède une certaine résistance, et tout courant y circulant entraîne une chute de tension susceptible de fausser le fonctionnement du système. C'est la raison pour laquelle une masse de haute qualité est en général très ponctuelle, très localisée. De plus, on s'arrange pour minimiser les courants qui circulent vers elle.

La figure 1 donne le schéma équivalent d'une connexion de masse parcourue par un courant I_M . Le terme d'erreur V_M est proportionnel à la « résistance de masse » R_M . Pour un courant donné, afin de minimiser ce terme

d'erreur, on est conduit à diminuer R_M ce qui n'est malheureusement pas toujours possible.

Notion de masse fictive

La figure 2 propose une solution permettant de diminuer la résistance de masse. Il s'agit d'utiliser un amplificateur opérationnel monté en suiveur et inséré dans la connexion de masse.



Etude

Si l'amplificateur utilisé est idéal, sa sortie se trouve à un potentiel rigoureusement nul et indépendant du courant I_M .

C'est la raison pour laquelle nous avons appelé ce montage « masse fictive ». De plus, le courant de masse peut atteindre des valeurs non négligeables et c'est pour cela que nous l'avons qualifiée « de puissance ».

Le montage réel

Le montage réel sera bien entendu réalisé avec un amplificateur non idéal, et nous allons analyser les causes d'imperfections et leurs conséquences.

La figure 3 donne le schéma du montage en utilisant un amplificateur idéal et des sources d'erreurs, l'ensemble se comportant comme un amplificateur réel. La signification des notations est la suivante :

$$V_M = \frac{A_v}{1 + A_v} [V_{DI} + (R + R_s) I_B + R I_{DI}] \\ + \frac{R_2}{1 + A_v} I_M$$

On constate dans cette expression l'existence de deux termes, l'un dépendant de I_M , l'autre dépendant seulement des erreurs de l'amplificateur. Il est possible de tracer le schéma équivalent pour le montage selon la figure 4.

Ce schéma est à rapprocher de celui de la figure 1. La différence fondamentale porte sur le terme e_M :

$$e_M = \frac{A_v}{1 + A_v} V_{DI} + (R + R_s) I_B + R I_{DI}$$

Ce terme appelle deux remarques :

- Son ordre de grandeur est de quelques millivolts, voire moins avec certains amplificateurs.

- Il est possible d'annuler e_M par le circuit de compensation du décalage d'entrée de l'amplificateur. Il ne reste plus alors qu'un terme de e_M/dT , variation de e_M avec la température, généralement faible.

Il faut maintenant comparer les ordres de grandeur de R_M des schémas 1 et 4. Dans la figure 1, R_M est la résistance d'un conducteur. Avec un fil de cuivre de 1 mm^2 , R_M vaut environ 16 milliohms par mètre de longueur. Dans le cas de la figure 4,

$$R_M = \frac{R_s}{1 + A_v} \# \frac{R_s}{A_v}$$

La valeur de R_s vaut, selon le type d'amplificateur 50Ω à 250Ω . A_v peut atteindre 20 000 à 200 000 en continu. Les valeurs de R_M peuvent alors descendre au-dessous du milliohm dans certains cas, en continu.

Le gain en tension en boucle ouverte A_v d'un amplificateur opération-

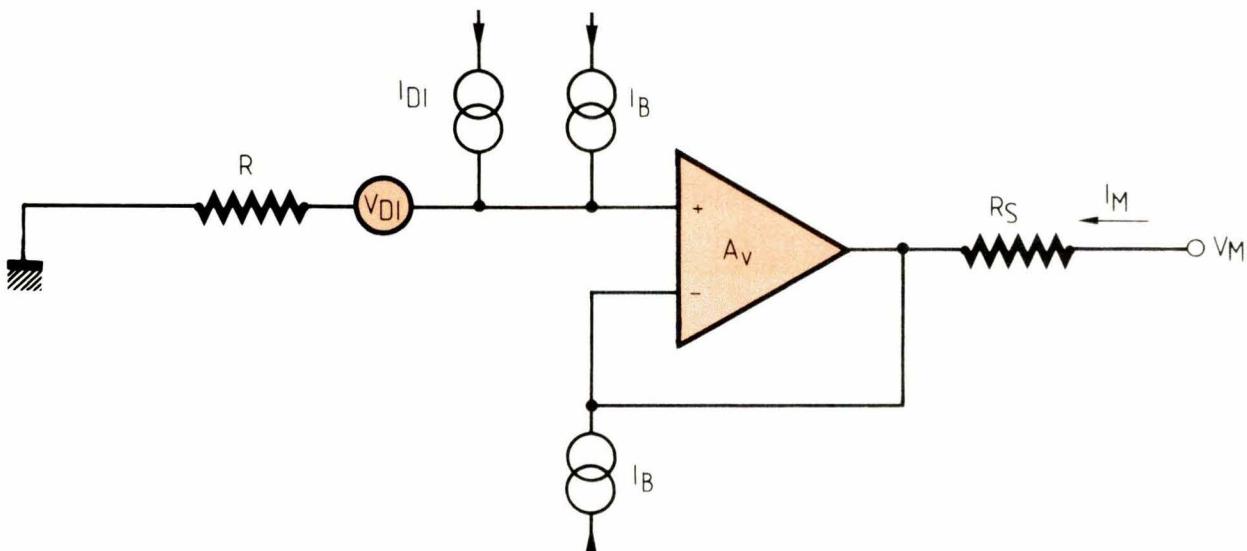


Fig. 3

- A_v : gain en tension en boucle ouverte ;
- I_B : courant de polarisation de l'étage d'entrée ;
- I_{DI} : courant de décalage à l'entrée ;
- R_s : résistance interne de sortie en boucle ouverte ;
- V_{DI} : tension de décalage à l'entrée.

Le calcul de la tension de sortie V_M conduit à :

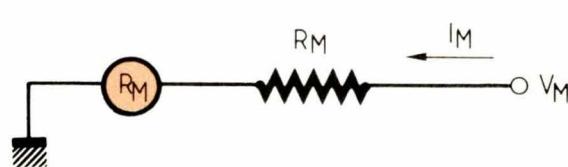


Fig. 4

nel décroît quand la fréquence croît, et passe ainsi de A_{vo} en continu à une valeur de un pour une fréquence f_B .

L'évolution est alors comme f_B/f avec une limitation à A_{vo} pour $f \rightarrow 0$.

La résistance de masse R_M varie alors comme f/f_B avec une limitation à $R_S/A_{vo} \neq 0$.

Les faibles valeurs de résistance de masse obtenues se dégradent rapidement avec la fréquence et limitent l'emploi du montage aux fréquences basses. Nous verrons cependant au paragraphe relatif aux extensions le moyen d'opérer à des fréquences de quelques kilohertz.

Ordres de grandeur

Nous allons examiner ici les caractéristiques obtenues avec un amplificateur courant (le « 741 ») et l'évolution de ces caractéristiques avec la fréquence du courant de masse I_M .

Les performances du 741 sont :

- A_v : 15 K en continu (mini) ;

- f_B : 1 MHz (environ) ;
- I_B : 800 nA (maxi) ;
- I_{DI} : 300 nA (maxi) ;
- R_S : 50 Ω (environ) ;
- V_{DI} : 7,5 mV (maxi).

Si l'on prend comme résistance de connexion de masse $R = 1 \Omega$, on obtient les valeurs suivantes :

- $e_M \neq 7,5$ mV si l'on ne règle pas le décalage ;
- $R_M \neq 3,3 \text{ m}\Omega$ en continu.

$$R_M(f) = \frac{R_S \cdot f}{10^6} \text{ (voir fig. 5)}$$

Extensions

Il est tout à fait possible de connecter en sortie de l'amplificateur opérationnel un étage de puissance, de gain en tension unitaire, capable de fournir ou d'absorber un courant de masse atteignant des centaines de milliamperes, ou même des ampères (fig. 6). En outre, cette structure a pour avantage de réduire la résistance de sortie

en boucle ouverte donc la résistance de masse. Si l'on tolère une résistance de masse donnée, l'expression montre que l'on peut accéder à des fréquences plus élevées :

$$R_M = \frac{R_S \cdot f}{f_B}$$

L'autre solution pour accéder aux fréquences élevées consiste à utiliser un amplificateur à large bande.

Nous avons utilisé des combinaisons d'amplificateur à grand gain et faible offset (« 308A ») avec un suiveur hybride rapide « LH0033 » (National-Semiconductor), qui ont permis d'atteindre des valeurs de R_M inférieures à $0,1 \text{ M}\Omega$ en continu, avec un décalage e_M inférieur au millivolt.

Des combinaisons d'amplificateurs rapides (« 318 ») avec le LH0033 permettent de garder une valeur de R_M inférieure à $4 \text{ m}\Omega$ jusqu'à 10 kHz en tolérant des courants I_M de ± 100 mA.

Remarques

Lors d'applications en simulation de très faibles valeurs de R_M , les résistances de connexions additionnelles ne sont plus négligeables. Il faut noter alors que la valeur de R_M obtenue est définie au point précis où est branchée la contre-réaction. Cette remarque permet de minimiser R_M au point précis où cela est nécessaire. Rappelons toutefois que la longueur de la boucle de contre-réaction ne doit pas excéder quelques dizaines de millimètres.

Lors d'utilisations d'une masse fictive à une certaine distance des alimentations, et notamment si l'on utilise des amplificateurs rapides, il est recommandé de découpler soigneusement les alimentations en triangle et

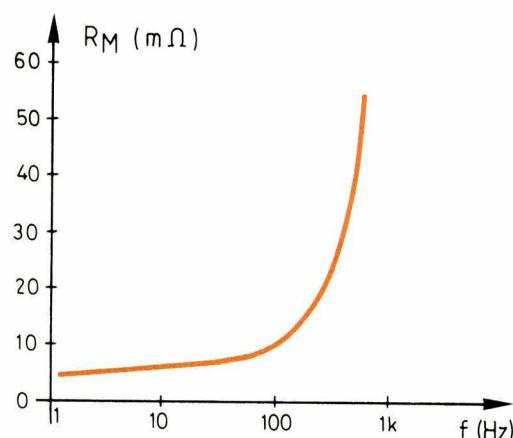


Fig. 5

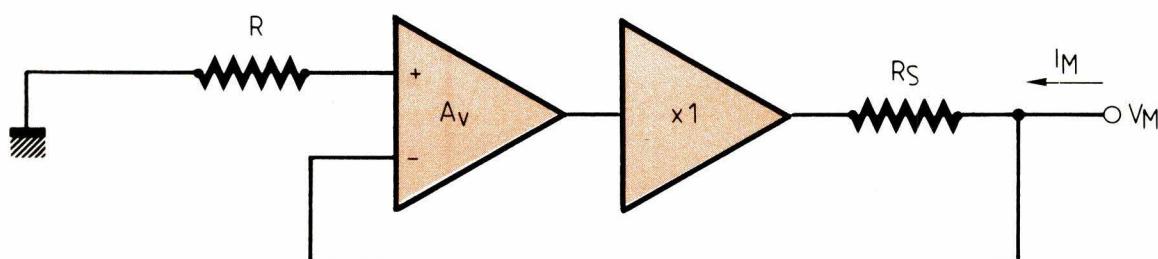


Fig. 6

Etude

d'utiliser une connexion séparée pour ramener les découplages vers l'alimentation (fig. 7).

Les capacités C utilisées seront en fait constituées par $1\ \mu\text{F}$, $10\ \text{nF}$ et $220\ \text{pF}$ en parallèle avec éventuellement 10 à $100\ \mu\text{F}$ électrolytique si les distances sont importantes. Attirons enfin l'attention sur les conséquences possibles d'une rupture de la connexion de masse de haute qualité reliée à l'entrée non inverseuse de l'amplificateur. Dans ce cas, la tension V_M peut atteindre les valeurs des tensions d'alimentation et endommager des composants. Afin de limiter les conséquences d'une telle rupture, on peut raccorder, par une résistance d'assez forte valeur, la connexion de masse haute qualité à celle de point milieu d'alimentation. La valeur de résistance à utiliser doit être telle que le courant de polarisation d'entrée de l'amplificateur y crée une chute de tension de quelques millivolts à quelques dizaines de millivolts. Cela permet la détection du défaut sans mettre les circuits en danger. Une autre solution consiste à créer un « zéro » en divisant par deux les tensions extrêmes d'alimentation par un pont de deux résistances ayant des valeurs d'un ordre de grandeur inférieur à celui calculé ci-dessus. Ce « zéro » est alors utilisé comme le point milieu d'alimentations, raccordé par résistance à la connexion masse haute qualité (fig. 8).

Applications

L'application pour laquelle cette étude a été faite est la régénération du potentiel de masse de haute qualité au niveau de chaque carte d'un système de mesure analogique.

Exemples d'unités réalisées :

– Tension de référence (fig. 9).

La tension de sortie V_{ref} vaut $2,5\ \text{V}$, référencée au zéro volt général du système. Les capacités de découplage ainsi que les connexions d'alimentation des amplificateurs ont été omises par souci de clarté.

– Obtention de seuils d'action (fig. 10).

Les trois seuils obtenus sont entièrement réglables entre 0 et V_{ref} et sont référencés au zéro volt général du système.

Ces deux exemples sont les cas typiques où il est nécessaire de faire circuler un courant dans la masse

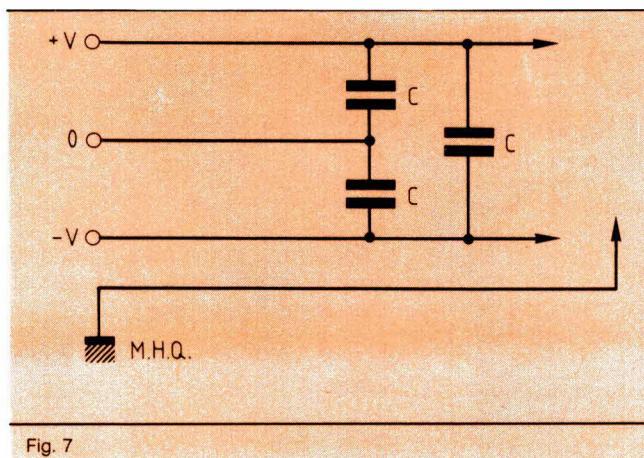


Fig. 7

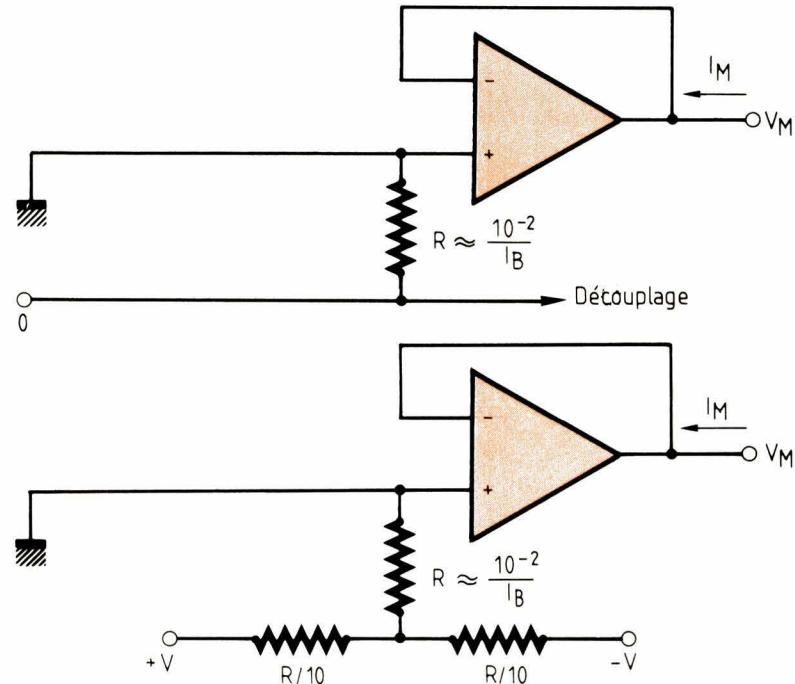


Fig. 8

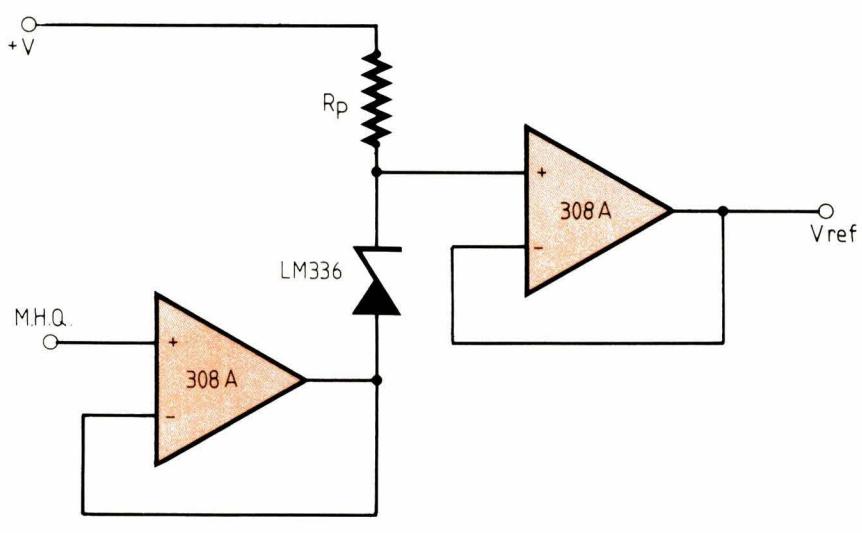


Fig. 9

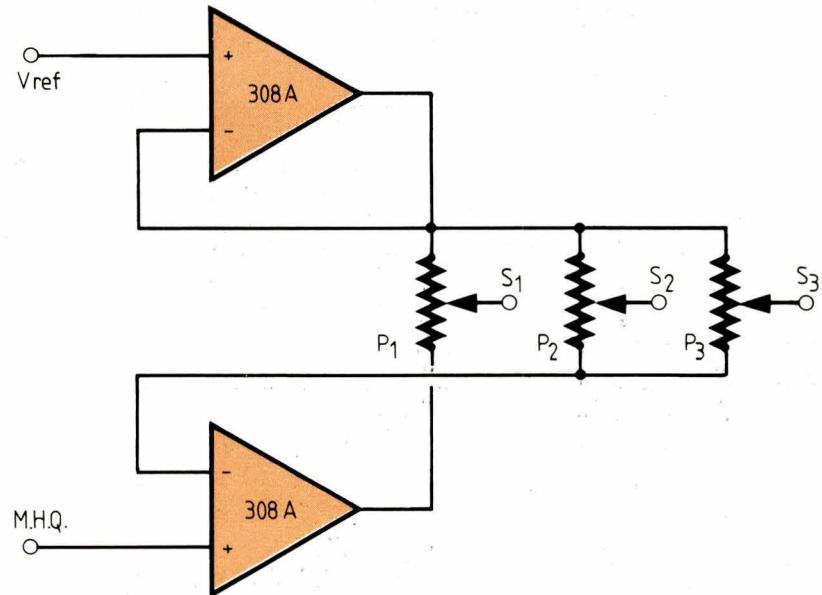


Fig. 10

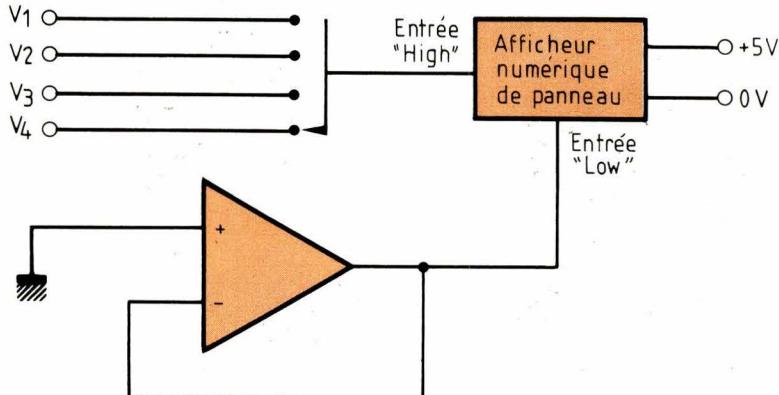


Fig. 11

haute qualité. La solution utilisée le permet sans introduire d'erreurs.

La sortie de « l'amplificateur de masse » peut être utilisée exactement comme la masse, on peut y raccorder des entrées non inverseuses d'amplificateurs opérationnels connectés en amplificateurs inverseurs ou des points froids de réseau de contre-réaction d'amplificateurs non-inverseurs.

Les structures obtenues sont parfaitement stables, et les tensions mesurées sur la masse en tous points du montage sont nulles et indépendantes des courants de masse.

– Utilisation en télémesure (fig. 11).

Lorsqu'on utilise un afficheur numé-

rique de panneau, la tension d'entrée en mode commun est en général très limitée. La masse fictive permet de respecter cette limitation avec un avantage de simplicité par rapport à l'utilisation d'amplificateurs de différence lorsqu'il y a plusieurs mesures à afficher, soit par commutation, soit simultanément sur plusieurs afficheurs.

Conclusion

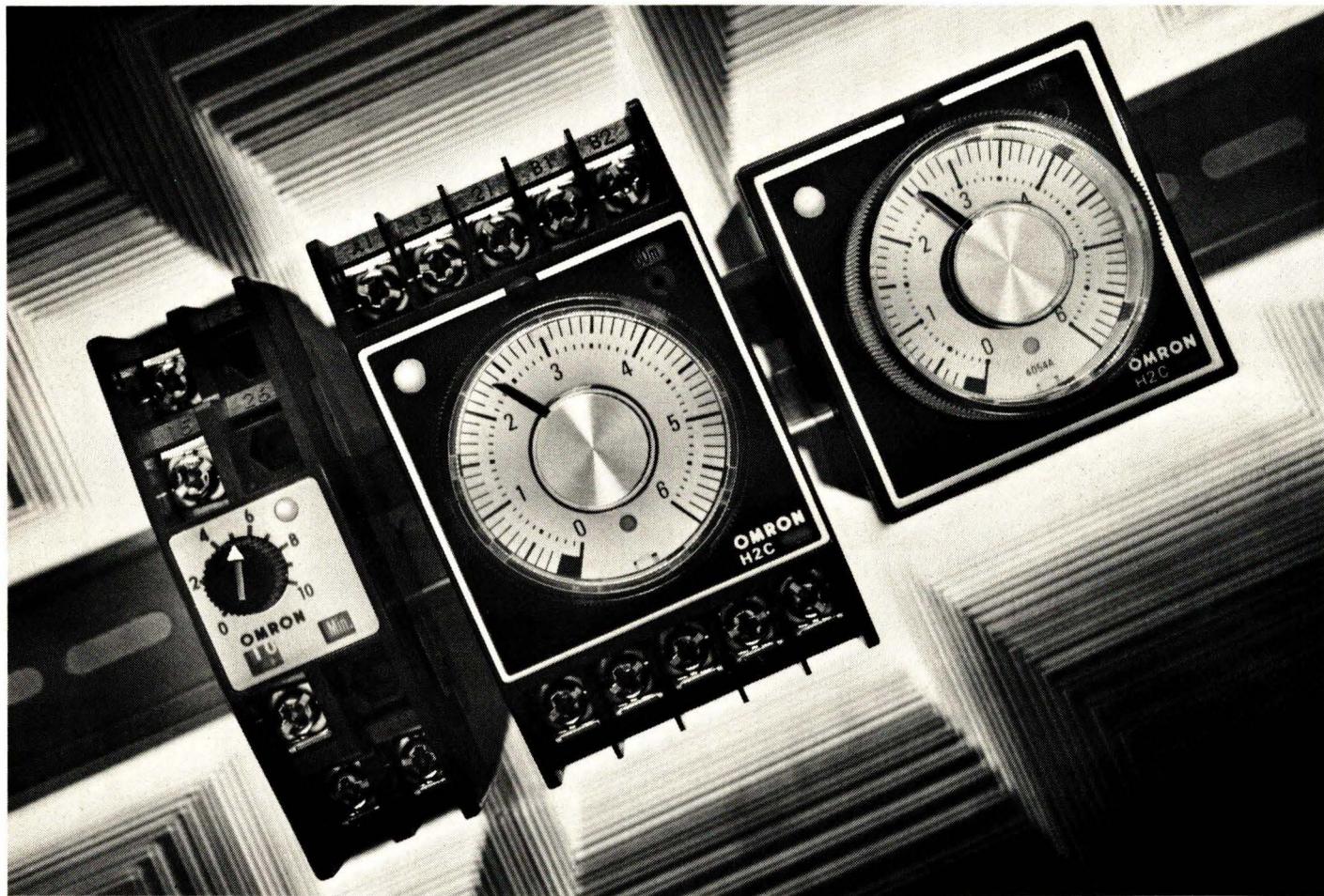
L'utilisation de masses fictives permet de simplifier les systèmes de mesure analogiques tout en fournissant un zéro volt général. Le courant circulant dans les masses de haute qualité, d'un système à masses fictives, est si faible qu'il permet le câblage « en

chaîne » à la place du traditionnel câblage « en étoile ». Le montage peut accéder au domaine des fréquences de quelques kilohertz et aux courants de quelques centaines de milliampères. Nous pensons qu'il pourra se prêter à l'expérimentation et aux extensions...

J.-F. Debroux

Bibliographie

- [1] Catalogue « Circuits Intégrés Linéaires 1976 » Sescosem (Thomson CSF).
- [2] « Linear », Catalogue National Semiconductor.



De nouvelles minuteries multigammes pour une plus grande fiabilité!

L'expérience de 30 ans acquise par Omron dans le domaine de la fabrication des minuteries est contenue toute entière dans ces 2 nouvelles séries de minuteries multigammes, homologuées VDE, SEV, UL et CSA, qui offrent un niveau de fiabilité encore jamais atteint.

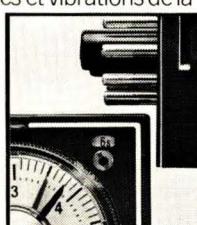
La minoterie électronique multigamme de faible encombrement: H3D.

Dans la H3D, par exemple, Omron a logé un circuit intégré C-MOS de fabrication spéciale afin d'obtenir une haute répétitivité et une grande immunité aux parasites extérieurs et une durée de vie extrêmement longue. Le format DIN 22,5x75mm est la bonne réponse au problème de la miniaturisation pour panneau et un voyant LED indique la mise sous tension et la fin de temporisation. Deux modèles sont disponibles pour aller de 0,1 seconde à 30 minutes, chacun avec 4 gammes de temporisation.



La minoterie multigamme à moteur synchrone 48x48mm: H2C.

La durée de vie extrêmement longue et la grande immunité aux chocs et vibrations de la H2C proviennent de l'embrayage alimenté en continu et des micro-rupteurs de précision développés par Omron. Une aiguille mobile et un indicateur avec une lampe néon sont livrés avec cette minoterie - disponible en 3 modèles, chacun avec 5 plages de temporisation pour aller de 0,2 seconde à 30 heures. Un montage sur panneau, en surface ou sur rail DIN est possible.

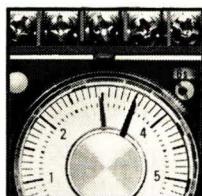


La minoterie multigamme à moteur synchrone 45x75mm: H2C-F.

La H2C-F est la version pour montage direct sur rail DIN de la H2C dont on retrouve entièrement les caractéristiques avancées. La H2C

et la H2CF possèdent toutes deux un réarmement automatique ou électrique.

Donc, si vous êtes à la recherche d'une plus grande fiabilité, contactez-nous dès maintenant pour plus de renseignements.



Avec nous, le futur est déjà là...

**CARLO GAVAZZI
OMRON**

OUI! Je voudrais plus de renseignements sur ces nouvelles minuteries multigammes.

Nom _____

Société _____

Adresse _____

Code postal/Ville _____

CARLO GAVAZZI OMRON SARL
27-29, rue Pajol · 75018 Paris

Mesure

Les oscilloscopes à mémoire numérique (II)

Dans la première partie de cette étude, nous avons exposé le principe de fonctionnement des oscilloscopes à mémoire numérique, et, en analysant le mode de capture et de stockage des signaux, montré la facilité de déclenchement sur des phénomènes transitoires.

Si là ne réside pas l'unique application de ces appareils, puisqu'on peut s'en servir aussi dans tous les domaines de l'oscillographie classique, il s'agit d'un terrain où ils apparaissent irremplaçables.

Etude des transitoires en haute tension

Nous extrayons ce qui suit, d'une communication due à plusieurs chercheurs de *Mitsubishi Electric Corporation*, au Japon. L'article original a été publié dans *IEET Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. IM-24, n° 4, de décembre 1975.

Les auteurs étudient les phénomènes de décharge électrique à tension élevée, à travers divers isolants. L'expérience montre que les investigations doivent essentiellement porter sur les phénomènes qui précèdent de peu la décharge elle-même. Il s'agit évidemment là de phénomènes transitoires, dont la date ne peut être exactement prévue, et dont la durée reste toujours très courte (de l'ordre de la dizaine de nanosecondes). D'autre part, seule la

décharge elle-même peut servir à déclencher l'observation : on voit l'intérêt des oscilloscopes à mémoire numérique, qui permettent de visualiser des événements ayant précédé le déclenchement.

Enfin, le nombre de paramètres à traiter impose le recours à un ordinateur.

Nous ne décrivons pas l'appareillage dans son intégralité, car il est fort

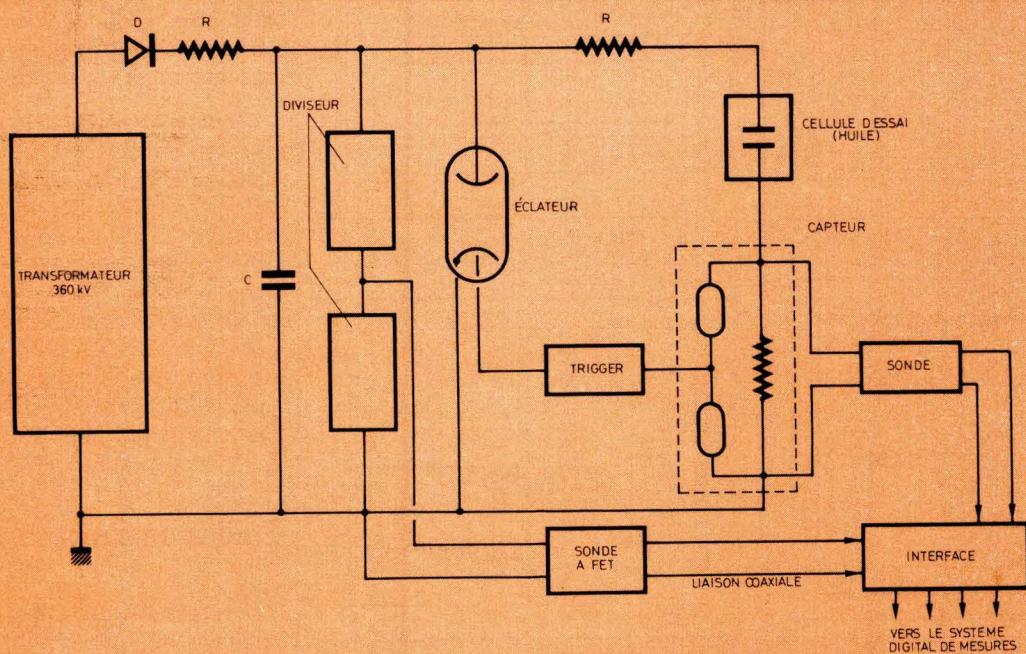


Fig. 1. – Etude d'une décharge électrique sous haute tension.

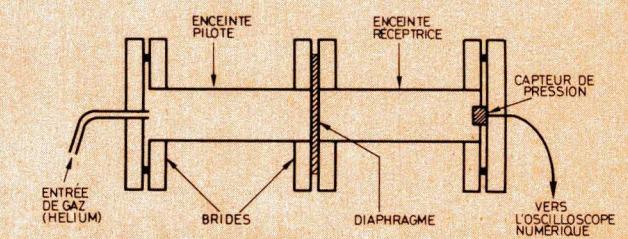
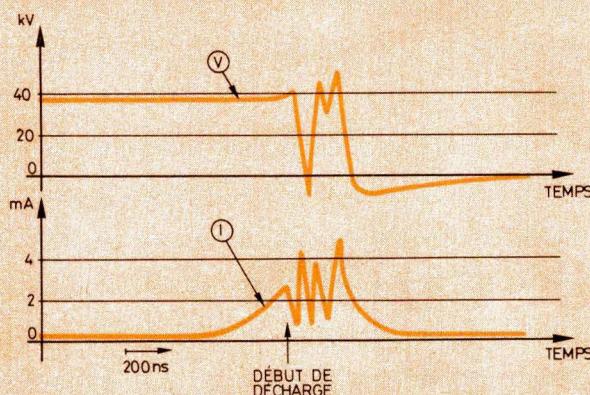


Fig. 2. – tension et courant précédent la décharge.
Fig. 3 (à droite). – Etude d'un phénomène d'explosion.

complexe, et nous nous limiterons à un exemple d'utilisation, concernant la décharge dans une huile. Le système capture alors le courant de pré-décharge (dit aussi « courant d'obscurité »), d'une intensité voisine de 2 mA, sous une tension continue de 50 kV. Les transitoires de tension et de courant sont prélevés respectivement par l'intermédiaire d'un diviseur, et d'un capteur d'intensité (fig. 1). L'huile est enfermée dans une cellule d'essai, entre deux électrodes. Un dispositif, assimilable à un éclateur, assure sa protection. Les sondes de tension et de courant transmettent leurs signaux à un interface, qui lui-même attaque le digitaliseur d'ondes.

La figure 2 montre un relevé typique des tensions et des courants juste avant la décharge. Le courant d'obs-

curité croît exponentiellement avant la décharge, ce qui montre que celle-ci est précédée d'un courant dans le champ élevé auquel on soumet l'isolant.

Un dispositif d'étude des explosions

Il s'agit ici d'extraits d'une note d'applications éditée par Biomation, pour illustrer l'utilisation de ses digitaliseurs d'onde.

L'un des dispositifs utilisés est illustré par la figure 3, et permet d'étudier l'onde de choc s'établissant après rupture d'un diaphragme, sous l'effet d'une surpression.

Un gaz (de l'hélium en général), est introduit sous forte pression dans une enceinte pilote étanche, séparée de l'enceinte réceptrice par un diaphragme. À la rupture de ce dernier, les variations de pression dans l'enceinte réceptrice sont lues par un capteur de pression, et transmises à l'oscilloscope à mémoire numérique.

L'appareillage peut, après suppression du diaphragme, servir à étudier les variations de pression dans un mélange gazeux explosif. On provoque l'inflammation à l'aide d'un arc électrique.

La figure 4 reproduit un oscillosgramme relevé à l'aide de cet appareillage, associé à un analyseur de transitoires Biomation 610 B, en mode prédéclenché. On y discerne immédiatement la supériorité des oscilloscopes à mémoire numérique :

- la ligne de base apparaît clairement, avant le début de l'onde de choc ;
- le niveau de déclenchement peut être choisi de manière à éliminer les déclenchements parasites par le bruit.

Tous les capteurs de pression sont plus ou moins sujets à des oscillations, dont la fréquence, l'amplitude et l'amortissement dépendent de leurs caractéristiques propres. L'oscillosgramme de la figure 5, toujours relevé avec le même type de matériel, mais un autre transducteur, montre ces oscillations, qui se superposent à l'onde de choc. Avec un oscilloscope classique, elles auraient entraîné des déclenchements non maîtrisables, ce qui n'est pas le cas ici.

Etudes de chocs

Les études des réactions d'objets divers à des chocs, entrent typiquement dans le domaine d'application des oscilloscopes à mémoire numéri-

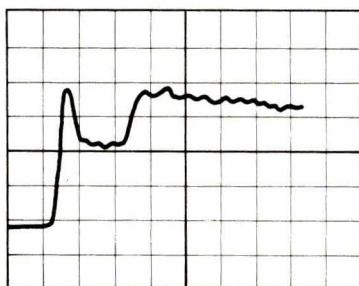


Fig. 4. – Variations de pression lors d'une explosion. Horizontalement : 100 μ s/division.

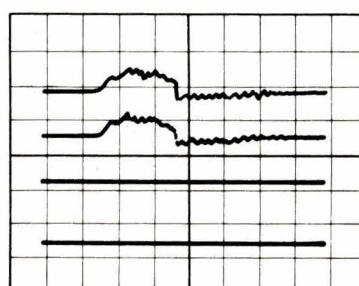


Fig. 6. – Réaction d'un casque de protection à deux chocs successifs. Horizontalement : 5 ms à pleine échelle.

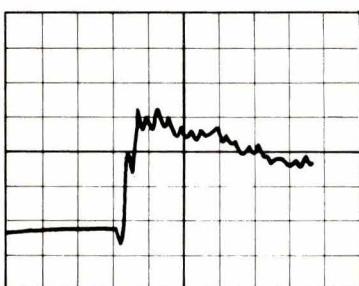


Fig. 5. – Mêmes conditions que précédemment, mais avec un autre capteur de pression.

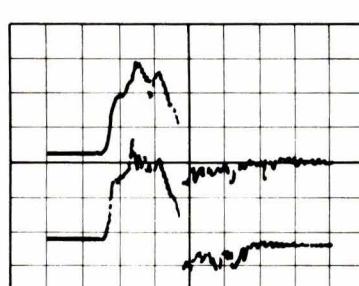


Fig. 7. – Comme précédemment, mais avec dilatation de l'échelle verticale.

que, puisqu'il s'agit de phénomènes non répétitifs, et dont l'enregistrement pose des problèmes de déclenchement.

A titre d'exemple, l'oscillogramme de la **figure 6** montre l'effet de deux chocs successifs sur un casque de protection. Enregistrées par l'intermédiaire d'un accéléromètre, la première et la deuxième trace correspondent respectivement à chaque essai. Le pic d'accélération plus grand, dans le deuxième cas, montre que le casque avait gardé, sous forme d'une compression résiduelle, le souvenir du premier choc. Cette différence apparaît plus clairement dans la **figure 7**, après dilatation de l'échelle verticale.

Là encore, on remarquera la possibilité d'enregistrer la ligne de référence correspondant au repos, grâce à l'utilisation du prédéclenchement, que n'aurait pas permis un oscilloscope ordinaire.

Cinétique des réactions chimiques rapides

Les chimistes, les biologistes, les physiciens, étudient les vitesses des réactions chimiques pour tenter de mieux cerner les cheminements complexes des systèmes interagissant. Les cinéticiens observent alors les changements de composition chimique en fonction du temps. Si ce travail se réduit parfois à observer une courbe pour en déduire des constantes de temps, il apparaît souvent plus complexe, et exige un traitement par ordinateur. D'autre part, les données brutes souffrent généralement d'un rapport signal/bruit médiocre, et ne deviennent exploitables qu'après des manipulations ultérieures.

L'oscilloscopie numérique se mon-

tre souvent utile dans le cas des réactions rapides. De toutes les méthodes d'étude des réacteurs chimiques en phase liquide, trois sont reconnues universellement comme les mieux adaptées : l'interruption de flux, le saut de température, et la photolyse au flash. L'auteur n'entrera pas dans ces techniques, auxquelles il assure ne rien connaître, et se contentera de présenter quelques résultats obtenus par oscilloscope à mémoire numérique.

Dans la méthode d'interruption de flux, les deux réactifs, contenus dans des seringues distinctes, sont injectés dans l'enceinte d'observation, puis le flux est brusquement interrompu. On contrôle alors l'évolution de la réaction, le plus souvent en observant les modifications d'absorption optique de l'un des réactifs : il est ainsi possible d'étudier des réactions dont la durée n'excède pas quelques millisecondes.

La **figure 8** montre ainsi l'évolution de l'absorption pour une longueur d'onde de 590 nm, lors d'une réaction entre des ions ferriques et des ions thiocyanate. La possibilité de commuter la vitesse de la base de temps pendant la fenêtre de mémorisation, permet d'étaler le début de la réaction (20 ms/division), et d'en comprimer la fin (200 ms/division).

Avec un prédéclenchement, les **figures 9 et 10**, qui correspondent à des vitesses de balayage différentes, permettent d'afficher les phénomènes qui précèdent l'interruption du flux.

Etudes météorologiques par Lidar

Le Lidar (« Light Detection and Ranging ») fonctionne comme un radar, mais en remplaçant les ondes

électromagnétiques de ce dernier, par le rayonnement d'un laser. On l'utilise pour étudier à distance les constituants de l'atmosphère, notamment la couverture nuageuse, grâce à la lumière rétrodiffusée élastiquement par les particules en suspension (diffusion de Rayleigh).

Cette technique n'a pu connaître un développement efficace qu'avec l'apparition de procédés d'enregistrement apportés par les oscilloscopes à mémoire numérique, en raison particulièrement de la large bande de fréquence des signaux (plus de 50 MHz), et de leur grande dynamique (plus de quatre décades à la sortie du photomultiplicateur de réception). A ces difficultés, s'ajoute aussi la faible vitesse de répétition des impulsions laser.

Sans pénétrer le détail des travaux effectués par les météorologistes, nous nous contenterons d'en illustrer un résultat par l'oscillogramme de la **figure 11**, qui montre la réponse d'un système Lidar, affichée sur oscilloscope à mémoire numérique, lors de l'exploration d'une couche nuageuse de cirrus. Les altitudes figurent en abscisses (échelle linéaire), et l'amplitude de la réponse du photomultiplicateur en ordonnées (échelle logarithmique).

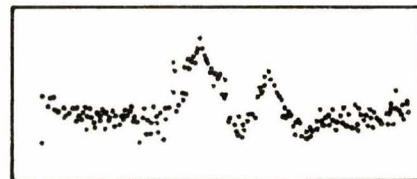


Fig. 11. – Réponse d'un système Lidar.

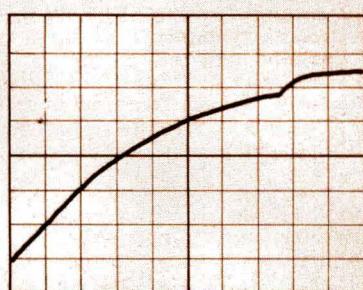


Fig. 8. – Augmentation de l'absorption d'un rayonnement de 590 nm, pendant la formation de FeSCN^{++} . La dernière partie de la réaction est enregistrée à vitesse plus lente que le début.

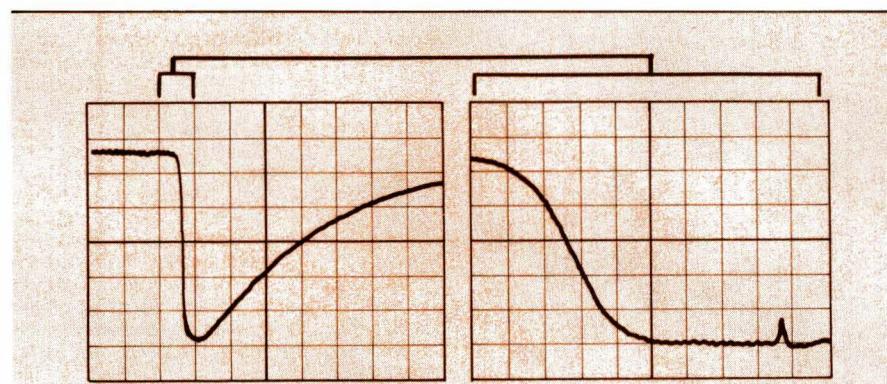


Fig. 9. et 10. – Le prédéclenchement permet d'étudier les phénomènes précédant l'interruption de flux.

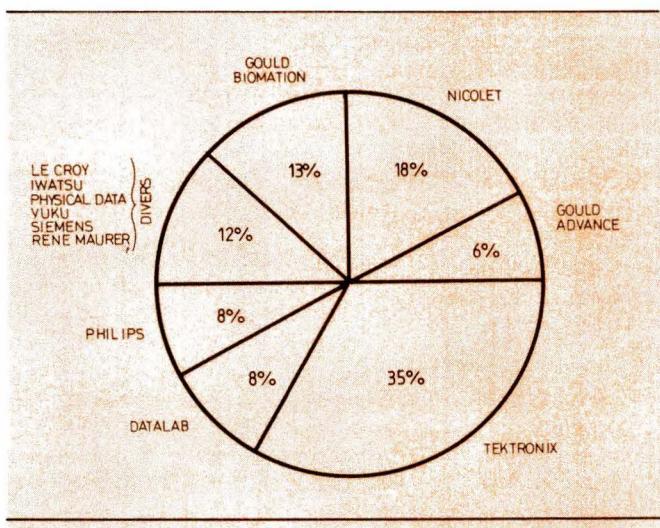


Fig. 12. – Les constructeurs d'oscilloscopes numériques dans le monde.

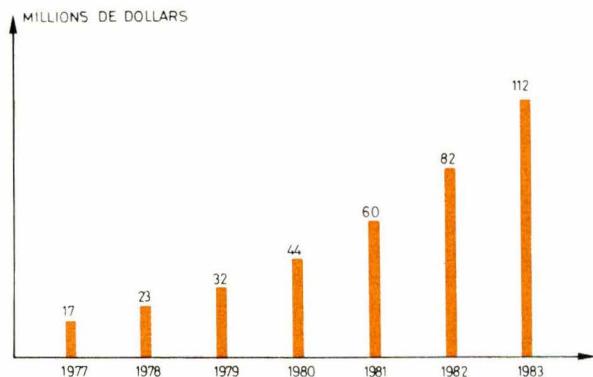


Fig. 13. – Un marché en pleine croissance...

Pour tenter une synthèse

Les quelques exemples qui précèdent, ne constituent qu'un aperçu du champ des applications des mémories numériques. Celles-ci intéressent quantité de disciplines, parmi lesquelles nous citerons :

- la mécanique : mesure des chocs, des vibrations, explosions, relevés sismiques, analyse de l'état des routes, etc. ;
- l'électrotechnique : essai des transformateurs en régime impulsif, commutation des relais et des thyristors, transitoires sur les lignes ;
- la biologie : réponse à des stimuli, etc. ;
- la physique et la chimie : physique des plasmas, réactions chimiques rapides, etc. ;

– l'acoustique.

Grâce à sa grande souplesse, la technique de mise en mémoire digitale apporte une solution à de nombreux problèmes d'acquisition, d'affichage et de traitement des données. Il s'agit d'un outil à la fois puissant et économique pour l'analyse des phénomènes transitoires, et qui trouve son emploi aussi bien dans le domaine scientifique que dans le domaine industriel.

Aperçu du marché des oscilloscopes à mémoire numérique

Il est entendu que, sous cette appellation restrictive, nous rassemblons tous les « digitaliseurs d'ondes », ainsi que nous l'avions annoncé dans la première partie de cet article (« Electronique Applications » n° 23).

Actuellement, plus d'une demi-douzaine de constructeurs, dans le monde, se partagent le marché. Leurs contributions respectives, au début de 1982, sont indiquées dans le diagramme de la figure 12.

La figure 13 matérialise le volume des ventes (exprimé en millions de dollars) depuis 1977, avec les prévisions pour 1982 et 1983, tous constructeurs réunis.

On voit qu'il s'agit d'un marché en pleine expansion promis au plus bel avenir.

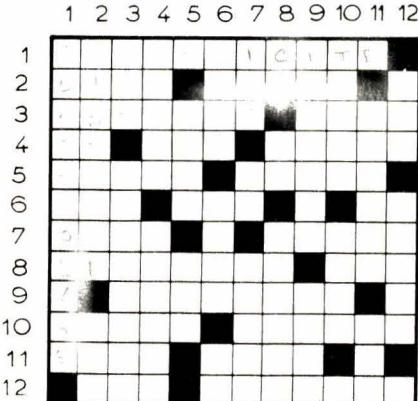
R. Rateau

Les sociétés Tektronix et M.B. Electro-nique (cette dernière diffuse le matériel Biomation) nous ont fourni, pour cette étude, une aide efficace, tant par la communication de documents que par l'accueil que leurs ingénieurs nous ont réservé. Nous les en remercions vivement.

Les mots croisés d'« Electronique Applications »

Verticalement

1. Décomposition chimique obtenue par le passage d'un courant électrique.
2. Se dit d'une résistance qui obéit à la loi d'Ohm.
3. Ancienne cité gauloise des Vulgientes.
4. Palindrome nigérian. Son timbre n'est pas particulièrement précis.
5. Certains sont de mauvais conducteurs.
6. Un dernier coup.
7. Traversé à pied. Il porte une charge électrique.
8. Sillon tracé par la charrue.
9. Unité de différence de potentiel.
10. Etat d'exception.
11. Permis de sortie.
12. Saint de Bigorre.
13. Moyen de communication.
14. Signe de la simultanéité.
15. Article de souk.
16. Il est parfois délesté.
17. Certain circuit.
18. Jus de raisin non fermenté.
19. La fin d'un conducteur.
20. Ne pas reconnaître.
21. Un insulaire, en quelque sorte.
22. Etape pour les concurrents du rallye Paris-Dakar.
23. Part en reconnaissance.
24. Refuse de mettre au courant.



Horizontalement

1. Une fée moderne.
2. Elle abrite le palais du festival cinématographique de Venise.
3. Des électrons gravitent autour de son noyau.
4. L'électricité en est une forme.
5. Avec peu.
6. Symbole d'un métal dur et brillant.
7. Cogne familièrement.
8. Allai sans but.
9. Poissons plats comestibles.
10. Bravo à l'écran.
11. La première prise.
12. Deux Romains.
13. Entre dans le décor.
14. Tenues de façon cavalière.
15. Joue un rôle dans le rapprochement des peuples.
16. La nourrice de Dionysos.
17. Un certain courant.
18. Matière à chausseur pour Claudel.
19. Poète allemand.
20. Procure quelque fraîcheur aux Gisorciens.
21. Il tient du paresseux.
22. Rappel flatteur.
23. Thermique quand il est lent.

Solution en page 134

Mesure

Les alimentations de laboratoire (II)

La première partie de notre étude consacrée aux alimentations de laboratoire a évoqué, outre la question des spécifications techniques générales de ces matériels, la conception des étages de transformation, redressement et filtrage, les circuits de régulation et de limitation de la tension et du courant de sortie, ainsi que les étages de puissance de sortie.

Il sera question, dans cette seconde partie, de la protection des alimentations, ainsi que des possibilités de programmation et d'association en série ou en parallèle.

Quelques exemples concrets, concernant des matériels du commerce, seront donnés pour illustrer l'ensemble du propos.

Protection des sorties de l'alimentation

Les trois alimentations de l'ensemble (voir « Electronique Applications » n° 23), qui, comme nous l'avons dit, sont strictement identiques (sauf en ce qui concerne l'étage de sortie, différent selon la puissance dissipée) sont totalement protégées contre les courts-circuits mêmes prolongés en sortie, cela, grâce à la limitation de courant que nous avons évoqué et éventuellement à la présence du fusible F_2 (fig. 10) qui en cas de défaillance du circuit de limitation de courant protégera les transistors de puissance.

En ce qui concerne les étages de puissance, il faut considérer que la ou les sorties des alimentations peuvent être court-circuitées de façon permanente. En d'autres termes, si dans ce cas, le réglage de courant limite I_S est réglé au maximum, le ou les transistors de puissance devront pouvoir dissiper en permanence une puissance égale à :

$$P_{W\max} = V_{CC2} \cdot I_{S\max}$$

Ce qui représente dans notre cas,

si nous considérons une tension V_{CC2} de 43 V et un courant maximum de 9 A, une puissance de 43 W, à dissiper de façon permanente sans entraîner d'échauffement important ni la destruction des transistors de puissance.

Ainsi, les transistors de puissance devront être montés sur un dissipateur thermique approprié que nous pouvons définir approximativement comme suit.

Le choix du transistor de puissance à utiliser repose sur les principaux critères suivants :

- le V_{CE} , qui dans notre cas doit être au moins égal à 60 V ;
- I_C max collecteur ;
- gain pour I_S max ;
- température de boîtier maximale admissible ;
- résistance thermique jonction-boîtier du transistor.

Compte tenu des puissances mises en jeu dans notre alimentation nous utilisons un transistor de puissance très populaire, le 2N 3055, pour lequel nous allons calculer en valeur approchée la résistance thermique du dissi-

pateur à utiliser pour une puissance de 45 W.

La résistance thermique du dissipateur est donnée par la formule :

$$R_{thD} = \frac{T_j - T_{amb}}{P_d} - (R_{thT} + R_{thBR})$$

Avec :

R_{thD} = résistance thermique du radiateur en °C/W ;

T_j = température de jonction maximale admissible par le transistor en °C ;

T_{amb} = température ambiante maximale d'utilisation de l'alimentation (60 °C dans notre cas) ;

P_d = puissance dissipée maximale ;

R_{thT} = résistance thermique jonction-boîtier du transistor ;

R_{thBR} = résistance thermique de contact entre boîtier du transistor et dissipateur.

Pour ce dernier paramètre, plusieurs cas peuvent être envisagés :

– Fixation directe du transistor sur le dissipateur avec graisse silicone, $R_{thBR} = 0,2$ °C/W.

– Fixation du transistor avec mica 50 µm et graisse silicone, $R_{thBR} = 0,4$ °C/W.

Mesure

– Fixation du transistor avec mica 100 µm et graisse silicone, $R_{thBR} = 0,6 \text{ }^{\circ}\text{C}/\text{W}$.

Il importe donc qu'un choix judicieux soit effectué pour l'une de ces trois possibilités. Pour l'alimentation prise comme exemple nous avons sélectionné la seconde possibilité.

En utilisant un transistor 2N 3055 ayant une R_{thT} de 1,52, une température $T_{j\max}$ de 175 °C et une puissance maximale dissipable à 25 °C de 115 W, nous avons :

$$R_{thD} = \frac{175 - 60}{45 \text{ W}} - (1,52 + 0,42) = 0,61$$

Ce R_{thD} correspond à une plaque d'aluminium ayant un revêtement noir mat de 6 mm d'épaisseur formant un carré de 50 cm. Nous pouvons voir dans la figure 15 la résistance thermique de plaques d'aluminium anodisées noir mat. Il va de soit, que le

transistor doit être placé au centre de la dite plaque.

Bien entendu, des dissipateurs thermiques de différentes caractéristiques et dimensions couramment commercialisés peuvent être utilisés. Ils sont dans ce cas de dimensions beaucoup plus réduites que la plaque citée en exemple ci-dessus.

Si nous voulons effectuer le calcul inverse qui consiste à connaître la puissance maximale dissipable d'un transistor de puissance connaissant le R_{thD} du dissipateur, il faut :

$$PW_{\max} = \frac{T_{j\max} - T_{amb}}{R_{thD} + R_{thT} + R_{thBR}}$$

Pour connaître la température de jonction de ce même transistor à T_{amb} , à puissance connue, et monté sur un dissipateur ayant un R_{thD} connu, nous avons :

$$T_j = PW (R_{thD} + R_{thT} + R_{thBR}) + T_{amb}$$

La résistance thermique jonction-boîtier du transistor étant connue, nous pouvons connaître la température du dissipateur thermique pour une puissance donnée soit :

$$T_{DT} (\text{en } ^{\circ}\text{C}) = \frac{T_j}{R_{thjb}}$$

Dans notre exemple la température maximale admissible du dissipateur thermique est :

$$\frac{175}{1,52} = 115 \text{ }^{\circ}\text{C}$$

A l'image des calculs simplifiés que nous venons de voir, il faut considérer avec une grande attention le dissipateur thermique d'une alimentation qui, en fait, est un appareil très souvent sollicité au maximum de ses possibilités. Il faut également tenir compte de la courbe de fonctionnement perma-

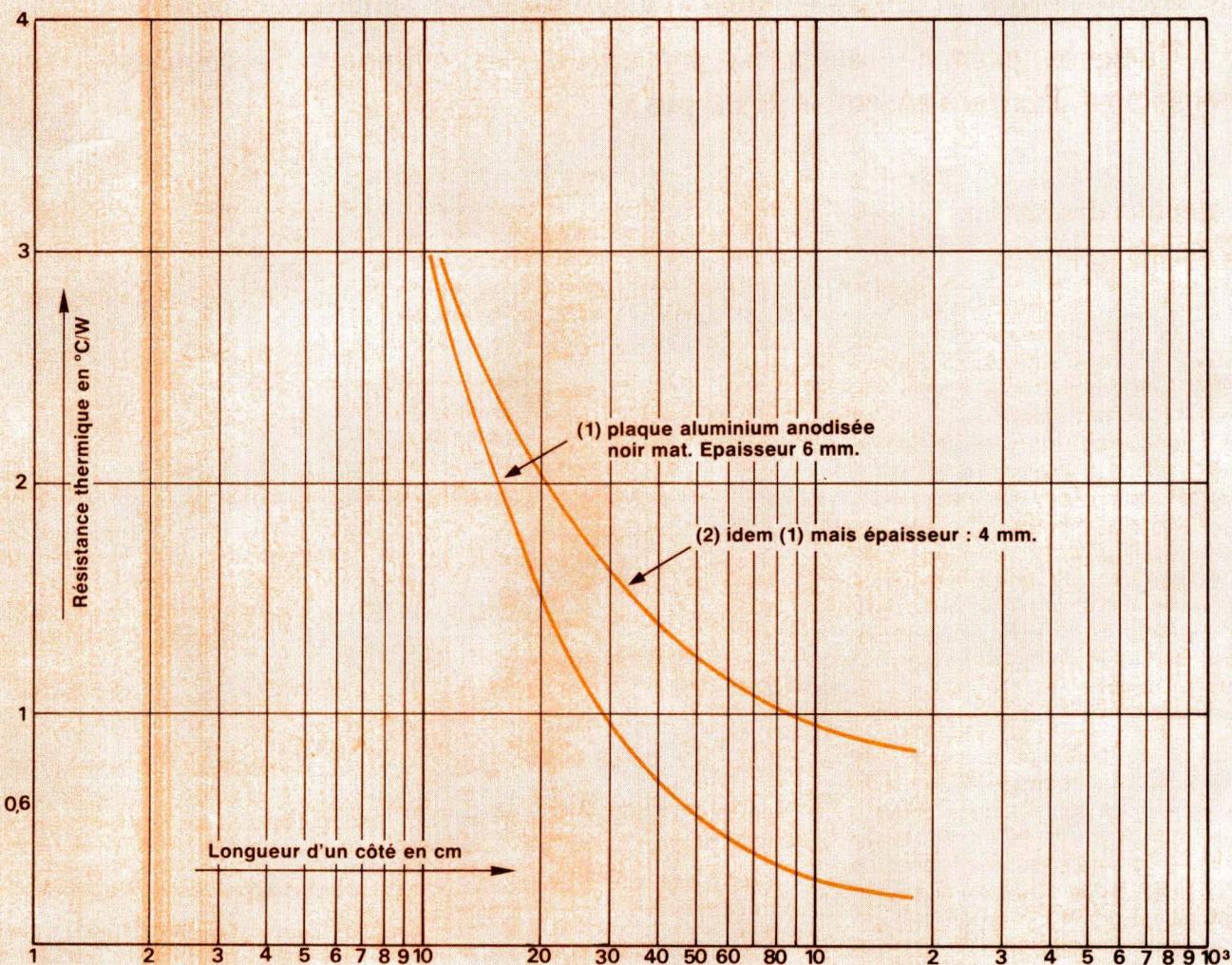


Fig. 15. – Résistance thermique d'un dissipateur en aluminium anodisé noir mat en fonction de sa surface et de son épaisseur.

ment de la figure 1 (voir « Electronique Applications » n° 23) qui montre que pour une utilisation de l'alimentation à une température ambiante de 60 °C, 60 % seulement des possibilités de l'appareil peuvent être exploitées. Ainsi, les calculs de dissipation thermique ci-dessus sont-ils largement dimensionnés, donnant ainsi une bonne marge de sécurité ne nécessitant pas de ce fait de protection thermique.

Circuit de limitation de surtensions à la sortie de l'alimentation

Chacune des trois alimentations de l'ensemble pris comme exemple dans notre première partie peut recevoir un circuit de limitation de surtensions à (ou aux) sortie(s) de la dite alimentation. Cette option a naturellement pour but de protéger les circuits alimentés contre tout risque de dépassement de la tension de sortie délivrée par l'alimentation.

Un tel circuit peut être fixe, c'est-à-dire qu'il ne sera pas possible à l'utilisateur de changer la tension limite

maximale admissible en sortie, ou variable, auquel cas, cet utilisateur peut choisir lui-même cette limitation de surtension dans une très large plage.

Ce circuit qui équipe en option les alimentations d'équipement ou de laboratoire de la société C.N.B. *Electronique* est illustré dans la figure 16.

La tension de sortie V_S de l'alimentation prise après la résistance de courant limite R_{CL} (R_6 de la fig. 16) est reliée à l'entrée non-inverseuse de l'amplificateur opérationnel A_1 par le biais du potentiomètre P_1 (utilisé pour ajuster la tension de sortie maximale souhaitée) et de la résistance R_4 , formant ainsi un pont diviseur. A_1 reçoit sur son entrée inverseuse, une partie de la tension de référence intégrée au circuit par l'intermédiaire de R_1 . L'amplificateur opérationnel est ici utilisé en amplificateur d'erreur.

Quand la tension de sortie V_S de l'alimentation est inférieure à la limite maximale sélectionnée, la tension au point A de P_1 (point milieu) est inférieure à la tension issue de la référence et la diode D_{Z1} est bloquée ; ainsi, le circuit ne remplit pas son office et le thyristor Th_1 n'est pas conducteur, et ne court-circuite pas les sorties + et - V_S de l'alimentation.

Au contraire, si la tension de sortie V_S devient supérieure au seuil programmé par P_1 , l'amplificateur A_1 change d'état, cela, dès que la tension aux bornes de R_2 change de polarité et que la tension au point A de P_1 est plus positive que la tension de référence. Dans ce cas, via la diode Zener D_{Z1} et la résistance R_5 , le courant porte du thyristor est tel que ce dernier est conducteur, mettant ainsi la sortie de l'alimentation en court-circuit, le circuit de limitation de courant de cette dernière se met en œuvre. Dans le cas contraire, peu probable, c'est le fusible F_1 qui protège les transistors de sortie de l'alimentation.

Du fait des circuits utilisés, le limiteur de tension agit en quelques microsecondes, temps suffisant pour éviter la destruction de la plupart des circuits alimentés.

Il faut tenir compte du fait que le limiteur de tension agira très fréquemment si la tension maximale sélectionnée est proche de celle nécessaire au bon fonctionnement du circuit alimenté. Il faudra donc régler cette limitation à une valeur d'environ 10 % supérieure à celle souhaitée.

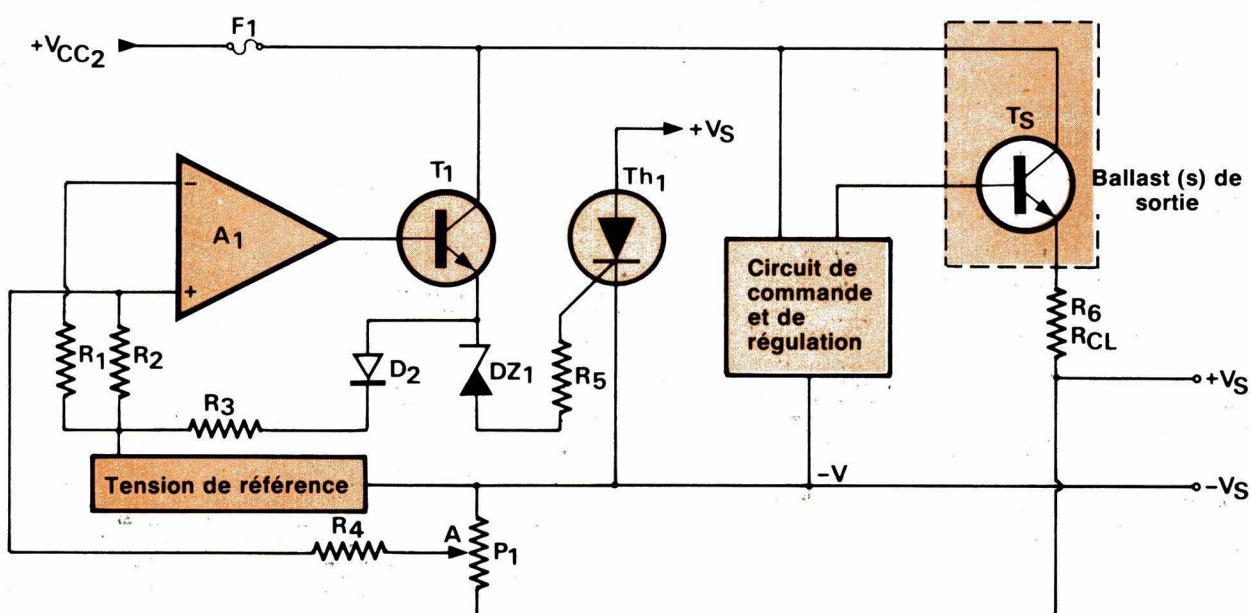


Fig. 16. – Principe d'un circuit de limitation de la tension de sortie + V_S .

Pour ce qui concerne l'alimentation ayant une tension de sortie de 0 à 8 V, c'est un limiteur de tension fixe qui est installé. Ce circuit plus simple se présente sous la forme d'un circuit intégré dont le schéma est illustré dans la **figure 17**. Son principe de fonctionnement est pratiquement identique à celui que nous avons examiné précédemment.

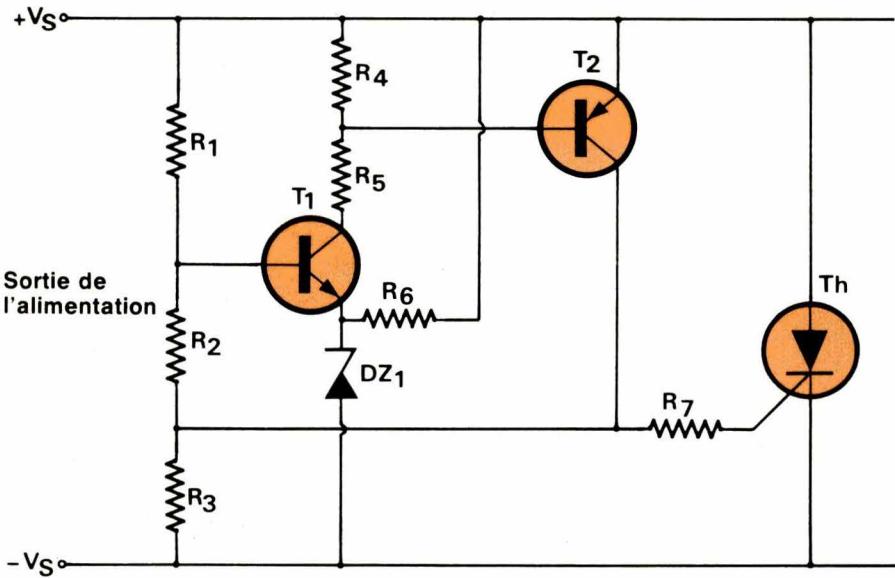


Fig. 17. – Circuit fixe de limitation de la tension de sortie.

Programmation à distance des alimentations

Les trois alimentations de l'ensemble cité en exemple sont prévues pour être programmées à distance, cela aussi bien en tension de sortie qu'en limitation de courant.

• Limitation de courant

La tension nécessaire pour faire varier le courant de sortie de 0 à l'intensité maximale spécifiée est de 200 mV nominale. Bien entendu, à l'aide d'un pont résistif, toute autre valeur supérieure peut être utilisée.

La tension de commande s'applique comme il est montré dans la **figure 18**. En retirant la connexion C_1 , évitant l'action de P_1 , l'entrée du circuit intégré IC_2 peut recevoir une tension de commande entre les points B.C.

Il faut noter qu'il est également possible d'injecter la tension de commande extérieure à partir du point A du potentiomètre P_1 (en prenant soin

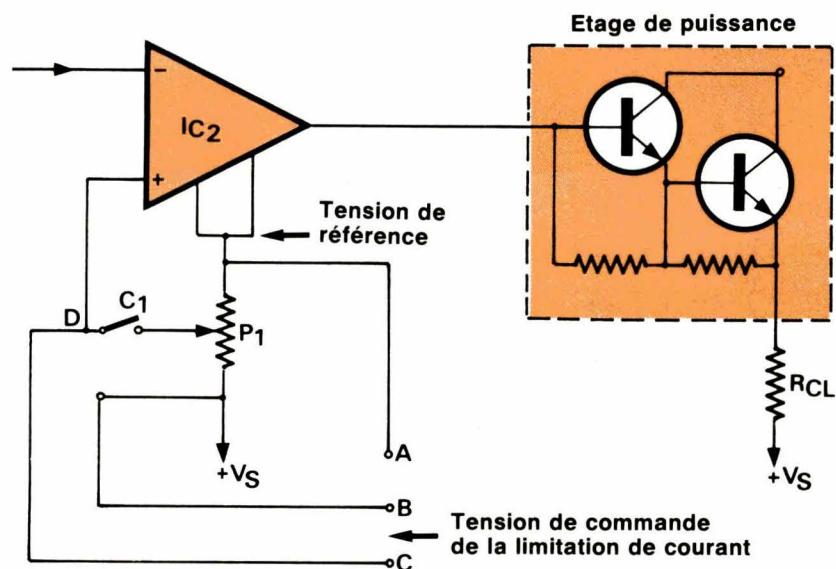


Fig. 18. – Circuit de commande de la limitation du courant de sortie par l'extérieur.

de déconnecter la référence du circuit IC_2). Dans ce cas, le potentiomètre P_1 peut être utilisé comme atténuateur afin de sélectionner la valeur de la tension à appliquer.

Il est aussi possible de commander le courant limite de la sortie de l'alimentation par valeurs résistives en lieu et place du potentiomètre P_1 . Dans ce cas, il faudra entrer entre les points A B et D en tenant compte de la valeur du potentiomètre P_1 .

● Tension de sortie

Comme pour la limitation du courant, la tension de sortie peut être programmée ou par valeurs résistives, ou par une tension extérieure. Nous pouvons voir dans le schéma de la figure 19 qu'en remplaçant le potentiomètre P_1 par une résistance extérieure, la tension de sortie varie proportionnellement à la valeur de cette dernière.

La valeur de la résistance extérieure pour obtenir une même tension de sortie est différente selon la valeur de R_1 . Ainsi nous avons besoin, pour une valeur de R_1 fixe et un potentiomètre de $100\text{ k}\Omega$ avec une tension de sortie maximale de 10 V , d'utiliser $10\text{ k}\Omega$ par volt.

En ce qui concerne la variation de la tension de sortie par une tension extérieure, on dispose d'un circuit tel que celui représenté dans la figure 20 grâce à une tension extérieure variant

de $0,2$ à 2 V ou 2 V à 20 V (selon la position du commutateur I_1) la tension de sortie peut varier de 0 à $+V_s$ max spécifié. Pour ce faire, une tension de référence est créée par l'intermédiaire de IC_3 qui commande le pré-régulateur, et fait varier la tension de sortie de 0 V à $V_{s\max}$.

Il faut noter que ce circuit, grâce à I_1 et R_2 permet à l'utilisateur d'ajuster la tension nécessaire à piloter l'alimentation dans une quelconque valeur comprise entre $0,2$ et 2 V ou 2 V à $+20\text{ V}$.

Tension de sortie fixe

Du fait des circuits intégrés et des automates programmables utilisés aujourd'hui, le technicien à bien souvent besoin d'alimentation à sorties multiples. Même si l'alimentation que nous étudions dispose déjà de 3 sources. L'utilisateur peut à la demande disposer d'une quatrième source dont la puissance de sortie peut atteindre 25 W . Il peut en effet, choisir la tension de sortie fixe dont il a le plus souvent besoin. Ainsi, pour ce type

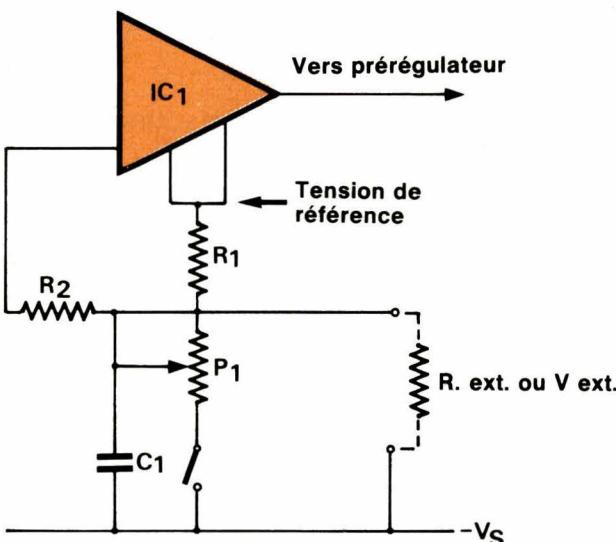


Fig. 19. – Circuit de commande de la tension de sortie par programmation extérieure.

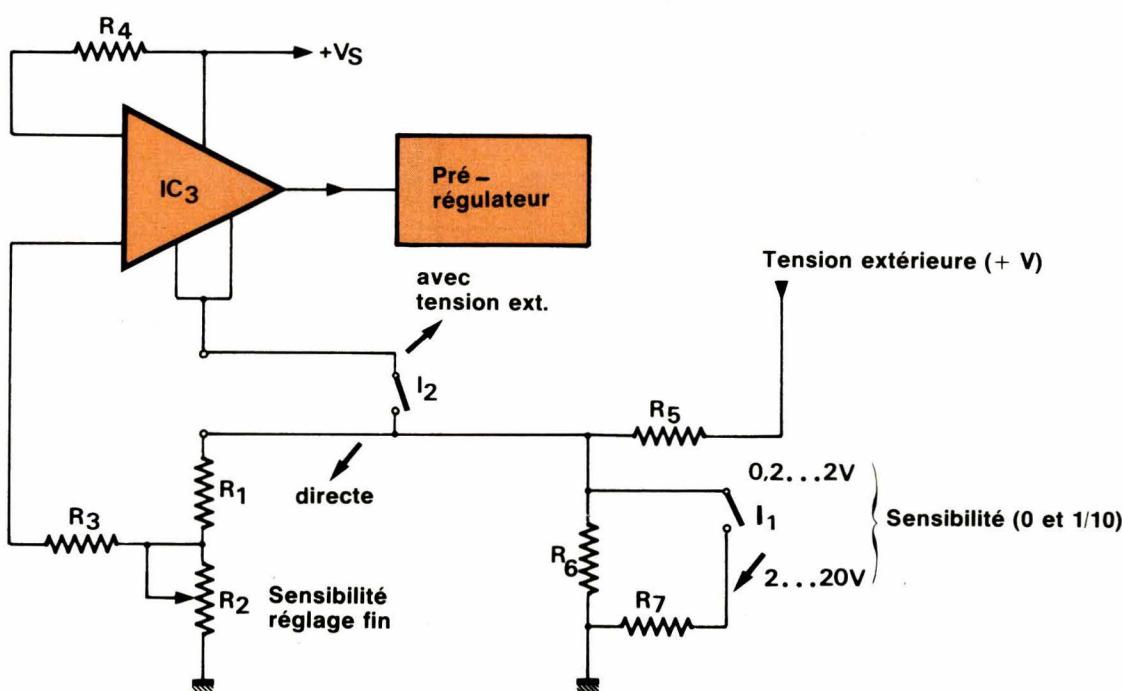


Fig. 20. – Synoptique du circuit de commande de V_s par tension extérieure.

d'alimentation, c'est une tension de 24 V 1 A qui est la plus souvent demandée (alimentation d'automates programmables). Cette tension de sortie non variable (donnée à $\pm 1\%$), est disponible sur une prise standard à l'arrière de l'appareil. Son schéma synoptique illustré dans la figure 21, montre que sa sortie est totalement protégée contre les fausses manœuvres de l'opérateur.

Affichage des données de sortie de l'alimentation

Pour les trois alimentations de l'ensemble CN7T de C.N.B. Electronique, un affichage indépendant de la tension et du courant de sortie évite à l'utilisateur de commuter la lecture V sur I comme cela est fréquemment le cas sur des produits similaires.

Cet affichage est disponible en deux versions :

- Affichage par galvanomètre, un pour chaque tension et un pour chaque courant.
- Affichage numérique avec, là aussi,

un indicateur 2 000 points pour la lecture de la tension et un autre indicateur également de 2 000 points pour la lecture du courant.

Compte tenu du fait que les trois alimentations comme nous le verrons sont très stables, l'affichage numérique est souvent préféré puisqu'il permet une lecture très précise ($0,1\%$ de V_s) de la tension et du courant de sortie.

Dans le cas d'utilisation d'indicateurs numériques, il est préférable d'effectuer les réglages à l'aide de potentiomètres 10 tours qui permettent d'obtenir une excellente résolution (environ $100 \mu\text{V}$).

Circuit de protection thermique

Pour éviter tout échauffement anormal du dissipateur thermique qui pourrait entraîner la destruction des transistors de puissance, un circuit de protection thermique tel celui représenté dans la figure 22 protège le ou les étages de puissance.

Dans le cas où la température du dissipateur thermique atteint une valeur anormale, la thermistance voit sa valeur de résistance diminuer fortement et le multivibrateur indique dans un premier temps à l'utilisateur une température proche du maximum admissible. Si, pour une quelconque raison, cette température devait augmenter sensiblement, le circuit composé de la diode Zener D_1 et des transistors T_1 et T_2 commanderait l'étage de limitation du courant de sortie afin de le limiter.

En effet, T_2 (transistor à effet de champ) monté en parallèle sur le circuit de réglage du courant limite va automatiquement commander celui-ci afin de le limiter proportionnellement à la température du ou des dissipateur(s) thermique(s).

Il faut noter qu'en dessous d'une température normale d'utilisation, ce circuit n'a absolument aucun effet sur le réglage et la régulation du courant limite. Ce n'est que lorsque la température des refroidisseurs atteint une valeur maximale admissible que la « LED » clignote et que le circuit rem-

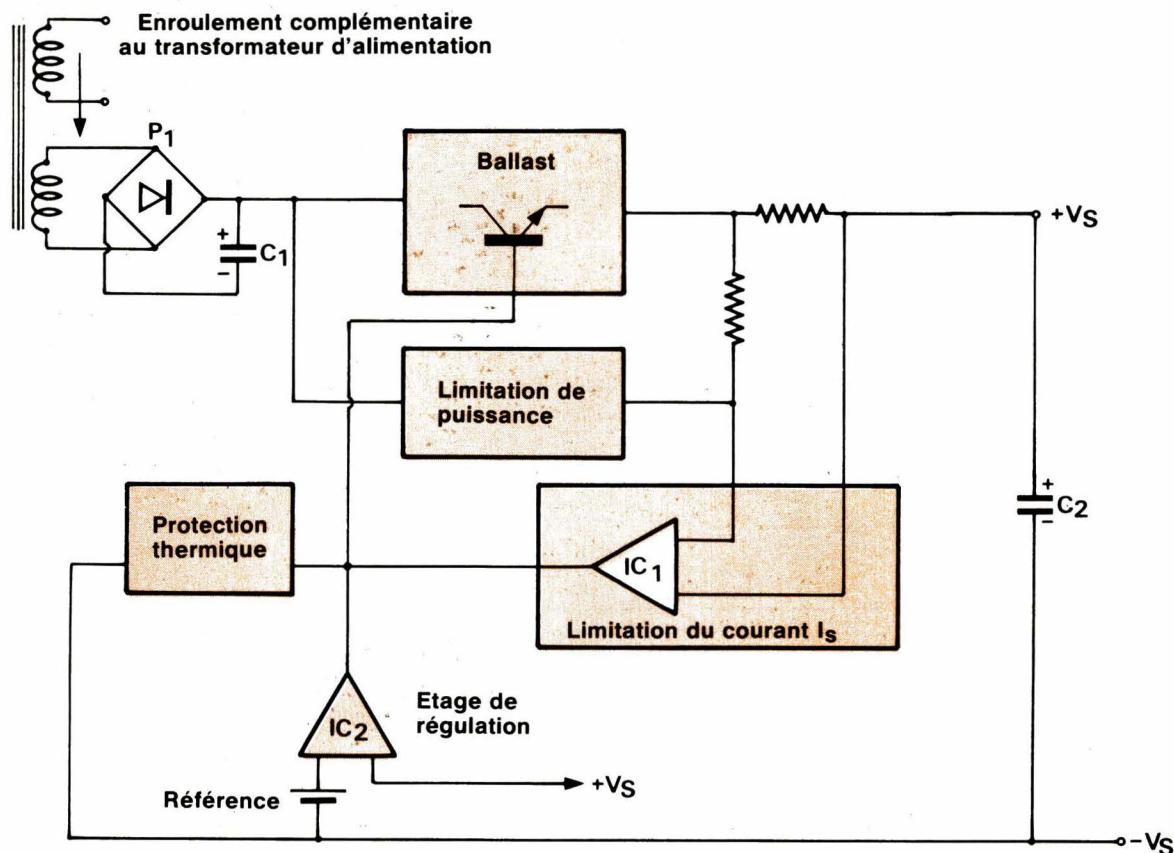


Fig. 21. – Principe de l'alimentation auxiliaire 24 V-1 A.

Mesure

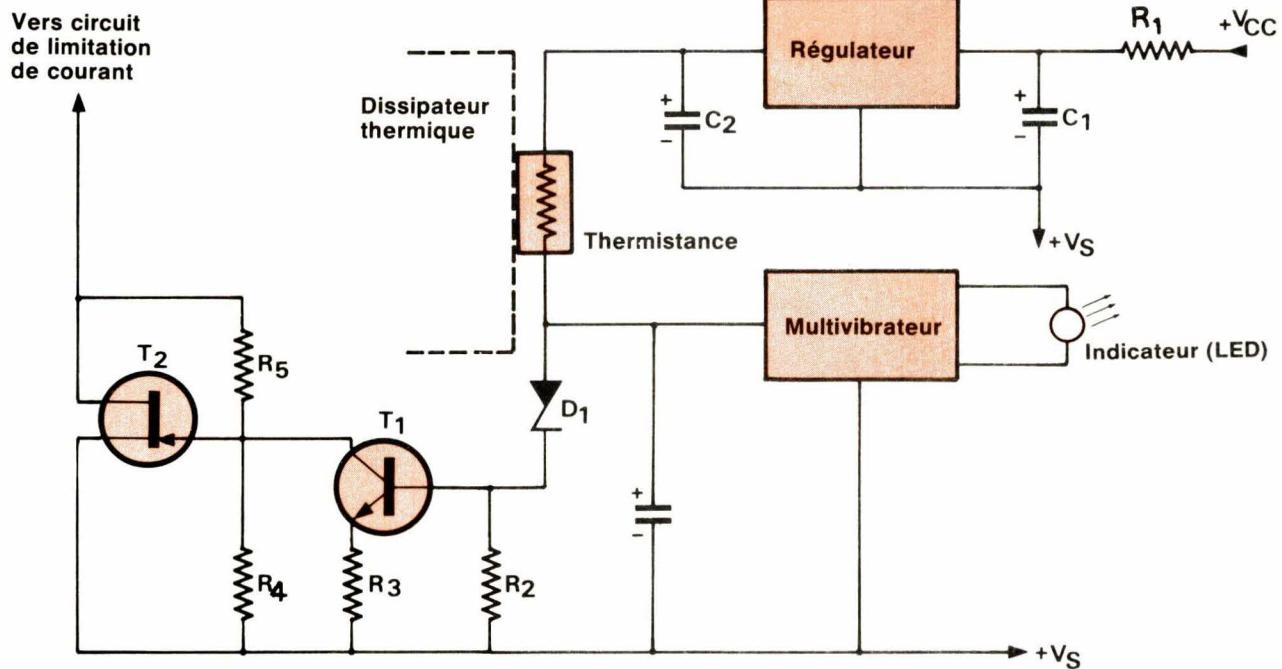


Fig. 22. – Circuit de protection thermique.

plit son office de protection des transistors de puissance en limitant le courant maximal de sortie.

Principales caractéristiques techniques des alimentations de laboratoire

Il est particulièrement intéressant de connaître en détail les caractéristiques techniques des alimentations qui composent l'ensemble C.N.7. Ainsi, nous allons étudier les plus importants :

- *Bruit de sortie* (ou ondulation résiduelle)

En règle générale, le bruit mesuré aux sorties des alimentations se fait en réunissant l'une des deux entrées à la terre, en tenant compte du fait que ce bruit qui doit être mesuré est spécifié avec, d'une part l'alimentation à vide (sans charge de sortie), et d'autre part à pleine charge (courant maximal spécifié).

Nous pouvons voir ces deux configurations dans les figures 23 et 24. Dans la figure 23, aucune charge n'est branchée en sortie des alimentations et naturellement dans ce cas le bruit est minimum puisqu'il a été mesuré à $250 \mu V_{eff}$ pour les alimentations à tension de sortie $40 V$ et inférieur à $150 \mu V_{eff}$ pour l'alimentation 0 à $8 V$ $5 A$.

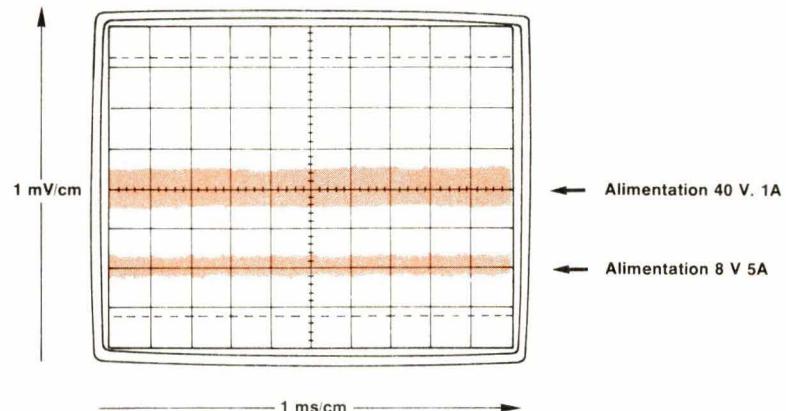


Fig. 23. – Bruit de sortie des trois alimentations ($2 \times 40 V - 1 A$, $8 V - 5 A$) à charge nulle.

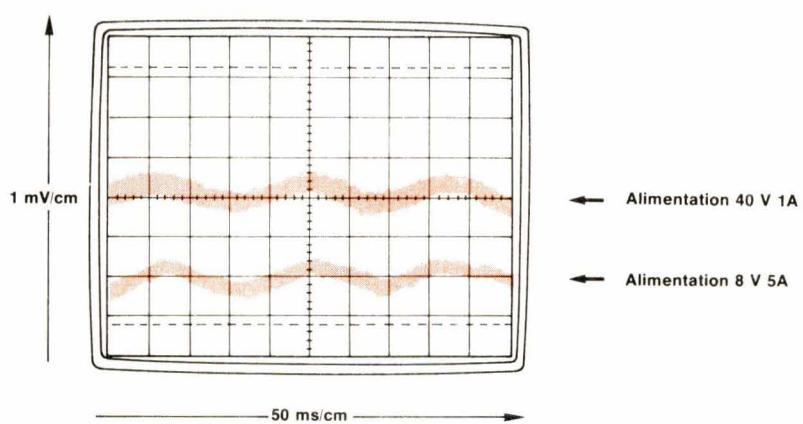


Fig. 24. – La charge est ici fixée au maximum spécifié.

Quand les trois alimentations sont chargées au maximum de leur capacité (I_{max} spécifié) nous obtenons des bruits en sorties tels ceux représentés dans l'oscillogramme de la **figure 24**.

Légèrement plus importants que ceux de la **figure 23**, ils sont de l'ordre de $500 \mu V$ pour les alimentations à tension de sortie de $40 V$ et $300 \mu V$ pour l'alimentation $8 V 5 A$.

Dans certains cas, le bruit est spécifié en % par rapport à la tension de sortie. Ainsi nous obtenons dans le cas des tensions de sortie de $40 V$ la valeur de $0,001\%$ environ et $0,005\%$ environ pour la sortie $8 V$.

● Stabilité de la tension de sortie

Même si une alimentation de laboratoire n'est pas destinée à être utilisée en standard de tension, il n'en reste pas moins que la tension de sortie doit avoir une excellente stabilité dans le temps.

Pour l'alimentation à triple sortie, exemple du présent article, nous avons mesuré cette stabilité de la valeur de V_s pour chaque alimentation en tenant compte des paramètres suivants :

- température ambiante fixée à $23^\circ C \pm 1^\circ C$;

- $I_s = 50\%$ de $I_{s\ max}$ spécifié ;
- période de préchauffage (sans charge de sortie) de 1 heure (la charge est ensuite connectée) ;
- l'alimentation secteur était de $220 V \pm 1\%$;
- la tension de sortie des alimentations était réglée au maximum de la valeur spécifiée.

Après plus de 12 heures de fonctionnement, nous obtenons les courbes de la **figure 25**, où nous pouvons voir que pour les deux sorties : $0 \text{ à } 40 V$, la dérive n'excède pas $+3, -6 \cdot 10^{-4}$ de V_s alors que pour la sortie $0 \text{ à } 8 V$, la dérive est dans la fourchette de $+5 \text{ à } -8 \cdot 10^{-4}$.

Il faut noter qu'en utilisant une référence thermostatée de haute stabilité, nous avons obtenu des valeurs très nettement inférieures et des stabilités de quelques p.p.m.

● Réponse des alimentations en forts courants

La mesure à l'oscilloscope de la réponse des alimentations à l'appel d'un courant important (celui du courant maximum spécifié) s'effectue, comme le montre l'oscillogramme de la **figure 26a**. Un courant d'appel est

demandé pendant quelques millisecondes (trace inférieure) et nous examinons la variation de la tension de sortie au moment de l'appel de courant (trace supérieure).

Nous pouvons voir que pour les alimentations à tension de sortie de $40 V$ qui peuvent débiter un courant maximum de $1 A$ (pour les spécifications données), la variation de la tension de sortie est très faible puisque de l'ordre de $200 mV_{max}$.

Pour toutes les alimentations de laboratoire de *C.N.B. Electronique*, lorsque la valeur limite du courant maximum disponible spécifié est par exemple de $1 A$, pour des besoins particuliers l'utilisateur peut disposer en fait d'un courant plus important de l'ordre de $20 \text{ à } 30\%$ supérieur. Cela est dû au fait que le transformateur a été très largement dimensionné, et que le circuit de limitation de courant a été ajusté à cette valeur supérieure.

● Courbe d'utilisation des alimentations

L'une des particularités de ces alimentations est due au fait que leur utilisation peut largement dépasser le cadre des spécifications. En effet, si nous prenons le cas des deux alimen-

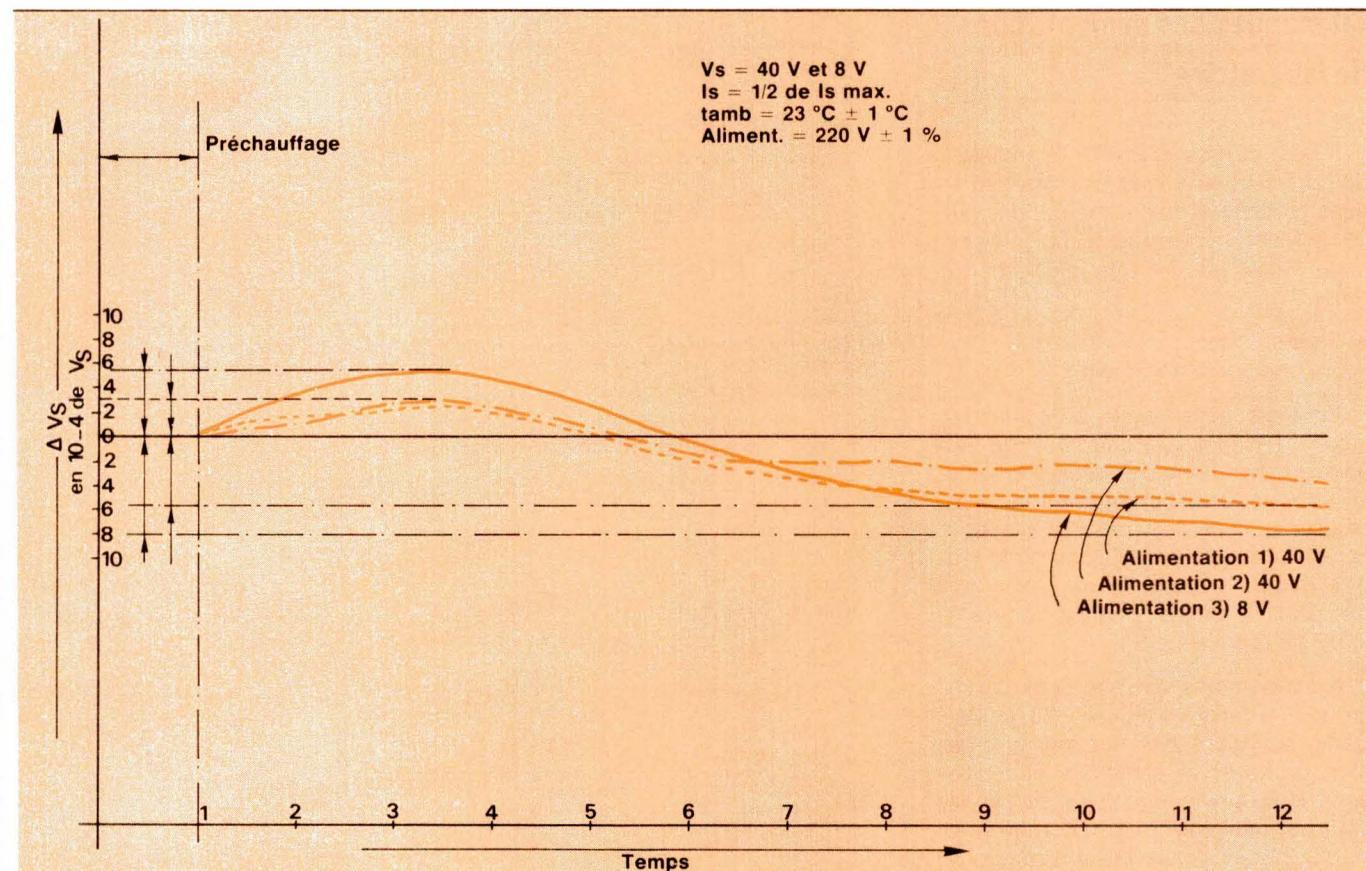


Fig. 25. – Stabilité de la tension de sortie d'une alimentation avec $I_s = 0,5 I_{max}$.

tations 0... 40 V, 1 A, nous obtenons une courbe d'utilisation telle celle représentée dans la **figure 26b** qui montre que la tension de sortie disponible est en fait beaucoup plus importante pour autant que le courant maximum demandé soit un peu inférieur. Cette caractéristique importante permet à l'utilisateur d'exploiter son alimentation pour de plus nombreuses applications.

Naturellement, les conditions d'utilisation spécifiées dans la **figure 26b**, et toutes les spécifications techniques des alimentations sont respectées. Ainsi, avec une tension de sortie de 48 V, l'utilisateur peut encore charger la sortie pour disposer d'un courant de 700 mA.

● Mise en série des alimentations

L'avantage de disposer d'une alimentation de laboratoire à multiples sorties n'est pas seulement de disposer de plusieurs sources afin d'alimenter divers circuits, mais aussi, de pouvoir, en mettant ces sources en série, disposer d'une tension de sortie de valeur très importante. Ainsi, si nous prenons le cas de notre ensemble à trois sorties, nous pouvons en les branchant en série comme montré dans la **figure 27 a** disposer d'une tension minimale de 90 V pour le courant maximal spécifié des deux alimentations 0... 40 V – 1 A et environ 110 V continus, si le courant maximum utilisé ne dépasse pas 0,7 A.

En outre, pour alimenter des circuits opérationnels en $\pm V_s$, il faut mettre en série les deux alimentations 0... 40 V 1 A. En effet, c'est une tension de signe opposé, par rapport à un point commun qui dans ce cas doit être utilisée.

Dans la configuration de la **figure 27**, la tension maximale disponible aux bornes de R_L est égale à la somme des tensions délivrées par chaque alimentation, compte tenu du fait que chacune d'elle peut être réglée à volonté.

Les diodes D_1 , D_2 et D_3 déjà intégrées dans les alimentations sont des diodes de protection disposées en parallèle sur chaque sortie, ceci, dans le but d'éviter que chaque alimentation ne reçoive le courant débité par les autres alimentations à travers la charge en cas d'incident tel que coupure secteur, etc.

Dans le montage de la **figure 27a** nous pouvons ajouter l'alimentation auxiliaire (à l'arrière de l'appareil) qui

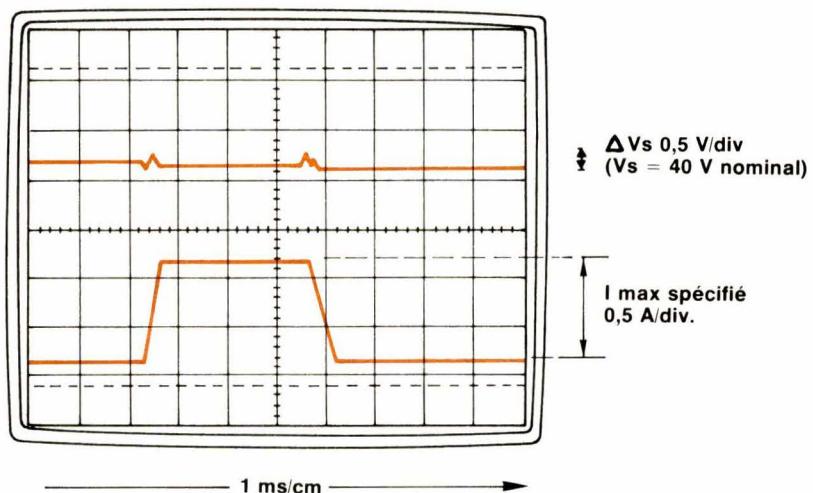


Fig. 26 a. – Réponse de l'alimentation aux appels de courant importants.

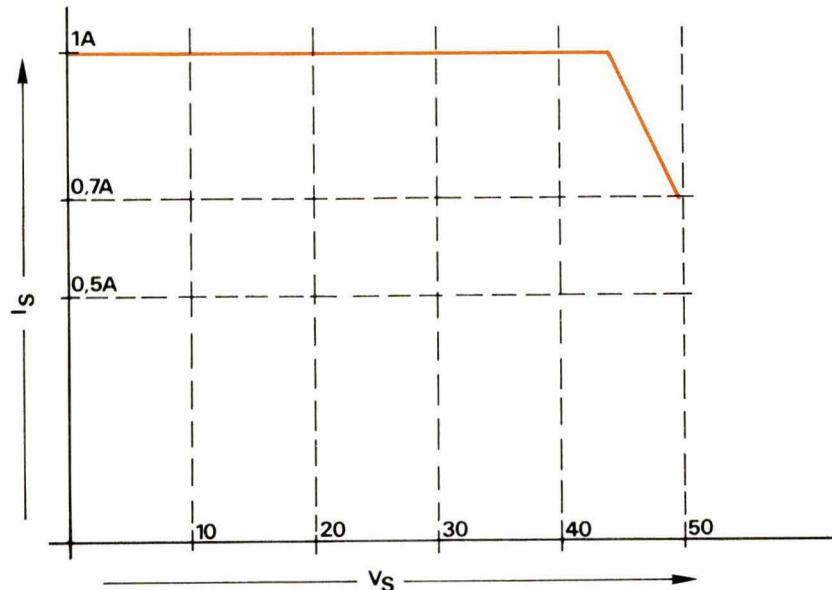


Fig. 26 b. – Courbe d'utilisation des alimentations 0... 40 V - 1 A prises comme exemple (« CN 7 »).

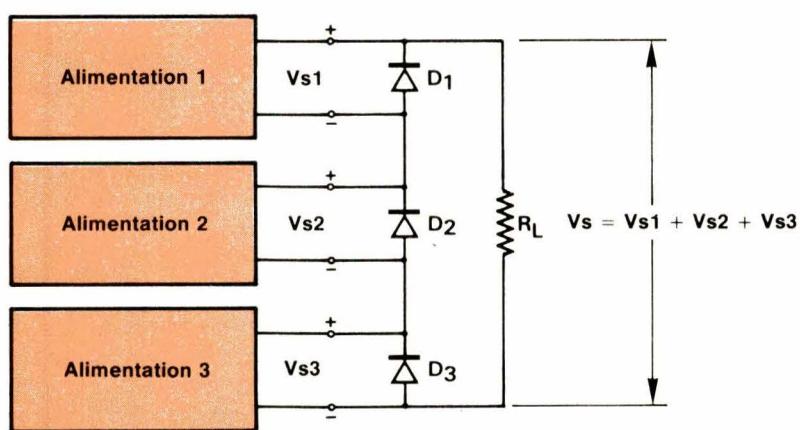


Fig. 27 a. – Mise en série de trois alimentations « CN 7 ».

augmentera encore la tension de sortie totale.

Pour les deux alimentations de mêmes caractéristiques 0... 40 V 1 A, il est possible d'asservir les deux sources l'une par rapport à l'autre, l'une étant utilisée comme pilote en éliminant la référence de l'autre alimentation. Ce mode de fonctionnement illustré dans la figure 27b permet d'obtenir de meilleures performances que celles obtenues avec des commandes séparées des deux alimentations. En outre, compte tenu du raccordement du schéma de la figure 27a et du fait que les deux alimentations sont du même type, les deux valeurs des sorties V_{S1} et V_{S2} sont de valeurs identiques mais de signes opposés. Les deux résistances RL_1 et RL_2 (charges) peuvent être de valeurs très différentes sans modifier les tensions de sorties. Par contre, les courants limites peuvent être ajustés pour chaque alimentation avec des courants IL différents.

● Mise en parallèle des alimentations

La mise en parallèle de deux ou trois alimentations présente l'avantage de disposer d'un courant maximal IL deux ou trois fois plus important (pour deux ou trois alimentations aux caractéristiques identiques).

Pour cette mise en parallèle, deux possibilités peuvent être envisagées :

- Branchement direct comme montré dans la figure 28. Dans ce cas, les tensions en sorties des deux alimentations doivent être ajustées à des valeurs égales afin que les courants (pour une charge nominale) soient correctement équilibrés. On prendra soin, dans ce cas d'utilisation de ne pas limiter le courant sur l'une ou l'autre alimentation à une valeur plus faible que celle du courant débité.

- Branchement en mode asservissement, comme nous l'avons illustré dans la figure 27b (les sorties restent branchées comme dans la figure 28) ; dans ce cas, les tensions de sorties sont toujours identiques et ajustées par l'alimentation pilote.

Dans les deux cas, les diodes D_1 et D_2 ont pour but de protéger chaque alimentation contre les risques de retour de courant délivré par les autres alimentations.

Nous avons vu qu'il fallait que les deux alimentations délivrent une tension de sortie identique pour que les débits soient également identiques et

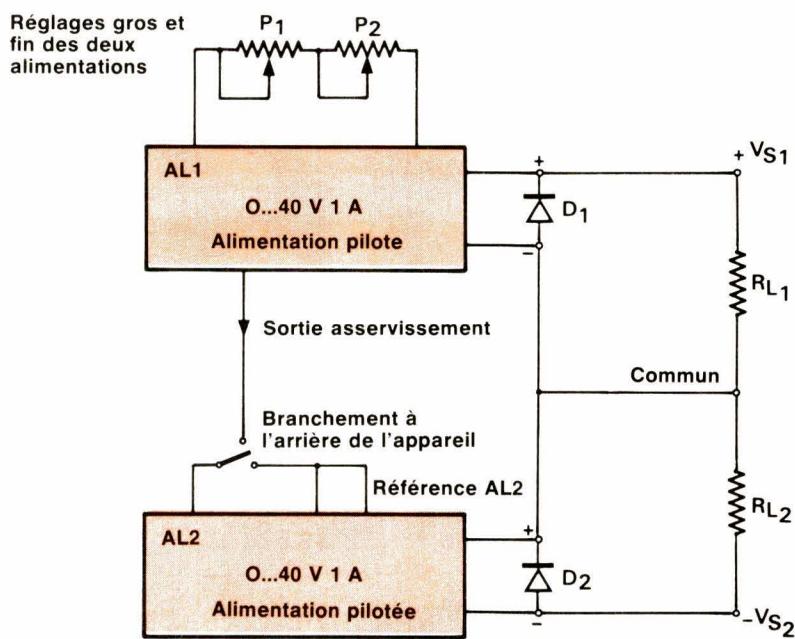


Fig. 27 b. – Asservissement d'une alimentation par une alimentation pilote.

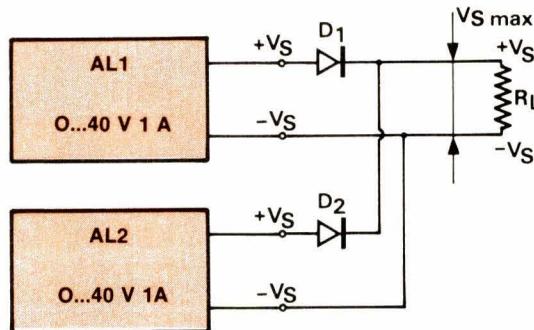


Fig. 28. – Mise en parallèle de deux alimentations de caractéristiques identiques.

que l'utilisateur puisse disposer d'un courant maximum égal à $IL_1 + IL_2$. Ceci, en ayant pris soin de régler le courant limite au maximum sur les deux alimentations. Ce que nous venons de voir pour la tension de sortie peut également être mis en œuvre pour le courant limite de sortie, qu'il est possible d'asservir d'une alimentation à l'autre.

Pour ce faire, on utilisera la référence et le circuit de limitation d'une alimentation qui commandera l'autre. Ceci est facilité par la possibilité de sortir ces informations à l'arrière de l'appareil. Dans ce cas, le réglage de courant limite sur une alimentation agit de la même façon sur l'autre alimentation, équilibrant ainsi le courant limite total.

Mesure

- Utilisation d'une alimentation en chargeur de batterie

Une ou plusieurs alimentations peuvent être utilisées dans le but de charger une batterie au plomb ou au cadmium-nickel. Dans ce cas, il faudra prendre soin de disposer une diode de protection en série (comme montré dans la fig. 29) ceci afin que la batterie ne se décharge pas dans l'alimentation si pour une raison ou une autre la tension d'alimentation tombait à zéro. En outre, cette diode évitera également de décharger la batterie.

Alimentation avec bloc de secours

Dans certaines applications, la ou les alimentations doivent pouvoir délivrer une tension sans défaillance, même en cas de coupure prolongée du secteur. De même qu'il est souvent indispensable de disposer d'une ou plusieurs sources de tensions dans des endroits où il n'est pas possible de les alimenter à partir du réseau (utilisation sur le terrain). Ces cas spécifiques d'utilisation sont prévus pour toutes les alimentations C.N.B. Electronique. En effet, grâce à un ensemble batteries tampon et chargeur de batteries, la ou les alimentations peuvent fonctionner de façon autonome, ou, en cas de coupure secteur, commuter la ou les batteries en lieu et place de la source réseau.

Selon la capacité des batteries, du chargeur et de I_S maximum disponible en sortie de la ou des alimentations, l'autonomie de fonctionnement peut varier entre 1/4 d'heure et plusieurs heures.

Cet ensemble bloc-sécours peut, pour de petites alimentations, être intégré à celles-ci, ou alors se présenter sous la forme d'un module identique à celui de l'alimentation si la puissance de cette dernière est importante.

Le schéma synoptique d'un tel bloc de secours qui se branche à l'arrière de l'alimentation est illustré dans la figure 30. Il se compose : d'un bloc batteries rechargeables, d'un circuit de charge des batteries et d'un circuit de commutation de la source batteries vers l'entrée de la ou des alimentations.

Dans le cas où une coupure secteur oblige l'alimentation à fonctionner à partir du bloc batteries, un indicateur en avertit l'utilisateur. Il en est de même lorsque les batteries sont déchargées.

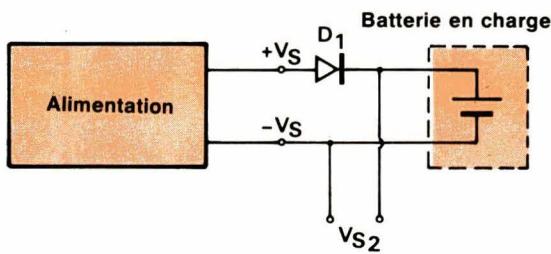


Fig. 29. – Circuit de charge d'une batterie par une alimentation stabilisée.

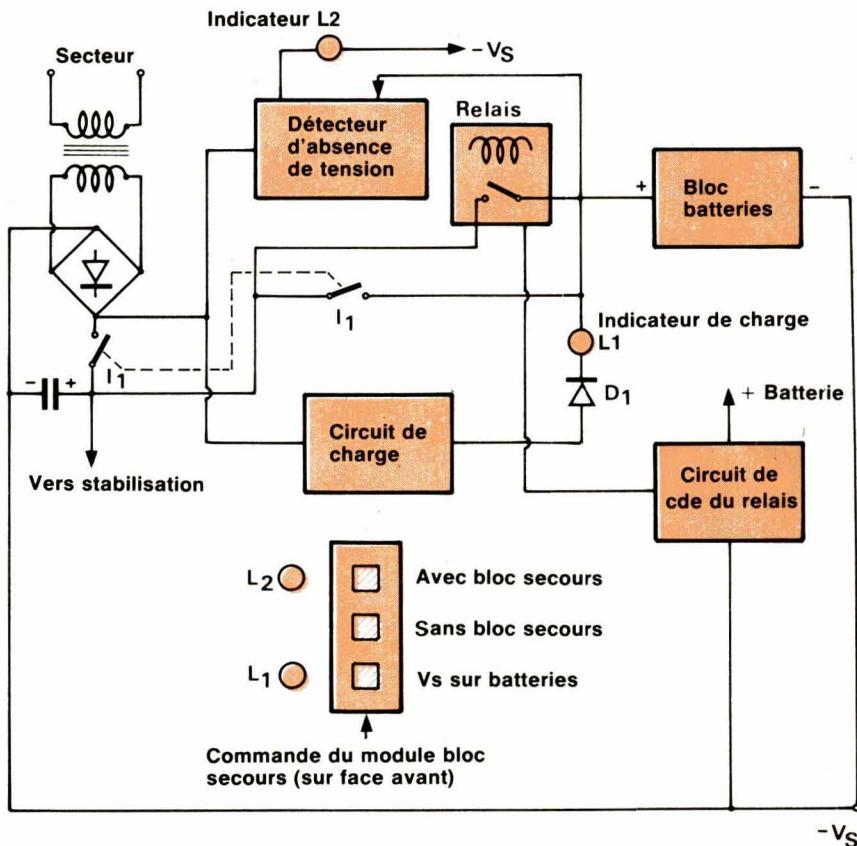
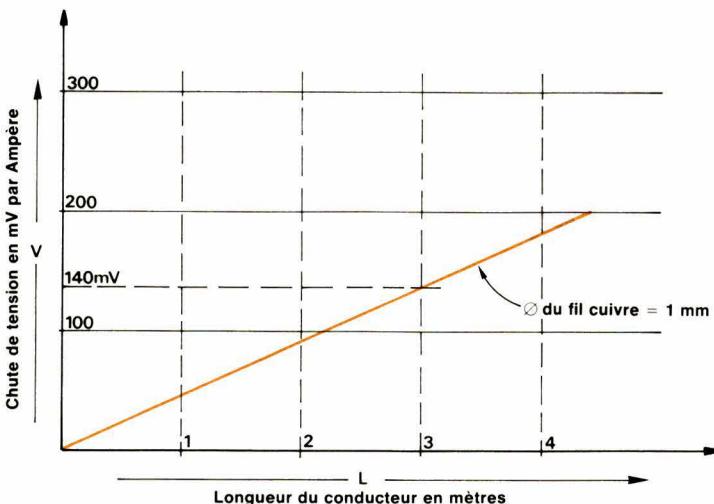


Fig. 30. – Incorporation d'un bloc de secours à une alimentation.



Comme indiqué dans la figure 30, le panneau avant du bloc-secours comprend trois touches avec indicateurs qui permettent à l'utilisateur de choisir l'une des trois configurations possibles.

Lorsque la ou les batteries sont déchargées il faut tenir compte d'un temps de charge de l'ordre de 10 à 14 heures.

En fonctionnement normal, le bloc batteries est en charge permanente, la charge est contrôlée et régulée par un circuit électronique de charge.

Utilisation de l'alimentation en charge déportée

Pour les alimentations qui peuvent délivrer un fort courant de sortie et sont utilisées avec une charge éloignée de la source, on utilise l'alimentation en mode dit « charge déportée ».

En effet, supposons l'alimentation 0... 8 V qui permet de débiter 5 A branchée à une charge distante de trois mètres avec un fil de cuivre de 1 mm de diamètre pour un courant de 5 A ; en suivant l'abaque de la figure 31 nous avons une chute de tension dans les fils de raccordement de :

$$140 \text{ mV} \times 5 = 700 \text{ mV},$$

ce qui est bien loin du taux de régulation spécifié. Pour remédier à cet inconvénient, il faut compenser la perte des 700 mV côté positif et côté négatif comme illustré dans la figure 32. Ainsi, le raccordement s'effectue avec 4 fils. Si, dans cette configuration, on

Fig. 31. – Chute de tension aux bornes d'un conducteur de cuivre en fonction de L et I.

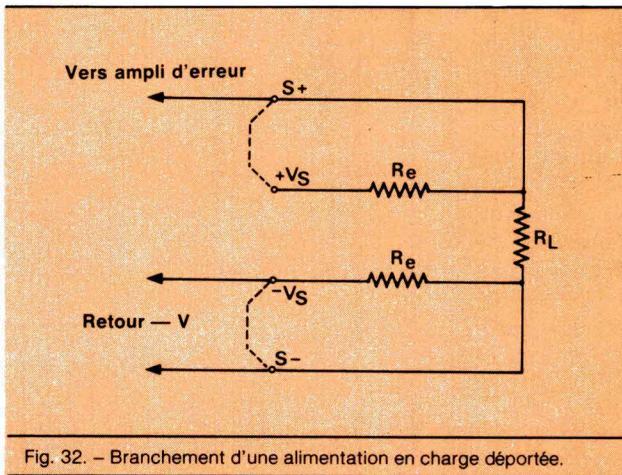


Fig. 32. – Branchement d'une alimentation en charge déportée.

prend soin d'utiliser des câbles, qui vont directement à la charge, d'une section proportionnelle au courant les traversant, pour les raccordements charge (RL) a + et - S des fils de petits diamètres peuvent sans problème être utilisés.

Il faut tenir compte du fait qu'en utilisation « charge déportée » la compensation de la chute de tension dans les câbles de raccordement à la charge (schématisée dans la fig. 32 par R_e) n'est pas infinie. C'est environ 10 à 12 % de la valeur maximale de la tension de sortie qui peut être compensée. Il faudra donc tenir compte de ce paramètre et utiliser des diamètres de fils correspondants.

Quand l'alimentation n'est pas utilisée en mode charge déportée, les points + Vs, + S et les points - Vs - S sont reliés. Toutes ces bornes sont disponibles à l'arrière de l'appareil.

Conclusion

Sauf pour des alimentations spécifiques, toutes les alimentations standards sont réalisées selon les éléments que nous venons d'étudier y compris pour les options qui permettent d'augmenter les capacités de ces alimentations.

Du fait des techniques utilisées, nous pouvons conclure qu'en plus des performances techniques obtenues, telles que faible bruit, excellente stabilité, faibles dimensions, temps de réponse rapide, très bonne régulation en courant et en tension, nous sommes en présence de produits d'une grande fiabilité et entièrement protégés contre les fausses manœuvres de l'utilisateur.



SUBMERGE PAR DES PROBLEMES D'ENERGIE, LE DIRECTEUR GENERAL S'ENFERMA DANS SON BUREAU. PERSONNE N'OSA LE DERANGER. FINALEMENT LE MOT FUT LANCE : CONVOQUER MOTOROLA.

Gérer les réserves énergétiques, contrôler les coûts directement liés à l'énergie. Optimiser sa consommation... Quelques exemples de "petits problèmes" épineux qui peuvent bloquer un directeur général pendant des jours et des jours derrière son bureau. C'est justement ce type de problème que Motorola peut résoudre grâce à sa maîtrise incomparable de la technologie des Semiconducteurs et à une gamme de composants inégalée dans le monde. Motorola offre quel que soit l'endroit, une réelle assistance à tous ses clients à travers son réseau européen de vente et de distributeurs. Exemples de produits Motorola couramment utilisés pour résoudre les problèmes d'énergie :

Collecte de données: Capteurs de température (série MTS 102) et de pression (série MPX 80). Horloges, compteurs et multiplexeurs (plus de 80 modèles).

Conversion et transmission: Convertisseurs A/N et N/A multiplexeurs, drivers de ligne, fibres optiques. Motorola offre des kits permettant de se familiariser – à un coût très réduit – à l'utilisation des émetteurs récepteurs IR Motorola : ceux-ci permettent une liaison de plusieurs kilomètres à très grand débit. Liaison radio possible.

Hierarchisation et traitement de données: La gamme de processeurs, micro-ordinateurs et modules Motorola comprend maintenant le micro-ordinateur programma-

ble sur le site HMOS MC 68705.P3L (1,8 K octets EPROM) et la mémoire extérieure EEPROM non volatile MCM 2801.

Distribution de signaux: Composants et modules fibres optiques; plus de 30 fonctions d'émission/réception. Convertisseurs A/N - N/A jusqu'à 12 bits (IMC 3412) avec temps d'établissement aussi rapide que 12 ns (IMC 10318) et ainsi qu'un large choix de convertisseurs parallèles et série.

Commande de puissance: Coupleurs optiques, triacs, thyristors, diodes, zeners, supresseurs de transitoires, diodes et ponts redresseurs classiques ou Schottky, régulateurs de tension. À la gamme de transistors de puissance grande vitesse vient s'ajouter

la famille "Switchmode III" qui commute des intensités de 10 A en 30 ns (MJ 16012).

Pour les commutations encore plus rapides, Motorola offre en technologie TMOS des transistors en canal N et canal P (série MTM et MTP). La série MJ 10050, dans un boîtier totalement original est capable de supporter 1000 A.

La gamme Motorola Semiconducteurs de puissance toujours en pleine évolution est la plus importante du monde. Pour en savoir plus, adressez-vous à votre plus proche distributeur.

**MOTOROLA SEMICONDUCTEURS.
VOTRE PARTENAIRE EN ELECTRONIQUE.**



Motorola Semiconducteurs possède trois usines en Europe (East Kilbride en Ecosse - Toulouse en France et Munich en Allemagne). Un centre de conception et de développement à Genève.

Distributeurs agréés :

BELLION ÉLECTRONIQUE 29219 Le Relecq-Kerhuon - Tél. (19) 28.03.03

44200 Nantes - Tél. (40) 48.09.44 • 35100 Rennes - Tél. (19) 30.35.78

CELDIS S.A. 94250 Gentilly - Tél. (11) 546.13.13 • 54000 Nancy - Tél. (8) 341.26.01

F. FEUTRIER (ETS) 42270 Saint-Priest-en-Jarez - Tél. (77) 74.67.33

33075 Bordeaux Cedex - Tél. (56) 39.51.21 • 13470 Carnoux - Tél. (42) 82.16.41

31000 Toulouse - Tél. (61) 62.34.72

FEUTRIER ILE-DE-FRANCE 92150 Suresnes - Tél. (11) 772.46.46

GROS S.A. 59350 Saint-André-lez-Lille - Tél. (20) 51.21.33

94800 Villejuif - Tél. (11) 678.27.27

SCAIIB 94523 Rungis Cedex - Tél. (11) 687.23.13

SCE 69007 Lyon - Tél. (7) 869.81.10

SCIENTECH 75016 Paris - Tél. (11) 609.91.36

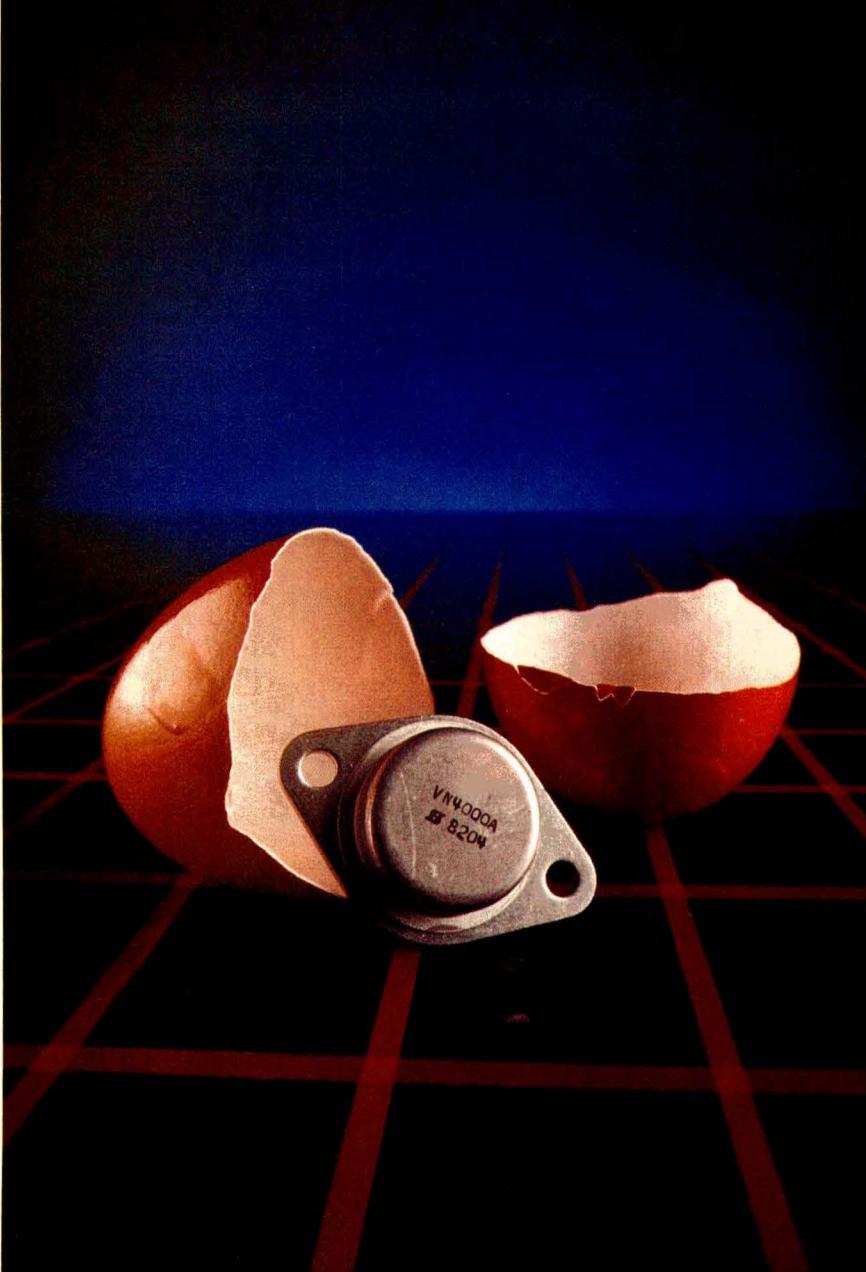
SCT 31008 Toulouse - Tél. (61) 62.11.33 • 33100 Bordeaux - Tél. (56) 86.50.31

Motorola Semiconducteurs S.A. 15-17 Avenue de Sécur 75007 Paris - Tél. 555.91.01

SERVICE-LECTEURS N° 219

Documentation disponible : "Semiconductor literature guide" sur demande à Motorola Inc., European Semiconductor Division P.O. Box 81211 Genève Suisse.





Inventeur de la technologie MOSPOWER[®], nous dominons le domaine de la puissance avec la plus large gamme de produits et la plus grande quantité livrée. Jour après jour, nous faisons progresser le score avec déjà plus de 15 millions de pièces vendues.

La tradition d'innover

Nous sommes dans le monde de la puissance pour gagner. De tous temps, nous avons été les premiers et les meilleurs:

PREMIERS à vous offrir des MOSPOWER moyenne puissance en boîtier plastique TO 202. **PREMIERS** à vous proposer les produits en boîtier plastique faible coût TO 237 (VN 10 KM, VK 1010, VK 1011).

PREMIERS encore avec nos quadruples MOSPOWER N et P en boîtier DIL 14 broches. Aujourd'hui nous fabriquons pour vous la meilleure famille MOSPOWER haute tension/faible RON en technologie DMOS double diffusée.

Des produits d'avant garde

Notre série VN 4000 est pour vous assurance de qualité. Tous nos produits doivent passer avec succès, avant d'arriver sur vos cartes, 16 tests d'environnement et de vieillissement, du simple contrôle visuel au cycle de puissance le plus sévère. Notre série VN 4000 est aussi une assurance de performances. Quel autre produit similaire vous propose une telle dissipation de puissance (125 W) et un tel courant continu (6A à 91°C boîtier). Ceci représente 50% de plus que la compétition à caractéristiques électriques équivalentes (RON, Ton/Toff)

La certitude du système fiable

Avec nos MOSPOWER 400 V, jamais vous n'aurez eu autant d'atouts en poche. Ils vous offrent des vitesses de commutation ultra-rapides, l'absence d'emballage thermique et de second claquage, un gain en puissance élevé et une excellente immunité au bruit.

Les feuilles de données sont claires, précises et étiquetées. Tous les paramètres essentiels sont étudiés: courant, seuil, fuites, capacité, temps de commutation, effets thermiques...

La réussite dans un monde bien réel

Quand d'aucun parlent technologie et produits, nous répondons «nous les avons livrés». Nos MOSPOWER sont dans des domaines bien réels de l'espace, des télécommunications, des ordinateurs, de la radiotélédiffusion, des contrôles de processus.

Faites de votre système un gagnant, contactez nous.

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

Siliconix
l'innovation technologique

Une puissance extraordinaire dans un monde bien réel



Un petit pas pour le responsable des recherches, un pas de géant pour l'analyse des données.

Il peut mesurer les contraintes d'un pied humain, ou bien contrôler la qualité des composants électroniques. Ou encore, tester des gaz d'échappement. Quelle que soit l'expérience à réaliser, MINC, l'ordinateur-instrument modulaire de Digital, peut considérablement accroître vos possibilités de compilation, d'analyse de données et d'exécution de calculs complexes. Il sait contrôler des instruments et des processus. Visualiser graphiquement vos résultats. Et ceci même en couleurs.

Le MINC ne vous coûtera même pas le prix d'une belle voiture. MINC est à la fois petit, interactif et puissant. C'est laboutissement de vingt années d'études et de recherches que Digital a consacrées à ses ordinateurs de laboratoire. Pour vous offrir tout ce dont vous avez besoin. Sans suppléments imprévus. Sans les écueils d'un système moins bien pensé.

MINC. Un investissement productif.

MINC sert de référence à l'informatique de laboratoire, avec son bus IEEE et sa gamme complète de modules d'entrées/sorties pour la connexion de vos instruments. Il possède tout le logiciel nécessaire et vous permet d'accéder gratuitement à une bibliothèque de plus de 100 programmes d'application.

MINC. Un système souple.

MINC est un système modulaire. Il peut suivre la croissance de tous vos projets grâce à ses trois modèles de différentes capacités. Il est aussi compatible avec la grande famille des ordinateurs PDP-11. De plus, une option graphique en couleurs lui permet, à partir d'un moniteur T.V. industriel de n'importe quelle taille, de visualiser et de présenter des résultats avec le maximum de clarté.

MINC. Un ordinateur prêt à l'emploi.

Vous pourrez commencer à vraiment utiliser votre MINC le jour même de sa livraison : son installation est particulièrement simple. Bien sûr, vous disposerez de manuels d'emploi détaillés, très pratiques à utiliser.

Pour voir un MINC à l'œuvre, il vous suffit de nous renvoyer le coupon ci-dessous ou d'appeler un spécialiste MINC, au 687.23.33 (Paris) ou (7) 889.33.83 (Lyon). Croyez-nous, c'est un pas que vous serez heureux d'avoir franchi.

Digital Equipment France

Département Marketing Communications
Evry-les-Epinettes - 2, rue Gaston-Crémioux - BP 136
91004 Evry Cedex. Tél. 077.82.92.

Nom		
Société	Fonction	
Adresse		
Téléphone		
Souhaite :		
<input type="checkbox"/> que vous preniez contact avec lui.		
<input type="checkbox"/> connaître les dates de vos journées "Portes Ouvertes" de présentation MINC.		
<input type="checkbox"/> recevoir une documentation sur les nouveaux produits MINC.	EA	

digital
Nous changeons la façon de penser du monde.

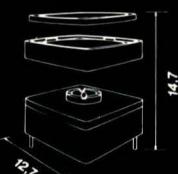
ECLOSION D'UNE TOUCHE LUMINEUSE ~~idée~~



ARODAN

secme
série cosmos

Miniature



Etanche

Lumineuse

Modulaire

Marquable

MONSIEUR

SOCIÉTÉ

FONCTION

ADRESSE

je désire recevoir une documentation un échantillon

B.P. 280 - 92113 CLICHY

Tél. : 730.15.15 - Téléx 610652 F

Agences dans toute la France

SERVICE-LECTEURS N° 222

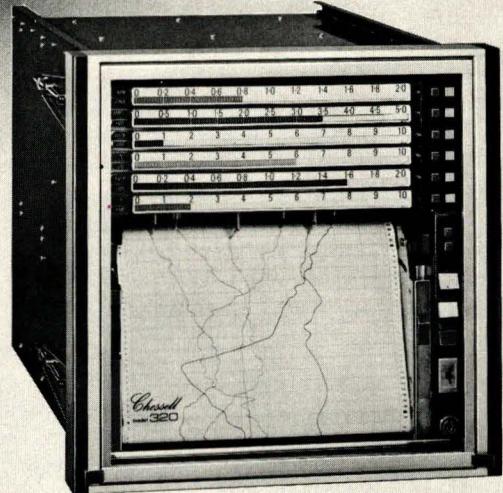
dimacel

Enregistreur robuste
pouvant s'adapter
aux environnements
industriels les plus
contraignants

**CHESELL 320
6 VOIES, CONTINU, 250 MM**

Le Chessell 320 réunit :

- visibilité instantanée des variables
- choix d'options spécifiques à la surveillance industrielle
- simplicité d'utilisation



C. N. CONSEILS

Chessell

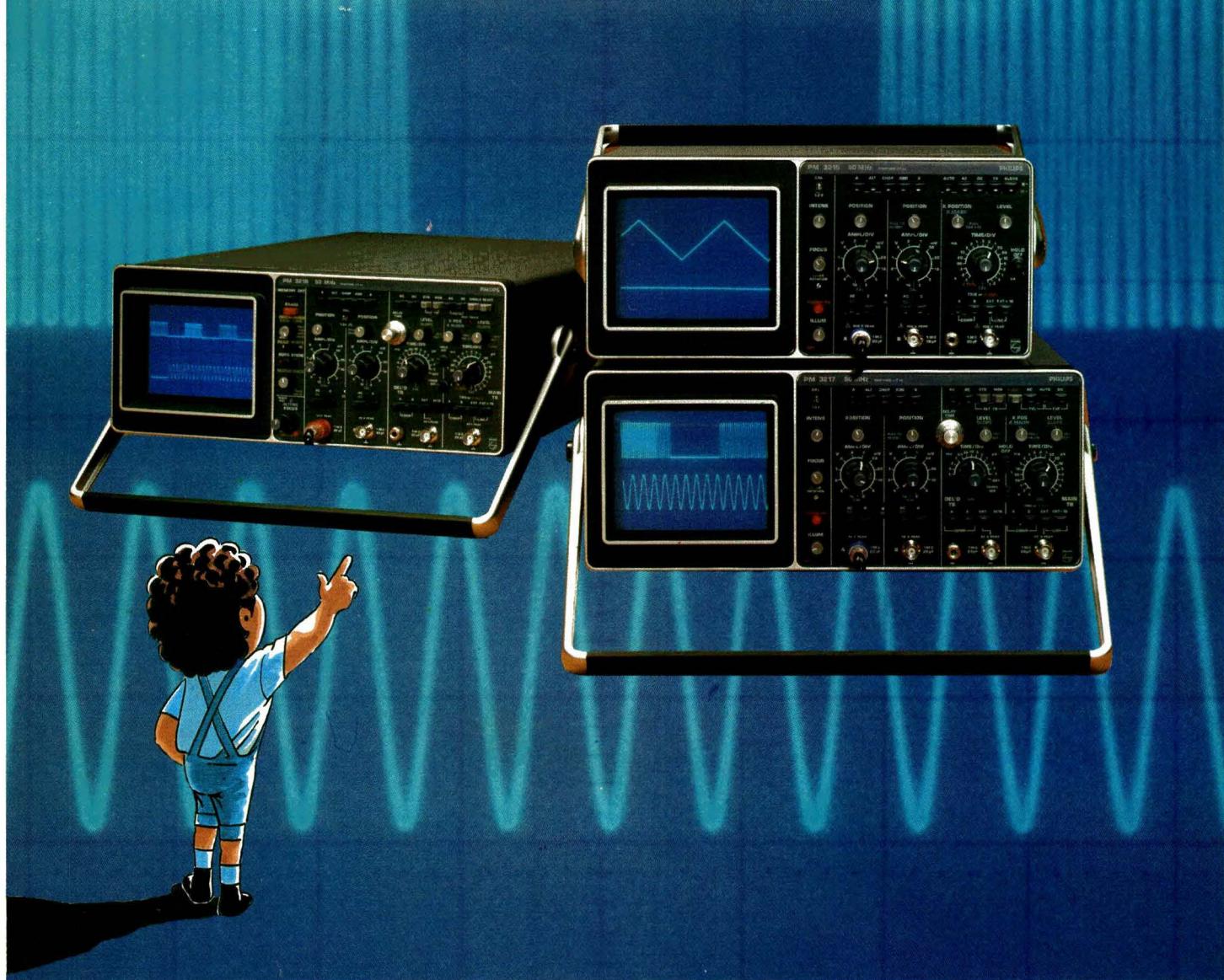
Bâtiment Evolic 3
Z.A. de Courtabœuf 91940 Les Ulis
Tél. (6) 928 35 05 - Téléx 600 710 F



Groupe
Eurotherm
International

SERVICE-LECTEURS N° 223

Les fruits de l'expérience



Trois oscilloscopes compacts 50 MHz

Ces trois appareils offrent une sensibilité de 2 mV sur les deux entrées et de nombreuses possibilités de déclenchement y compris le mode automatique. Les possibilités d'affichage incluent la modulation Z et la représentation X-Y.

Le PM 3215 est un oscilloscope simple base de temps; le PM 3217 possède en plus une base de temps retardée et le PM 3219 est un modèle mémoire double base de temps. Les possibilités mémoire de ce der-

nier comprennent les modes : • mémorisation automatique • persistance variable • effacement automatique réglable.

Ces nouveaux appareils complètent la famille des oscilloscopes moyenne gamme Philips.

Responsable du produit :
Jean-Pierre Toulon. (1) 830.11.11



Moyenne 0263 M 16/82



Mesure

Philips Science et industrie

Division de la S.A. PHILIPS INDUSTRIELLE ET COMMERCIALE

BOBIGNY 93002 Cedex - 105, rue de Paris - B.P. 62 - (1) 830.11.11
LILLE 59014 - 47, rue Barthélémy Delespaul - (20) 06.92.24
LYON 69009 - 25, avenue des Sources - (7) 835.70.00

MARSEILLE 13011 - Traverse de la Montre - La Valentine - (91) 44.00.60
NANTES 44471 - B.P. 75 - Carquefou Cedex - (40) 49.11.27
STRASBOURG/NANCY 67000 - 6, rue de Niederbronn - (88) 36.18.61

PHILIPS

La réflexion et le concret

SERVICE-LECTEURS N° 224

TOULOUSE/BORDEAUX 31017 - 25, bd Silvio Trentin - (61) 47.75.52
AFRIQUE et OUTRE-MER : PARIS 75008 - 33, rue La Boétie - (1) 225.00.80

**Une table manuelle se déplaçant facilement sur un support de granit anti-vibration et une excellente image microscopique restant nette pour cette STATION DE CONTROLE OPTIQUE.
IP 125 SUSS**
Appareil pour un travail économique et sans fatigue.



La station de contrôle optique IP 125 SUSS est un appareil d'avenir. Le contrôle optique des plaquettes (jusqu'à 125 mm de Ø) se fait aisément, sans la moindre fatigue; la commande à microprocesseur permet de procéder simultanément aux opérations de chargement, déchargement et tri automatiques.

N'hésitez pas à vous informer des autres caractéristiques de cet équipement! Il s'agit d'une unité compacte, de conception simple, avec pupitre ergonomique. Cet appareil simple et fiable est prévu pour éviter toute erreur de manipulation et pour une entrée rapide des données.



Karl Suss

c'est aussi: des aligneurs de masques, testeurs sous pointes et appareils de séparation – économiques, sûres, durables et fiables, un service parfait.

KARL SUSS FRANCE S.A.R.L.
5, rue Dolimier · F-91320 – Wissous
Tel.: 6-930-11-50 · Telex: 691 629

NOUVELLE MÉMOIRE POUR ZX 81

64 K RAM 1250 F TTC



L'intérêt grandissant pour l'ordinateur SINCLAIR ZX 81 fait apparaître le besoin de systèmes plus développés et évolutifs.

MEMOTECH a mis au point une gamme de produits destinés au ZX 81, très fiables et à un prix acceptable par le possesseur d'un ZX 81.

EXTENSION MÉMOIRE MEMOPAK 64 K

Cette extension mémoire ajoute 56 K au ZX 81 et forme avec lui un ensemble de 64 K, directement adressable, transparent pour l'utilisateur et acceptant des ordres BASIC tels que DIM A (9000).

Elle s'adapte facilement sans alimentation supplémentaire et sans interdire l'utilisation de l'imprimante.

RÉPARTITION DES ZONES MÉMOIRE

0-8K... SINCLAIR ROM

8-16K... Cette section peut être gérée par blocs de 4K et garde son contenu pendant le chargement de la cassette et des programmes.

16-32K... Zone utilisable pour des programmes BASIC ou routines Assembleur.

32-64K...32K RAM disponibles pour le stockage de données.

MEMOPAK 64 K transforme le ZX 81 en un ordinateur puissant, idéal pour toutes applications (affaires, loisirs, éducation), d'un prix nettement inférieur à celui d'un système comparable.

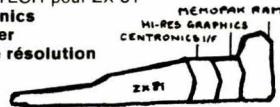
BIENTOT...

La gamme MEMOTECH pour ZX 81

Interface Centronics

Table à digitaliser

Graphique haute résolution



Démonstration chez
COMPUTERIUM
207 rue Gallieni
92100 Boulogne

Tous ces produits sont étudiés pour s'adapter les uns aux autres et utiliser l'alimentation du SINCLAIR ZX 81.



BON DE COMMANDE

à retourner à SOFITEC 207 rue Gallieni 92100 BOULOGNE - 605.88-78

Veuillez m'expédier MEMOPAK 64 K à 1250 F TTC

Ci-joint mon règlement de Frs.

Nom _____

Adresse _____

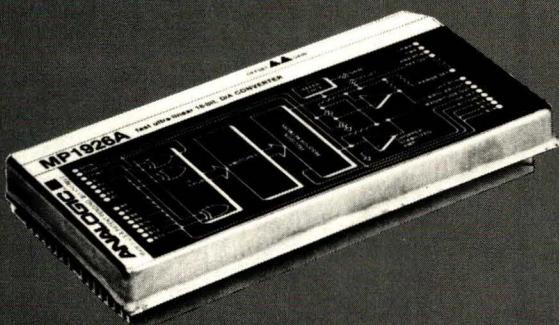
Code Postal _____ Ville _____

Profession _____

ANALOGIC® CONVERSION N/A

MP 1926 A

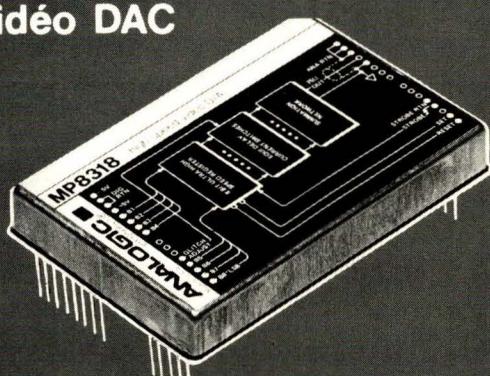
Spécial AUDIO



- résolution 16 bits
- très faible distorsion : 0,005 %
- haute linéarité (\approx 18 bits)
- vitesse $< 3 \mu\text{s}$
- bas prix

MP 8308/8318

vidéo DAC

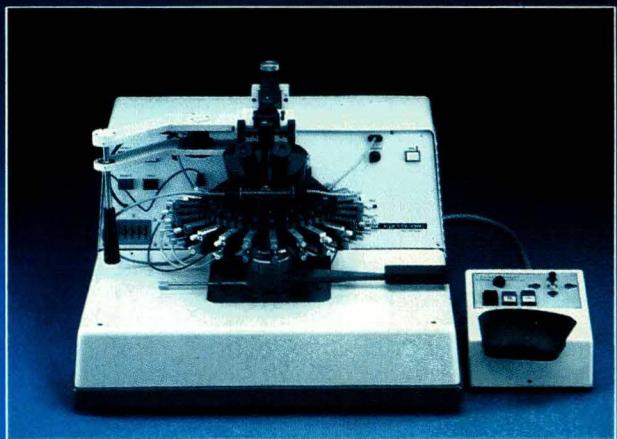


- 8 bits
- 100 MHz
- sans glitch
- sortie 75Ω

**Un testeur rentable de haute précision:
100 mm Prober Automatique SUSS AP4**

Application:

- Exécuter des programmes de mesure étendus pour tester de grands circuits
- Mesurer automatiquement tous les éléments d'une plaquette
- Sélecter en x et y les circuits sur la plaquette à l'aide d'une interface pour ordinateur:



La rentabilité du SUSS AP 4 résulte des frais d'achat favorables et des multiples possibilités d'équipement (p.ex. montage facile des adaptateurs pour cartes de test ou tables chauffante et de refroidissement).

La productivité supérieure du Prober Automatique SUSS AP 4 et sa rapidité résultent d'une série de critères:

- Mécanique et électronique éprouvées.
- Excellente précision de positionnement et de déplacement ($\pm 2,5 \mu\text{m}$).
- Déplacement (z) précis des pointes.
- Construction robuste et éprouvée.
- Manipulateur x-y du microscope permettant de tester rapidement un gros élément.
- Anneau à 42 positions pour la fixation des sondes, des encreurs et des détecteurs de bord.
- Toutes les commandes essentielles sont regroupées dans une unité de contrôle.
- Interface pour ordinateur 8 ou 16 bits ou unité mémoire SUSS pour la sélection en x et y de circuits sur la plaquette (p.ex. pour l'échantillonnage).



Karl Süss

c'est aussi: des aligneurs de masques, testeurs sous pointes et appareils de séparation – économiques, sûres, durables et fiables, un service parfait.

KARL SUSS FRANCE S.A.R.L.
5, rue Dolimier · F-91320 – Wissous
Tel: 6-930-11-50 · Telex: 691629



Kontron électronique

B.P. 99 - 6, rue des Frères Caudron
78140 VELIZY-VILLACOUBLAY
Tél. 946.97.22 · Telex 695673

les bons côtés de la double diode Schottky



côté marque

INTERNATIONAL RECTIFIER fabricant établi de diodes Schottky de puissance élargit sa gamme et annonce de nouvelles familles de doubles diodes Schottky utilisant sa technologie "830" qui permet d'obtenir des courants de fuite très faibles donc des tenues en température élevées.

côté produits

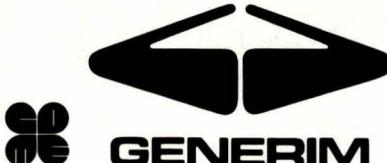
famille	boîtier	intensités
12 CTQ**	TO 220	2 x 6 A
20 CTQ**	TO 220	2 x 10 A
30 CTQ**	TO 220	2 x 15 A
60 CDQ**	TO 3	2 x 30 A

- configuration cathode commune dans tous les cas permettant des connexions courtes
- tension inverse disponible de 30 à 45 volts.

côté distribution

assistance technique pour la définition des besoins

- toute la famille ci-contre disponible sur stock chez Generim
- bulletin technique expédié sur simple demande.



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

SERVICE-LECTEURS N° 237

distributeur de



INTERNATIONAL RECTIFIER

Technologie

Les technologies de la micro-électronique

La première partie de cette étude, publiée dans le numéro 22 de notre revue, a permis de « faire le point » sur les procédés technologiques de base utilisés en micro-électronique, et notamment sur les méthodes de traitement du silicium.

Dans cette seconde partie, l'auteur aborde en détails la fabrication des circuits MOS de diverses filières, des circuits bipolaires et envisage également le cas des éléments passifs présents, eux aussi, dans beaucoup de circuits intégrés.

La technologie MOS

Généralités sur les circuits MOS

L'emploi des transistors MOS est bien postérieur à celui des transistors bipolaires. Cela tient surtout au fait que leur mise au point a été laborieuse. Néanmoins, cette nouvelle gamme de circuits intégrés connaît aujourd'hui une expansion considérable, due aux gros avantages que présente le transistor MOS vis-à-vis de son homologue bipolaire.

Le transistor MOS

Deux types peuvent exister selon la nature du substrat utilisé. Nous parlerons ainsi de MOS à canal *N* et de MOS à canal *P*. Sur la **figure 1a**, nous voyons que le MOS est formé d'un substrat sur lequel ont été réalisés une source et un drain, et d'une grille isolée.

L'équation du courant I_D en fonction de la tension drain-source V_{DS} , lorsque cette dernière est faible, peut s'écrire :

$$I_D = \frac{W}{L} \mu C_{ox} (V_{GS} - V_T) V_{DS}$$

avec

μ : mobilité ;
 C_{ox} : épaisseur de l'oxyde de grille ;

W/L : géométrie du transistor ;
 V_{GS} : tension grille-source ;
 V_T : tension de source-seuil.

Paramètres importants :

- La tension de seuil V_T .

Nous verrons qu'elle peut être ajustée par modification de la concentration en impuretés sous l'oxyde de grille.

- Le terme de conductance $W/L \times \mu C_{ox} (V_{GS} - V_T)$.

Il dépend :

- de la géométrie du transistor (W/L) ;
- de la mobilité μ , donc du type du transistor (*P* ou *N*) ;
- de l'épaisseur de l'oxyde de grille ;

– de la tension appliquée sur la grille.

- Les capacités (principalement C_{GS} et C_{DS}).

- Les courants de fuite.

- La tension de claquage.

- La stabilité des caractéristiques.

Ces différents paramètres jouent sur la qualité du produit final et le rôle du technologue est d'adapter ou de modifier les techniques de fabrication de manière à améliorer les caractéristiques des circuits intégrés. Dans le cas des transistors MOS, plusieurs technologies ont été développées. La plus connue est la technologie NMOS. Nous allons maintenant l'étudier plus en détail.

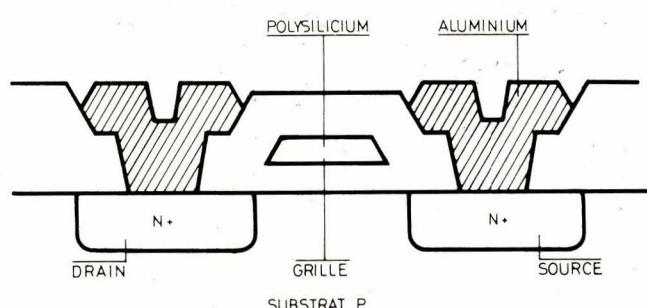


Fig. 1 a. – Transistor MOS vu en coupe (technologie N-MOS grille polysilicium).

La technologie NMOS

Un circuit intégré, en technologie MOS, est composé d'une succession de couches qui peuvent être conductrices, isolantes, ou destinées à former un transistor. Le processus de fabrication consiste alors en un positionnement de chacune de ces couches afin de réaliser les divers composants du circuit.

Avant de dévoiler les étapes nécessaires à la réalisation d'un transistor NMOS, nous allons détailler la façon d'obtenir l'une de ces couches.

Une phase commune à un grand nombre de processus est la création d'une couche d'oxyde de silicium à la surface de la plaquette, dans laquelle seront ensuite réalisées les zones d'oxyde de champ. Les différentes opérations sont indiquées à la figure 1b. Nous partons d'une rondele de silicium prête à l'emploi, c'est-à-dire dont une des faces a été polie. Cette plaquette est exposée en atmosphère oxygénée à haute température de manière à faire croître une couche uniforme à sa surface. Après être refroidie, la plaquette est recouverte d'un mince film photorésistif. A ce stade de la fabrication, le dessin à transférer sur la plaquette (les zones de champ), existe sous forme d'un masque. Ce masque est appliqué, face gravée en dessous contre le wafer. Les parties sombres du masque correspondent aux endroits où l'on désire conserver l'oxyde de silicium intact. Lorsque le masque est bien en place, il est exposé à une source de radiations ionisantes (ultraviolets, rayons X à basse énergie). Les radiations sont stoppées par les zones noires du masque. Partout ailleurs, elles traversent la couche de photorésist, l'oxyde de silicium et le silicium. Ces radiations n'ont aucun effet sur l'oxyde de silicium et le silicium. Il n'en est pas de même en ce qui concerne la couche de résine photosensible. Les molécules formant la couche photorésist et ayant été exposées peuvent être facilement dissoutes par des solvants appropriés. Nous avons choisi pour cet exemple une résine positive pour laquelle les zones sombres du masque correspondent aux parties de la couche qui resteront après la dissolution par le solvant. Des résines négatives existent également mais présentent une finesse moindre à la finition. Elles sont d'ailleurs de moins en moins employées au profit des résines positives.

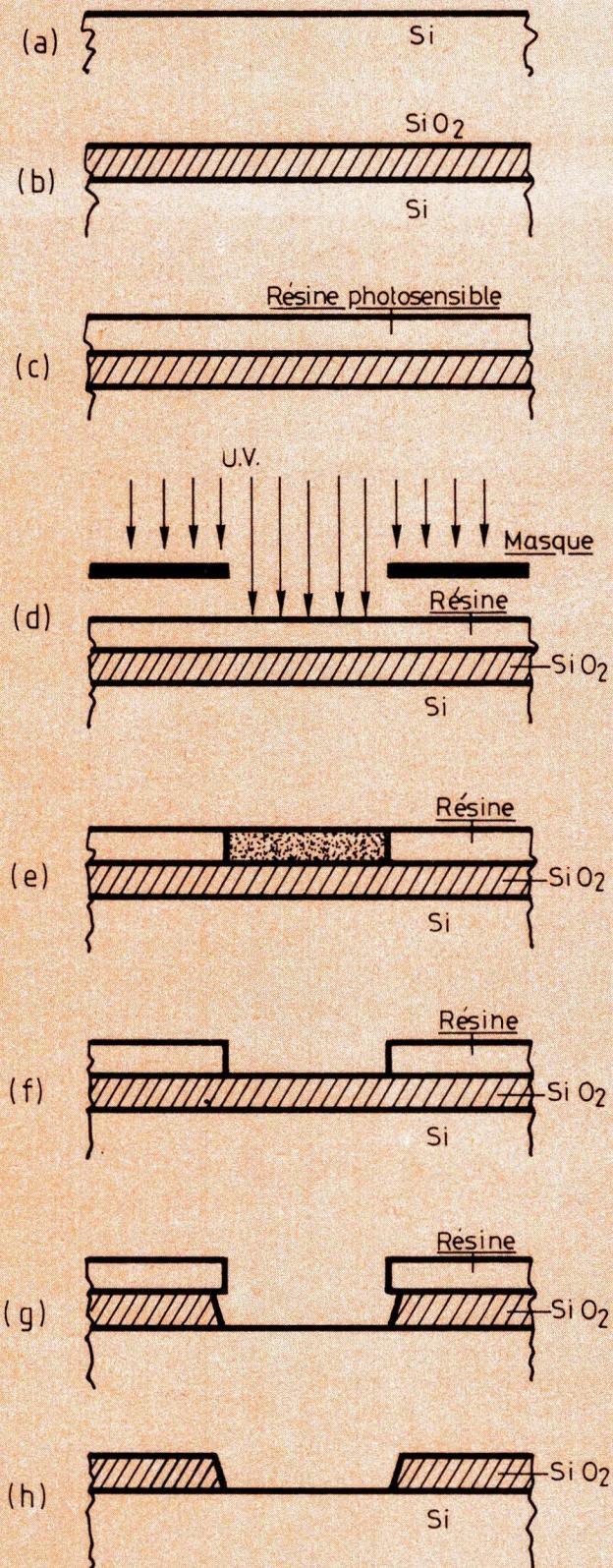


Fig. 1 b. – Technologie MOS grille polysilicium : opérations de gravure de l'oxyde de silicium : a et b : dépôt de l'oxyde de silicium ; c : dépôt de la résine photosensible ; d : exposition aux U.V. à travers un masque ; f : développement de la résine ; g : gravure de l'oxyde de silicium ; h : nettoyage de la résine.

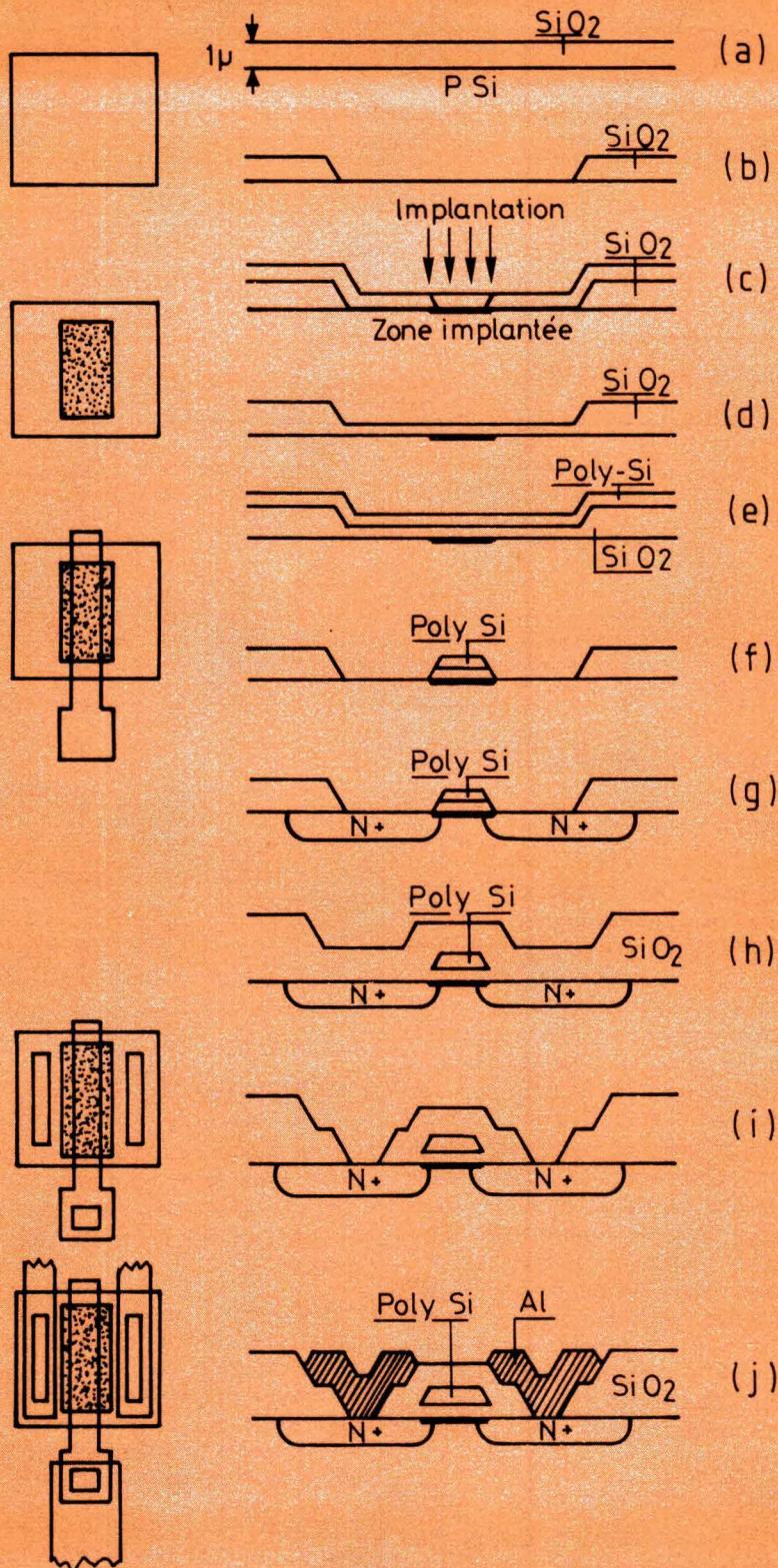


Fig. 2. – Technologie N-MOS à grille polysilicium : étapes de la fabrication d'un transistor N-MOS à déplétion. Les masques nécessaires sont représentés à gauche. a : croissance de l'oxyde épais ; b : formation des zones de champ ; c : implantation aux emplacements des grilles des transistors à déplétion ; d : croissance de l'oxyde fin de grille ; e : dépôt d'une couche uniforme de polysilicium ; f : gravure des zones de diffusion ; g : diffusion oxydation ; i : ouverture des points de contact ; j : métallisation et gravure de l'aluminium.

Nous avons, à ce moment précis, reproduit le dessin du masque sur la plaquette, la couche photosensible restante représentant les zones sombres du masque. L'opération suivante va consister à reproduire ce dessin sur l'oxyde de silicium lui-même. Pour cela, la plaquette est exposée à un composé capable de graver la couche d'oxyde de silicium, mais laissant intact le silicium et la couche restante de résine photosensible. L'opération de gravure est généralement réalisée, dans le cas de l'oxyde de silicium à l'aide d'acide hydrofluorique. Il ne reste plus qu'à dissoudre la résine restante avec un solvant organique.

Nous avons réalisé les « fenêtres » qui correspondent à l'implantation des transistors. Ayant décrit cette première étape en détail, il va maintenant être possible d'analyser plus rapidement le processus global de fabrication des circuits intégrés en technologie NMOS grille polysilicium.

Les différentes phases sont représentées à la **figure 2**. Nous prenons comme exemple non pas la fabrication d'un circuit complet, mais celle d'un transistor élémentaire à déplétion, ce type de transistor présentant le maximum d'opérations. Le lecteur pourra suivre plus clairement le déroulement de chacune des phases.

Nous partons ici de la plaquette sur laquelle une couche d'oxyde de silicium d'environ 1μ d'épaisseur a été déposée puis gravée. Ces différentes fenêtres correspondent aux endroits où il sera nécessaire de pratiquer une diffusion. Cela englobe les sources et les drains des transistors, ainsi que les emplacements des grilles. Les résistances et un premier niveau d'interconnexions rentrent aussi dans cette catégorie. Nous avons là utilisé un premier masque.

La seconde phase du processus est de fixer à chaque transistor une tension de seuil bien déterminée, en fonction de son utilisation ultérieure. Il sera possible d'obtenir des transistors MOS à enrichissement et d'autres à déplétion. Un second masque est utilisé pour cela, ainsi qu'une nouvelle opération de photogravure par laquelle nous allons positionner les grilles des transistors à déplétion. En implantant les ions (arsenic ou antimoine) dans ces régions, nous faisons varier la concentration, ce qui permet l'ajustement de la ten-

sion de seuil. Dans le cas des transistors à déplétion, cette tension de seuil est négative.

On procède ensuite à une deuxième oxydation qui a pour but de faire croître une très fine couche d'oxyde de silicium sur toute la surface. Cette couche est très mince et la difficulté de l'opération réside dans son uniformité sur toute la plaquette. Nous avons réalisé l'oxyde fin de grille. Il est à noter que nous n'avons pas eu recours à un nouveau masque pour réaliser cette opération. En effet, la gravure effectuée dans la couche épaisse d'oxyde de silicium remplit cette fonction en délimitant les différentes zones où se trouveront les transistors. De la même manière, une couche uniforme de silicium poly-cristallin (ou polysilicium) est déposée à la surface. Cette couche sera totalement isolée du substrat grâce à l'oxyde de silicium. Le polysilicium formera la grille de tous les transistors, ainsi qu'une deuxième couche d'interconnexions. Un troisième masque est nécessaire pour réaliser cette opération (fig. 3).

Il est maintenant possible de réaliser les différentes diffusions. Après avoir enlevé l'oxyde fin ne se trouvant pas sous le polysilicium, la plaquette est exposée à des impuretés de type N (arsenic, antimoine ou phosphore) afin de les faire diffuser. La diffusion s'opère partout où il n'y a ni polysilicium ni oxyde de silicium. De ce fait, les tolérances entre le masque définissant les diffusions de source et de drain et le masque définissant les grilles sont moins sévères. On parle ici d'auto-alignement des masques. Nous verrons que ce n'est pas le cas lors de la fabrication du transistor NMOS à grille aluminium.

Les différents transistors sont maintenant formés. Il reste à réaliser le dernier niveau d'interconnexions. En premier lieu, il convient, pour éviter tout contact du métal avec les couches inférieures, d'isoler celui-ci grâce à une nouvelle couche d'oxyde de silicium. Un quatrième masque permet d'ouvrir des fenêtres aux emplacements des points de contact. Une fois cela terminé, la plaquette est recouverte de métal, généralement de l'aluminium, et un cinquième et dernier masque permet de délimiter les interconnexions métalliques. Celles-ci serviront le plus souvent aux connexions d'alimentation.

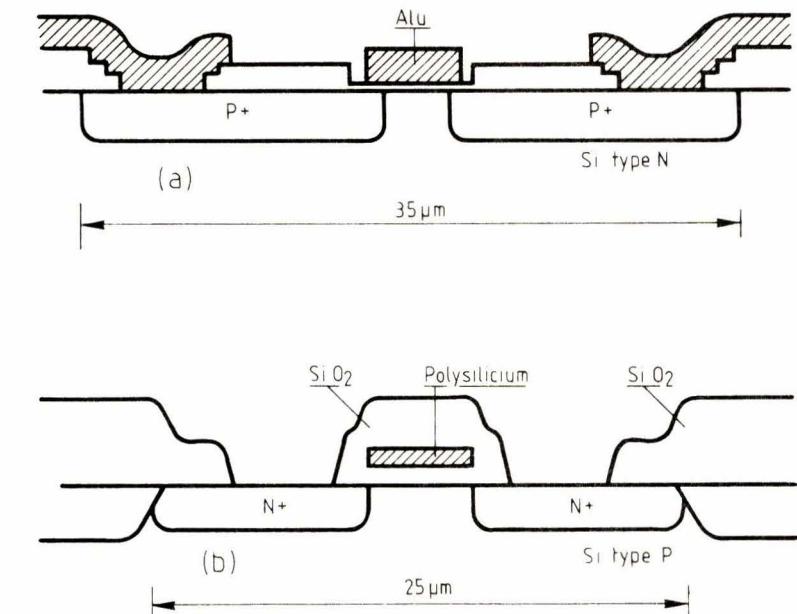


Fig. 3. – Technologie MOS. Deux types de grilles utilisées : a : grille aluminium ; b : grille polysilicium. La deuxième présente comme avantages un auto-alignement des régions N+ avec la grille, des capacités C_{gs} et C_{dg} plus faibles ainsi qu'un encoragement réduit.

Autres circuits MOS

– NMOS à grille aluminium.

La grille des transistors est ici réalisée en aluminium, et cela en même temps que les interconnexions finales. Le processus est donc plus simple à réaliser mais présente plusieurs inconvénients par rapport à la grille polysilicium. Tout d'abord, la tension de seuil V_T ne peut pas descendre en dessous d'une certaine valeur, ce qui rend cette technologie incompatible avec les circuits bipolaires. Ensuite, le positionnement du masque de grille vis-à-vis des diffusions de source et de drain est très critique. Enfin, le dépôt de polysilicium offre un niveau supplémentaire d'interconnexions que nous n'avons pas dans la technologie à grille aluminium. La densité d'intégration sera donc moins poussée dans ce dernier cas.

– PMOS à grille aluminium

C'est le transistor MOS le plus simple à réaliser. Il est apparu en premier sur le marché, car c'est une technologie économique. Aujourd'hui, quelques circuits intégrés sont encore réalisés en MOS de type P lorsque le prix de revient est un facteur primordial.

Parmi les inconvénients du PMOS, citons :

- sa lenteur,
- sa faible densité d'intégration,
- son incompatibilité avec les circuits TTL,
- ses limitations en température (0 à 80 °C).

La figure 4 nous montre les différentes étapes dans la réalisation du transistor PMOS.

– Le CMOS

Le principe des transistors MOS complémentaires consiste à associer sur le même substrat un transistor MOS canal N et un transistor MOS canal P, accouplés de telle manière que si l'un est passant, l'autre est bloqué.

L'avantage essentiel d'une telle structure réside dans sa faible consommation en régime statique. En régime dynamique, la consommation est alors proportionnelle à la fréquence de fonctionnement dont la limite se situe vers les 10 MHz.

Malgré tout, le CMOS utilise une grande surface, et, de plus, nécessite un nombre d'opérations élémentaires plus élevé. Les figures 5 et 6 nous montrent la suite de ces opérations. Comme pour le NMOS, les deux technologies grille aluminium et grille polysilicium sont possibles. Dans les deux cas, la première opération à effectuer consiste à réaliser l'îlot P dans lequel viendra se loger

Technologie

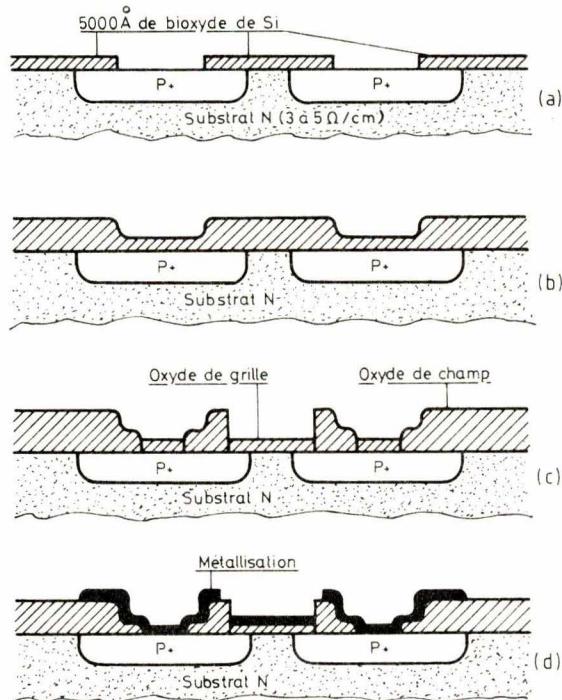


Fig. 4. — Technologie P-MOS grille aluminium. La grille des transistors est ici réalisée en même temps que les métallisations finales.

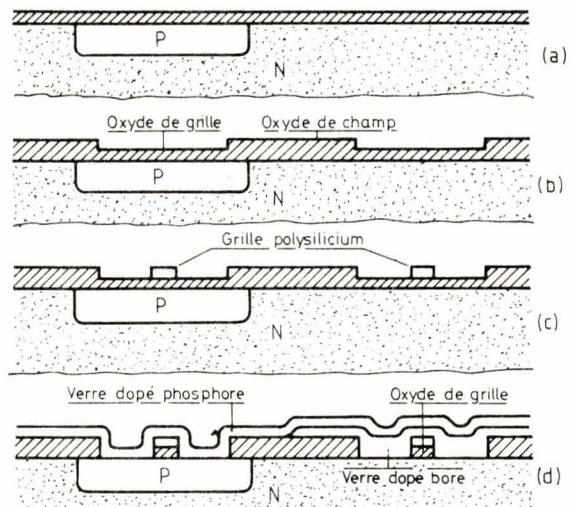


Fig. 6. — Technologie C-MOS grille polysilicium.

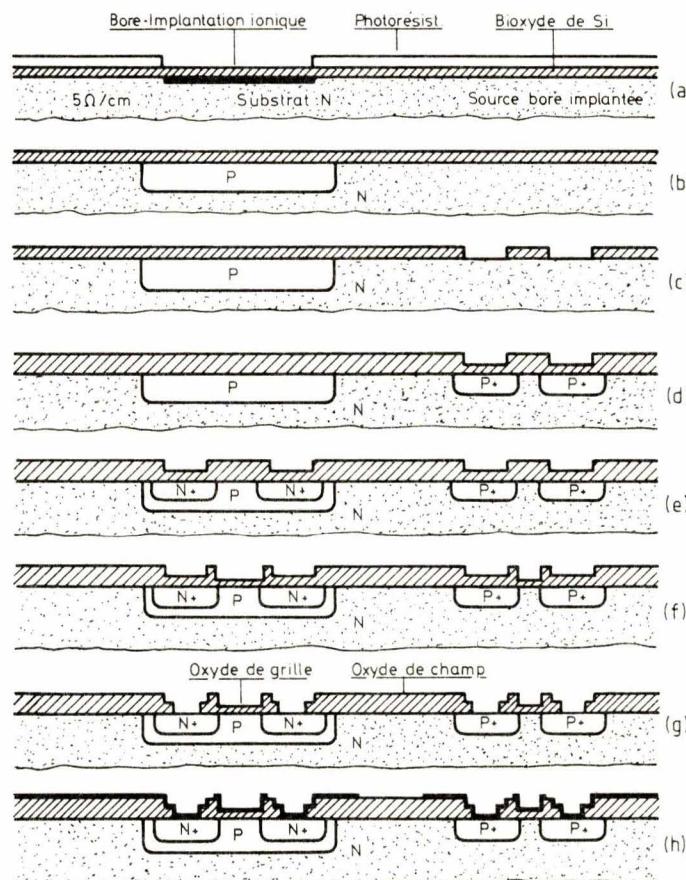


Fig. 5. — Technologie C-MOS grille aluminium. La première étape consiste à réaliser l'îlot P dans lequel viendra se loger le N-MOS.

Technologie

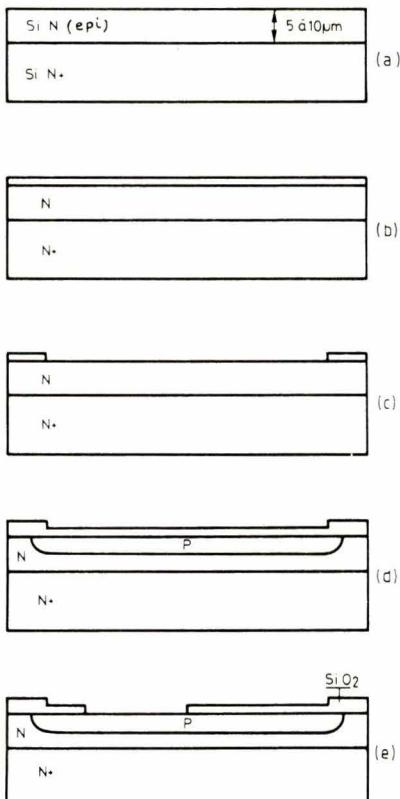
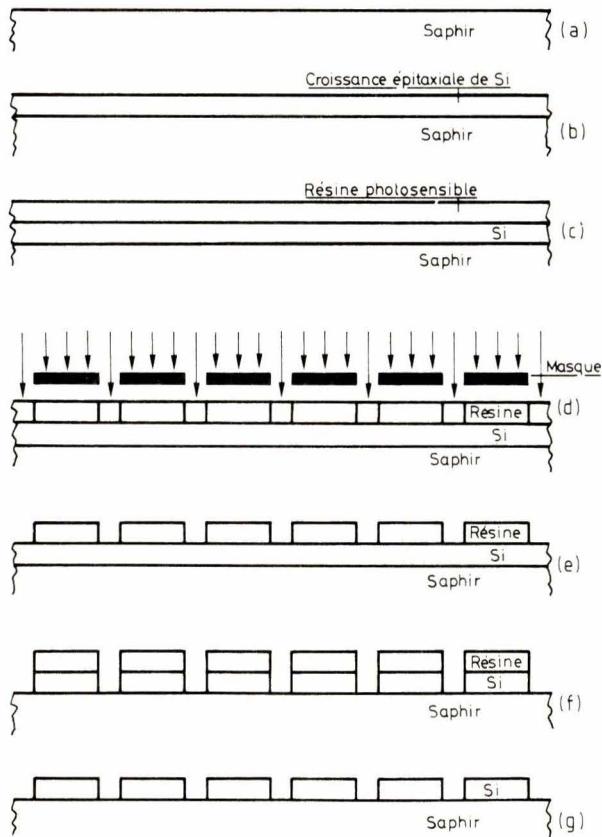


Fig. 7. — Technologie SOS (Silicon On Sapphire). Sur un substrat en saphir (a), on fait croître une couche de silicium (b), que l'on recouvre d'une résine photosensible (c). Après exposition aux U.V. (d), la résine exposée est dissoute (e), et le silicium gravé (f).

Fig. 8. — Technologie bipolaire. Fabrication d'un transistor NPN. a : croissance d'une couche épitaxiale N sur un substrat de type N+ ; b : croissance d'une couche d'oxyde de silicium ; c : gravure ; d : diffusion P de base ; e : gravure.

le transistor NMOS. Ce caisson doit être de haute résistivité, c'est-à-dire de faible dopage (10^{15} atomes/cm³).

La technique la plus employée aujourd'hui pour réaliser ce caisson est l'implantation ionique. Dans le cas de l'îlot P, on utilise par exemple des ions de bore. Une fois cette opération terminée, il faut réaliser une double diffusion, l'une pour les jonctions du transistor de type P, l'autre pour celles du NMOS. Nous trouvons ensuite la croissance de l'oxyde fin de grille, puis l'ouverture des fenêtres destinées à la prise des contacts et enfin, la métallisation.

— MOS - SOS (Silicon On Sapphire).

De même que les circuits bipolaires, une des limitations importantes des circuits intégrés MOS, en ce qui concerne la vitesse, provient des nombreuses capacités parasites présenter dans le circuit. En effet, tout contact de zones de types différents provoque l'apparition d'une capacité. Des études ont alors été entreprises pour minimiser ces capacités et permettre une vitesse de fonctionnement plus élevée. Ces études ont débouché sur la technologie SOS. Le

principe de ces circuits consiste à réaliser des îlots en silicium séparés par un substrat isolant, chacun de ces îlots comportant un composant. Les différents composants sont ensuite reliés entre eux par une couche d'interconnexions métalliques.

Le gros problème qui se pose est le dépôt des îlots semi-conducteurs sur un substrat isolant. Il faut trouver un isolant dont la structure cristalline est comparable à celle du silicium. Le saphir (Al_2O_3) présentant ces caractéristiques, il est possible, par épitaxie, d'y faire croître une mince couche de silicium monocrystallin.

Le silicium est ensuite gravé (fig 7) par un procédé de photographie pour ne laisser que les îlots sur lesquels seront réalisés les différents composants.

L'avantage de cette technique, outre la réduction des capacités parasites, réside dans le fait qu'il est possible de réaliser n'importe quel composant, MOS ou bipolaire, sur la même plaquette.

Lorsque l'on réalise un circuit

MOS à l'aide de ce procédé, la réduction des capacités parasites au niveau de la source, du drain et des interconnexions, ainsi que l'absence de courant de fuite, se traduisent par un gain en vitesse dans un rapport 5 à 10.

La technologie bipolaire

Nous nous bornerons, dans ce chapitre, à rappeler les différentes opérations nécessaires à la fabrication d'un transistor bipolaire. Nous commencerons par la description du transistor NPN, puis nous étudierons les problèmes d'isolement. Nous terminerons par l'étude du transistor PNP et de la diode.

Le transistor NPN

Les différentes opérations mises en œuvre pour obtenir un transistor NPN sont données à la figure 8. Nous partons d'un substrat de silicium dopé N+ sur lequel on fait croître une couche épitaxiale N. On dépose ensuite à la surface, par oxydation thermique, une couche d'oxyde de silicium, laquelle va être

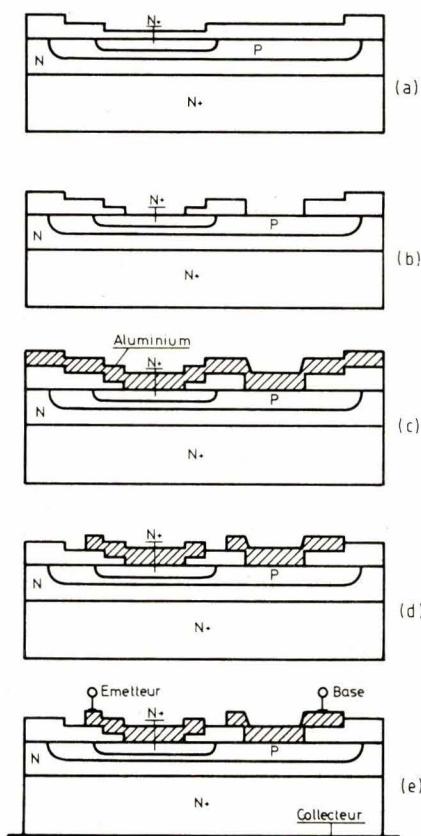


Fig. 9. — Fabrication d'un transistor PNP. a : diffusion ; b : ouverture des trous de contact ; c : métallisation ; d : gravure de l'aluminium ; e : prise des contacts.

gravée afin de procéder à l'opération de diffusion de la base. Une nouvelle couche d'oxyde est alors déposée puis gravée pour permettre la diffusion de l'émetteur. On procède ensuite à l'ouverture des trous de contact, puis à la métallisation et enfin, à la gravure des interconnexions. La **figure 9** décrit la fabrication d'un transistor PNP.

Une deuxième méthode consiste à effectuer trois diffusions successives servant à l'obtention du collecteur, de la base, et de l'émetteur, comme le montrent les **figures 10 et 11**. La **figure 12** décrit le processus de la couche enterrée.

Nous allons maintenant étudier un problème épique dans la réalisation des circuits intégrés : c'est le problème de l'isolation des différents transistors présents sur la puce.

Problèmes d'isolation

Trois méthodes sont ici utilisées.

– Isolation par caisson.

On réalise un caisson isolant pour chacun des transistors de la puce. Cette technique présente plusieurs inconvénients parmi lesquels le fait d'utiliser une grande surface pour la réalisation du caisson, ce qui limite sérieusement les possibilités d'intégration à grande échelle.

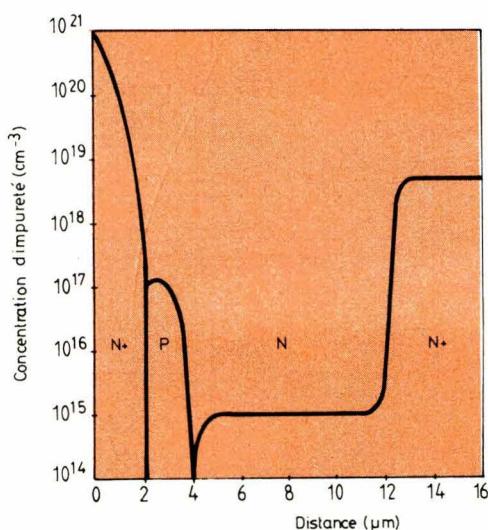
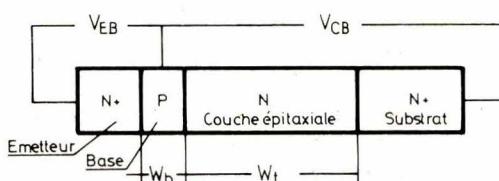


Fig. 10. — Profil de concentration d'un transistor NPN.

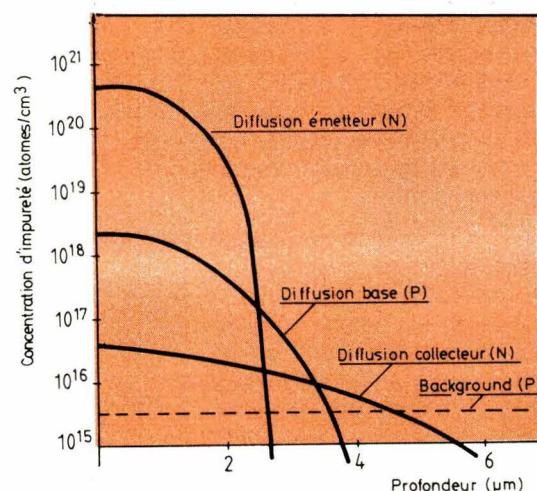
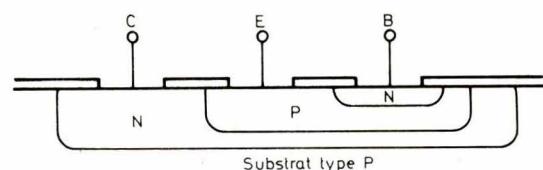


Fig. 11. — Transistor NPN triple diffusion et profil de concentration associé.

Technologie

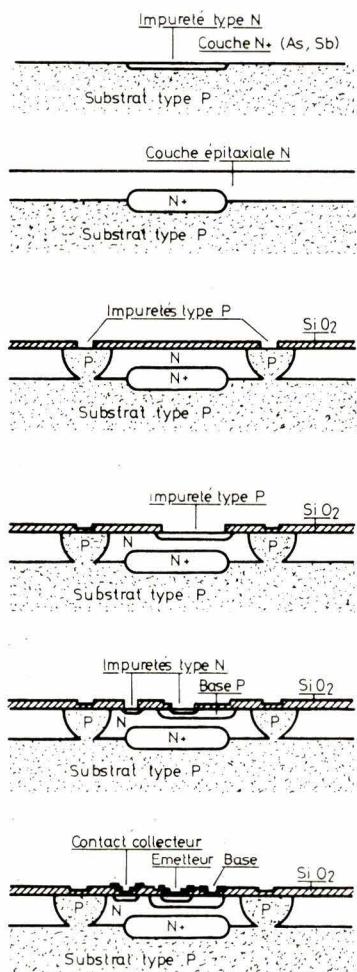


Fig. 12. – Fabrication d'un transistor NPN avec couche enterrière.

– Isolation par diffusion de collecteur (CDI, figure 13)

Cette technique nécessite une diffusion sélective $N+$ dans un substrat de type P . On fait ensuite croître une couche épitaxiale P dont l'épaisseur est environ de $1,5 \mu\text{m}$. Cette couche a deux rôles : elle forme la base des transistors et elle sert à la fabrication des résistances. L'opération suivante consiste à faire diffuser des zones $N+$ à travers la couche épitaxiale, ces zones formant le contact avec la couche enterrée.

On vient donc d'isoler des îlots P . Une troisième diffusion est ensuite effectuée sur toute l'étendue de la tranche. Bien qu'elle ne soit pas vraiment nécessaire, elle permet d'augmenter la concentration en surface des régions P . L'émetteur des transistors est formé par une diffusion $N+$. La dernière opération consiste à prendre les contacts de base, d'émetteur et de collecteur.

Cette technique de fabrication comporte plusieurs avantages :

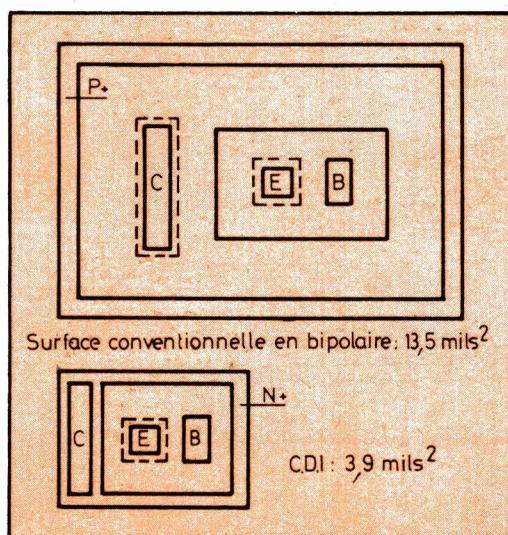
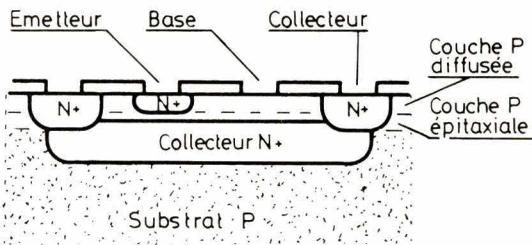


Fig. 13. – Isolation par diffusion de collecteur. a : vue en coupe d'un transistor ; b : comparaison des surfaces utilisées par l'isolation par caisson et l'isolation par diffusion de collecteur.

- simplicité de fabrication. Nous n'utilisons ici que cinq masques ;
- réduction de surface. L'isolation étant produite directement par le collecteur, il en résulte une diminution de la surface dans un rapport trois.

Néanmoins, il faut noter un inconvénient dans cette méthode : du fait du fort dopage du collecteur, la tension de claquage collecteur-émetteur est très faible (de l'ordre de 5 à 7 V).

– Isolation par oxydation locale (LOCOS-Isoplanar, fig. 14).

L'isolation est réalisée au moyen de « murs » d'oxyde de silicium qui tolèrent les contacts avec le transistor. La réduction de surface peut ici atteindre 50 %.

Les autres composants bipolaires

– Le transistor PNP

Que ce soit dans les circuits inté-

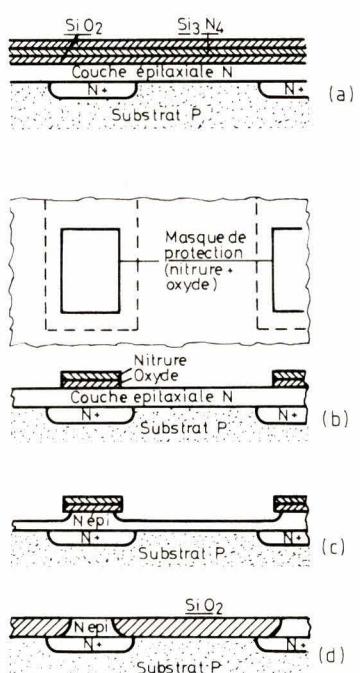


Fig. 14. – Isolation par oxydation locale.

grés ou en composants discrets, le transistor PNP a toujours été le parent pauvre de son homologue NPN. Cela est dû principalement à la différence de mobilité entre les électrons et les trous. En effet, ces derniers possèdent une mobilité deux à trois fois plus faible que les électrons. En outre, si l'on considère les effets de surface en technologie Planar, il est plus intéressant de fabriquer des transistors NPN que PNP. En effet, l'oxyde qui recouvre le transistor contient toujours une certaine quantité d'ions positifs. Ces charges positives induisent à la surface du silicium des charges de signe opposé. Cet effet est surtout présent dans les régions les moins dopées, comme c'est le cas pour le collecteur des transistors. Dans un transistor NPN, cela ne présente aucun inconvénient. Par contre, dans le cas d'un transistor PNP, la couche d'électrons présente à la surface risque de former un court-circuit entre la base N et la région d'isolation $N+$.

Lors de la conception d'un circuit intégré bipolaire, on s'efforcera donc d'éviter l'utilisation de transistors PNP. Néanmoins, dans le cas où le transistor PNP est nécessaire, la réalisation de ce dernier doit s'inscrire dans la procédure de fabrication du transistor NPN, avec un minimum d'étapes additionnelles.

La solution la plus employée consiste en la réalisation du transistor PNP latéral (fig. 15). La base est formée par une couche épitaxiée N . L'émetteur et le collecteur sont obtenus en même temps que la base des transistors NPN, grâce à une diffusion P . Il n'y a donc pas d'opérations supplémentaires. Malgré cela, le transistor PNP, réalisé de cette manière est loin d'être idéal :

- les résistivités des régions P et $P+$ adaptées aux transistors NPN sont loin d'être adaptées dans le cas du transistor PNP ;

- la fabrication d'un transistor PNP se double de la création de deux transistors PNP verticaux, dont les collecteurs sont communs et formés par le substrat P .

Ces diverses raisons expliquent que, dans le cas du transistor PNP, les gains en courant restent faibles (5 à 50) et les fréquences de transition f_T n'excèdent pas 5 MHz.

— La diode

Pour des tensions inverses faibles (4 ou 5 V), le meilleur choix est l'utilisation de la jonction base-émetteur

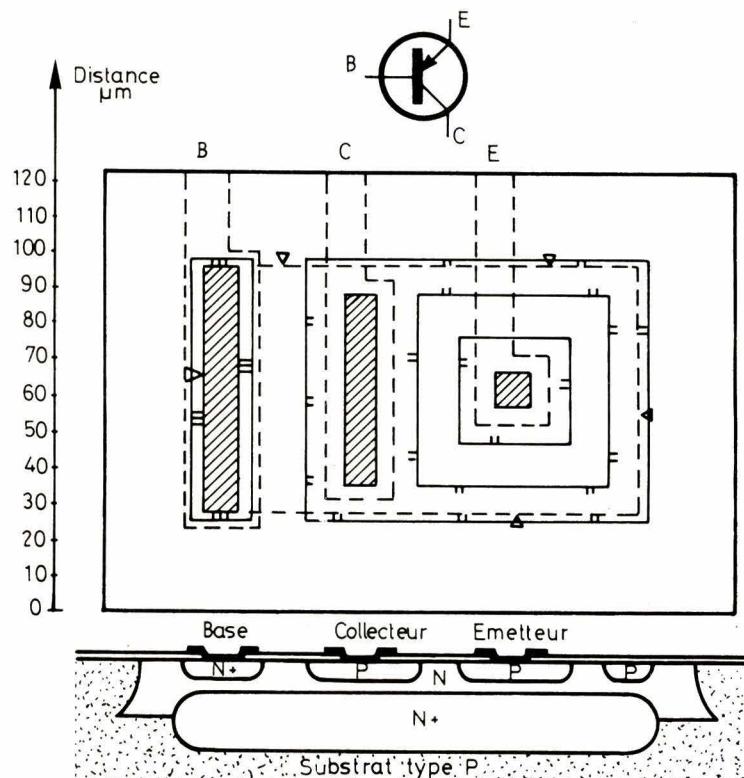


Fig. 15. — Structure d'un transistor PNP latéral.

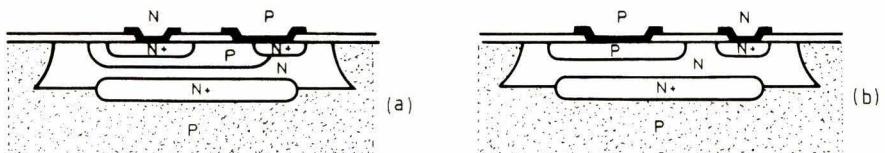


Fig. 16. — La diode dans un circuit intégré. Elle est formée : a : par la jonction base-émetteur ; b : par la jonction base-collecteur.

du transistor NPN. On obtient par ce procédé, une chute de tension inverse faible et bien contrôlée. Pour des fonctionnements en inverse avec des tensions supérieures, il faut utiliser la jonction base-collecteur. La figure 16 montre les deux types de diodes possibles en intégration.

— Résistance déposée

Le but est ici de déposer une couche mince d'un matériau choisi pour ses propriétés résistives, puis, par une opération de photogravure, d'isoler les parties de la couche qui deviendront des résistances.

— Résistance diffusée (fig. 17)

La résistivité du silicium est une fonction de sa concentration. Il est possible de former une résistance dans du silicium en diffusant des impuretés dans une région bien déterminée. La valeur de la résistance obtenue est alors fonction de trois paramètres : dimensions de la région diffusée ; concentration du diffu-

Réalisation des composants passifs

La résistance

Dans un circuit intégré, la résistance peut être réalisée de deux manières différentes : résistances déposées ou diffusées.

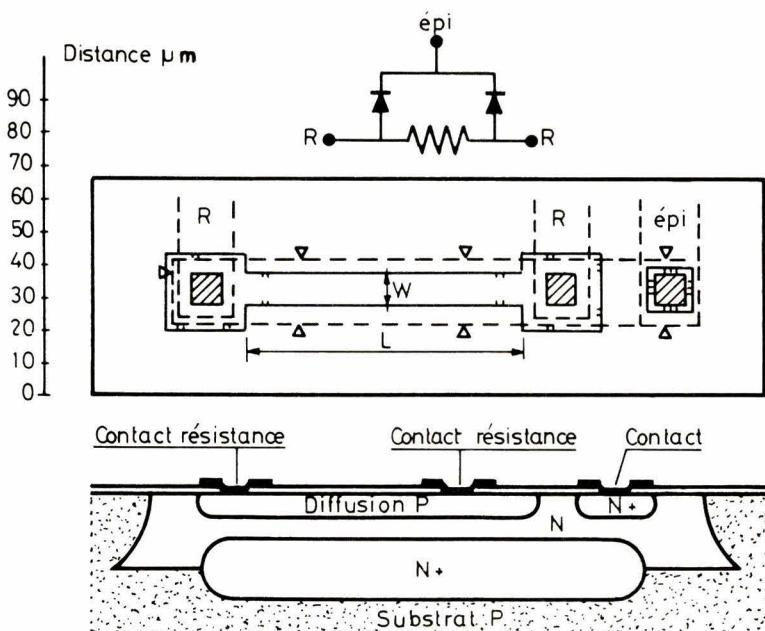


Fig. 17. – La résistance dans un circuit intégré. Elle est ici réalisée durant la diffusion P de base.

sant ; profondeur de la région diffusée.

Théoriquement, lors de la fabrication d'un circuit intégré bipolaire, n'importe laquelle des diffusions peut être utilisée pour former les résistances. Généralement, les résistances sont diffusées en même temps que la base P (dans le cas des transistors NPN). La concentration des porteurs et la profondeur de diffusion sont alors déterminées par le profil nécessaire aux transistors. Ce sont les dimensions géométriques de la résistance qui vont nous permettre d'en ajuster la valeur.

Les problèmes qui se posent sont de trois ordres :

- réaliser des résistances de grande valeur sans consommer trop de surface ;
- obtenir une reproductibilité optimum ;
- isoler convenablement les résistances.

Les diffusions P de base permettent des résistivités de l'ordre de 100 à 200 $\Omega \square$. Néanmoins, la valeur de la largeur de la zone diffusée est limitée technologiquement (limite de photolithographie, puissance à dissiper dans la résistance...). Cela nous amène à limiter la valeur des résistances intégrables à 10 k Ω . Pour cette valeur limite, si l'on considère une résistivité de 100 $\Omega \square$ pour une largeur de 10 μm , la surface occu-

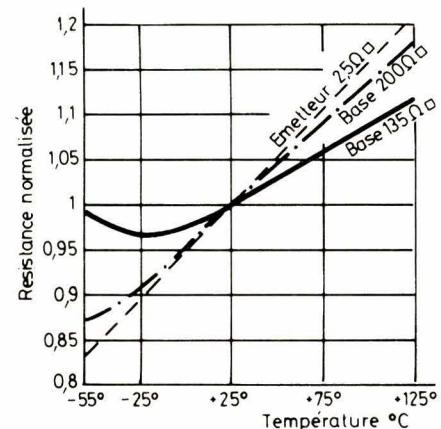


Fig. 18. – Courbe de coefficient de température des résistances intégrées.

cupée par la résistance sera de $100 \times 400 \mu\text{m}^2$, ce qui représente un encombrement non négligeable par rapport au transistor NPN qui lui, n'occupe qu'une surface de $80 \times 50 \mu\text{m}^2$.

En ce qui concerne la reproductibilité, on peut dire qu'elle est très bonne pour les circuits d'une même plaquette. Lorsque l'on regarde deux plaquettes différentes, il est courant d'obtenir des variations de $\pm 10\%$ par rapport à une valeur de référence. Ces variations résultent de l'opération de photolithographie et du contrôle relativement imprécis de la diffusion.

Enfin, l'isolation électrique des résistances est effectuée en polarisant en inverse la jonction PN qui la caractérise. Dans le cas de la diffusion P de base, la couche épitaxiale N doit être à un potentiel plus positif que n'importe laquelle de ses deux extrémités.

Un des paramètres importants en ce qui concerne les résistances est

Résistances	Base	Emetteur	Collecteur ou zone épitaxiale
Gamme de résistances superficielles R (Ω)	10^2 à 10^3	2 à 5	500 à 1 000
Coefficient de température à 25 °C (en $10^{-6}/^\circ\text{C}$)	100 à 3 000	100	1 000
Tolérances (%)	± 10	± 15	± 25
Tension maximale applicable (V)	40 à 75	5	75
Puissance maximale dissipable ($\text{W}/\mu\text{m}^2$)	$5 \cdot 10^{-6}$	$5 \cdot 10^{-6}$	$5 \cdot 10^{-6}$

Fig. 19. – (tableau 1). Principales caractéristiques des résistances diffusées.

leur coefficient de température. Dans le cas des résistances diffusées, la variation de ce dernier n'est pas linéaire. La figure 18 nous montre comment il varie pour divers types de diffusions.

Le condensateur

Plusieurs méthodes sont utilisées pour réaliser un condensateur.

Il est possible d'utiliser la capacité d'une jonction PN polarisée en inverse. On parle alors de condensateurs à jonction. Les valeurs maximales obtenues par ce type de condensateur ne dépassent pas 100 pF. Cette valeur est d'ailleurs fonction de la tension appliquée aux bornes de la jonction. Ce type de condensateur présente une excellente reproductibilité.

Une deuxième manière de réaliser un condensateur en circuit intégré (fig. 20) est d'utiliser une mince couche d'oxyde de silicium (= 1 000 Å) comme diélectrique. Une des électrodes de cette capacité est formée par une région N+ (diffusion d'émetteur), l'autre étant réalisée par une couche d'aluminium déposée sur l'oxyde lors de la métallisation. La valeur de la capacité obtenue est alors :

$$C = \frac{\epsilon_{ox} A}{d}$$

avec

ϵ_{ox} : permittivité de l'oxyde
d : épaisseur de l'oxyde
A : surface de la capacité

La figure 21 donne les caractéristiques des condensateurs obtenus par chacune de ces technologies.

Notions de rendement

Sur les quelques centaines de circuits intégrés réalisés sur une même plaque, seule une partie fonctionnera correctement. En effet, un léger

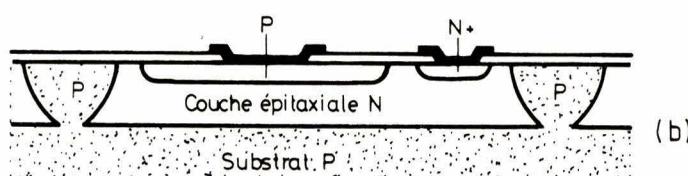
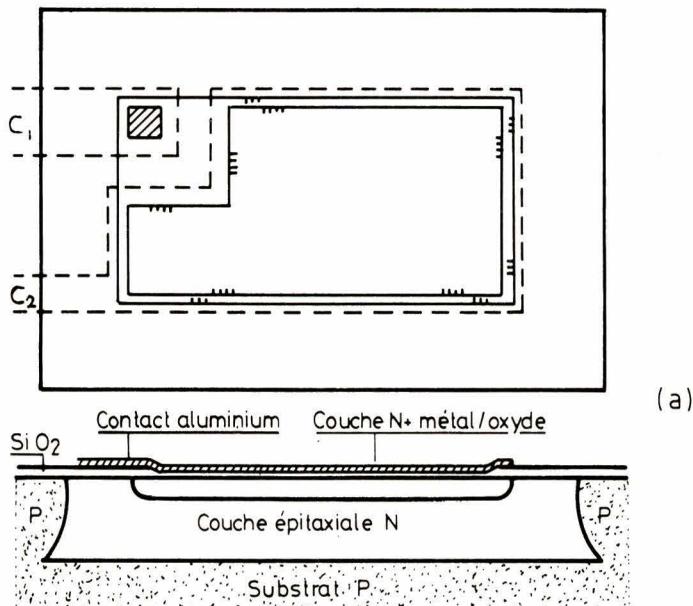
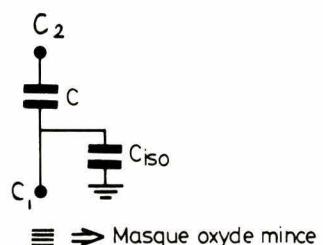


fig. 20. – Les condensateurs dans un circuit intégré. a : condensateur MOS ; b : condensateur à jonction.

Type de capacité	Capacité à jonction	Capacité C-MOS
Valeur type de capacité par unité de surface (pF/20 mm ²)	$2 \cdot 10^{-3}$	10^{-5}
Capacité maximale réalisable (pF)	100	500
Tension maximale applicable (V)	300	100
Tolérance (%)	± 10	± 20

Fig. 21. – (tableau 2). Principales caractéristiques de chacun des types de capacités intégrées.

Caractéristiques générales		Principales familles	Signification	Utilisations
MOS	Nombre de processus plus faible. Surface occupée réduite Dispositif à porteurs majoritaires.	P-MOS N-MOS C-MOS	Porteurs positifs Porteurs négatifs MOS complémentaire	Le premier apparu sur le marché des MOS. En voie de disparition. Le plus utilisé à l'heure actuelle. De plus en plus utilisé, notamment dans les circuits demandant une consommation d'énergie minimale (montres, calculatrices...).
	Croissance de l'oxyde fin de grille délicate. Reproductibilité difficile.	SOS MNOS	Dépôt de silicium sur un substrat isolant Métal-nitrure-oxyde silicium	Utilisation surtout militaire et spatiale du fait de la bonne tenue aux radiations et aux hautes températures. Mémoires mortes.
Bi-polaire	Nombre de processus plus élevé que dans le cas des MOS	TTL ECL	Logique à transistors multiémetteurs Logique à couplage par l'émetteur	Très utilisée. Nombreuses sous-familles (TTL LS, HTTL...) Créeée pour les fonctionnements aux grandes vitesses. Versions : ECL 10 K, 100 K.
	Surface occupée plus grande. Inconvénients dus à la durée de vie des porteurs minoritaires.	I ² L	Logique intégrée à injection	Faible consommation et forte intégration possible. Concurrent direct des circuits MOS.

Fig. 23. – (tableau 3). Principales caractéristiques des différentes familles de circuits intégrés.

défaut dans le masque ou une simple poussière sur le circuit lors d'une des opérations suffit pour rendre le circuit totalement inutilisable.

Le prix de revient d'un circuit étant bien souvent un facteur prépondérant, l'étude précédant la fabrication comporte toujours une partie consacrée à l'optimisation de la surface de la puce. Si l'on considère que N est le nombre de défauts mortels par unité de surface, A la surface du circuit et M le nombre de niveaux critiques (4 pour le N-MOS grille polysilicium), la probabilité qu'une puce de surface A ait n défauts devient :

$$P_n(NMA)$$

où P_n est une distribution de Poisson. De cette formule, on tire la probabilité d'avoir un bon circuit :

$$P_0(NMA) = \exp(-MNA)$$

Cette équation, sans tenir compte de tous les impondérables, reste néanmoins une bonne approximation pour estimer ce que sera le rendement.

Le nombre de défauts par niveau critique par cm^2 est fonction de la technologie utilisée. De nouvelles

techniques permettront, dans les prochaines années, de fabriquer des circuits capables de fonctionner, même en présence de certains défauts. Il faudra alors revoir entièrement l'équation du rendement donnée plus haut.

Pour l'heure, nous présentons à la figure 22 un exemple d'étude de rendement. Celle-ci porte sur le « chip » du microprocesseur 68000. Cet exemple nous montre qu'il ne suffit pas de jouer sur un seul paramètre pour améliorer le rendement, mais plutôt, qu'il est nécessaire d'effectuer un compromis entre les trois.

Conclusion

Depuis l'apparition des circuits intégrés, le niveau d'intégration a été en constante progression. Trois facteurs ont contribués à cet accroissement :

– La réduction des dimensions.

L'enjeu élémentaire est le suivant : une diminution des dimensions dans un facteur deux double la vitesse de fonctionnement et quadruple la densité.

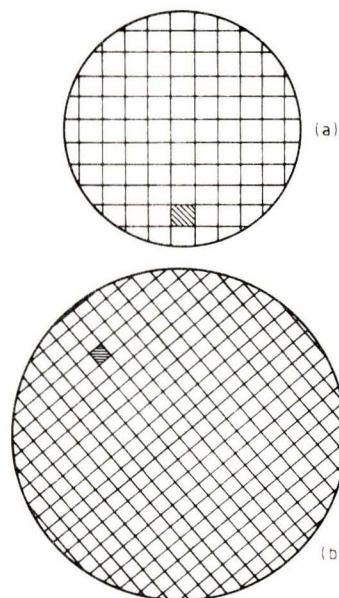
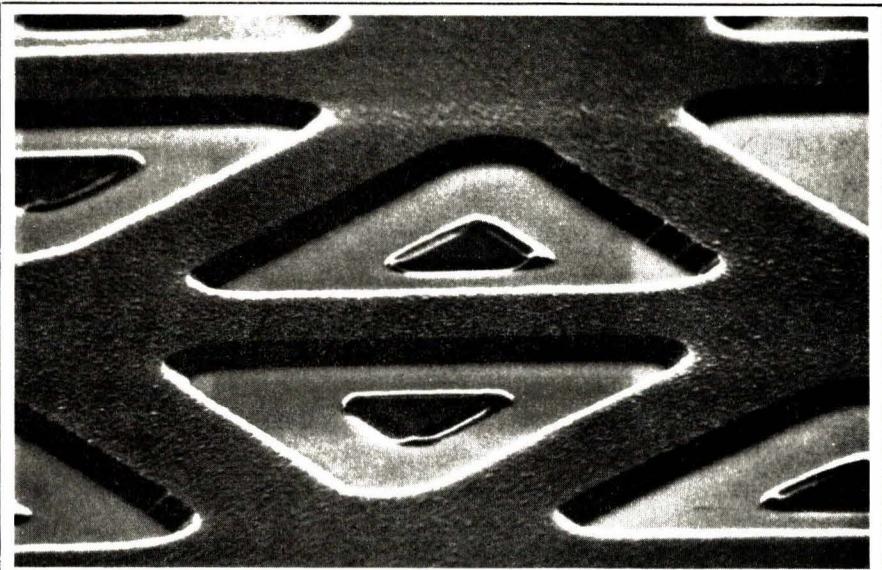


Fig. 22. – Etude de rendement effectuée sur le microprocesseur μP 6800. En haut (a). Dimensions du circuit : 7 X 7 mm². Technologie H-MOS 1. 1,3 défaut par niveau critique par cm² (4 niveaux critiques). Nombre de circuits : 40. Nombre de circuits bons par tranche : 3. Rendement : 8 %. En bas (b). Dimensions du circuit : 5 X 5 mm². Technologie H-MOS 2. 1,6 défaut par niveau critique par cm² (4 niveaux critiques). Nombre de circuits : 144. Nombre de circuits bons par tranche : 29. Rendement : 20 %.



Structure multicellulaire d'un transistor MOS de puissance (doc. R.T.C.).

Le transistor élémentaire occupe aujourd'hui une surface de $100 \mu\text{m}^2$. Cela nécessite, pour la fabrication, une précision de l'ordre du micron. Les technologies cherchent aujourd'hui à descendre en dessous de cette valeur. Ce passage ne va pas sans mal. En effet, il nécessite une transformation profonde des techni-

ques actuelles (utilisation de rayonnements X au lieu de la lumière). Le coût du matériel nécessaire à la mise en place de ces nouvelles techniques sera croissant. Il est fort possible, dans ces conditions, que l'on assiste à un ralentissement de la progression annuelle en ce qui concerne l'intégration.

- L'augmentation de la surface du circuit intégré.

Les études ont prouvé que lorsque l'on dépassait une certaine surface (pour une technologie donnée), le rendement de fabrication tendait rapidement vers zéro. Au cours des dix dernières années, la surface des circuits a augmenté dans un rapport 5. Il est aujourd'hui difficile de prévoir une limite, les progrès technologiques repoussant sans arrêt cette valeur.

- L'organisation des composants sur la puce.

C'est l'étape conceptuelle. Nous ne l'aborderons pas dans cet article.

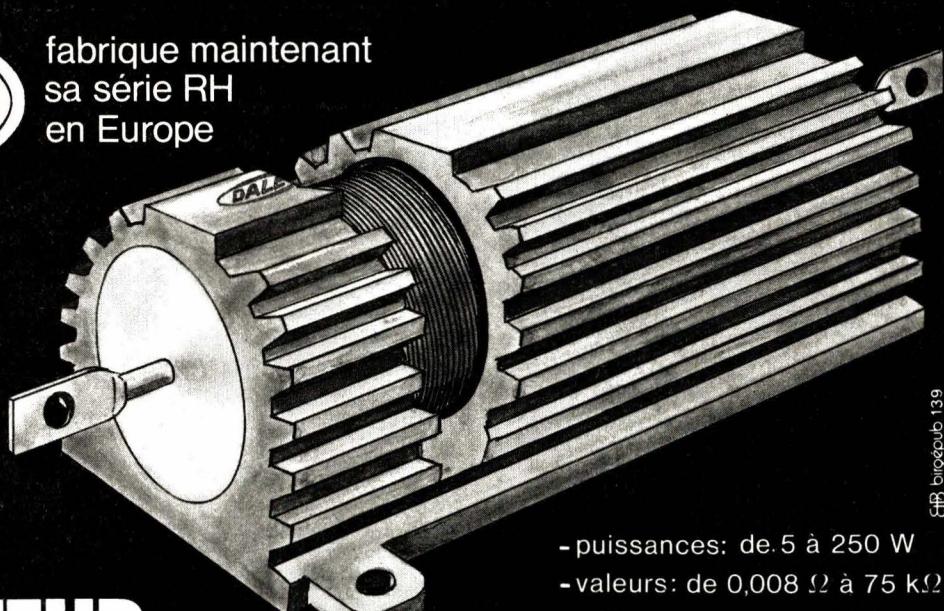
Pour conclure, nous présentons à la **figure 23** les différentes caractéristiques de chacune des technologies présentes à l'heure actuelle sur le marché, en insistant sur les avantages et les inconvénients de chacune d'elles.

P. Porta

SERVICE-LECTEURS N° 204

DALE®

fabrique maintenant
sa série RH
en Europe



EBI biograpub 139

RESISTANCES BOBINEES SOUS RADIATEUR

STOCKS IMPORTANTS

almex

48, rue de l'Aubépine, zone industrielle
92160 ANTONY
Tél. : (1) 666.21.12 - Télex 250 067 F

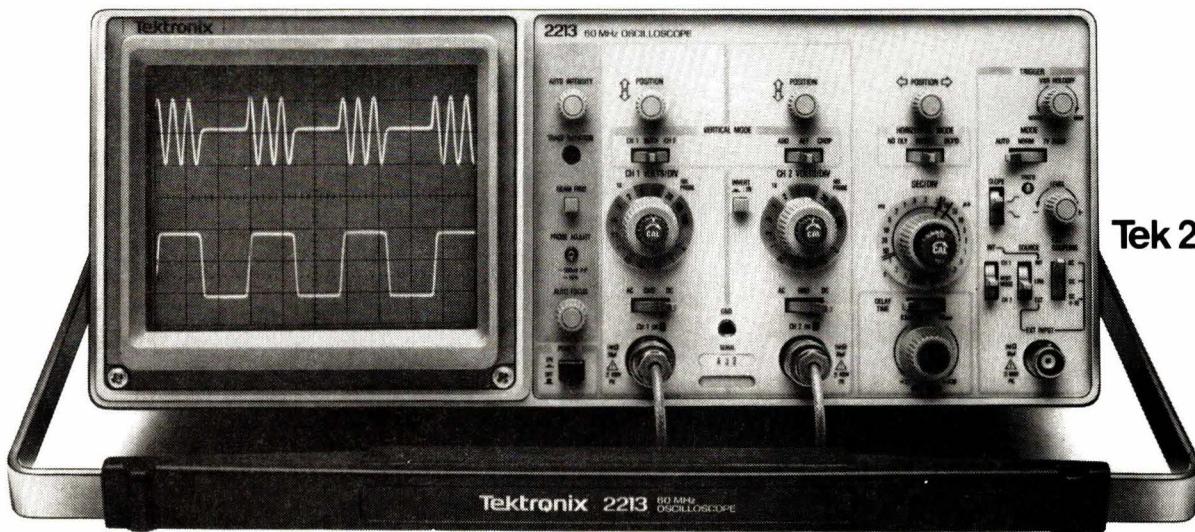
correspondants
régionaux
d'ALMEX :

ALMEX : Lyon - Tél. : (7) 876.09.90
SONEL OUEST : St-Brieuc - Tél. : (96) 94.62.51
IDEM : Toulouse - Tél. : (61) 26.14.10
Bordeaux - Tél. : (56) 44.61.27

documentation et prix sur demande

Prix HT au 8 Février 1982 (2 sondes incluses).

7890 Francs.



Tek 2213

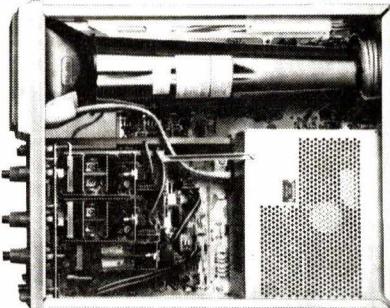
Plus de performances, des prix plus bas:

Moins de câblage que sur tout autre oscilloscope.

Alimentation haut rendement.

Pas de ventilateur.

Moins de connecteurs.



Moins de circuits imprimés.

Meilleur accès pour la maintenance.

Moins d'éléments mécaniques que sur tout autre oscilloscope.

6,1 kg.

La solide réputation de Tektronix en matière d'oscilloscopes est largement reconnue dans le monde entier.

Encore faut-il la justifier en créant les outils que le progrès et les nouveaux besoins commandent, quitte même à rompre avec la tradition.

C'est ce que fait Tektronix avec la série 2200.

Avec les 2213 et 2215, c'est une nouvelle génération d'oscilloscopes qui entre en scène : des oscilloscopes d'usage général qui intègrent des progrès technologiques permettant l'accès à des performances particulièrement élevées pour un niveau de prix particulièrement bas.

Cela n'a pu être rendu possible qu'en faisant appel au plus haut niveau de sophistication : la simplicité. Ainsi, le nombre de composants mécaniques a été réduit de 65 %, les câblages de 90 % et le nombre de circuits imprimés restreint, (un seul circuit pour le 2213).

CARACTÉRISTIQUES ET PERFORMANCES

Bandé passante
deux voies - de 0 à 60 MHz à 20 mV/div., de 0 à 50 MHz à 2 mV/div.

Poids
6,1 kg (6,8 kg avec capot et pochette - en option).

Vitesses de balayage
de 0,5 s. à 0,05 µs. (5 ns/div. avec une expansion de 10 x).

Sensibilité
facteurs de déflexion de 100 V/div. (sonde 10x) à 2 mV/div. (sonde 1x) - Précision ± 3 % Couplage alternatif

(AC) et continu (DC)

Mesures en

balayage retardé

2213 : balayage normal, intensifié après retard et retardé ; retards de 0,5 µs à 4 ms.

2215 : précision de la mesure en balayage retardé portée à ± 1,5 %.

Mode de balayage A seul, B seul, A et B alterne avec A intensifié par B; B démarre ou est déclenché après le retard.

Système de déclenchement comprenant les modes

trame TV, normal, auto, en interne et en externe et déclenchement réseau ; "hold off" variable ; déclenchement séparé de B (2215).

Nouvelles sondes

P6120 hautes performances, fixation efficace, 60 MHz et 10-14 pF en bout de sonde; faible poids, câbles souples; nouveaux embouts

pour les circuits intégrés et pour les composants de petit diamètre.

Commodité de la mesure

luminosité et focalisation automatiques de la trace, et localisation des signaux hors écran. Mesure plein écran : 8 x 10 cm.

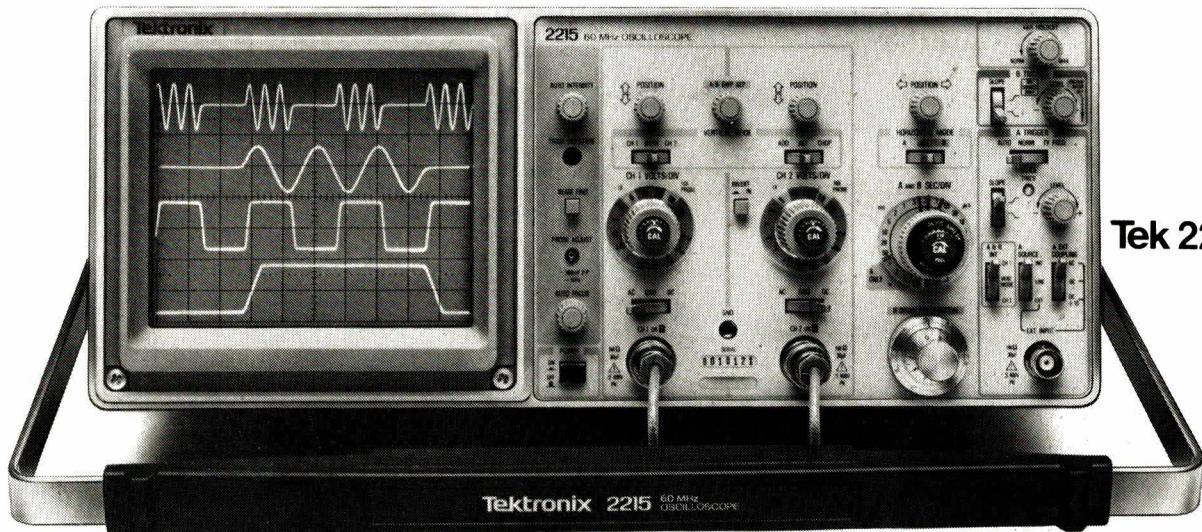
Commodité d'emploi

fonctionnement automatique de 90 à 250 volts, 48 à 62 Hz.

LA REFERENCE
PERFORMANCES/PRIX

9890 Francs.

Prix HT au 8 Février 1982 (2 sondes incluses).



Tek 2215

c'est l'avance technologique Tektronix.

Tels sont les éléments qui ont permis à la fois une diminution des prix mais aussi un accroissement de la fiabilité (risque de panne minimisé) et donc de la productivité de votre investissement.

Ces innovations ont éliminé la nécessité d'une ventilation et permis de concevoir des oscilloscopes plus petits et plus légers.

Les 2213 et 2215 sont équipés d'un circuit d'alimentation performant qui fonctionne automatiquement sur toutes les gammes de tensions (90 - 250 volts en alternatif pour des fréquences de 48 - 62 Hz) tout en conservant à ces oscilloscopes la précision de leurs mesures.

Et les performances ? Une bande passante adaptée aux circuits numériques et analogiques de vitesse élevée, la sensibilité pour les mesures de faibles signaux, la vitesse de balayage pour des circuits logiques rapides, le balayage retardé pour des mesures de temps précises et rapides.

La série 2200 dispose par ailleurs d'un système de déclenchement particulièrement perfectionné permettant : un déclenchement qui s'effectue véritablement sur les deux voies verticales en alterné, le crête à crête automatique qui adapte le déclenchement à l'amplitude du signal, les déclenchements TV trames et lignes et la recherche de trace automatique.

Si l'on ajoute à cela le réglage automatique de luminosité et de focalisation de la trace en fonction de la vitesse de balayage et de la répétition du signal, on comprend combien ces oscilloscopes seront faciles à utiliser.

Haut niveau de performances, faible coût, facilité d'utilisation, grande fiabilité, ces nouveaux outils bouleversent la conception traditionnelle des oscilloscopes : un tour de force que seul le savoir-faire technologique de Tektronix pouvait mener à bien.

Si vous souhaitez plus d'informations, nous vous proposons : soit de nous appeler directement au (6) 907.78.27, poste 443, spécialement réservé à votre intention, soit de nous retourner le coupon ci-dessous.

Nom _____
Société _____
Activité _____
Fonction _____
Adresse _____ _____
Téléphone _____
Désire recevoir, sans engagement de sa part :
<input type="checkbox"/> Une documentation sur la série 2200.
<input type="checkbox"/> Une démonstration.
<input type="checkbox"/> La brochure "Principe de l'oscilloscope".

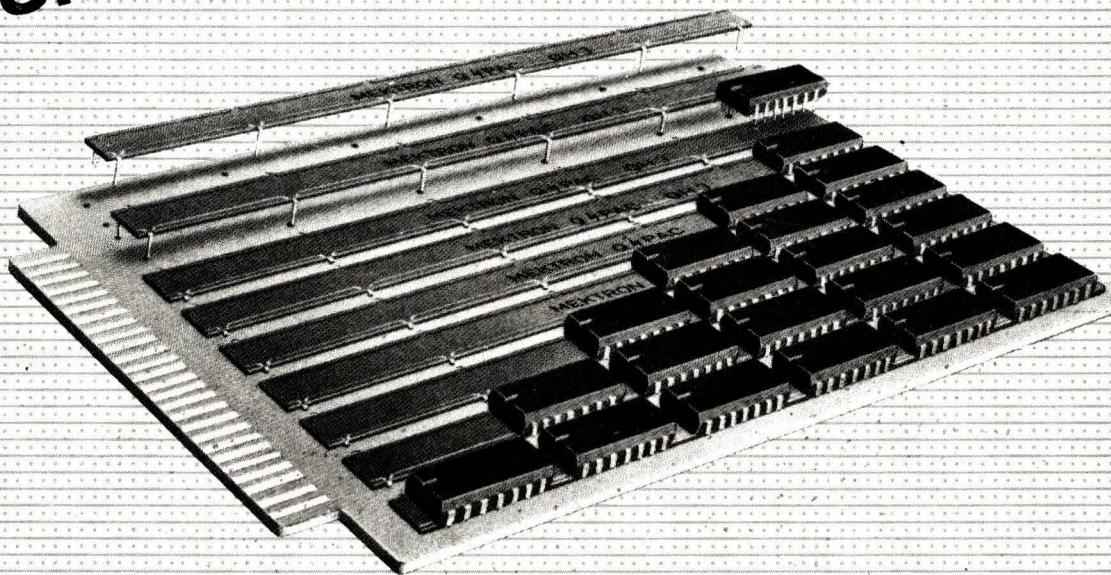
Tektronix - Division Mesure Electronique.
Z.I. de Courtabœuf - BP 13.
91941 Les Ulis Cedex - Tél. (6) 907.78.27.

**LA REFERENCE
EN MESURE ELECTRONIQUE.**

SERVICE-LECTEURS N° 205

Tektronix®

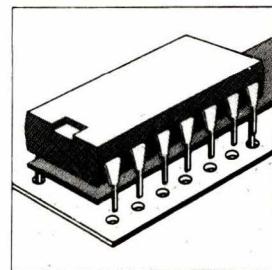
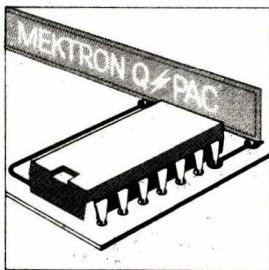
Q[⚡]PAC MEKTRON® **Un composant - 2 fonctions**



Grâce à sa capacité importante, $0.02 \mu F$ par cm linéaire (L max 400 mm), le Q[⚡]PAC MEKTRON assure un découplage efficace de vos circuits mémoire tout en assurant la distribution d'énergie sur vos circuits imprimés.

ECONOMIQUE

- Le Q[⚡]PAC MEKTRON permet le maintien en double face de vos circuits imprimés avec une densité d'implantation maximum.
- Il supprime la nécessité d'emploi de capas de découplage.
- Il augmente la fiabilité de vos systèmes.



Mektron-France

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

Usine à Château-Gontier (53)



®MEKTRON, Q[⚡]PAC marques déposées MEKTRON N.V.

SERVICE-LECTEURS N° 206

SCHÉMATIQUE

Applications

« fort courant »

de l'amplificateur TCA 365

Réalisé dans un boîtier plastique genre TO-220 à 5 broches, l'amplificateur opérationnel de puissance TCA 365 peut débiter jusqu'à 3,0 A. Doté d'une protection électronique contre les courts-circuits permanents et contre tout échauffement excessif du chip, ce circuit intégré bipolaire peut être alimenté sous + et - 18 V ou sous + 36 V. La faible résistance thermique de son boîtier (4 °C/W) et son encombrement réduit faciliteront son incorporation dans les systèmes d'automatismes, de mesure et de régulation, pour la commande de moteurs et de transducteurs analogiques.

D'autre part, en plaçant le TCA 365 à la suite d'un capteur de pression, d'humidité, de lumière, etc. Il pourra transmettre un signal de mesure analogique à très basse impédance pour améliorer l'antiparasitage, même sur une longue distance.

La figure 1 propose d'utiliser le TCA 365 comme interface de puissance entre des circuits intégrés logiques des familles TTL, CMOS, LSI... ou des circuits périphériques de micro-ordinateurs d'une part et, d'autre part, des utilisateurs à fort courant comme des lampes, des relais de puissance, des moteurs ou des électrovannes (charge 1 et 2). Le fort

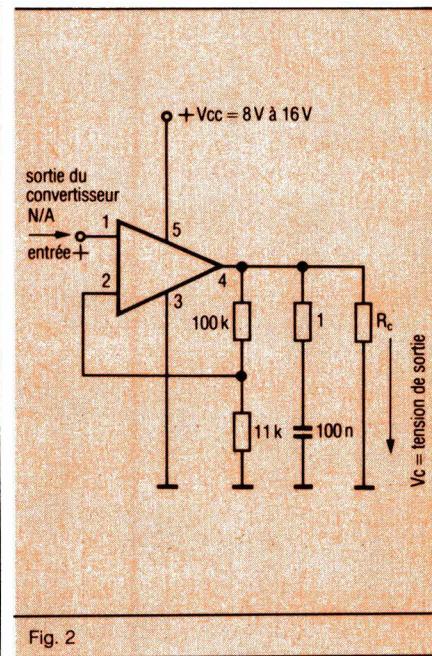


Fig. 2

appel de courant à froid de ces charges ne présente aucun danger pour le TCA 365 du fait de ses protections intégrées, alors que d'autres semi-conducteurs de puissance utilisables pour la même fonction devraient être surdimensionnés pour des raisons de sécurité.

La figure 2 illustre l'étage de sortie d'une alimentation stabilisée programmable numériquement pour le test de composants ou de sous-ensembles par exemple. Le TCA 365 est placé en sortie d'un convertisseur numérique-analogique ayant une bonne stabilité thermique dans le temps.

Dans le circuit de commande de climatisation de la figure 3 on trouve un capteur de température KTY 10 de Siemens et un potentiomètre d'ajustage de la tension de déclenchement (P₁). Si la température mesurée par le

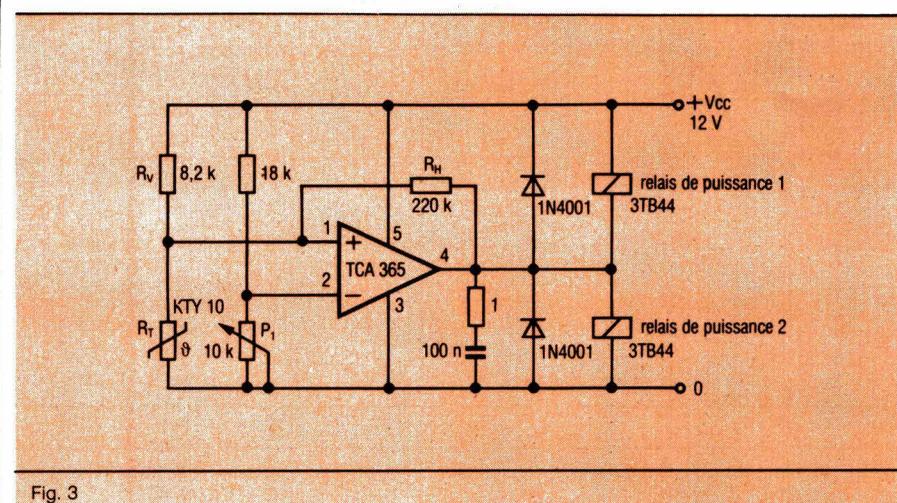


Fig. 3

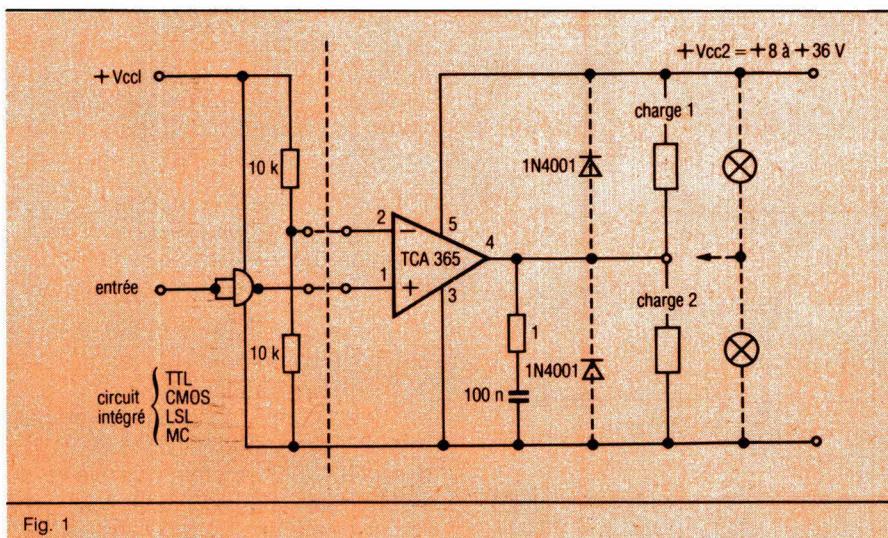


Fig. 1

capteur est supérieure à celle qui est ajustée, le relais de puissance 2 est fermé (déclenchement de la réfrigération). En dessous de la température ajustée, le relais de puissance 1 est fermé et le 2 est ouvert.

Ces relais de référence 3 TB44 Siemens commutent 8,5 kW en 220 V alternatif à partir d'une bobine d'excitation de 12 V / 10 W.

L'interrupteur crépusculaire de la figure 4 fait appel à un phototransistor BPY 62III Siemens. Le potentiomètre P₁ permet de choisir la sensibilité du montage de façon à ce que le déclenchement se situe à une valeur déterminée entre 10 et 10 000 lux.

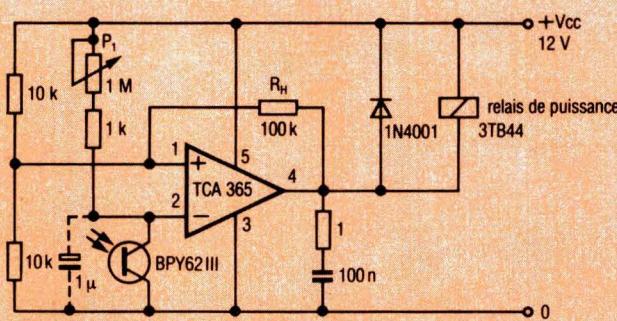


Fig. 4

La figure 5 représente une commande numérique du sens de rotation et de l'arrêt d'un moteur à courant continu. Les niveaux logiques 0 ou 1 appliqués aux entrées E₁ et E₂ de deux portes logiques répondent à la table de vérité donnée à la même figure. Les TCA 365 jouent le rôle d'interface de puissance à commande numérique.

Lorsqu'à partir d'une tension stabilisée de n volts on veut réaliser une alimentation stabilisée de $\pm n/2$ volts, le TCA 365 apporte une solution élégante et peu encombrante (fig. 6).

Composants-Actualités Siemens

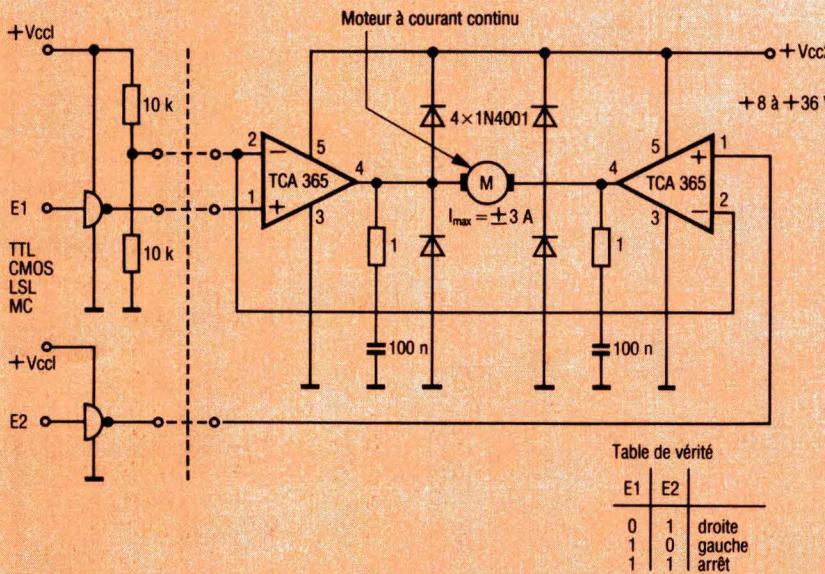


Fig. 5

« Mini-centrale » électrique à énergie éolienne

Ce montage a été initialement conçu pour commander une éolienne dans une habitation éloignée.

L'alternateur fournit environ 1 A lorsque la batterie n'est pas en charge. Lorsque l'éolienne tourne trop lentement pour charger correctement la batterie, le circuit est déconnecté automatiquement.

La vitesse de rotation de l'éolienne est mesurée au moyen de deux aimants associés à un relais reed. Cet ensemble attaque le monostable IC₁, 556. La sortie de ce dernier donne un train d'impulsion dont la fréquence est proportionnelle à la vitesse de rotation de l'éolienne (fig. 1).

Il est filtré par le réseau R₆-C₃, R₇-C₄ et interfacé par IC₂. Une tension continue apparaît à la broche 6 de ce circuit intégré, proportionnelle à la vitesse de rotation de l'éolienne.

Une comparaison est effectuée avec une tension prédéterminée à l'aide de IC₃, la tension résultante actionne le relais via un étage à transistor.

La résistance R₁₀ introduit un certain hystéresis, nécessaire car la vitesse de l'éolienne chute sensiblement lorsque l'alternateur entre en charge.

Une tension d'alimentation négative est nécessaire pour IC₂ et IC₃. Un convertisseur continu-continu (fig. 2) permet d'obtenir cette tension en partant de l'alimentation 12 V. Le convertisseur DC-DC emploie une moitié du « 556 » déjà cité et fournit le -12 V nécessaire.

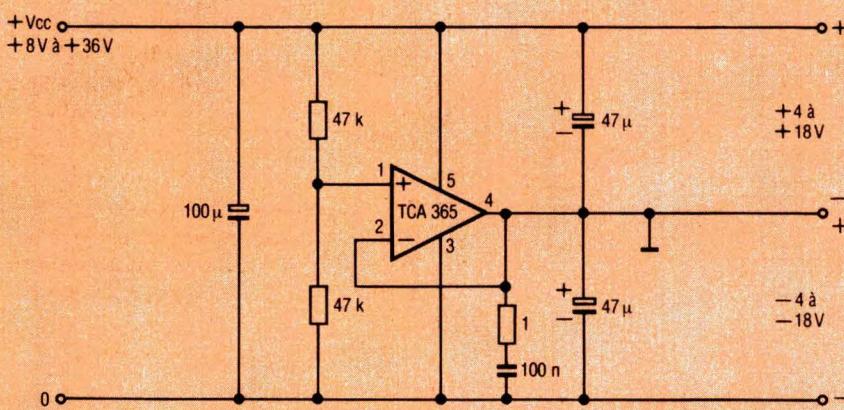
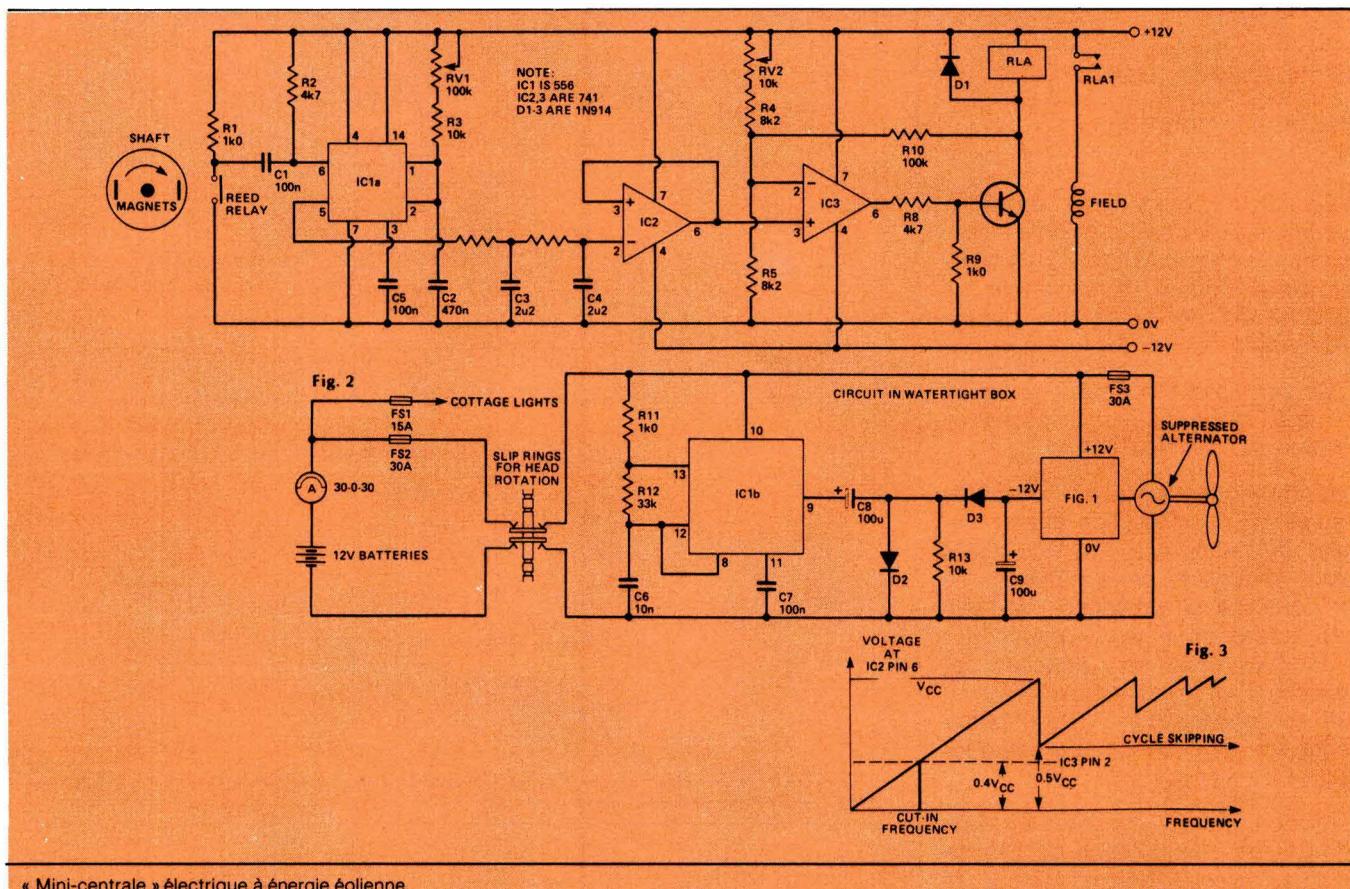


Fig. 6



« Mini-centrale » électrique à énergie éolienne.

La tension à la broche 6 de IC₂ est proportionnelle à la vitesse, tant que la période du monostable est égale au rythme des impulsions qui arrivent sur le relais reed.

A des fréquences inférieures, la courbe tension de sortie/fréquence est celle de la figure 3.

Le circuit a été conçu pour une utilisation optimale correspondant à une vitesse de rotation de 400 tours/mn.

Electronics Today International, mars 1982.

est alors additionnée avec une tension Zener négative.

Lorsque la rampe est assez positive afin de dépasser, à la broche 10 du D 169 le seuil de 1,4 V, la sortie du D 169 change d'état et « OUT 2 » passe d'un état négatif à un état positif.

Cette tension positive vaut environ 11 V et sature le transistor Q₁, ce qui remet l'intégrateur à zéro. La tension crête différentielle de l'intégrateur ΔV est de 9,2 V environ. La fréquence de sortie f_0 , vaut :

$$f_0 = \frac{1}{R_1 C_1 \Delta V} V_{IN}, \text{ avec } V_{IN} < 0.$$

La fréquence de répétition f_0 est également directement proportionnelle à la tension négative d'entrée V_{IN} .

Documentation Siliconix

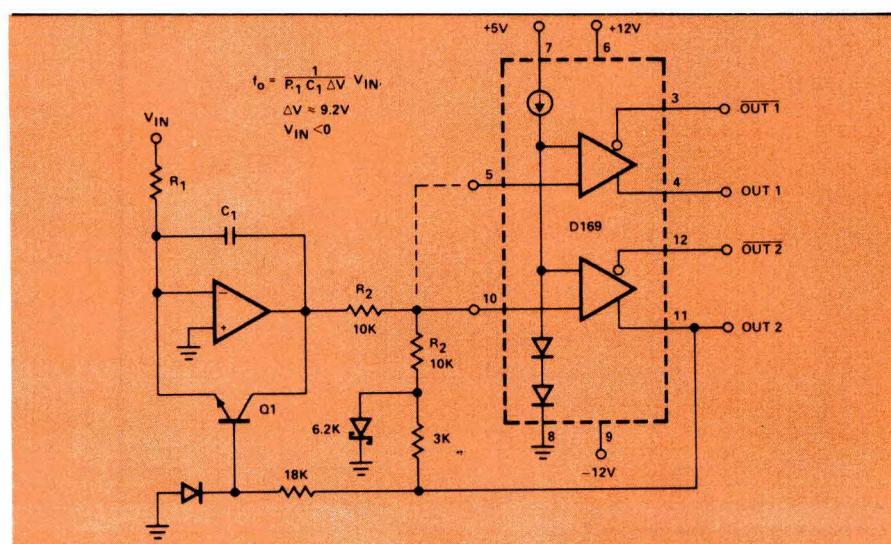
Convertisseur V-F.

Convertisseur tension-fréquence

Un convertisseur tension-fréquence de faible coût peut être aisément réalisé en utilisant un D 169 de Siliconix et un simple ampli opérationnel.

Le D 169 agit en détecteur de niveau et fournit des sorties complémentaires.

L'ampli-op est utilisé pour intégrer le signal d'entrée V_{IN} avec une constante de temps $R_1 C_1$. L'entrée, qui doit être négative, fournit une rampe positive à la sortie de l'intégrateur, qui



Pour votre oscilloscope : deux traces sur une voie

Ce circuit commutateur électronique utilise trois circuits intégrés répandus et pas chers ; il permet de visualiser deux signaux distincts sur un oscilloscope ne possédant qu'une seule voie.

On peut faire fonctionner ce circuit en deux modes, sélectionnés par la position de l'inverseur SW 1:

- Mode « découpé » : On commute l'entrée de l'oscilloscope alternativement de l'entrée A à l'entrée B à très haute fréquence, ce qui permet de voir, grâce à la remanence de l'œil, deux traces distinctes. Toutefois, les signaux visualisés sont « hachés » et ce mode n'est valable que pour visualiser des phénomènes à assez basse fréquence. Le « découpeur » utilise les circuits IC₂ a et b.

– Mode « alterné » : Il utilise le même principe de commutation de l'entrée de l'oscilloscope alternativement de l'entrée A à l'entrée B, mais cette fois à basse fréquence. On visualise donc à tour de rôle les deux traces, ce qui donne des signaux entiers et donc permet de voir des phénomènes à fréquence élevée sans déformation. Le

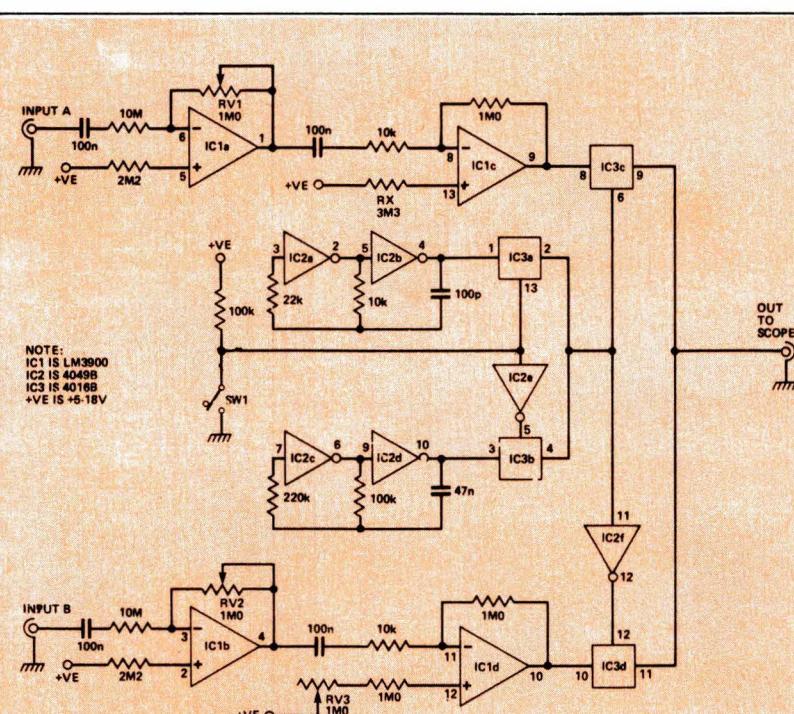


Schéma du commutateur électronique.

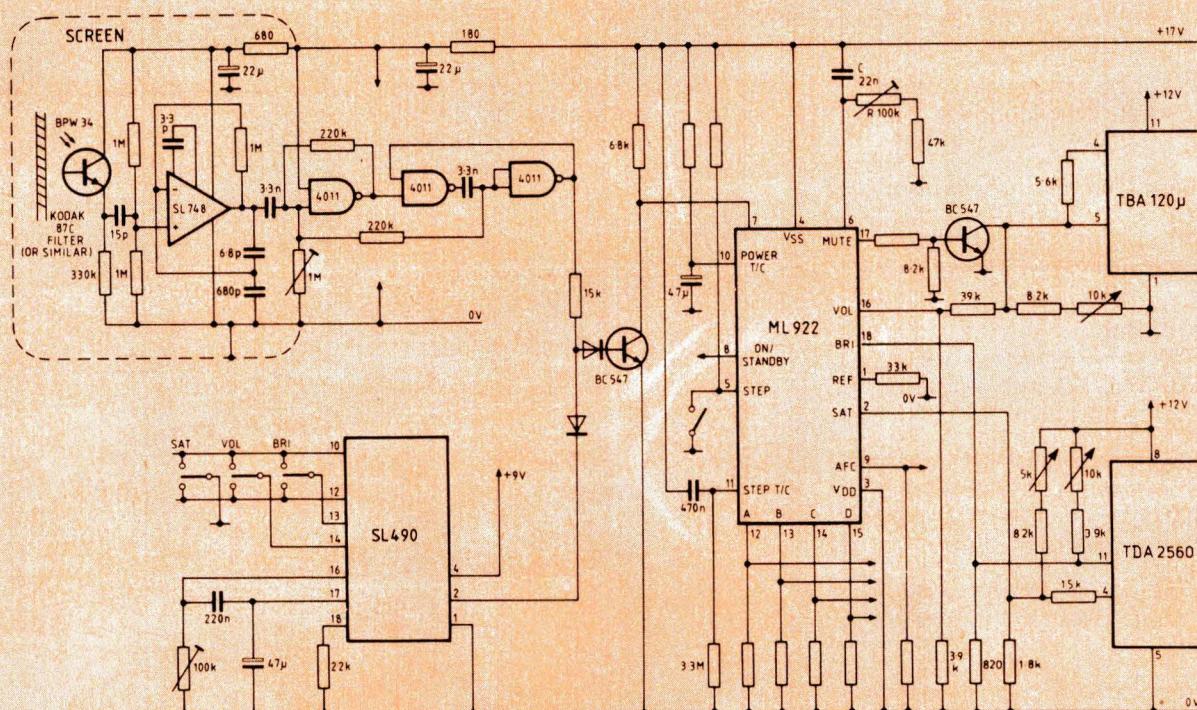
découpage est fait par les circuits IC₂, c et d.

L'impédance d'entrée (IC_1 a et b) est d'environ $10\text{ M}\Omega$.

Le potentiomètre RV_1 et RV_2 règlent le gain de chaque voie.

La séparation des deux traces se fait par adjonction d'un seuil de tension continu que l'on réglera au moyen de RV_3 .

Electronics Today International, février 1982



Récepteur de télécommande infra-rouge.

Récepteur de télécommande infra-rouge

Schéma ci-contre

Une ligne de circuits intégrés spécifiques aux applications de commande à distance a été récemment développée par Plessey. Aussi bien que la transmission par ultra-sons ou infrarouge, la transmission par câble, radio ou ligne téléphonique est possible.

La position « modulation d'impulsion » (PPM) peut être employée avec ou sans porteuse, et une détection automatique d'erreur est incorporée.

Dans le montage présenté ici, le ML 922 démodule le signal PPM issu de l'émetteur SL 490.

Après vérification qu'aucune erreur n'est commise, le code de réception est adressé vers la mémoire (10 programmes) ou vers l'un des trois convertisseurs D/A. Le chronogramme du récepteur peut être ajusté

en agissant sur la constante de temps de l'oscillateur (broche 6 du ML 922).

Application Plessey Semiconductors

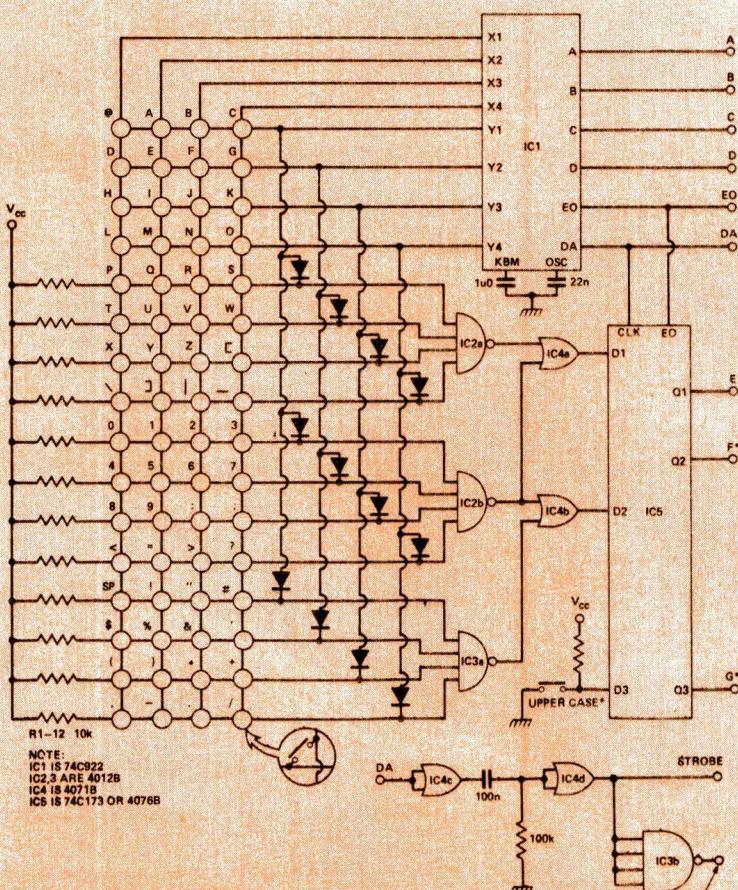
Codeur ASCII

Ce montage est basé autour du codeur de clavier à 16 clés intégré 74 C 922. Ce codeur est à balayage automatique et les sorties sont latchées. L'extension est portée à 4 groupes de 16, les sorties actives X sont communes.

Les portes NAND détectent quel est le groupe de 16 qui a été sélectionné, et le codage s'opère au travers des portes OR.

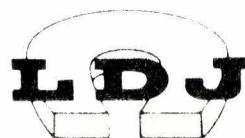
Les flip-flop et le 74 C 922 ont chacun des sorties trois états pour opérer dans une structure bus.

Electronics Today International, février 1982



Circuit de base du codeur ASCII.

LA MESURE MAGNETIQUE DE PRECISION EXISTE !



ELECTRONICS ,

Le spécialiste des équipements de mesures magnétiques



FLUXMETRE



BH METRE POUR FILM MINCE

Documentation sur demande

Représentant exclusif :
BFI ELECTRONIQUE
9, rue Yvart, 75015 PARIS
Tél. 533.01.37

SERVICE-LECTEURS N° 221

**Supprimez vos problèmes
de test électronique
utilisez les matériels
et les services
de CODI S.A.**

Nous sommes spécialisés depuis
10 ans en maintenance automatisée
et producteurs du système de test
TSM 1000.

**Nous vous apportons
des solutions**



63-69, rue du Général de Gaulle
78300 POISSY (France) Tél. (3) 979.26.41
Télex 696 452 F

PARIS

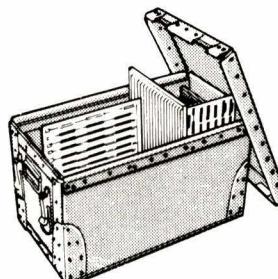
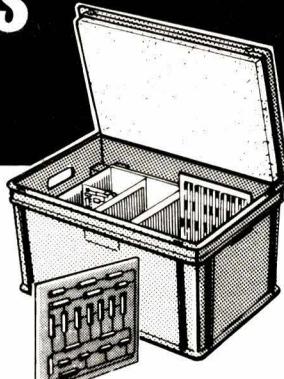
SERVICE-LECTEURS N° 207

BACS POUR CIRCUITS IMPRIMÉS

- stockage
- transport
- manutention

**conditionnement
sur mesure dans
bacs standards**

Protection absolue.
Glaçages thermoformées.
Mousse conductrice.



**bacs fabriqués sur
mesure en matière
antistatique**

Excellent résistance
aux températures.
Peuvent convenir pour
le passage des cartes en étuve.

ETUDES PARTICULIÈRES SUR DEMANDE

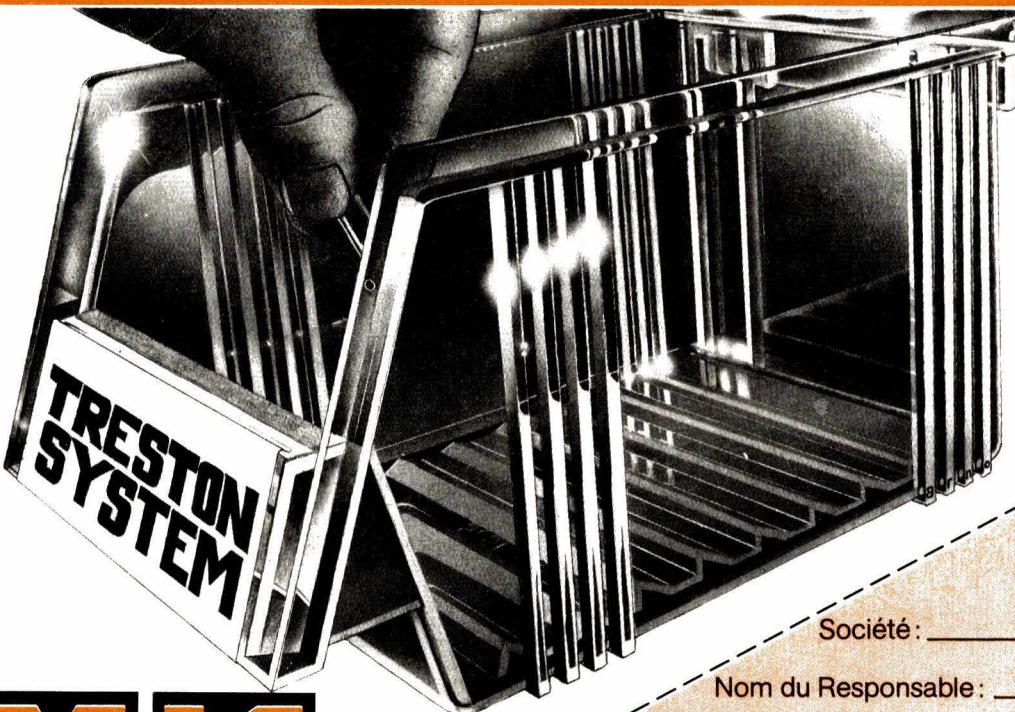


**SOCIETE JURASSIENNE
DE MANUTENTION**

B.P. 4 - PONT-DE-POITTE
F. 39130 CLAIRVAUX-LES-LACS - TEL. (84) 48.31.50

SERVICE-LECTEURS N° 208

Passez par la case Treston



Existe en 3 dimensions
Cotes normalisées
400.300.250
Transparent ou
en couleur



S.E.S. Sterling
11, avenue Maurice Ravel
92160 Antony
Tél. : 666.21.30

E4

Société : _____

Nom du Responsable : _____

Adresse : _____ Tél. : _____

Je désire : Recevoir une documentation
sur les Bacs Treston Recevoir la visite d'un conseiller



SERVICE-LECTEURS N° 209

Médical

Les prothèses respiratoires

La respiration pulmonaire est l'une des grandes fonctions qui participent au maintien de l'équilibre du milieu de l'individu, c'est-à-dire à l'homéostasie. De multiples causes peuvent perturber gravement cette fonction au point de mettre en danger la vie de l'individu. La technique apporte, sous la forme de prothèses respiratoires, une solution dont il existe à l'heure actuelle plusieurs dizaines de milliers d'exemplaires dans le monde.

Depuis plus de vingt-cinq ans, les connaissances en physio-pathologie respiratoire se sont enrichies grâce à l'apport de la technique et réciproquement, la mise au point des respirateurs a largement bénéficié de l'apport médical. Cette action synergique se retrouve d'ailleurs dans la plupart des branches de la biotechnique.

C'est surtout dans le domaine de la réanimation en milieu hospitalier que nous évoquerons l'évolution des prothèses respiratoires.

La fonction respiratoire

Pour bien saisir cet aspect du problème, nous rappellerons quelques notions relatives à la fonction respiratoire, puis nous passerons ensuite à l'aspect technique des solutions appliquées à résoudre un certain nombre de problèmes.

Très schématiquement, les poumons se divisent en lobes : trois à droite et deux à gauche. Chaque lobe reçoit une bronche lobaire qui se divise en petites bronches et bronchioles, pour se terminer dans les lobules, ces derniers se divisant en plusieurs alvéoles. Il y a entre 250 et 300 millions d'alvéoles dont la surface interne représente de 100 à 130 mètres carrés selon les individus (adultes).

Directement en contact avec l'alvéole, un fin réseau capillaire artéio-veineux assure la circulation sanguine pulmonaire. La totalité de la surface alvéolaire n'est pas en contact avec la paroi des capillaires, si bien que la

surface efficace qui permet l'échange gazeux entre l'air alvéolaire et le sang représente environ 70 % de la surface alvéolaire soit 70 à 90 mètres carrés. C'est sur cette surface que le sang s'étale sur une épaisseur d'environ un centième de millimètre, ce qui correspond à un volume de sang d'un litre. Comme il circule environ 4 à 5 litres de sang à la minute dans les poumons, il est logique de considérer les poumons comme des glandes sanguines plutôt que comme des organes de transit des gaz. En fait, ces deux fonctions sont indépendantes et elles sont toutes les deux d'égale importance.

La respiration a pour but d'apporter au sang l'oxygène de l'air à travers la voie pulmonaire en utilisant la barrière alvéolo-capillaire et d'éliminer le gaz carbonique, en empruntant le chemin inverse. Le phénomène n'est pas simple, il fait intervenir la composition des gaz, la concentration des diverses fractions, leur pression partielle, la qualité de la barrière alvéolo-capillaire, l'acidité ou l'alcalinité, etc.,

sans oublier que cette fonction est soumise à un contrôle et une régulation nerveuse.

La ventilation

On se rend compte que pour un sujet respirant spontanément (ou ventilé par l'intermédiaire d'une prothèse respiratoire) de l'air ambiant ou un mélange de gaz à concentration constante en oxygène, le moyen le plus simple de corriger les variations des taux d' O_2 et de CO_2 sanguins est d'agir sur la ventilation \dot{V} en jouant soit sur le volume courant V_T soit sur la fréquence respiratoire f , ou bien encore sur les deux. (La ventilation est la quantité totale de gaz respiré ou insufflé à chaque cycle respiratoire et f le nombre de cycles respiratoires par minute).

En résumé, la formule générale est $V = f \cdot V_T$ dans laquelle

$$V_T = V_A + V_{D\text{ pat}} + V_{D\text{ app}}$$

où :

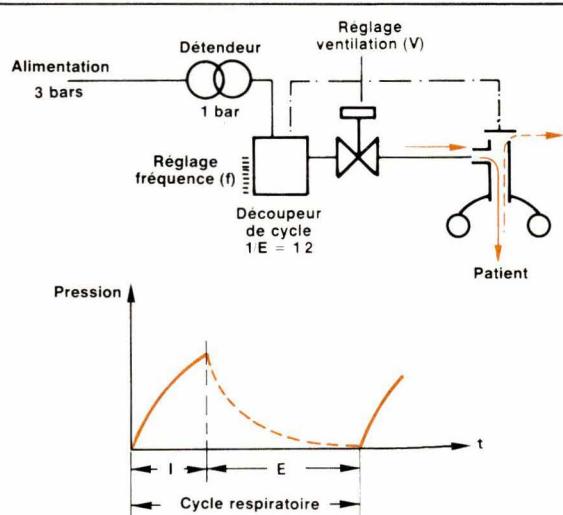


Fig. 1. – Schéma très simplifié du Monnal S.

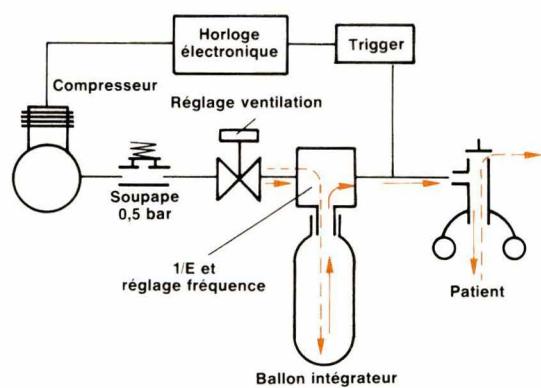


Fig. 2. – Schéma simplifié du Monnal D.

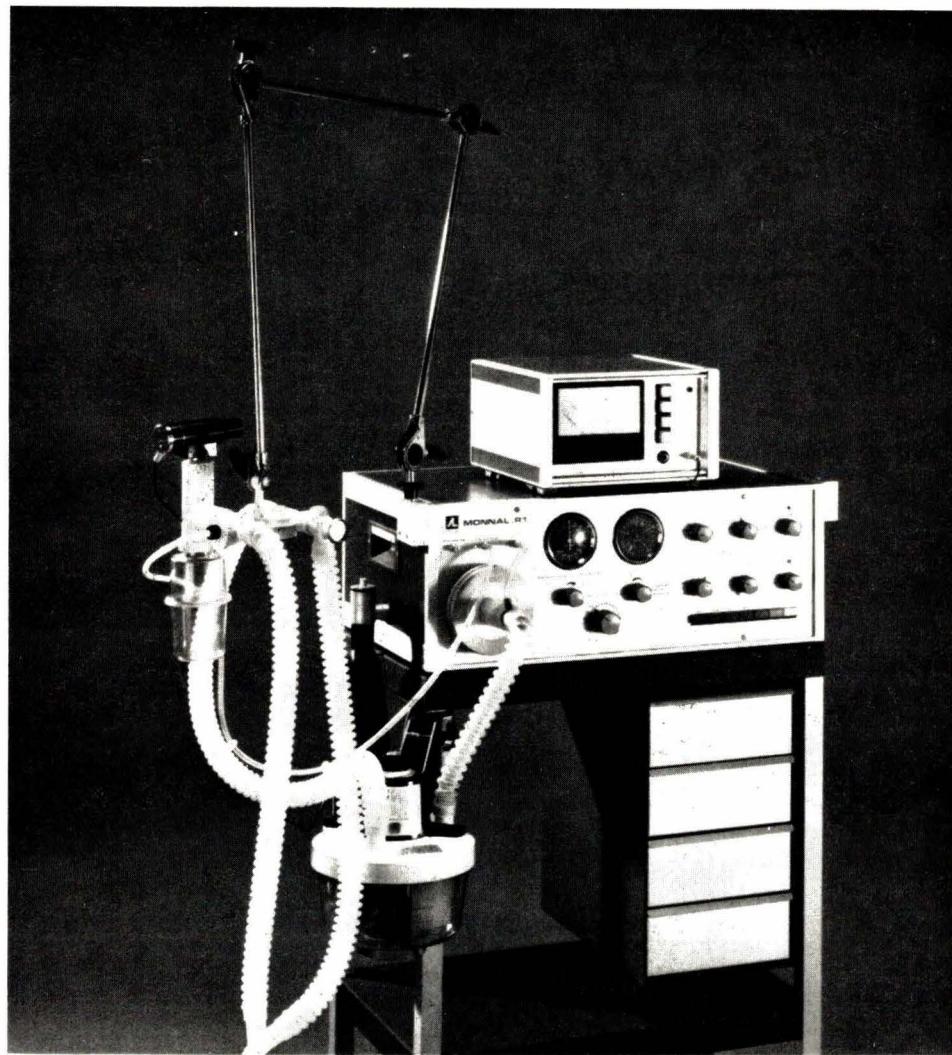


Fig. 3 a. – Le respirateur Monnal R.1 de la CFPO.

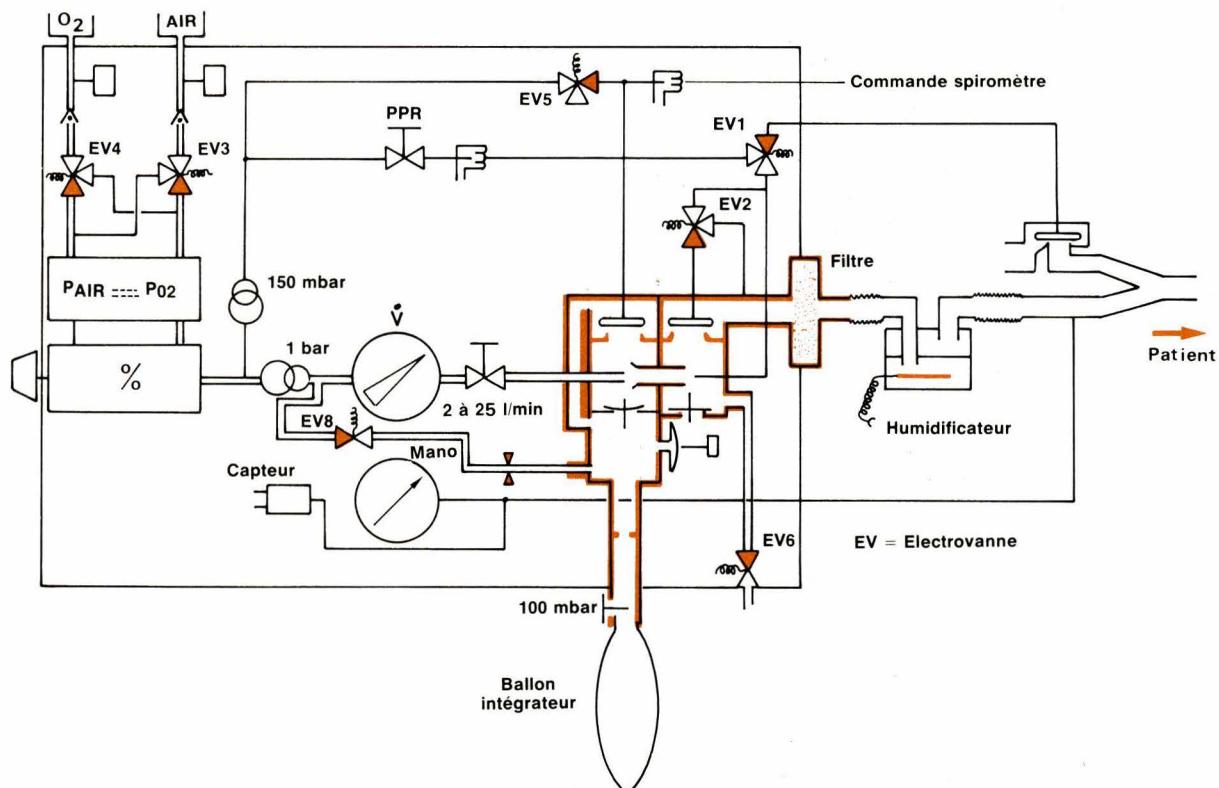


Fig. 3 b. – Schéma pneumatique du Monnal R. 1.

– V_A est le volume alvéolaire c'est-à-dire le volume de l'échangeur pulmonaire proprement dit, $V_{D\text{ pat}}$ l'espace mort du malade et $V_{D\text{ app}}$ l'espace mort de la prothèse respiratoire.

– On peut connaître l'espace mort du malade sur un nonogramme, ou plus commodément, l'estimer à 2 ml/kg (environ 150 ml pour un adulte).

– L'espace mort de l'appareil est le volume virtuel perdu par compression des gaz dans le respirateur et les tuyaux « patient ». Il est fonction de la compliance du respirateur et de la pression d'insufflation maximum (exemple si $C = 5 \text{ ml/mbar}$ et $P = 20 \text{ mbar}$, $V_{D\text{ app}} = 100 \text{ ml par cycle respiratoire}$). Cet espace mort appareil est évidemment nul quand un individu respire spontanément sans prothèse respiratoire, mais dans le cas où il est ventilé à $f = 20 \text{ c/min}$; $\dot{V} = 10 \text{ l/min}$ avec une pression d'insufflation de 20 mbar, nous aurons :

$$\dot{V} = f(V_A + V_{D\text{ pat}} + V_{D\text{ app}})$$

$$10 \text{ l/min} = 20 \text{ c/min} (V_A + 0,150 + 0,100)$$

d'où l'on tire :

$V_A = 0,250$ et la ventilation alvéolaire, seule efficace,

$\dot{V}_A = f = 20 \cdot 0,250 = 5 \text{ l/min}$; c'est-à-dire la moitié seulement de la valeur affichée sur le respirateur.

On constate alors que, pour une fréquence constante, la majoration de 10 % de la ventilation globale entraîne une augmentation de 20 % de la ventilation alvéolaire. De même, pour une ventilation globale constante, une diminution de 10 % de la fréquence majore la ventilation alvéolaire de 20 %. La variation de ces paramètres apporte donc une très bonne sensibilité pour la régulation de la ventilation alvéolaire. Toutefois, pour simplifier les calculs dans les exemples, et cela ne change rien dans le raisonnement, nous ne tiendrons pas compte de l'espace mort de l'appareil.

La ventilation artificielle

Les défaillances graves de la fonction respiratoire nécessitent une intervention extérieure pour assurer l'échange O_2/CO_2 avec l'air ambiant. C'est le rôle de la ventilation artificielle. Mais la diversification de la pathologie respiratoire justifie d'une prothèse entraîne une diversification dans les moyens de réaliser cette prothèse. C'est l'évolution actuelle de ces

moyens techniques qui offre aux thérapeutes un éventail de matériel dont on ne soupçonnait guère les possibilités de réalisation, il y a vingt-cinq ans.

Très schématiquement, nous avons trois types de prothèses, s'adressant à trois situations bien individualisées : le premier secours, les soins à domicile, le milieu hospitalier (réanimation chirurgicale ou médicale).

Le premier secours

La réalisation d'un appareil de respiration artificielle destiné à équiper les unités mobiles de premiers secours s'accorde très bien d'une technologie pneumatique, puisque ce type de matériel doit être autonome. De plus, il est obligatoire de prendre la source de gaz comme source motrice du dispositif automatique. Les réglages sont élémentaires : la fréquence respiratoire (f), la ventilation/minute (\dot{V}) et, éventuellement, la concentration en oxygène (F_{O_2}) du mélange insufflé.

Le Monnal S. de l'Air Liquide (fig. 1), par exemple, comporte une arrivée de gaz à 3 bars, un détendeur qui ramène la pression à 1 bar, puis un découpeur de cycle qui autorise le

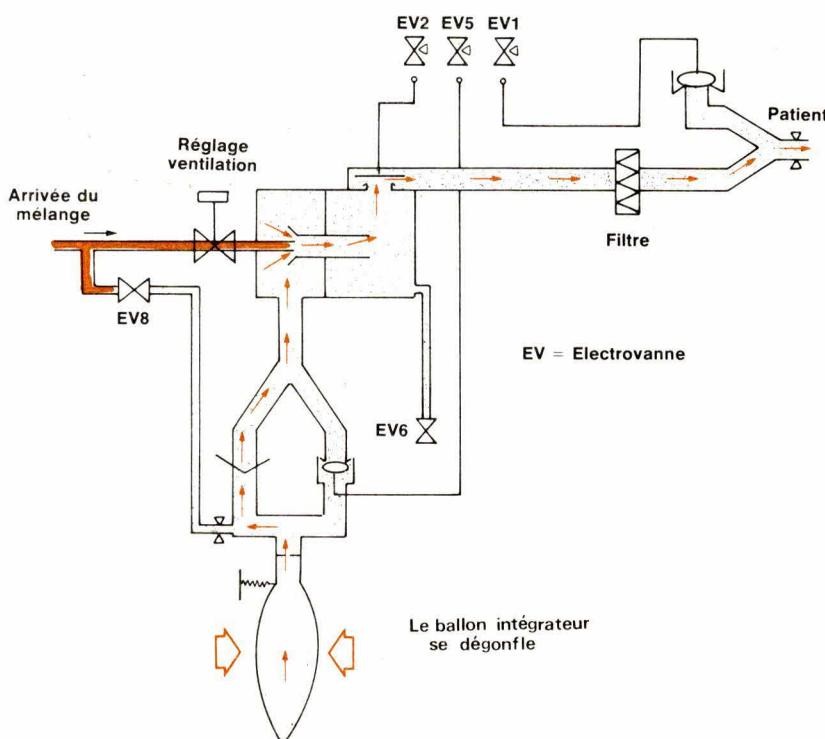


Fig. 4. – Le Monnal R.1 en phase insufflatoire.

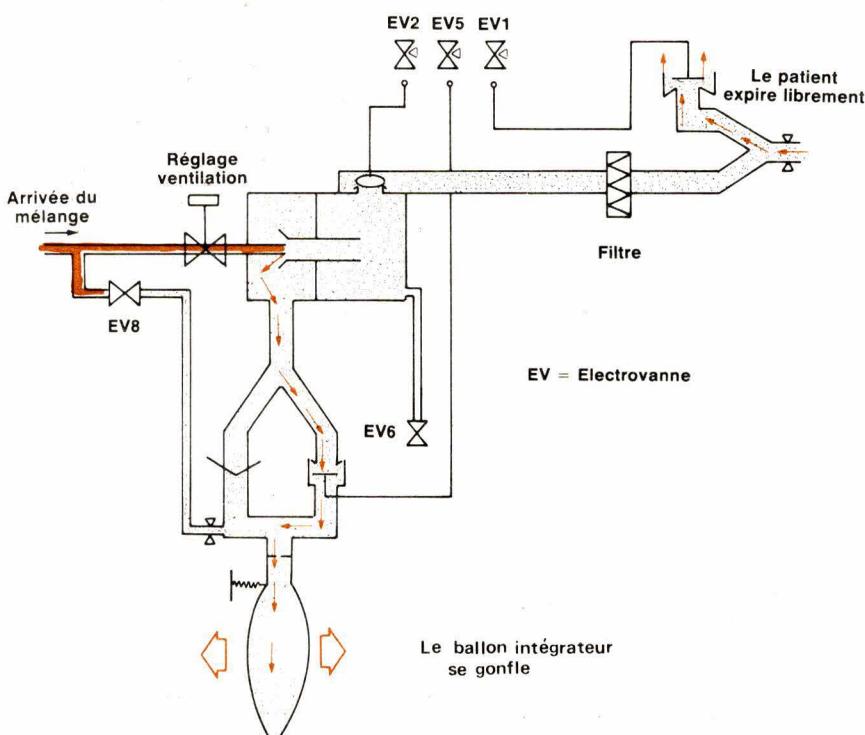


Fig. 5. – Le Monnal R.1 en phase expiratoire.

gaz à se diriger vers le patient dans un rapport insufflation/expiration égal à 1/2. Un réglage de fréquence permet de faire varier le rythme de ce découpage de temps. Le volume administré au patient (la ventilation) est réglé au moyen d'un robinet. C'est un appareil très simple comme l'exige sa fonction.

Les soins à domicile

Dans le traitement des insuffisances respiratoires chroniques, les soins à domicile soulagent le milieu hospitalier (manque de lits et d'effectifs) et apportent un confort psychologique pour le malade, puisque l'usage de l'appareil n'est nécessaire que quelques heures par jour.

Lorsqu'il s'agit d'appareiller de tels sujets au moyen d'une prothèse respiratoire, les solutions techniques satisfaisantes sont peu nombreuses si l'on tient compte des impératifs d'un traitement en milieu familial et de l'incidence des servitudes sur l'environnement collectif.

Il est exclu d'envisager des appareils insufflant du gaz à partir de bouteilles. En effet, ventiler un malade à 10 l/mn durant 50 % du temps nécessiterait une bouteille de 7 m³ par jour. Cela suppose la proximité d'un service de remplissage avec la disponibilité de deux personnes pour la manutention.

On se libère donc de la servitude des bouteilles de gaz comprimé, en alimentant les appareils au moyen d'un compresseur.

Le traitement à domicile des sujets présentant une insuffisance respiratoire

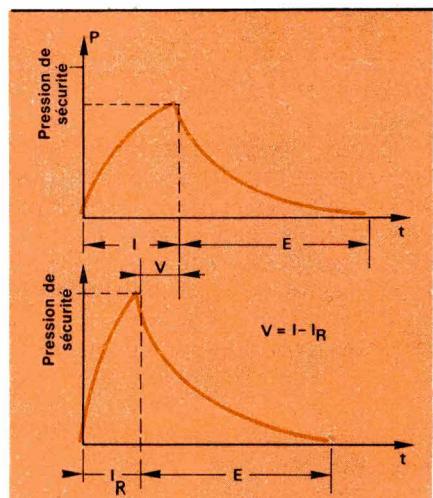


Fig. 6. – Raccourcissement du temps inspiratoire dont la valeur V servira de base à la correction de la pression d'insufflation.

toire nécessite une prothèse d'emploi très souple facilitant notamment l'adaptation réciproque malade-machine. Si le malade peut s'adapter plus ou moins bien à sa machine, la réciproque n'est possible qu'à condition de prévoir un dispositif sensible permettant à la machine de s'adapter aux besoins du malade. Un tel dispositif existe sous la forme d'un déclencheur (« trigger ») de cycle respiratoire.

Dans le Monnal D. de l'Air Liquide (fig. 2), l'air est fourni en continu par un compresseur incorporé à l'appareil. La ventilation réglée par un robinet se lit sur le cadran du débitmètre du respirateur.

Un ballon intégrateur stocke cet air pendant la phase expiratoire et le restitue dans le circuit patient pendant la phase inspiratoire, grâce à l'action combinée d'un venturi et de l'élasticité propre du ballon.

Il s'établit, dans le ballon, un potentiel de pression, fonction de la compliance, de la résistance du patient et des réglages de l'appareil. L'appareil s'adapte ainsi automatiquement au malade, après quelques cycles de mise en régime.

Un système de commande électronique permet un fonctionnement en respiration contrôlée ou assistée-contrôlée.

Dans le régime de la *respiration contrôlée*, le cycle est commandé par une horloge électronique qui détermine la fréquence et le rapport I/E. Ces deux réglages sont indépendants et, en outre, n'ont aucune interférence sur la ventilation affichée.

Dans le régime de la *respiration assistée-contrôlée*, le cycle est contrôlé électroniquement mais le patient peut déclencher volontairement l'inspiration grâce à un « trigger » à sensibilité réglable. S'il n'intervient pas en effectuant l'effort inspiratoire prescrit, l'appareil prend le relais à la fréquence et au rapport I/E préréglaés.

Dans les deux régimes, le respirateur envoie un volume courant

$$V_T = \frac{V}{f}$$

Exemple : $V = 8 \text{ l/min}$; $f = 16 \text{ c/min}$

$$V_T = \frac{8}{16} = 0,5 \text{ litre}$$

Mais, nous l'avons vu, le volume mort d'un adulte étant d'environ $0,150 \text{ l}$, le volume alvéolaire vaut donc :

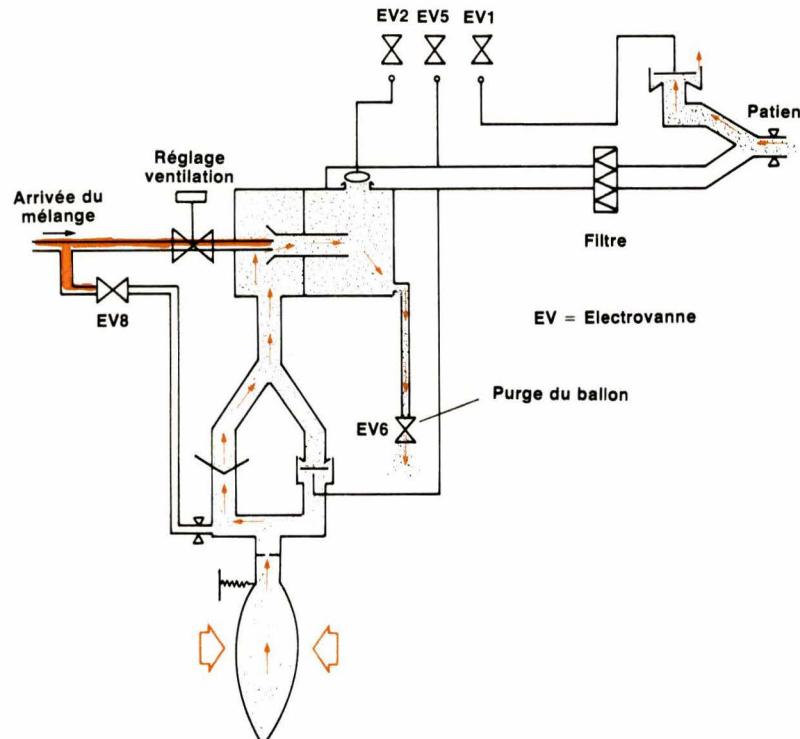


Fig. 7. – Le Monnal R.1 en cas d'obstruction du circuit patient.

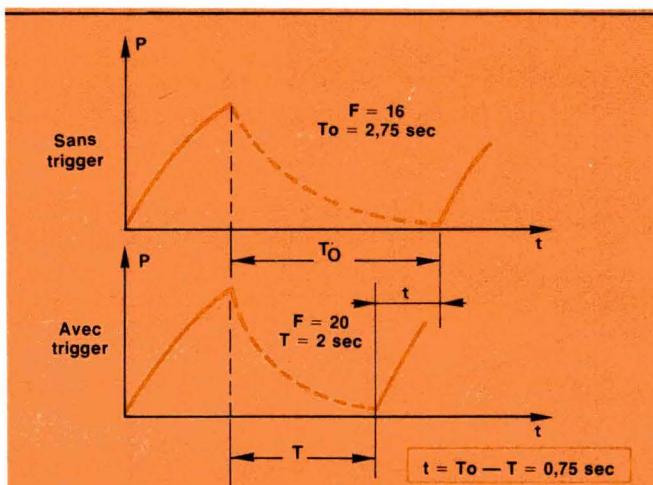


Fig. 8. – Raccourcissement du cycle respiratoire dont la valeur t servira de base à la correction du volume courant.

$V_A = 0,5 - 0,150 = 0,350 \text{ l}$, soit une ventilation alvéolaire seule efficace de

$$\dot{V}_A = 0,350 \cdot 16 = 5,6 \text{ l/min.}$$

Si le patient augmente sa fréquence respiratoire en faisant usage du trigger, de 16 à 20 par exemple, le volume courant deviendra $8/20 = 0,400 \text{ litre}$ avec un volume alvéolaire de $0,400 - 0,150 = 0,250 \text{ l}$ et une ventilation alvéolaire de $0,250 \cdot 20 = 5 \text{ l/min}$; soit une chute d'efficacité

de 10 % pour une augmentation de fréquence de 25 %.

Pour corriger cette situation paradoxale, il est nécessaire d'augmenter la ventilation affichée. Le patient le fait de lui-même dans le cas des traitements à domicile, tandis que le personnel soignant, averti par le clignotement du voyant de fonctionnement du trigger, le fait dans un service hospitalier si ce respirateur est utilisé en « réveil » ou « petite réanimation ».

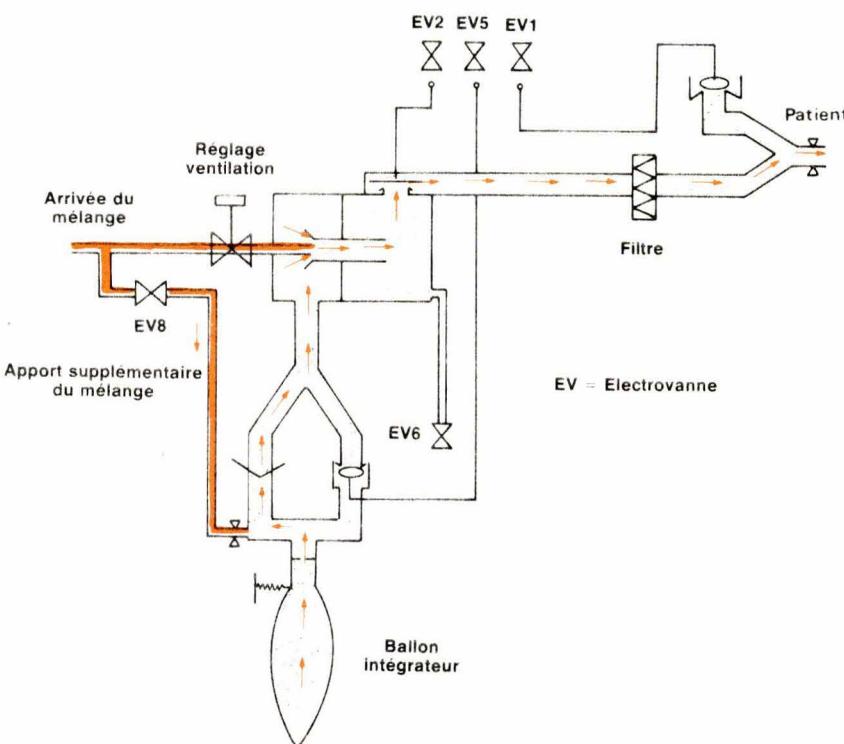


Fig. 9. – Le Monnal R.1 fonctionnant en triggering

Le milieu hospitalier

La ventilation artificielle appliquée à un malade en milieu hospitalier représente l'acte thérapeutique le plus complet qui soit en ce domaine. Qu'avons-nous fait au cours de ces dernières années pour assurer une thérapeutique efficace avec un minimum de risques ? Le développement des techniques, l'augmentation des possibilités et l'amélioration de la qualité des composants électroniques nous a permis d'améliorer les caractéristiques des appareils et leur fiabilité. De plus, la mise en place d'alarmes a diminué les risques quant à leur emploi.

Cette amélioration des caractéristiques porte, non seulement, sur l'augmentation des possibilités des réglages ou sur la conception de nouveaux modes de ventilation, mais également sur des dispositifs de correction de ventilation de manière à ce qu'elle se fasse presque automatiquement en fonction de la variation de certains paramètres du malade. Ces dispositifs de corrections permettent d'intégrer davantage l'appareil au patient, donc d'améliorer la qualité de sa ventilation et, également, de pallier éventuellement une carence en personnel.

C'est essentiellement sur les possibilités de correction de ventilation que nous parlerons du respirateur *Monnal R.1* (fig. 3 et 3bis). Toutefois, afin de bien situer le sujet, nous dirons auparavant quelques mots sur son fonctionnement traditionnel.

C'est un appareil qui utilise les gaz (air, oxygène) pour la partie respiratoire et l'électronique pour toute la partie commande et contrôle de la distribution de ces gaz. Très schématiquement, on peut dire que chaque gaz arrive à un équilibrage de pression après avoir traversé : d'une part, un clapet anti-retour qui évite toute remontée d'un gaz dans l'autre et, d'autre part, une électrovanne associée à un pressostat permettant l'alimentation du respirateur par un seul gaz au cas où l'autre manquerait, et donnant l'alarme correspondante à ce défaut. L'équilibrage de pression égalise celle-ci à la valeur la plus faible des deux gaz.

Un mélangeur, à orifices calibrés situés dans deux compartiments alimentés à égale pression, permet de faire varier la concentration du mélange de 20 à 100 % d'oxygène de 5 en 5 points. Le mélange, dont la pression a été stabilisée à 1 bar par un détendeur, traverse un débitmètre à

action dynamique qui indique le débit réglé par le robinet de ventilation. Ce débit continu (débit de ventilation) est ensuite distribué alternativement vers le patient ou bien dans le ballon intégrateur suivant le cycle déterminé par les réglages, grâce au système de commande électronique.

La commande électronique contrôle en effet les électrovanne (EV) qui pilotent la distribution du gaz, c'est ainsi que l'électrovanne sollicitée autorise le gonflement du diaphragme associé, donc l'obturation du circuit correspondant. Au contraire, l'électrovanne non sollicitée autorise le dégonflement du diaphragme associé, donc l'ouverture du circuit correspondant.

Les phases du cycle respiratoire en mode « contrôlé » sont les suivantes :

● Phase insufflatoire (fig. 4)

Les électrovanne 1 et 5 étant sollicitées, les diaphragmes associés sont gonflés. Le patient reçoit le flux continu déterminé par le robinet de ventilation, auquel s'ajoute une partie du mélange accumulé dans le ballon intégrateur, et dont le dégonflement est facilité par l'effet « Venturi ».

Si une résistance s'exerce, la pression circuit-patient atteint la pression de refoulement du venturi ; le clapet anti-retour du ballon se ferme, le patient ne reçoit plus que le flux continu déterminé par le robinet de ventilation : ce qui permet d'atteindre, si nécessaire, la pression de sécurité.

● Phase expiratoire (fig. 5)

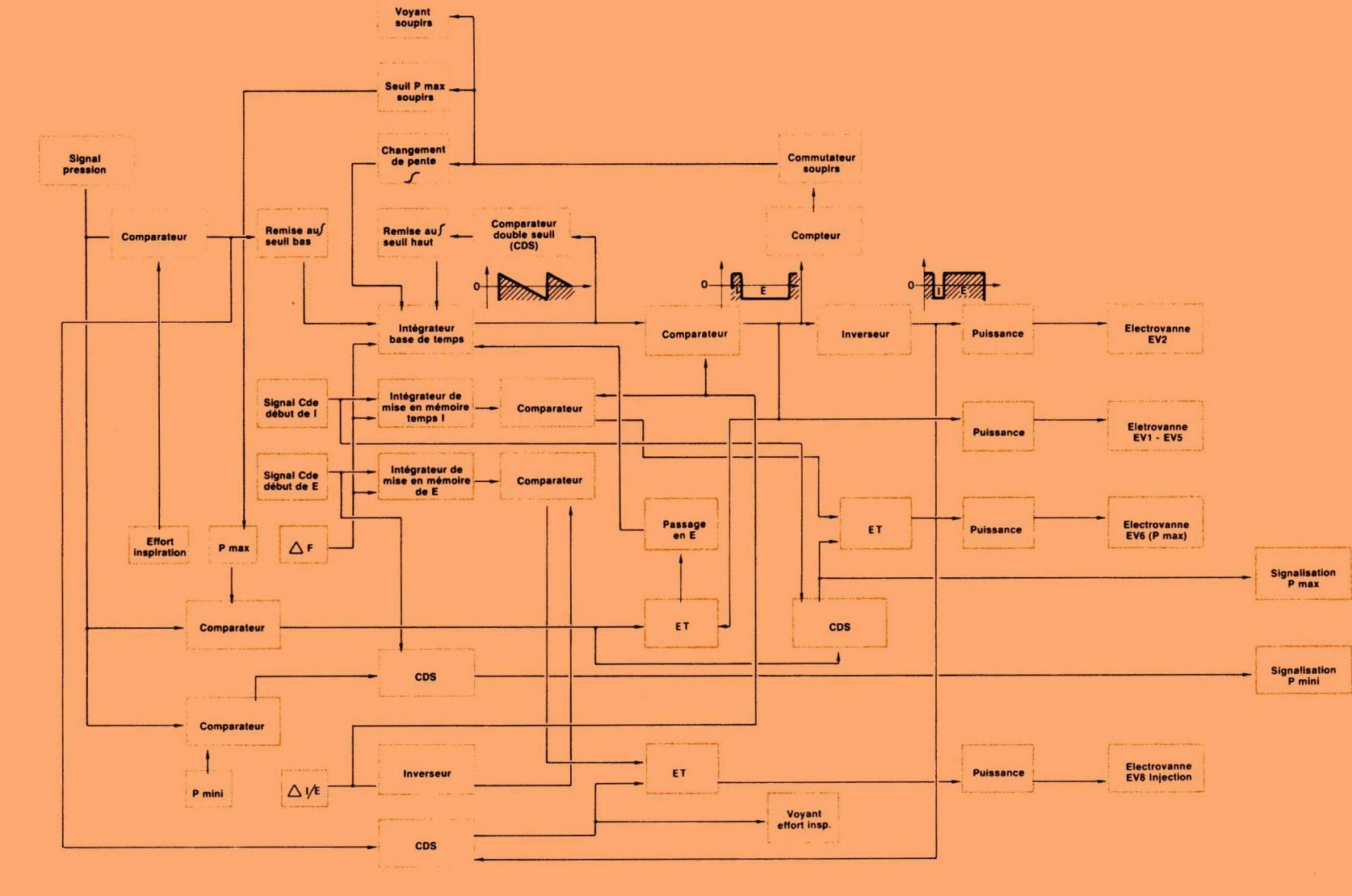
Le circuit patient est isolé de l'appareil (le diaphragme commandé par l'électrovanne 2 est gonflé) le patient expire librement ou éventuellement à une pression positive déterminée par un robinet et un venturi associés au diaphragme de la valve expiratoire.

Pendant ce temps, le circuit vers le ballon étant ouvert, le ballon se gonfle. Dans les conditions normales d'utilisation, sa pression y reste inférieure à 100 mbar. Toutefois, elle est limitée à cette valeur par l'ouverture d'une soupape de protection signalée par un voyant rouge « échappement ballon intégrateur » commandé par un pressostat.

Les progrès apportés par le Monnal R.1

Les progrès apportés par ce respirateur portent essentiellement sur la diminution du débit d'insufflation

Fig. 10. – Synoptique du Monnal R. 1.



quand, par suite d'une obstruction dans le système pulmonaire, la pression d'insufflation dans le circuit patient, atteint la pression de sécurité préréglée sur l'appareil, et sur l'amélioration de la ventilation alvéolaire V_A par l'intermédiaire de l'augmentation du volume alvéolaire V_A lorsque le patient, en fonctionnement « Assisté-contrôlé » augmente sa fréquence respiratoire par rapport à la fréquence préréglée sur l'appareil.

● Obstruction dans le système pulmonaire (fig. 6-7)

Lorsque le système pulmonaire est plus ou moins obturé, la pression d'insufflation atteint la pression de sécurité préréglée sur l'appareil, qu'il ne faut pas dépasser pour éviter d'endommager les poumons. Pour cela, il existe deux solutions possibles : soit utiliser une soupape qui, limitant la pression, fait fuir une partie des gaz à l'extérieur, soit arrêter la phase insufflatoire (solution retenue sur le *Monnal R. 1*).

Dans les deux cas, la ventilation se fait incomplètement pour le malade et si la pression d'insufflation atteint la pression de sécurité à un cycle donné, le phénomène se reproduira aux cycles suivants jusqu'à désencombrement du malade, c'est-à-dire jusqu'à la suppression de la cause de cette augmentation anormale de pression. En attendant, il est souhaitable que le respirateur ventile au mieux le patient en lui envoyant un volume courant V_T optimum possible. Le *Monnal R. 1* en diminuant automatiquement son débit d'insufflation par décompression partielle du ballon intégrateur permet d'obtenir ce résultat. En effet, le volume courant fourni par l'appareil est égal au produit du débit par le temps d'insufflation. Si ce dernier est raccourci considérablement, on comprend immédiatement que le volume courant sera faible et, par voie de conséquence, la ventilation mauvaise. Par contre, si une diminution relativement plus faible du débit par rapport à la diminution relative du temps d'insufflation précédente permet de ne pas l'interrompre prématurément, le volume courant fourni par l'appareil sera plus important et la ventilation meilleure.

On diminue le débit par la décompression partielle du ballon intégrateur. Cette décompression se fait par l'ouverture de l'électrovanne EV6 pendant un temps égal au raccourcissement du temps inspiratoire : $V = I - I_R$. Ainsi, on obtient une régulation automatique du débit permettant d'in-

suffler un volume courant optimum compte tenu de l'importance de l'obstruction et de la pression de sécurité.

● Amélioration de la ventilation alvéolaire en fonctionnement « Assisté-contrôlé » (fig. 8 et 9)

Lorsqu'un patient, relié à une prothèse respiratoire, ressent une insuffisance dans la ventilation qui lui est administrée, il sollicite la machine par l'intermédiaire du trigger pour qu'elle lui fournit davantage de gaz ; c'est-à-dire pour qu'elle lui augmente sa ventilation. Si, dans le cas des traitements à domicile, le patient peut agir directement sur le réglage de cette ventilation, il n'en est pas de même dans les services hospitaliers de réanimation où le matériel doit s'adapter au mieux et le plus rapidement possible aux changements de l'état pathologique du patient. C'est pourquoi le *Monnal R. 1*, par son dispositif original de correction de volume courant apporte une solution intéressante à ce problème d'adaptation.

Rappelons que si le malade ne sollicite pas la machine par l'intermédiaire du trigger, il reçoit à chaque cycle un volume courant fonction de la ventilation et de la fréquence affichée :

$$V_T = \frac{\dot{V}}{f}$$

S'il la sollicite sans modification de la ventilation, la fréquence augmente, le volume courant diminue, entraînant une perte d'efficacité de la ventilation alvéolaire.

Pour pallier cet inconvénient, un dispositif complémentaire de correction de ventilation utilise la différence des temps : $t = T_0 - T$.

La correction de la valeur du volume courant, par son appoint de gaz proportionnel à t , se fera par l'intermédiaire de l'ouverture de l'électrovanne (EV 8).

Ainsi la ventilation totale corrigée V_{toc} sera donnée par le produit du volume V_T par la fréquence ($V_T \cdot f$) auquel on aura ajouté un appoint correspondant à un débit Q (0,33 l/s) pendant le temps de correction t et ceci autant de fois que cela se répète par minute (Σ). En résumé :

$$\dot{V}_{toc} = V_T \cdot f + \Sigma Q t = \dot{V}_0 + Q \cdot t$$

Exemple : si les réglages « machines » sont :

$V = 8 \text{ l/min}$ $f = 16 \text{ c/min}$ et un volume mort de 0,150, on aura, en respiration contrôlée :

$$V_T = 0,5$$

$$V_A = 0,350$$

$$\text{et } \dot{V}_A = 5,6 \text{ l/min}$$

tandis qu'en respiration assistée contrôlée, si la fréquence passe de 16 à 20 on aura :

$$V_{toc} = 8 + (0,33 \cdot 0,75 \cdot 20) = 8 + 4,95 = 13 \text{ l/min}$$

c'est-à-dire :

$$V_T = \frac{13}{20} = 0,650$$

$$V_A = 0,5$$

$$\text{et } \dot{V}_A = 10 \text{ l/min}$$

ce qui non seulement corrige mais augmente notablement le volume et la ventilation alvéolaire permettant ainsi de récupérer beaucoup plus rapidement un malade qui se serait « décroché » de la machine, c'est-à-dire qui aurait manifesté un manque de ventilation par une accélération du rythme respiratoire.

Notons également que pour éviter une correction excessive, le temps de correction « t » est limité au temps inspiratoire « machine » donné par les valeurs préréglées de la fréquence et du rapport I/E. Le ballon intégrateur « lisse » la correction de ventilation et la répercute sur plusieurs cycles, ce qui rend la machine très souple, confortable et efficace.

L'électronique de commande

C'est en faisant appel à l'électronique qu'il est possible d'assurer les différentes fonctions du *Monnal R. 1*.

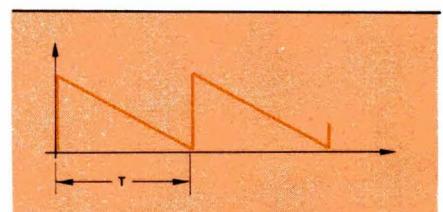


Fig. 11. – Forme d'onde à la borne de test.

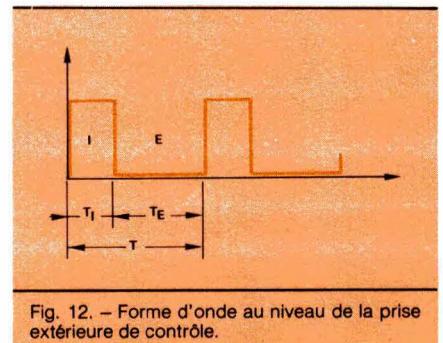


Fig. 12. – Forme d'onde au niveau de la prise extérieure de contrôle.

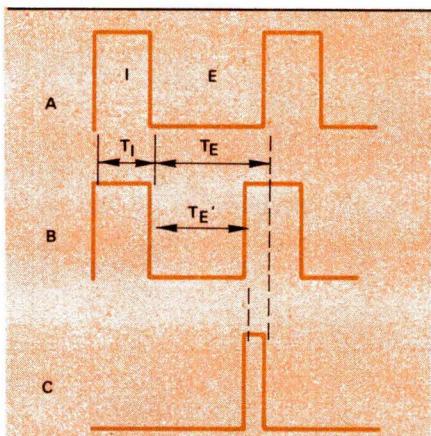


Fig. 13. — A : cycle sans effort inspiratoire du patient - B : cycle avec effort inspiratoire du patient - C : commande d'ouverture de l'électrovanne EV8 ($T_E - T_E'$).

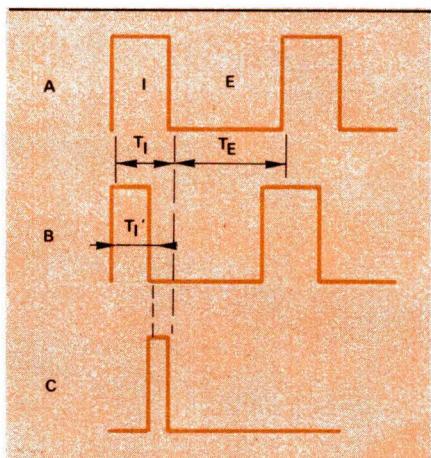


Fig. 14. — A : cycle « pression de sécurité » non atteinte - B : cycle « pression de sécurité » atteinte - C : commande d'ouverture de l'électrovanne EV6 ($T_I - T_I'$).

Outre les deux fonctions particulières que nous venons d'évoquer, le circuit permet d'assurer, bien entendu, la respiration contrôlée, la respiration assistée-contrôlée et la mise en service de la fonction « soupirs ».

Pour être complet, mentionnons que c'est le circuit électronique qui signale d'une façon visuelle et sonore :

- l'atteinte de la pression d'insufflation à la valeur de la pression maximum affichée,
- la pression minimum non atteinte

ou l'absence de variation de pression dans le circuit patient,

— le défaut d'air et le défaut d'oxygène,

— le défaut secteur,

avec mise en service de 3 voyants de type LED :

— pendant le cycle soupir,

— pendant le temps insufflatoire assisté (complément de ventilation),

— lorsque la ventilation réelle est inférieure à la ventilation affichée.

Le respirateur dispose d'une prise « surveillance » avec sortie du signal pression et d'un signal rectangulaire de rapport I/E et d'un renvoi d'alarme.

Sans entrer dans le détail, le schéma synoptique (fig. 10) montre les inter-relations entre les différentes fonctions, la commande des électrovanne et les divers signaux disponibles.

Le générateur de signaux délivre des signaux rectangulaires de fréquence et de rapport variable.

La fréquence, de 8 à 60 cycles/min, varie continûment sur toute la plage de réglage par le potentiomètre « fréquence ». Une borne de test permet de contrôler la forme d'onde et la durée de la période T (fig. 11). Le rapport I/E est réglable continûment de 1/3 à 1,5/1 également au moyen d'un potentiomètre. Une prise extérieure permet de contrôler la forme d'onde des signaux et le rapport I/E (fig. 12). Lorsque le patient produit un effort inspiratoire, son action agit sur le temps E et permet d'obtenir une fréquence à la demande. En revanche, si la pression dans le circuit patient atteint une valeur à ne pas dépasser, il y a une diminution du temps I.

Ajoutons qu'une fonction soupir (circuit C-MOS MM 74 C 90) permet tous les 50, 100, 200 cycles de doubler le temps inspiratoire (I), de multiplier par 1,5 le temps expiratoire (E). Le comptage se produit sur le front

descendant de l'impulsion d'entrée et la sélection du nombre de cycles se fait par le commutateur « soupirs ».

La régulation du débit, et notamment la commande des électrovanne, se présente de la façon suivante, selon les deux cas envisagés précédemment :

● Complément de ventilation par effort inspiratoire

Une insuffisance de ventilation amène le patient par son effort inspiratoire à déclencher une phase inspiratoire assistée avant la fin de la phase expiratoire prévue par les réglages « fréquence et rapport I/E ».

Le complément de ventilation consiste à ouvrir l'électrovanne d'injection EV 8, dès l'instant où le patient déclenche la phase inspiratoire jusqu'à la fin de la phase expiratoire prévue (fig. 13). Cependant, pour éviter un temps d'injection trop important, l'ouverture de l'électrovanne est limitée au temps inspiratoire déterminé par les réglages « fréquence et rapport I/E ».

● La pression de sécurité est atteinte

La valeur de la pression de sécurité est sélectionnée par un potentiomètre. Lorsque cette pression est atteinte pendant le temps insufflatoire I, il y a passage en phase expiratoire, mise à l'échappement du circuit patient, et purge partielle du ballon intégrateur (électrovanne EV 6) jusqu'à la fin du temps inspiratoire déterminé par les réglages « fréquence et rapport I/E » (fig. 14). Le débit instantané au début de phase inspiratoire du cycle suivant est moins important : la pression de sécurité n'est pas atteinte.

Notons, enfin, la présence d'un capteur de pression du type piézorésistif qui permet d'obtenir un signal électrique proportionnel à la pression dans le circuit patient. Ce signal pression est amplifié par un amplificateur d'instrumentation. À une pression de ± 100 mbar correspond une tension de ± 10 V.

J. Tremolières, J.-P. Monnier



LA MÉMOIRE 16K RAM CMOS 65161 LA PLUS RAPIDE DU MONDE

Fabriquées à Nantes
Technologie SAJ1 IV
AQL garantie 0,1%
Liste GAM

Type	Organisation	Fonctionnement	T _{AA} (max)	Consommation au repos
HM 65161	2K x 8	Asynchrone	50/70 ns	50/100 µA
HM 6516	2K x 8	Synchrones	250 ns	100 µA

**Les 4K CMOS RAM 6504
et 6514 maintenant
en production de volume**

almex

48, rue de l'Aubépine - Zone industrielle - 92160 Antony
Tél. : (1) 666.21.12 - Téléx: 250067 F

SERVICE-LECTEURS N° 214

ALTOCUMULUS Lenticulaire - PHOTO METEOROLOGIE NATIONALE



Etude

Le filtrage numérique et ses applications

(deuxième partie)

La première partie de notre étude sur le filtrage numérique (« Electronique Applications » n° 23) a permis de dégager quelques méthodes – classiques ou inédites – de synthèse des filtres.

Cette seconde partie aborde les concepts d'interpolation et de décimation, en concluant par la réalisation d'un filtre interpolateur.

Interpolation,
ou augmentation de la fréquence d'échantillonnage

Considérons un signal continu $x(t)$, de spectre borné $X(e^{j\omega})$ initialement échantillonné à la fréquence

$$f_s = \frac{1}{T}$$

et supposons que la fréquence d'échantillonnage désirée soit

$$f'_s = \frac{1}{T'}$$

où

$$T' = \frac{T}{L}$$

et L est un entier ; alors, si nous considérons la séquence $v(n)$, définie par :

$$v(n) = x\left(\frac{n}{L}\right)$$

pour $n = 0, L, 2L, \dots = 0$, sinon, nous voyons sur la figure 19 que le signal $y(n)$ que nous désirons réaliser est obtenu en filtrant les composantes du spectre de $v(n)$ autour de $f_s, 2f_s, \dots, (3n + 1)f_s, (3n + 2)f_s$ (cas où $f'_s = 3f_s$).

Nous voyons donc encore ici que le problème d'interpolation se ramène à un problème de filtrage. En l'occurrence, il s'agit dans le cas précis de la figure 19, où la fréquence à la sortie du filtre est le double de celle d'entrée, d'un filtre numérique demi-bande, passe-bas idéal.

Dans sa fonction de transfert en z , un retard élémentaire z^{-1} correspondra à un retard de T secondes, où T est la plus petite des deux périodes d'échantillonnage. Cette remarque est fondamentale pour le choix du filtre passe-bas interpolateur.

Décimation,
ou réduction de la fréquence d'échantillonnage

La décimation d'un signal discret par un facteur M consisterait, dans un premier temps, à ne tenir compte, du signal initial, que d'un échantillon sur M . Cependant, en réduisant la fréquence d'échantillonnage d'un facteur

$$M (f'_s = \frac{f_s}{M})$$

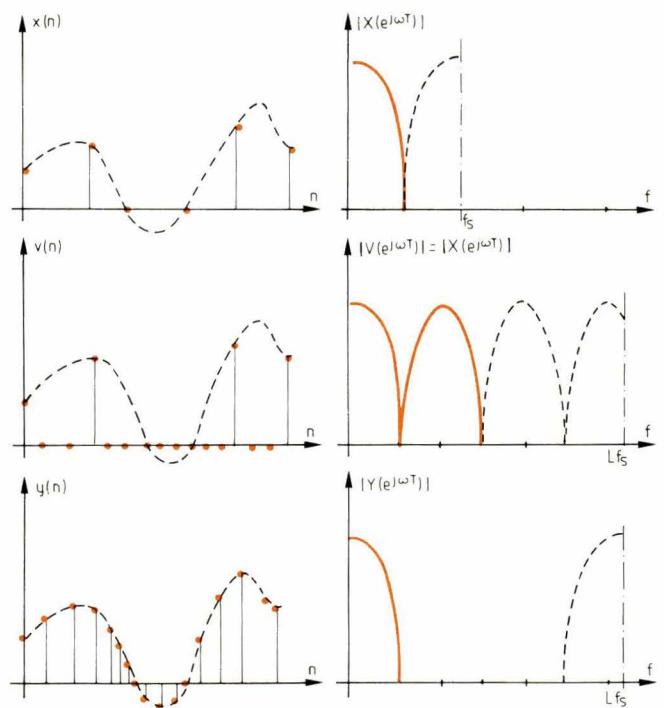


Fig. 19

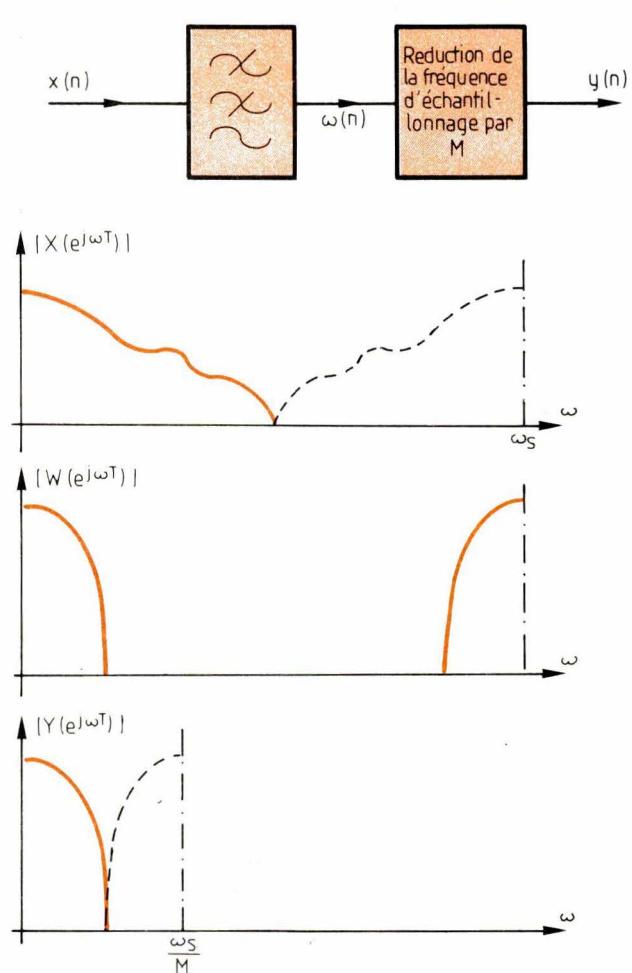


Fig. 20

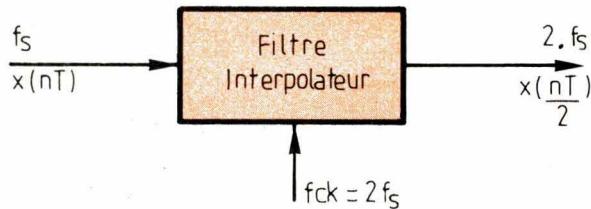
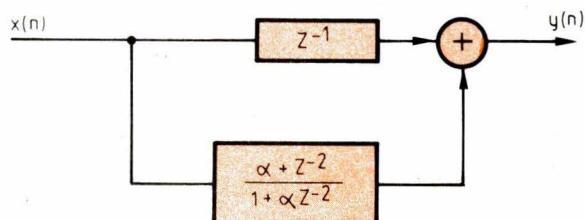


Fig. 21



Il se peut que le nouveau signal discret obtenu ne vérifie pas la condition de Shannon. Ainsi, un filtrage passe-bas du signal initial est nécessaire, comme le montre la figure 20.

Ainsi, dans les deux problèmes d'interpolation et de décimation, le choix d'un filtre numérique passe-bas s'impose : c'est l'objet du paragraphe suivant.

Choix entre une réalisation récursive ou non-réursive pour le filtre interpolateur

Nous sommes donc à la recherche d'un filtre numérique dont la réponse en fréquence approcherait le plus possible celle d'un filtre idéal passe-bas, et nous devons alors trouver le filtre qui permettra de réaliser le meilleur compromis entre la précision de l'interpolation et la complexité du filtre (en termes de nombre d'opérations par seconde effectuées par le filtre). La comparaison entre les deux classes de filtres nous mène aux conclusions suivantes :

- Les filtres non récursifs ont une réponse impulsionnelle finie, et sont donc toujours stables. De plus, en utilisant des propriétés de symétrie de la réponse impulsionnelle, nous pouvons réaliser des filtres à réponse de phase linéaire, ce qui implique qu'il n'y aura pas de distorsion de phase du signal de sortie du filtre. Mais les filtres non récursifs nous mènent à des réalisations longues en termes de complexité de programmation.

- Les filtres récursifs ont une réponse impulsionnelle infinie, et nous devons donc être attentifs aux problèmes de la stabilité de ces filtres. Cependant, ils mènent à des réalisations efficaces. En particulier, dans le cas qui nous intéresse, un filtre n'utilisant que des termes en « Z^{-2} » dans sa fonction de transfert en z , travaillerait donc à la fréquence d'échantillonnage d'entrée de l'interpolateur, donc à la fréquence la plus basse, ce qui correspondrait à une complexité deux fois moindre en termes d'opérations à programmer par seconde. (Il s'agit, dans l'exemple décrit ci-dessus, d'une interpolation par un facteur 2).

De nombreuses études (références 1, 2, 3) ont été effectuées pour la conception non récursive de filtres interpolateurs. La réalisation récursive de ces filtres présente donc une nouvelle solution dont nous allons étudier les nombreux avantages.

Introduction des structures choisies pour le filtre interpolateur

Nous ne considérerons dans cette partie que des filtres interpolateurs d'ordre deux, c'est-à-dire que la fréquence d'échantillonnage du signal de sortie sera le double de celle d'entrée (fig. 21).

La cellule initiale des filtres que nous allons étudier est représentée en figure 22 ; elle est composée de deux branches : dans la première branche, le signal initial est simplement retardé de $T/2$, et nous retrouvons ainsi le signal d'entrée avant l'additionneur. La deuxième branche a une fonction de transfert en Z^{-2} , ce qui implique que cette partie fonctionnera à la fréquence d'échantillonnage la plus petite. Cette fonction de transfert est :

$$G(z) = \frac{\alpha + Z^{-2}}{1 + \alpha Z^{-2}}$$

C'est donc une fonction « passe-tout », dont la réponse en phase permet d'éliminer la composante du spectre autour de f_s du signal d'entrée, après l'additionneur. Naturellement, α devra être choisi inférieur à 1 pour que le filtre soit stable.

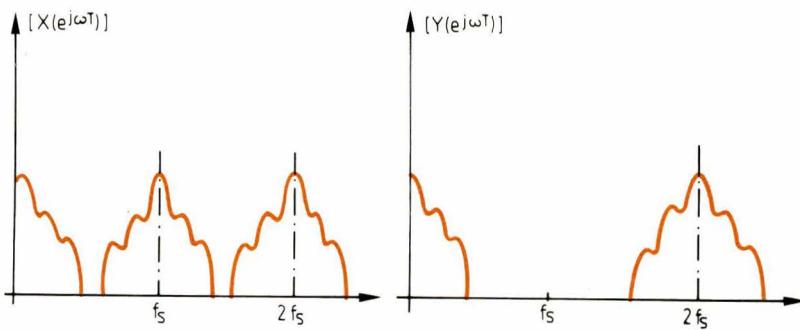


Fig. 23

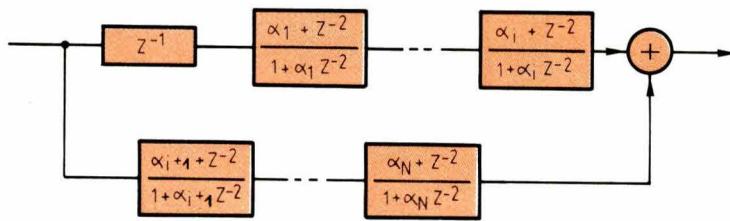


Fig. 24

La réponse en fréquence du filtre représenté ci-dessus est tracée sur le graphe de la **figure 23**, pour différentes valeurs du coefficient α . D'après ces réponses en fréquence, nous voyons qu'un compromis doit être établi entre l'amplitude du rebondissement dans la bande passante et la bande d'arrêt du filtre, et la pente de la réponse dans la bande de transition. Ainsi, l'efficacité du filtre interpolateur sera jugée selon le critère suivant :

« Pour une largeur de la bande de transition du filtre fixée, plus les rebondissements dans la bande passante et la bande d'arrêt sont petits, meilleur est le filtre. »

Ainsi, nous chercherons maintenant à étendre la précédente structure à des configurations d'ordre supérieur, en optimisant les coefficients de ce filtre de façon à obtenir la « meilleure » structure correspondant à cette configuration.

Extension à une synthèse plus générale et comparaison

Ainsi que nous l'avons énoncé précédemment, le but de l'étude est de construire un filtre interpolateur dont la fonction de transfert en z ne comprend que des termes en Z^{-2} (il n'y aura qu'une cellule de retard Z^{-1} dans tout le filtre). Puisque nous voulons généraliser la structure initiale, en augmentant l'ordre du filtre réalisé, les configurations étudiées auront l'aspect indiqué en **figure 24**.

La méthode utilisée pour trouver le filtre optimal à N coefficients, tel celui représenté sur la **figure 24**, c'est-à-dire celui dont la réponse en fréquence approchera le mieux possible celle d'un filtre passe-bas idéal, consiste en la recherche d'un programme d'optimisation dont l'organigramme est décrit en **figure 25**, pour un filtre à deux coefficients α_1 et α_2 . Il s'agit en fait d'une recherche séquentielle des coefficients optimaux correspondant à une largeur de bande de transition fixée.

Cette étude a été effectuée de façon à déterminer les coefficients du filtre optimal d'ordre 1, 2, 3 et 4 (il est à noter que la notion d'ordre du filtre n'est pas ici employée au sens classique, mais représente seulement le nombre de coefficients α_i du filtre).

La précision des coefficients nécessaire à la réalisation de ce filtre doit croître en fonction de l'ordre de la structure réalisée, et il est à noter que la sensibilité des réponses du filtre est d'autant plus grande que l'ordre du filtre est élevé. Les graphes des **figures 25, 26, 27 et 28** montrent les résultats obtenus à l'aide du programme d'optimisation pour des filtres d'ordre 1, 2, 3 et 4.

Une utilisation plus complète du programme nous mène aux résultats du **tableau 1**. Ces résultats nous permettent de déterminer les coefficients du filtre optimal d'ordre n , ainsi que l'atténuation maximale de ces filtres en fonction de la largeur de la bande de transition (l'unité choisie pour la fréquence, pour mesurer cette largeur de bande, est la valeur normalisée de la fréquence, c'est-à-dire que la valeur normalisée de la fréquence d'échantillonnage sera : $f_s = 0,5$).

● Comparaison avec d'autres réalisations récursives

Si nous considérons l'élément de base de chacune des structures précédemment étudiées, dont la fonction de transfert en z est :

$$f_j(z) = \frac{\alpha_j + Z^{-2}}{1 + \alpha_j Z^{-2}}$$

il peut être programmé sous la forme indiquée en **figure 29**.

Ainsi, cette programmation ne nécessite qu'une seule multiplication par échantillon d'entrée, à la plus basse fréquence d'échantillonnage. Donc, si T est la période

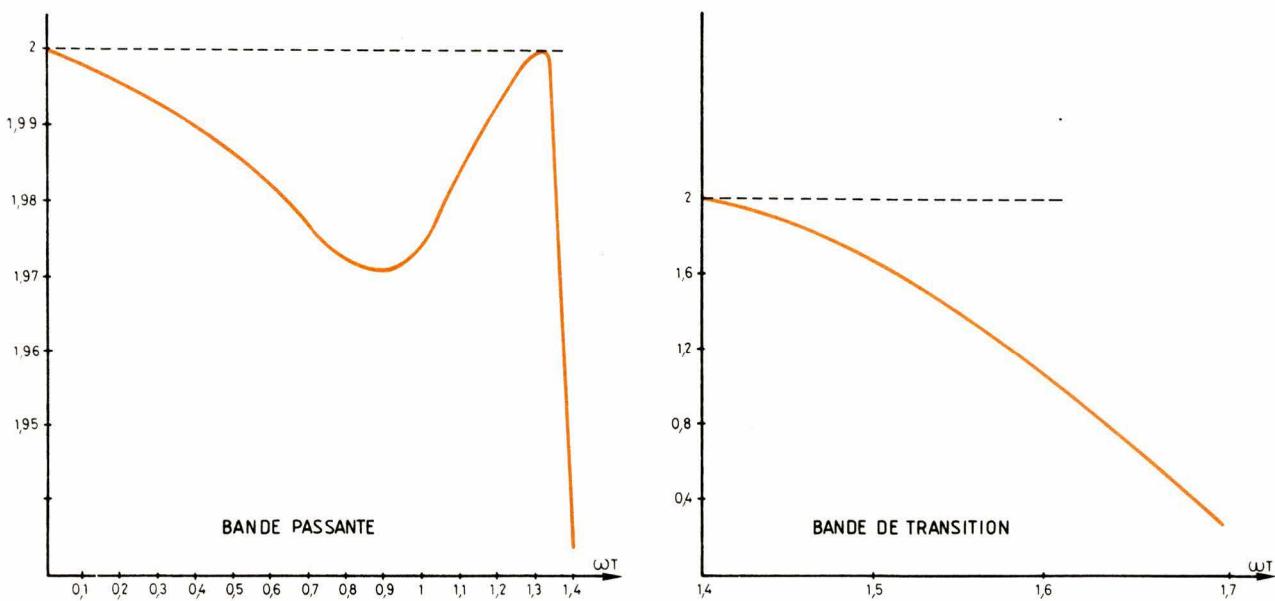


Fig. 25 a

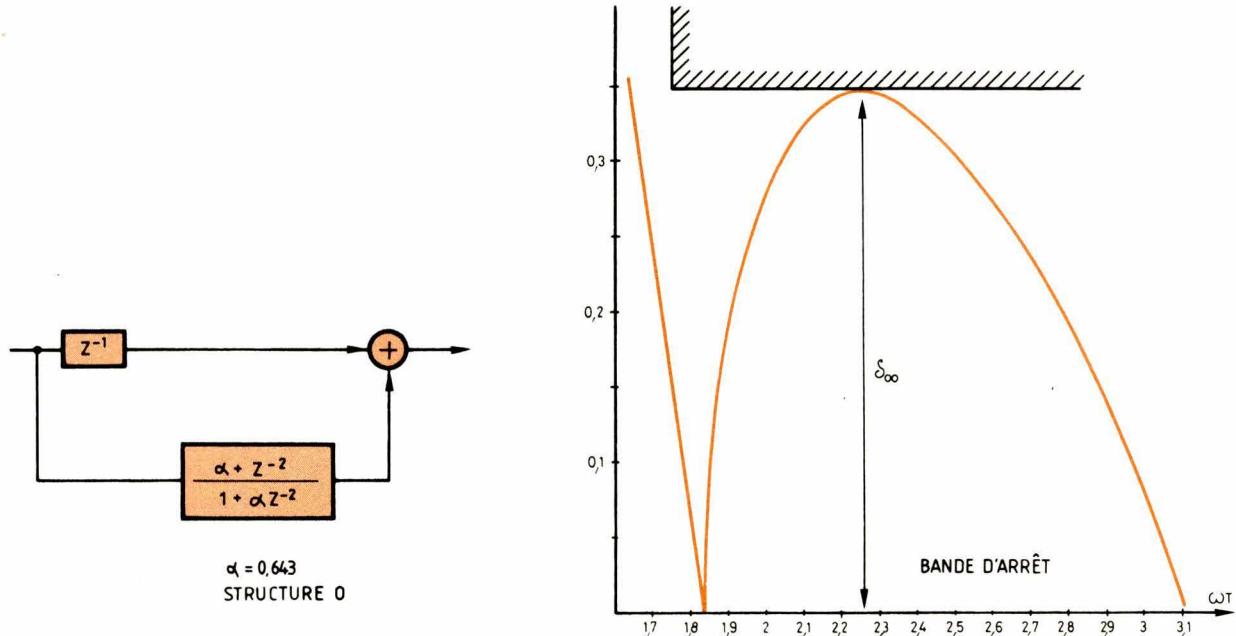


Fig. 25 b

Etude

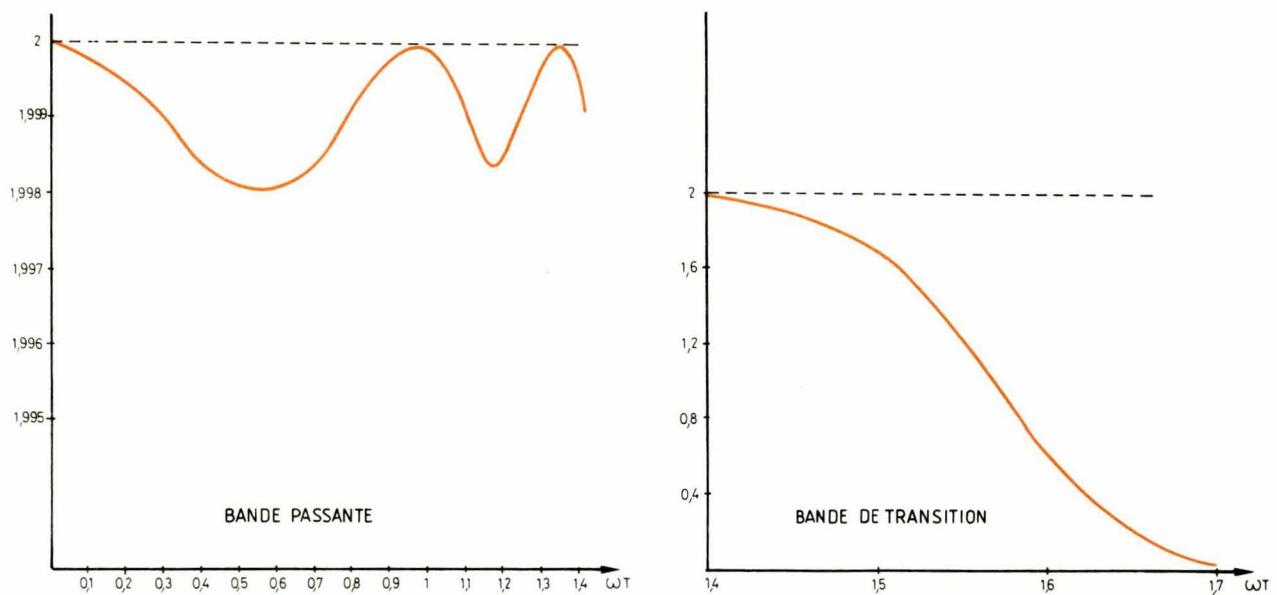


Fig. 26 a

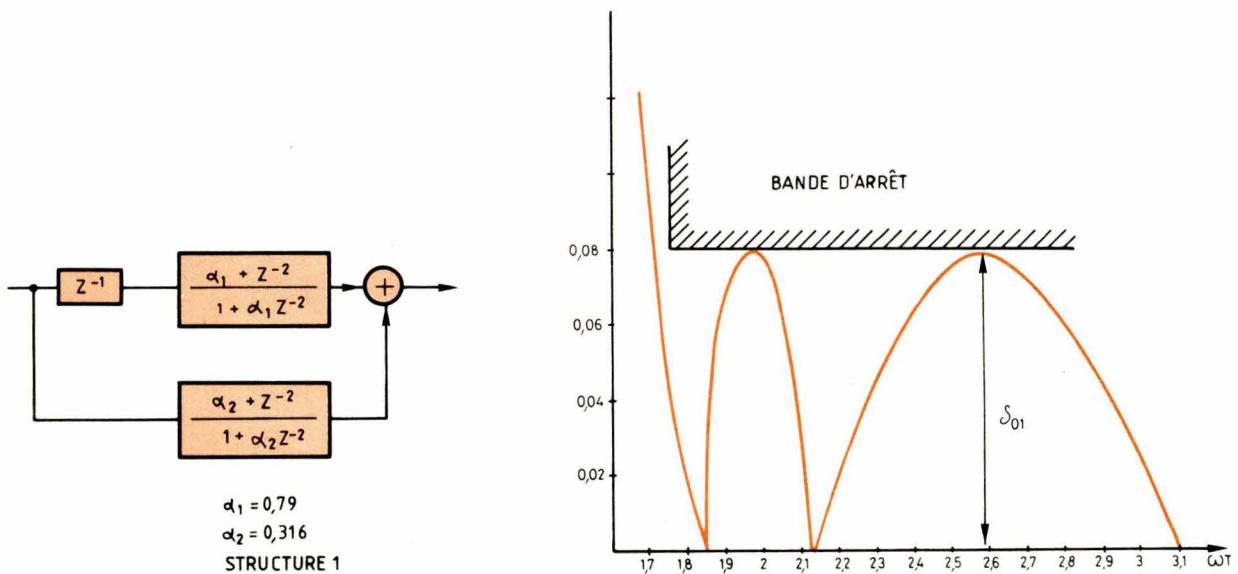


Fig. 26 b

Etude

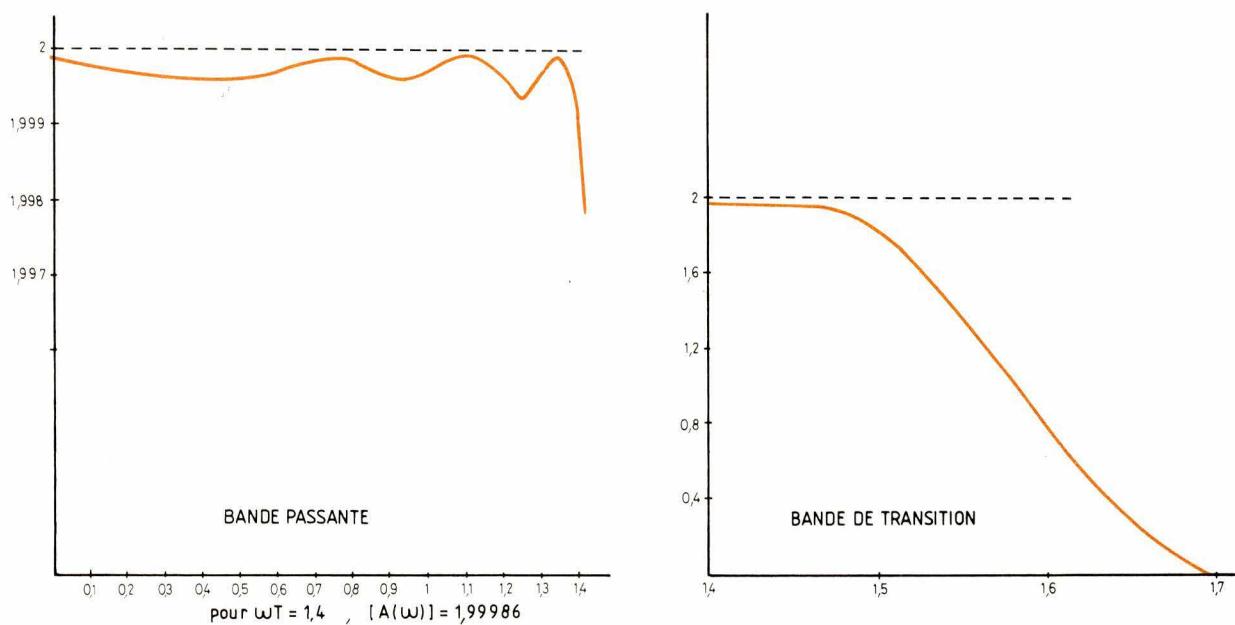


Fig. 27 a

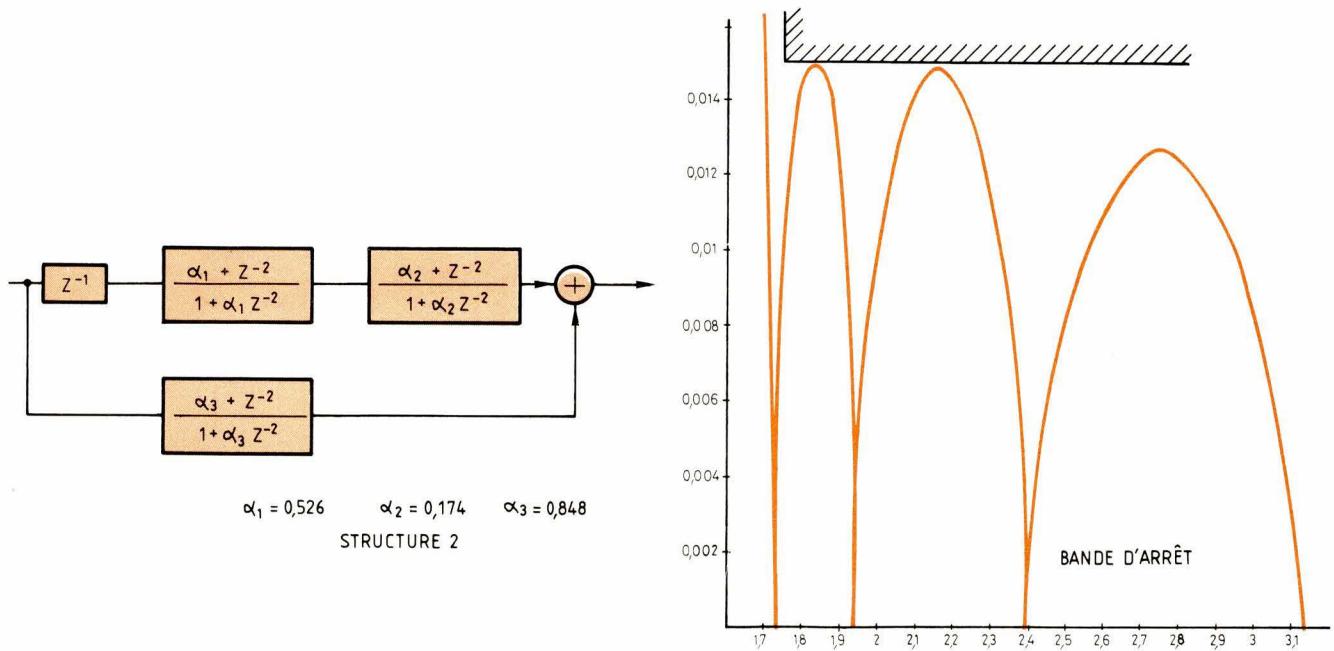


Fig. 27 b

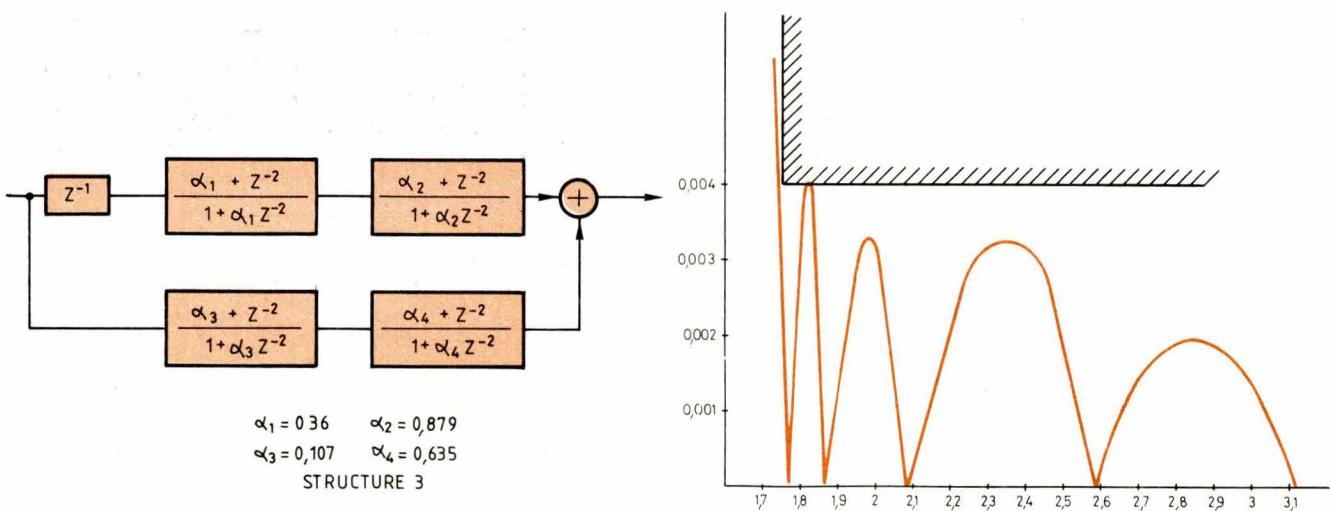


Fig. 28 a

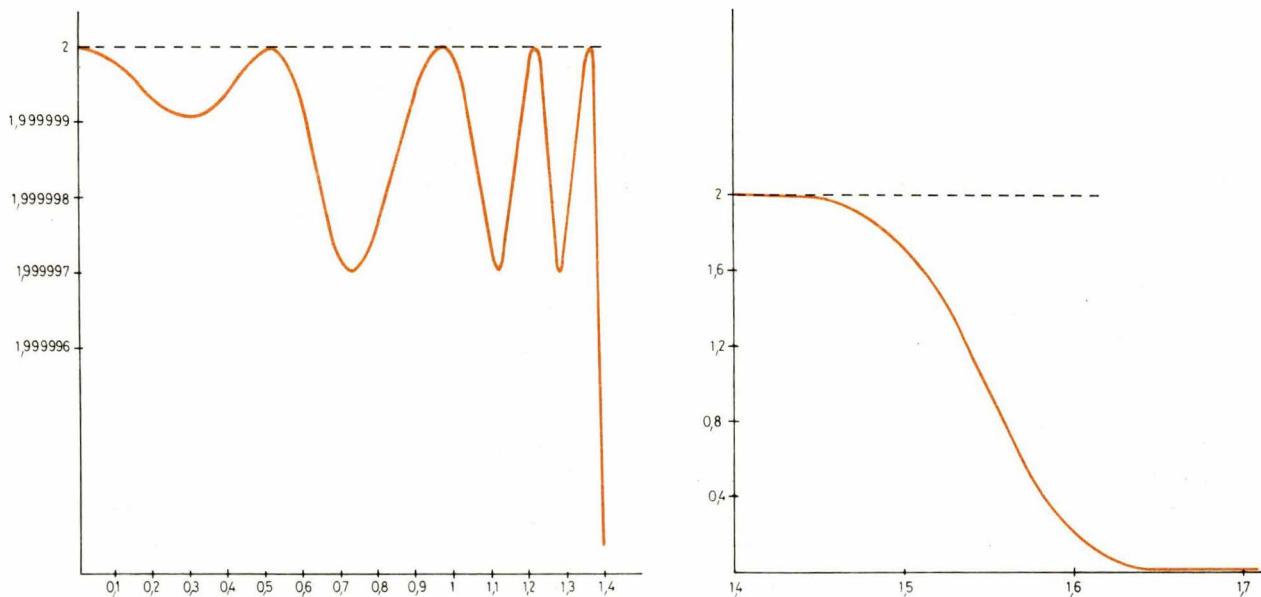


Fig. 28 b

Ordre de la structure	Valeur optimale du coefficient α_i	Atténuation maximale	LARGEUR DE LA BANDE DE TRANSITION (en fréquences normalisées)
1 (Structure 0)	$\alpha = 0,538$	- 19,74 dB	$\Delta f = 0,103$
	$\alpha = 0,566$	- 18,2 dB	$\Delta f = 0,088$
	$\alpha = 0,602$	- 16,48 dB	$\Delta f = 0,072$
	$\alpha = 0,643$	- 14,66 dB	$\Delta f = 0,056$
	$\alpha = 0,694$	- 12,9 dB	$\Delta f = 0,040$
2 (Structure 1)	$\alpha_1 = 0,708$ $\alpha_2 = 0,230$	- 36,77 dB	$\Delta f = 0,103$
	$\alpha_1 = 0,731$ $\alpha_2 = 0,252$	- 34,09 dB	$\Delta f = 0,088$
	$\alpha_1 = 0,75$ $\alpha_2 = 0,265$	- 29,90 dB	$\Delta f = 0,072$
	$\alpha_1 = 0,79$ $\alpha_2 = 0,316$	- 28,29 dB	$\Delta f = 0,056$
	$\alpha_1 = 0,826$ $\alpha_2 = 0,362$	- 25,11 dB	$\Delta f = 0,040$
3 (Structure 2)	$\alpha_1 = 0,435$ $\alpha_2 = 0,131$	$\alpha_3 = 0,794$ - 52,22 dB	$\Delta f = 0,103$
	$\alpha_1 = 0,449$ $\alpha_2 = 0,137$	$\alpha_3 = 0,803$ - 49,76 dB	$\Delta f = 0,088$
	$\alpha_1 = 0,485$ $\alpha_2 = 0,155$	$\alpha_3 = 0,824$ - 46,20 dB	$\Delta f = 0,072$
	$\alpha_1 = 0,526$ $\alpha_2 = 0,174$	$\alpha_3 = 0,848$ - 41,94 dB	$\Delta f = 0,056$
	$\alpha_1 = 0,593$ $\alpha_2 = 0,208$	$\alpha_3 = 0,876$ - 37,56 dB	$\Delta f = 0,040$
4 (Structure 3)	$\alpha_1 = 0,360$ $\alpha_2 = 0,879$	$\alpha_3 = 0,107$ $\alpha_4 = 0,635$ - 53,98 dB	$\Delta f = 0,056$

Tableau 1.

d'échantillonnage la plus basse, le nombre de multiplications par seconde que doit effectuer la structure n° i est :

$$(i + 1) \cdot \frac{1}{T} \text{ multiplications par seconde}$$

Par exemple, si nous voulons réaliser un filtre interpolateur augmentant la fréquence d'échantillonnage de 8 kHz à 16 kHz, ayant comme programmation celle de la structure n° 3, le nombre de multiplications par seconde sera :

$32 \cdot 10^3$ multiplications par seconde.

La comparaison la plus significative que nous pourrons effectuer est avec un filtre récursif elliptique suivant les mêmes spécifications en fréquence que les structures étudiées. Un programme d'optimisation nous permet de trouver l'ordre du filtre elliptique satisfaisant à des contraintes sur sa réponse en fréquence imposées au préalable.

Si nous comparons par exemple les résultats obtenus par la structure n° 3, avec les coefficients $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3, \alpha_4$ dont la valeur est indiquée sur le graphe de la figure 28, nous désirons savoir l'ordre d'une structure elliptique ayant les mêmes caractéristiques, c'est-à-dire une largeur de bande

de transition de $\Delta f = 0,056$, et une atténuation maximale d'au moins 54 dB.

Ainsi, une telle structure nécessiterait une programmation effectuant $15 \times 1/T$ multiplications par seconde. Donc, dans le cas précédemment étudié, où la fréquence de sortie du filtre est de 16 kHz, la programmation d'un tel filtre nécessite $240 \cdot 10^3$ multiplications par seconde !

Décomposition en base deux d'un filtre numérique

Nous avons étudié un moyen efficace de réalisation d'un filtre numérique interpolateur, réalisant une interpolation par un facteur 2. Ces filtres demi-bande peuvent être utilisés aussi bien pour une interpolation que pour une décimation par un facteur 2. Par eux mêmes, ils sont intéressants car ils permettent une programmation efficace, mais ils peuvent également servir à la conception de filtres plus généraux.

Considérons en effet un filtre numérique passe bas de

Etude

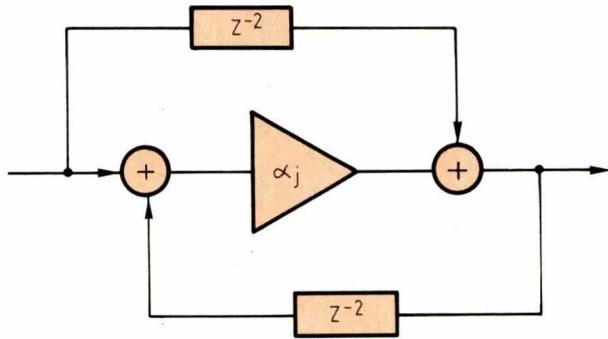


Fig. 29

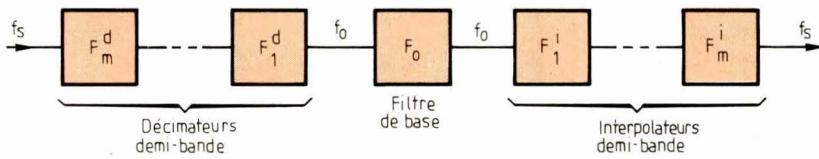


Fig. 30

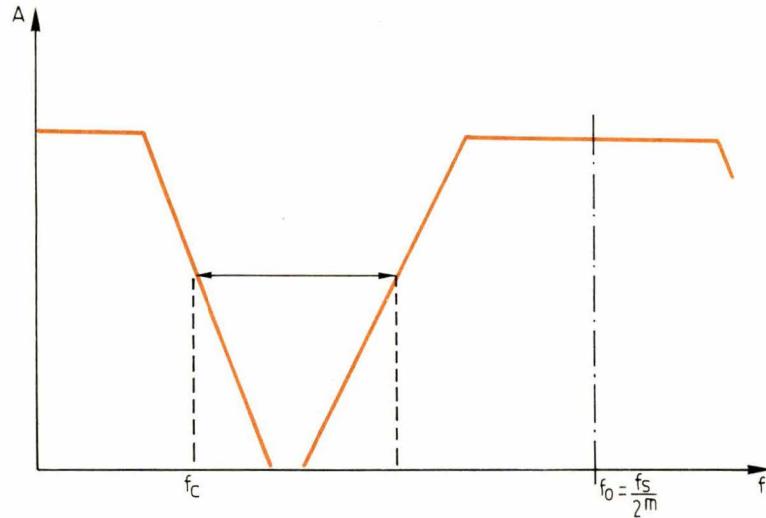


Fig. 31

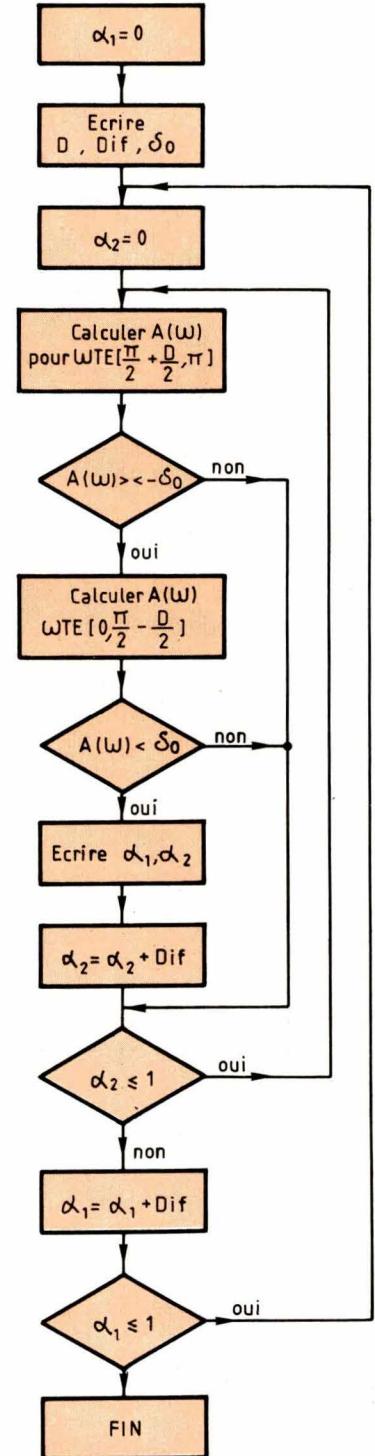


Fig. 32

fréquence de coupure f_c , alors l'égalité suivante peut toujours être écrite, avec $k < 2$, et m entier :

$$\frac{f_s}{2 f_c} = 2^m \times k$$

Ainsi, avec m filtres demi-bande décimateurs, chacun d'entre eux divisant la fréquence d'échantillonnage par 2, la fréquence de sortie sera : $f_o = k \times 2 f_c$. Un filtre conventionnel est alors introduit, récursif ou non récursif, noté filtre F_o , dont la fréquence d'échantillonnage d'entrée ainsi que celle de sortie est f_o .

Une cascade de filtres interpolateurs demi-bande permet ensuite de ramener la fréquence d'échantillonnage de sortie à f_s .

Il est à noter que chaque filtre demi-bande interpolateur et décimateur travaille à la fréquence la plus basse (fréquence de sortie pour les décimateurs, et d'entrée pour les interpolateurs).

Cette décomposition en base 2 d'un filtre numérique est représentée en figure 30. Les filtres demi-bande décimateurs (ou les interpolateurs) F_d (F_i) sont les filtres de la cascade devant satisfaire les plus sévères contraintes, puisque la largeur de leur bande de transition doit être au maximum $f_0 - 2f_c$.

La réponse en fréquence du filtre de base F_0 est indiquée à la figure 31.

Ce type de programmation (fig. 32) permet de réduire la vitesse de programmation, d'autant plus que le rapport de la fréquence d'échantillonnage au double de la fréquence de coupure du filtre est supérieur à quelques unités.

P.-Y. Chaltiel

Bibliographie

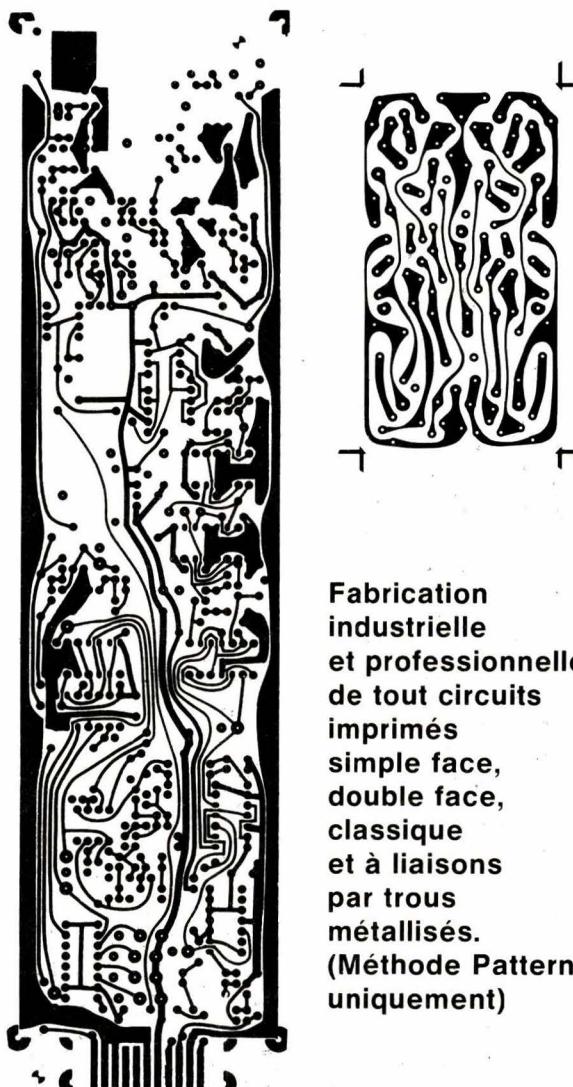
- [1] R.E. Crochière – L.R. Rabiner : optimum F.I.R. filter implementation for decimation and interpolation. Narrow band filtering. *I.E.E.E. Transaction on Acc. Speech and signal processing*. Vol. ASSP 23, n° 5, pp. 444-456, oct. 1975.
- [2] M.G. Bellanger – J.J. Daguet – G.P. Lepagnol : interpolation, extrapolation and reduction of computation speed in digital filters. *I.E.E.E. Transaction on Acc. speech and signal processing*. Vol. ASSP 2, n° 4 pp. 231-235. Aug. 1974.
- [3] R.W. Schafer – L.R. Rabiner : a digital signal processing approach to interpolation. *I.E.E.E. Transaction on Acc., speech and signal processing*. Proceedings. Vol. 61, n° 6, June 1973.
- [4] P. W. Rorabacher : efficient F.I.R. filters for sample rate reduction or interpolation. *Proc. 1975. I.E.E.E.*, in : symp. on circuits and systems, pp. 396-399.
- [5] D.J. Goodman – M.J. Garey : nine digital filters for decimation and interpolation. *I.E.E.E. Transaction on Acc. speech and signal processing*. Vol. ASSP 25, pp. 121-126. 1977.
- [6] O. Hennmann – L.R. Rabiner – D.S.K. Chan : practical design rules for optimum limite impulse response low-pass digital filter. *Bell. Syst. tech. J.*, vol. 53. pp. 769-799. 1973.
- [7] H. J. Landau : sampling, data transmission and the Nyquist rate. *Proceedings of the I.E.E.E.*, vol. 55, n° 10. Oct. 1967.
- [8] A. Antoniou : digital filters. Analysis and design. *Mc Graw-Hill*, 1979.
- [9] L.R. Rabiner. – B. Gold : theory and application of digital signal processing. *Prentice-Hall*, 1975.



CONCEPTION ET FABRICATION
DE CABLAGES ELECTRONIQUE

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

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



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

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

Micro
informatique

Injection d'hormones programmée par microprocesseur

Le traitement de certaines formes de stérilité ou de troubles menstruels nécessite l'infusion, par séquences régulières, d'hormones de type LH-RH. Les programmes d'injection de ces médicaments sont actuellement en phase de recherche dans les laboratoires médicaux, et devraient déboucher sur des systèmes portables extracorporels permettant des cycles de traitement relativement courts (8 à 15 jours) et non agressifs.

Pour faciliter l'étude de ces programmes, un prototype fonctionnant en hôpital a été étudié à partir d'une pompe-pousse-seringue Sage modèle 352 pourvue d'une seringue de 20 cm³.

Le cahier des charges

L'injection d'hormone LH-RH doit être programmée suivant la séquence représentée sur la **figure 1**. L'amplitude du débit doit être réglable de 50 µl/mn à 140 µl/mn de 10 en 10 µl/mn. Le fonctionnement de la pompe est indiqué par témoin lumineux. Entre chaque période d'injection, le débit doit être nul.

L'asservissement du taux d'injection est réalisé par le contrôle d'une pompe Sage modèle 352 commandée par un train d'impulsions de fréquence variable. La durée de ce train fixe le temps d'injection (**fig. 1**) et la fréquence, le débit pendant l'injec-

tion. La **figure 2** représente la courbe d'étalement débit-fréquence établie pour une seringue de 20 cm³.

Réalisation

Hardware

Le schéma de réalisation est donné sur la **figure 3**. L'unité de contrôle est élaborée à partir d'un microprocesseur de type *Intel 8748* dont l'architecture (CPU, 1 K-octet EPROM, 64 octets RAM, 27 E/S et 1 timer programmable) permet de réaliser avec un minimum de boîtiers les fonctions suivantes :

— génération du train d'impulsions pendant une durée fixée à 3 mn ;

— contrôle de la fréquence des impulsions en fonction du débit affiché par les roues codeuses (port 1) ;

— commande de la pompe par le timer ;

— contrôle du voyant de fonctionnement de la pompe.

Les registres de la RAM interne sont utilisés pour décompter le nombre de cycles effectués par le timer (ce qui permet d'imposer le débit).

Software

L'organigramme simplifié du processus de contrôle de la pompe est donné à la **figure 4**. Chaque position de la roue codeuse correspond à un débit prédéterminé fixé par :

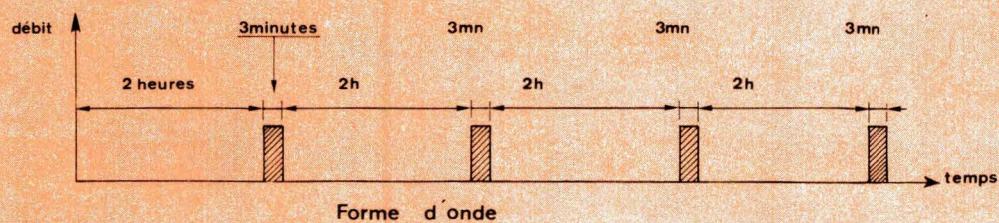


Fig. 1

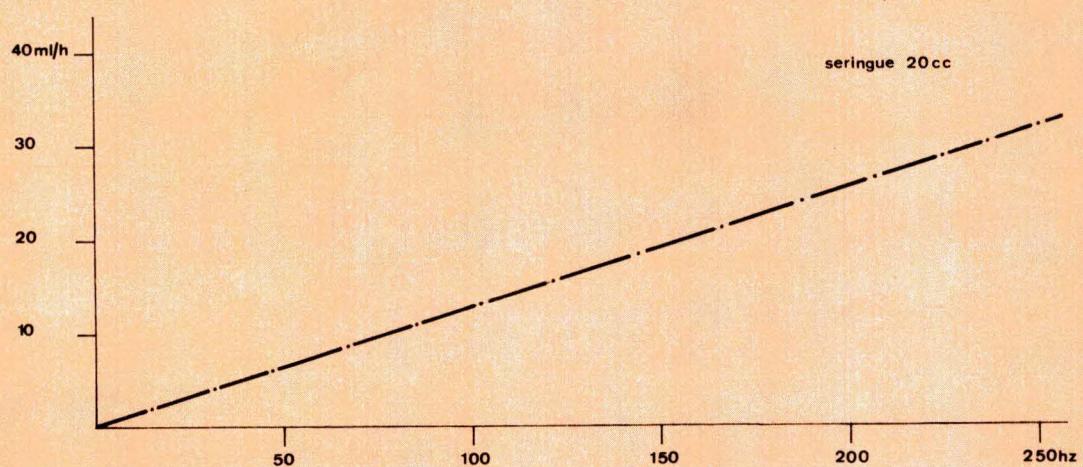


Fig. 2

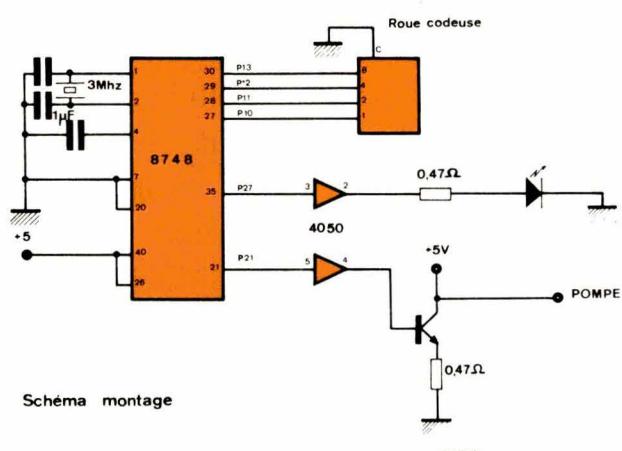


Fig. 3

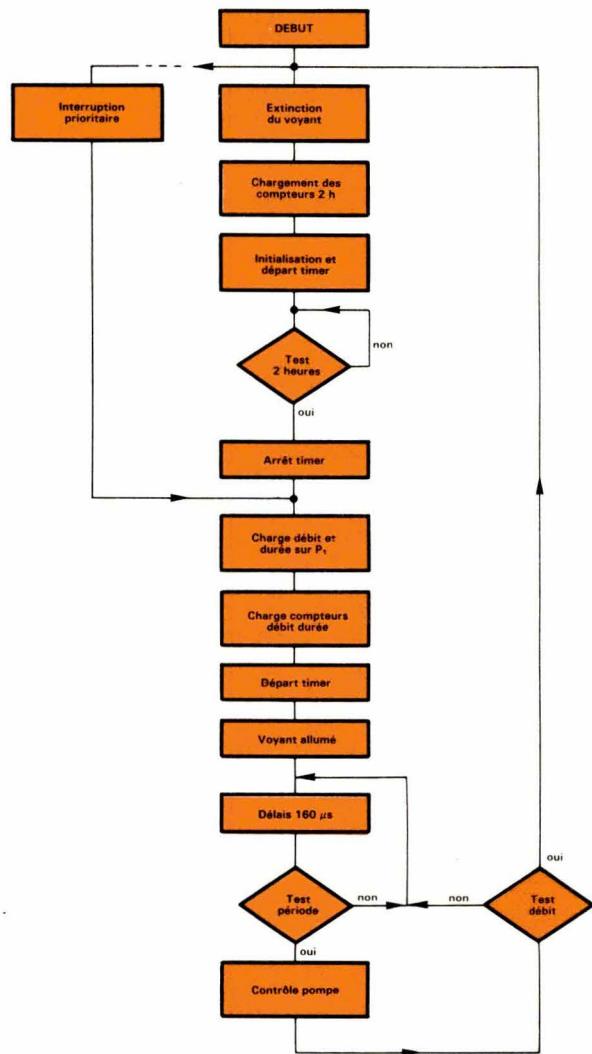


Fig. 4

Tableau 1

Débit	Fréquence (Hz)	Période (ms)	Nb. d'incrément Timer Décimal (160 s)	Nb. d'incrément Timer Hexa. (160 s)	Nb. de T pour 3 mn Décimal	Nb. de T pour 3 mn Hexa
3 cm ³ /h 50 µl/mn	23,6	42,37	265	109	4 248	1098
3,6 cm ³ /h 60 µl/mn	28,3	35,33	221	DD	5 095	13E7
4,2 cm ³ /h 70 µl/mn	33,1	30,21	189	BD	5 958	1746
4,8 cm ³ /h 80 µl/mn	37,7	26,52	166	F 16	6 787	1A83
5,4 cm ³ /h 90 µl/mn	42,6	23,47	147	93	7 669	1DF5
6 cm ³ /h 100 µl/mn	47,3	21,14	132	84	8 515	2143
6,6 cm ³ /h 110 µl/mn	51,7	19,34	121	79	9 307	245B
7,2 cm ³ /h 120 µl/mn	56,6	17,66	110	6E	10 193	27D1
7,8 cm ³ /h 130 µl/mn	61,2	16,34	102	66	11 016	2B08
8,4 cm ³ /h 140 µl/mm	64,0	15,62	98	62	11 524	2D04

- un nombre d'incrément du timer fixant la fréquence des impulsions de commande (R_6-R_7) ;
- la durée de validation du timer (R_4-R_5) imposant la largeur du train d'impulsions.

Le contenu des registres R_2-R_3 détermine la périodicité de la commande (temporisation entre deux injections). Le tableau 1 donne la correspondance entre les positions de la roue codeuse et le nombre d'incrément du timer contenu dans les registres. Par exemple, pour la position 4 de la roue codeuse (débit de 90 µl/mn correspondant à une fréquence de 42,6 Hz) le contenu des registres est :

- $R_4 = (1D)_{16}$;
- $R_5 = (F5)_{16}$;
- $R_6 = (00)_{16}$;
- $R_7 = (93)_{16}$.

Le calcul du nombre d'incrément est obtenu de la façon suivante :

- pour une fréquence de l'horloge de 3 MHz, la durée d'un cycle est de 5 µs ; le timer s'incrémentant tous les 32 cycles, on obtient une incrémentation toutes les 160 µs ;
- pour un débit de 90 µl/mn (fig. 2), correspondant à une fréquence de 42,6 Hz (23,37 ms), le

registre timer devra être prédéterminé à :

$$\frac{23\ 470}{160} = (147)_{10} = (93)_{16}$$

La validation de la commande de pompe étant fixée à 3 mn, il faudra donc décompter :

$$\frac{180\ 000}{23\ 470} = (7669)_{10} \text{ cycles de ce registre}$$

Le tableau 1 récapitule le nombre d'incrément du timer déterminant la fréquence et le nombre de cycles du registre fixant la validation de la commande.

La table de correspondance débit-position de la roue codeuse est située dans l'emplacement mémoire réservé de $(040)_{16}$ à $(04F)_{16}$ (tableau 1).

La tabulation s'effectue par l'instruction JMPP (a) A (saut inconditionnel en page courante) qui branche le programme à la position mémoire correspondant au débit choisi, par déplacement indexé sur le contenu de l'accumulateur (préalablement chargé par la valeur du débit choisi grâce à la roue codeuse).

La temporisation de deux heures entre chaque injection est effectuée à partir de (176 471) débordements du timer. Une interruption prioritaire

extérieure permet de court-circuiter cette temporisation et de vérifier le bon fonctionnement de l'unité de contrôle et de la pompe.

Conclusion

La réalisation de ce prototype de pompe LH-RH doit permettre, grâce à sa grande souplesse d'emploi et d'ajustement des débits, une définition plus fine des algorithmes régissant les séquences d'injections.

Ce prototype, actuellement en service dans la clinique des Maladies Métaboliques et Endocriniannes du Professeur Mirouze de Montpellier, constitue une étape fondamentale vers la réalisation et la mise au point de dispositifs portables appliqués au traitement de certaines carences hormonales autres que le diabète.

Le listing complet du programme peut être fourni sur simple demande à la rédaction.

J.-F. Renaud, G. Therond,
D. Ferrand, D. Auvergne,
I.S.I.M. Laboratoire d'Electronique
du Pr Pistoulet, U.S.T.L. Montpellier,
Drs Bringer, T.-C. Pham,
J.-L. Richard,
Service du Pr J. Mirouze, Clinique des
maladies métaboliques et endocriniannes, hôpital St-Eloi, Montpellier.

Lorsque la pile est sur le linéaire du supermarché ou le comptoir du détaillant, le consommateur a toutes les chances de ne pas s'y retrouver et finit par se demander ce qui en dehors de l'étiquette peut bien différencier tous ces produits.

Quelle que soit sa provenance, une pile dite classique ou traditionnelle ou encore saline ou improprement zinc-carbone comportera des constituants réellement semblables (ou très voisins pour le crayon et le tube de zinc) mais semblables seulement en apparence pour les deux autres constituants interface anode/cathode et cathode elle-même, c'est-à-dire la masse. L'interface entre électrodes peut être, soit l'électrolyte lui-même pris en gel pour le stabiliser et lui enlever son caractère de liquide, soit un papier imprégné de la liqueur électrolyte; il est évident que dans le second cas, on gagnera de la place (épaisseur papier 1 mm, gel 2 à 3 mm), place que l'on pourra utiliser pour augmenter le diamètre de la cathode donc son énergie utilisable. L'adoption de cette technique s'accompagne de l'étude de nombreux paramètres, afin d'optimiser le choix d'un séparateur approprié. En effet, il existe des compatibilités ou incompatibilités spécifiques qui feront qu'un séparateur performant avec certains mélanges pourra se révéler catastrophique avec d'autres, soit immédiatement, soit en conservation, ce qui est plus gênant puisqu'il est nécessaire d'observer l'évolution des produits sur une période de l'ordre de l'année pour voir apparaître un phénomène; or, chacun sait que la qualité d'une pile en conservation est un critère essentiel. Le mélange cathodique comportera les mêmes ingrédients de base, oxyde de manganèse, matière active, noir de carbone conducteur électroni-

que, électrolyte (eau + chlorures de zinc, magnésium, ammonium dissous), conducteur ionique, mais le choix de ces ingrédients est vaste, chaque option s'accompagnant d'un rapport qualité/prix spécifique.

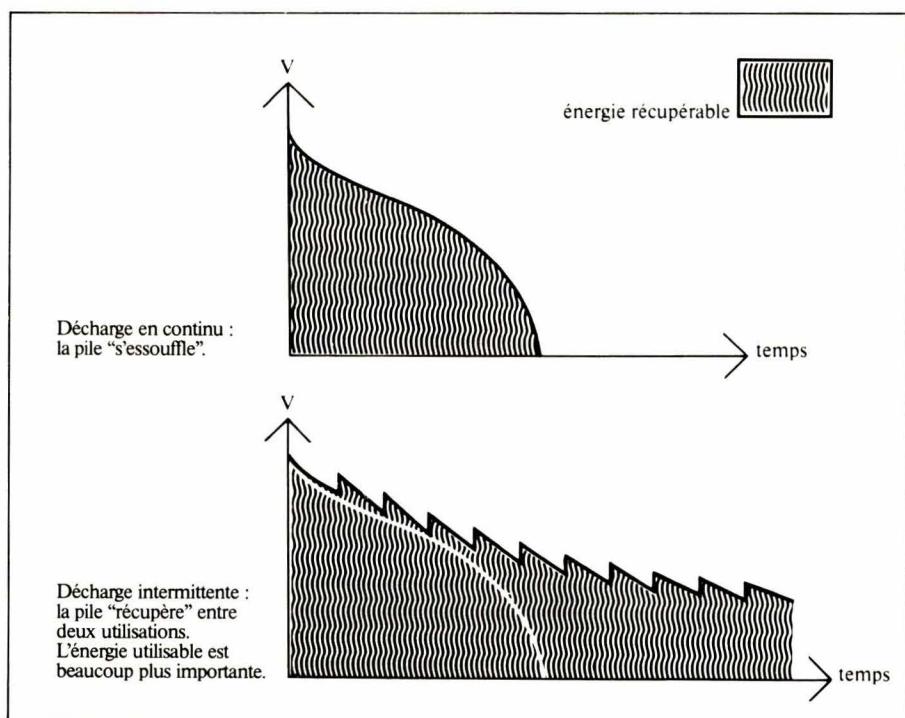
Avec des minéraux de manganèse naturellement actifs et des mélanges à faible titre, les performances seront modestes; l'emploi de bioxydes de synthèses chimiques ou électrolytiques dans des formules plus élaborées, plus nobles, permet d'accéder à des durées de vie nettement supérieures dans les différents types de fonctionnement envisagés (radio, éclairage, moteurs, etc.). On jouera également sur l'association de plusieurs bioxydes, les compositions des liqueurs de mouillage, les paramètres de fabrication et de mise en œuvre des mélanges, etc.

Cet ensemble constitue pour chaque fabricant de pile un savoir-faire particulier sur le terrain doublé d'ensemble de méthodes et de procédures d'analyses et de contrôle destinés à maintenir la qualité des produits.

La conjugaison de ces différents éléments fait que l'on trouve sur le marché, d'une manière générale, trois gammes de piles classiques à électrolyte salin (appelées communément piles salines) et qu'une récente norme du Ministère de l'Industrie définit par :

- gamme normale,
- gamme grande capacité,
- gamme forte puissance.

Chaque pile a son profil et tout bon radio-électricien vous le dira : **la raison des "plus forts" n'est pas toujours la meilleure.**



Les piles alcalines : nouveau marché... ou réussite marketing ?

Depuis quelques années, une 4^e gamme de piles est proposée au public : ce sont les piles alcalines, nom attribué à ces piles du fait de leur électrolyte alcalin, opposé à l'électrolyte salin des piles classiques.

La constitution interne de ces piles est sensiblement différente des piles salines mais extérieurement elles sont fabriquées selon les mêmes normes, de façon à s'adapter aux appareils existants.

A l'origine, ces produits étaient conçus pour la photographie et le cinéma, leurs caractéristiques étant bien adaptées aux appareils de mesure, aux cellules.

Leur qualité essentielle réside dans leur aptitude à maintenir une décharge importante en continu ce qui les destine bien sûr particulièrement aux usages «durs» tels que par exemple de très longs enregistrements sur radio-cassette en modulation de fréquence ou encore le flash électronique des jours de première communion. Mais tout le monde n'enregistre pas «Parsifal» tous les soirs et pour 9 personnes sur 10 un équipement en piles alcalines n'est pas plus concevable qu'une 12 cylindres dans les embouteillages parisiens.

Le public s'y perd

Pour le consommateur, ce qui définit la qualité d'une pile, c'est avant tout sa durée, critère relativement subjectif, compte tenu qu'il n'a pas les moyens de calculer réellement la durée d'utilisation.

Pour lui, la qualité c'est aussi la capacité qu'aura la pile à remplir sa fonction dans les meilleures conditions sans altérer l'appareil-récepteur (pas de fuite) et en optimisant sa fonction.

Si le consommateur perçoit confusément les différences de qualité, perçoit-il nettement les différences de prix. Le prix... indéniablement... c'est sur ce marché un facteur important auquel les acheteurs sont très sensibles.

Accroché par la publicité mais quelquefois sceptique aussi devant les informations qu'elle véhicule, le consommateur dans de nombreux cas se décide sur la pile la moins chère du rayon, à pile ou face, pourrait-on dire.

La norme NFC 59110

Sur le tableau ci-contre est reproduite la norme NFC 59110 du Ministère de l'Industrie exprimant les performances et les usages recommandables en fonction des différents types de piles. Il faudrait dire aussi que d'une manière générale, les piles alcalines sont moins étanches que les piles salines blindées... qu'elles contiennent une quantité non négligeable de mercure (au moins 80 fois plus que les piles traditionnelles) que c'est un produit polluant... et que l'affirmation de «5 fois plus longtemps» n'est vrai que dans certains cas exceptionnels qui ne sont que des exemples isolés et non pas une représentation de l'utilisation courante.

Quelle pile choisir ?

D'aucuns vous diront que, mises à part les piles alcalines, il n'y a que la pile zinc-charbon. Zinc-charbon ? Mon Dieu, quelle horreur !

Soyez rassurés, la pile zinc-charbon cela n'existe pas. D'accord il y a une tige de carbone agglosmérid dans une pile zinc-bioxyde de manganèse, mais le carbone cela n'est pas du charbon, ou alors à ce compte-là, le diamant c'est aussi du charbon puisque c'est aussi du carbone !

En fait, le vocable zinc-charbon recouvre une ingénue fiction destinée à dévaloriser la pile saline dans l'esprit du public. Heureusement que le public ne se laisse pas abuser et qu'il continue dans 80 % des cas à acheter des piles salines.

Gamme normale ? Grande capacité ? Forte puissance ? Alcaline ?...

• **gamme normale** : c'est généralement le choix économique. Elle est destinée aux usages intermittents ne nécessitant pas de fortes décharges. Le transistor en modulation d'amplitude, la lampe de poche représentent les meilleurs usages adaptés à cette gamme. En régime rapide, la gamme normale n'est pas recommandée.

• **gamme grande capacité** : ce sont des piles possédant des performances nettement plus avantageuses liées à une bonne étanchéité. Cette dernière qualité surtout permettant sans risque son utilisation en horlogerie ou dans les appareils électroniques.

• **gamme forte puissance** : jusqu'à ces derniers temps, les piles de cette catégorie comme la TOP**** de chez Wonder, étaient considérées comme les piles salines les plus performantes. En fait, et bien qu'une innovation récente (voir encadré) les ait quelque peu détrônées, elles restent avec raison les piles les plus consommées en France, bien adaptées au régime lent, ces piles donnent de bons résultats en régime rapide (radio-cassette, magnétophone, jouets, radio FM). De plus, leur étanchéité poussée les rend très sûrs d'emploi.

• **gamme alcaline** : c'est un choix qui peut se justifier pour les appareils utilisés en usages intensifs et continus... rasoir... caméra. Au Japon, pays de l'électronique par excellence, les alcalines ne représentent qu'environ 8% du marché. S'il est vrai qu'au Japon on fabrique d'ex-

cellentes piles traditionnelles, il faut aussi se rappeler pour expliquer ce faible pourcentage que la pollution est, là-bas, un problème majeur.

Conclusion

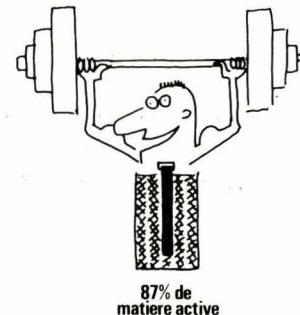
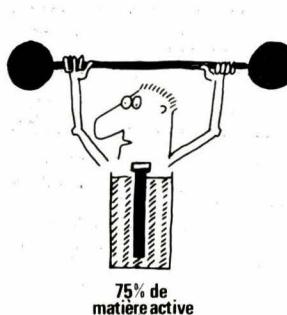
Une information comme celle-ci, pour la faire, il faut s'appeler Wonder (1) être leader sur son marché et posséder une longue expérience aussi bien en piles traditionnelles qu'en alcalines... qu'en piles spéciales haute énergie

Ne surconsommons pas ! Le dicton qui veut qu'un clou chasse l'autre, n'est pas toujours vrai et en tous cas en matière de piles, il ne s'avère pas exact.

Non seulement la pile alcaline, bien que fort précieuse dans certains cas n'a pas chassé les piles salines, mais celles-ci, de plus en plus performantes, représentent dans la quasi-totalité des cas le bon choix.

(1) Wonder 1^{re} marque française. Entreprise créée en 1917.

De la gamme "Normale"... à la Super



NORME NFC 59110 - PILE R20

Catégorie	Durées moyennes minimales		Emploi	Applications principales conseillées
	Régime rapide (1)	Régime lent (2)		
ALCALINE	15 h	280 h	intensif	magnétophones - radio-cassettes - rasoirs - moteurs - jouets - flashes - éclairage puissant.
FORTE PUISSANCE	10 h	168 h	très fréquent	magnétophones - radio-cassettes - jouets - radio FM - éclairage - horlogerie.
GRANDE CAPACITÉ		168 h	fréquent	radio AM - éclairage - horlogerie - jouets.
NORMALE		128 h	intermittent	éclairage - radio AM.

(1) Régime rapide : décharge sur une résistance de 3,9 ohms à raison de 1 heure par jour jusqu'à une tension de 1 volt.

(2) Régime lent : décharge sur une résistance de 40 ohms à raison de 4 heures par jour jusqu'à une tension de 0,9 volt.

Innovation dans le monde des piles : LA GAMME SUPER WONDER

Au moment où les économies d'énergie s'imposent dans tous les domaines, les piles Wonder innovent dans un secteur qu'on croyait bien tranquille et lancent sur le marché une nouvelle race de piles salines. Non prévues et pour cause dans la norme NFC 59110 ces piles se placent résolument au-dessus des meilleures piles salines, leurs performances atteignant en régime rapide les minima correspondant à la catégorie des alcalines, leur prix par contre restant proche du prix des piles «forte puissance».

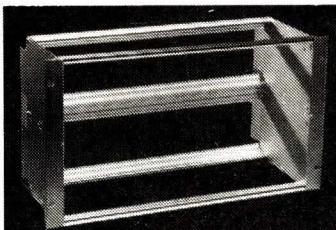
Parfaitement adaptée aux usages magnétophones, radio FM, radio-cassettes, horlogerie, calculatrices, jouets, éclairage, la Super Wonder est d'une étanchéité très poussée obtenue par un système de bagues et joints toriques exclusif (brevet Wonder).

C'est un produit présentant un excellent rapport qualité/prix qui devrait lui assurer un large succès auprès du consommateur.



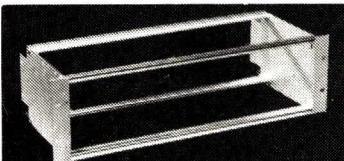
DU NOUVEAU CHEZ RETEX VOICI MAINTENANT LES

RACK - COFFRET - EUROBOX



RACK 6u

combinés 2x3u
1x6u

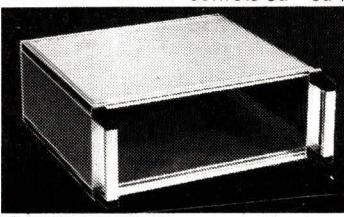
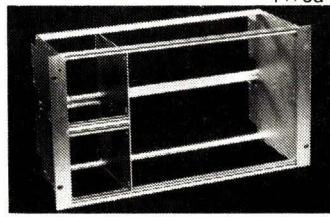


RACK 3u



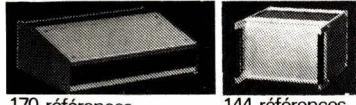
modules
pour rack
3u et 6u.

coffrets 3u - 6u



AUTRES COFFRETS PROFESSIONNELS RETEX

DATABOX-KEBOX OCTOBBOX



170 références

144 références

POLYBOX ; plastique

MINIBOX
VISEBOX } métal
TUBOX }

SERVICE-LECTEURS N° 241

POUR CARTES FORMATS EUROPEENS

160×100 / 220×100 / 160×233 / 220×233

Une gamme complète d'accessoires :

- PANNEAUX FRONTAUX avec et sans poignées
- PANNEAUX PORTE-CARTES toutes dimensions
- PROFILES POUR CONNECTEURS DIN 41612 - 41617
- PANNEAUX SUPERIEURS/INFÉRIEURS et LATERAUX avec et sans aérations etc..

DISPONIBLE :

chez grossistes-distributeurs

CATALOGUE GENERAL SUR DEMANDE A :

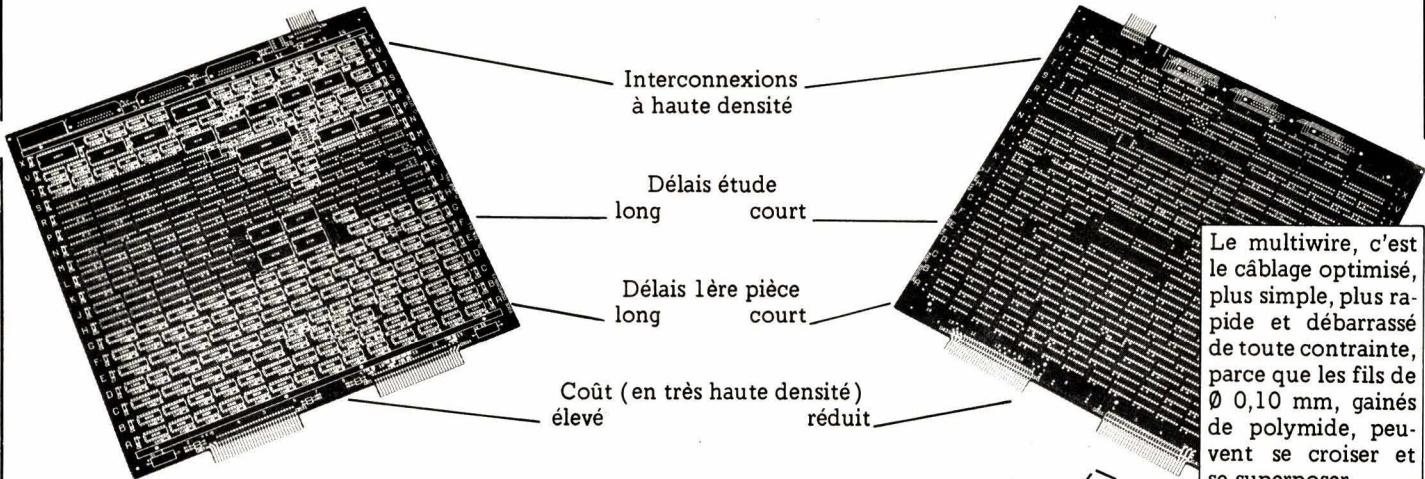
AGENT EXCLUSIF FRANCE-RETEX

LE DEPOT ELECTRONIQUE

84470 Châteauneuf-de-Gadagne

Tél : (90) 22.22.40 TELEX 431 195 ab 61

Multicouche ou Multiwire?



RCI vous aide
à choisir vite!

RCI Rapid Circuits Imprimés
Prototypes Professionnels



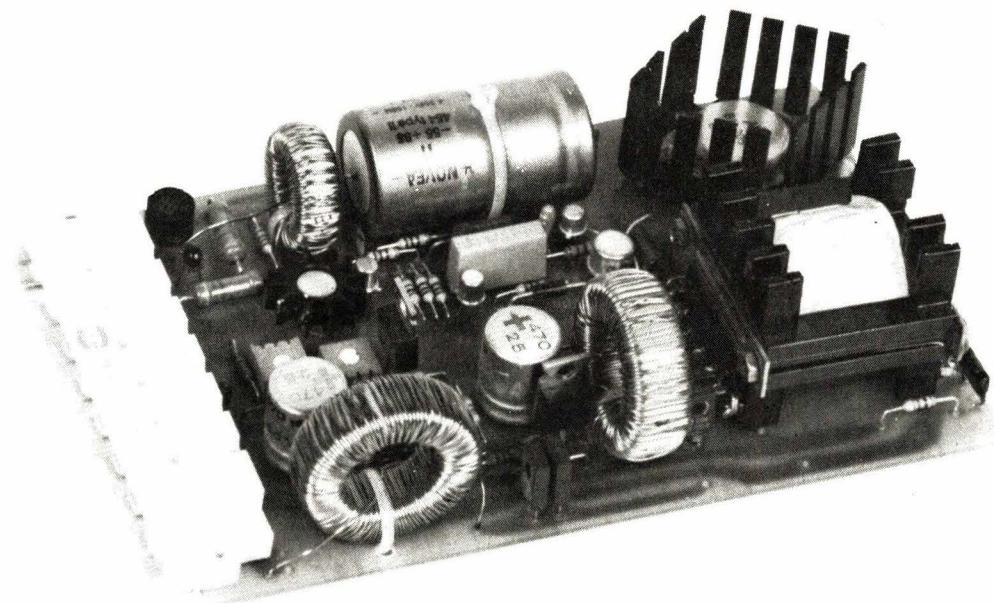
54, av. de Bellevue - 91210
Draveil - Tél. 942 25 68 +
Telex RCIDRA 692632

M Fonction
Société
Activité
Adresse
..... Tél
Souhaite une documentation une visite
un contact téléphonique concernant le
Multiwire les multicouches

SERVICE-LECTEURS N° 242

Composants

Composants nouveaux pour alimentations à découpage



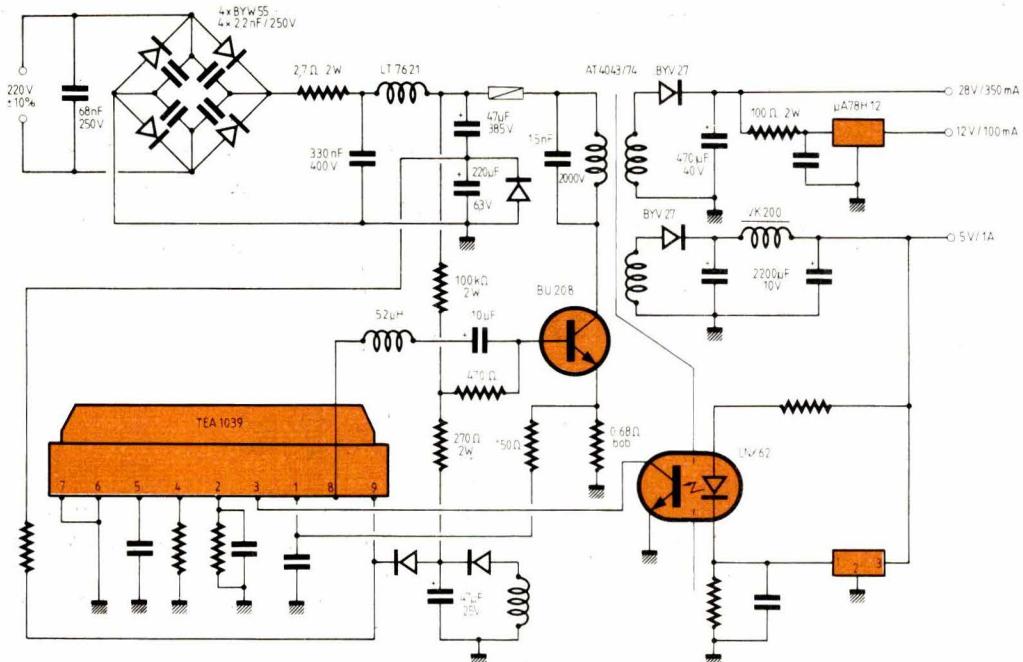
Les circuits à découpage ont, ces dernières années, conquis une place de choix dans le marché des alimentations.

Leurs avantages : rendement, gain de poids et de volume, excellentes caractéristiques de régulation, ne sont plus à vanter.

Mais l'alimentation à découpage ne vaut... que ce que valent ses composants – passifs aussi bien qu'actifs – et la circuiterie qui les assemble. Elle doit être conçue comme un tout.

Or, l'apparition de composants nouveaux incite parfois le concepteur à adopter plus ou moins aveuglément des solutions inédites qui ne sont pas forcément adaptées entre elles.

C'est un peu une « mise au point » sur les composants des alimentations à découpage que nous sommes allés chercher auprès du laboratoire d'applications de la R.T.C.



Un circuit intégré spécifique

La nécessité de réduire l'encombrement, et le nombre de composants, d'un circuit à découpage a suscité le développement de C.I. spécifiques. Nouvellement disponible chez R.T.C., le TDA 1039 apporte, par rapport à son prédecesseur le TDA 1060, l'avantage d'une commande directe de l'étage de puissance — transistor ou Darlington — (courant de sortie maximal 100 mA).

Il est principalement destiné à fonctionner avec le circuit TEA 1040 (circuit de référence et de mesure), par l'intermédiaire d'un photocoupleur (CNX 62 par exemple), ou en liaison directe.

Transistors de puissance

Trois modèles de transistors ont été ajoutés au catalogue R.T.C., plus particulièrement destinés aux alimentations de puissance pour l'informatique, les terminaux (forte demande actuellement en régulateurs 50 à 150 W), les chargeurs de batterie, les postes de soudure... Ce sont les BUS 14, BUS 13 et BUS 48.

A titre d'exemple, le BUS 14 offre

20 A de courant collecteur maximal utilisable, pour 850 V de V_{CE} et $V_{CE\ sat\ max} = 1,5$ V ($I_B = 4$ A).

Actuellement, c'est donc la solution « bipolaire » qui a la préférence de R.T.C. — celui-ci se comporte tout aussi bien que le MOS pour des fréquences de 50 kHz. Les circuits du futur proche fonctionneront vers 100 ou 200 kHz mais, là encore, la prudence est de rigueur ; si l'on peut, théoriquement, « découper » à 500 kHz ou davantage, il faut savoir qu'apparaissent alors des difficultés au niveau des circuits magnétiques et des condensateurs de filtrage. Les caractéristiques des composants passifs de l'alimentation deviennent alors très critiques.

L'isolement par photocoupleur

Jusqu'à une puissance limite d'environ 150 W, le photocoupleur remplace avantageusement le transformateur d'isolement.

Les discussions, au niveau européen, qui tendent à imposer une classe d'isolement sévère (classe « 2 » renforcée) obligent les fournisseurs à disposer de photocoupleurs spécifiés à 5 300 V.

C'est chose acquise chez RTC avec le CNX62.

Les composants passifs

Nous avons vu toute l'importance des composants passifs dès que la fréquence de découpage s'élève. Les paramètres les plus critiques sont alors, pour les condensateurs, la résistance équivalente série (Res) et l'inductance équivalente série (Les).

Une nouvelle série de condensateurs RTC (séries « 114-115 ») permet de ramener la Res à 10 mΩ et la Les à 12 / 18 nF.

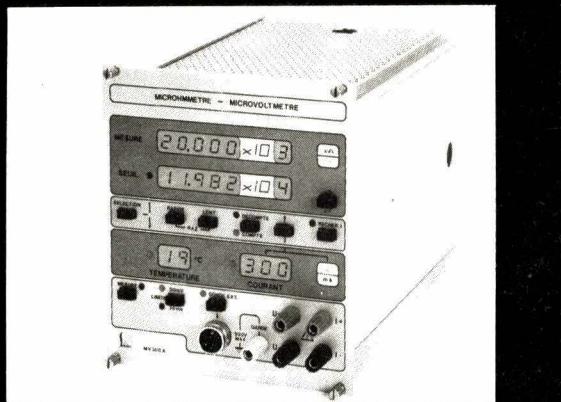
Conclusion

L'alimentation à découpage possède des caractéristiques séduisantes mais qui, pour être pleinement mises en valeur, nécessitent une approche globale et prudente.

La philosophie de RTC consiste justement à proposer à l'utilisateur une gamme complète de composants pour alimentations à découpage, adaptés les uns aux autres pour des configurations définies.

Propos recueillis auprès de M. Dolbachian, Laboratoire d'Applications RTC

Microhmètre Microvoltmètre programmable IEEE 488 MV 300A



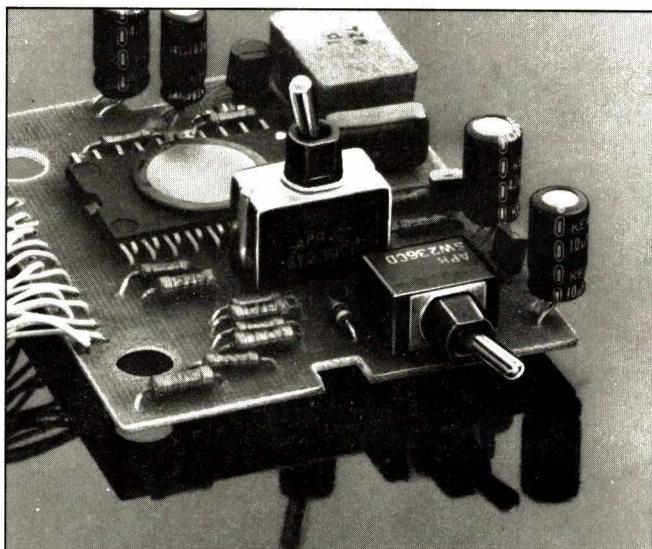
0,1 $\mu\Omega$ à 20 K Ω
10 $^{-6}$ Volt à 2 Volts
Courant de mesure réglable
de 10 μ A à 1 A
Précision $\leq 0,05\%$
Compensation manuelle et automatique
de la température

2ter, rue Gaston Soufflay
94500 CHAMPIGNY sur Marne
téléc UPIEX 220 429 F

efelec (1) 706 15 80

SERVICE-LECTEURS N° 243

H2



Mettez-les tout de suite dans le circuit.

Petits, très fiables, endurants, les interrupteurs de la Série S se destinent aux circuits imprimés. Étanches, ils se soudernt à la vague et ne craignent pas le nettoyage par immersion. Les interrupteurs S se montent vite, tout de suite. Gagnez donc du temps !

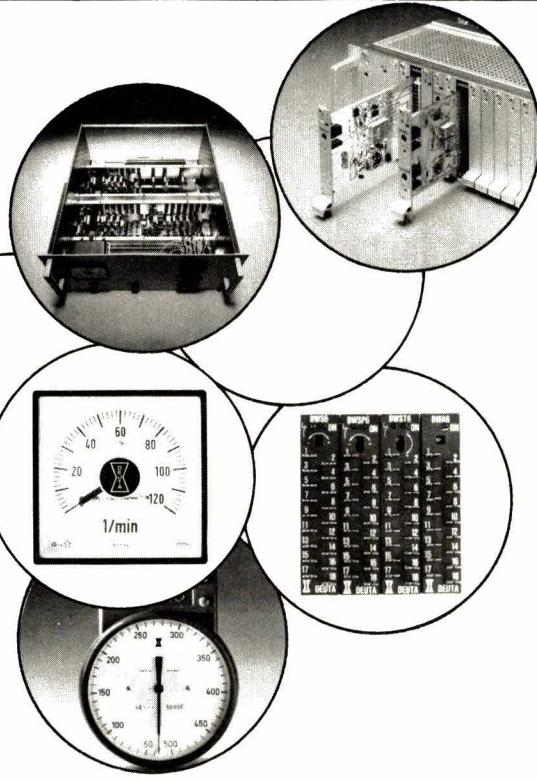


APR - Siège Social et Usine 82270 Montpezat de Quercy
Tél. : (63) 02 07 08 - Télex : 531853
Agence pour la région parisienne : 87, rue Bobillot
75013 Paris - Tél. : 588 81 53 - Télex : 200917

Des milliers d'inters pour circuits imprimés.

SERVICE-LECTEURS N° 245

Société Courcier et associés



DEUTA-FRANCE S.a.r.l., Tel. (4) 4885151, BP 1, 60123 Bonneuil en Valois

L'ELECTRONIQUE A L'EPREUVE DE L'INDUSTRIE

- Système modulaire à cartes de fonctions
- Rack 19" cartes format "Europ"
- Boîtiers lourds "Industrie" format "1/2 Europ"
- Boîtiers légers montage sur rail en armoire
- Mesure - Contrôle - Regulation
- Indication analogique ou digitale
- Compatibilité tous capteurs
- Vitesse - Pression - Température etc ...
- Affichage sens de rotation, états etc.
- Alimentation 24 à 110 V=; 110-220 V~
- Sortie 0-6 V; 0-10 V; 4-20 mA; 0-20 mA; \square 10 V c/c
- Relais 250 VA - Automaintien des alarmes
- A émission ou manque de tension
- Tachymétrie traditionnelle électrique ou électronique
- Formats ronds ou carrés
- Des plus grandes aux plus basses vitesses
- Tachymètre portatif "DEUMO"
- Dont la réputation n'est plus à faire
- A lecture directe

Avec vous, pour vous, à partir du "Standard", nous concevons, construisons, installons "Clés en Main" vos systèmes qui grandiront avec vos besoins et sans vieillir!

SERVICE-LECTEURS N° 246

CALENDRIER

EXPOSITIONS

24 au 28 mai. – Birmingham.

International electronics control and instruments exhibition.

Rens. : Industrial & Trade Fairs Limited Radcliffe House, Blenheim Court, Solihull, West Midlands B91 2BG. Tél. : 021.705.6707. Télex : 337073.

6 au 9 juin. – Chicago.

International Summer Consumer Electronics Show.

Rens. : 2 Illinois Center, suite 1607, 233, North Michigan av., Chicago III, 60601. Tél. : (312) 861.10.40.

7 au 10 juin. – Houston.

National Computer Conference.

Rens. : American Federation of Information Processing Societies, 1815 North Lynn Street, Arlington, VA 22209, USA.

9 au 17 juin. – Paris.

Biennale Française de la machine-outil.

Rens. : 40, rue du Colisée, 75008 Paris. M. Baudet. Tél. : 359.10.30.

14 au 18 juin. – Copenhague.

Eurocon 82.

Rens. : Technical University of Denmark, building 208, DK-2800 Lyngby, Denmark.

14 au 19 juin. – Paris.

Micro-Expo 82.

Rens. : Sybex, 4, place Félix-Eboué, 75583 Paris Cedex 12. Tél. : 347.30.20.

28 au 30 juin. – Toulouse.

3^{es} journées nationales micro-ondes, sur l'électromagnétisme, les dispositifs actifs et passifs et les applications énergétiques.

Rens. : ENSEEIHT, Université Paul-Sabatier, route de Narbonne, 31000 Toulouse.

18 au 21 septembre. – IBC' 82.

Rens. : IBC Secrétariat, Institution of Electrical Engineers, Savoy Place, London WC 2 R OBL, United Kingdom.

21 au 24 septembre. – Cannes.

8^e ECOC : conférence européenne sur les communications optiques (fibres et câbles, composants, optique intégrée, systèmes de transmission par fibre, applications des techniques optiques aux domaines de la communication).

Rens. : Secrétariat général ECOC 1982, 11, rue Hamelin, 75783 Paris Cedex 16. Tél. : 33 (1) 505.14.27.

21 au 25 septembre. – Besançon.

Micronora : Salon international des techniques horlogères et micromécaniques.

Rens. : Parc des expositions Planoise, 25000 Besançon. M. Coudurier. Tél. : (81) 87.21.74.

22 septembre au 1^{er} octobre. – Paris.

SICOB.

Rens. : 6, place de Valois, 75001 Paris. M. Hermieu. Tél. : 261.52.42.

30 septembre au 10 octobre. – Paris.

Salon de l'automobile.

Rens. : 3, av. du Président-Wilson, 75008 Paris. M. Charpin. Tél. : 723.59.40.

4 au 8 octobre. – Strasbourg.

MIDEST : Marché international pour la diffusion européenne de la sous-traitance.

Rens. : Midest BP 1593, 54027 Nancy Cedex. M. Detourbet. Tél. : (83) 51.09.01.

12 au 14 octobre

Electron 82.

Rens. : ADESO, 12, place de la Bourse, 33076 Bordeaux Cedex. Tél. : (56) 90.91.28.

12 au 14 octobre. – Brighton.

Internepon UK.

Rens. : Kiver Communications S.A. Millbank House, 171-185 Ewell Road, Surbiton, Surrey KT6 6AX. Tél. : 01.390 0281.

15 au 20 octobre. – Cannes.

VIDCOM : Marché international de la vidéocommunication.

Rens. : 179, av. Victor-Hugo, 75116 Paris. M. Chevry. Tél. : 505.14.03.

16 au 19 novembre. – Londres.

Compec : Computer peripherals, small computer and systems exhibition.

Rens. : Compec UK Surrey House, Throwley Way, Surrey SM1 4QQ. Tél. : 01.643.8040.

6 au 11 décembre. – Paris.

Elec 82.

Rens. : SDSA, 20, rue Hamelin, 75116 Paris. Tél. : 505.13.17.

Stage

« Le matériel de télévision couleur »

Du 28 juin au 2 juillet 1982, l'école nationale supérieure des télécommunications, organise une session de formation sur « Le matériel de télévision couleur ». Cette session s'inscrit dans une série consacrée à la TV achrome et en couleur.

Elle a pour but l'étude de matériel « institutionnel » avec des ouvertures importantes vers le matériel « professionnel » ainsi que vers le matériel « grand public ».

La participation à cette session implique une bonne connaissance des bases de la vidéo monochrome et couleur.

Renseignements : ENST, Service de la formation continue, 46, rue Barrault, 75634 Paris. Cedex 13. Tél. : 589.66.66. p. 4369.

31 août au 3 septembre. – Berlin.

L'IKD 82, congrès international de l'informatique et des techniques appliquées à l'informatique, réunira les professionnels de l'informatique, chercheurs, industriels, universitaires.
Rens. : 575.62.56.

Second trimestre 1982

Cinq programmes de cours sont proposés au second trimestre 1982 par Efcis.

- Le cours « A » (4 jours) est une initiation à la programmation et aux systèmes existant autour du 6800.
- Le cours « B » (4 jours) se concentre sur les périphériques du 6800.
- Le cours « C » (3 jours) concerne la programmation et les particularités du 6809.
- Le cours « D » (3 jours) s'attaque au 68000, et à l'EXORmacs, et enfin :
- Le cours « E » (2 jours) est une leçon complète du langage PASCAL. Une brochure donnant le programme de ces cours, leur durée, le lieu, et leur prix, est disponible sur simple demande à : F. Broche, EFCIS/DAP, B.P. 217, 38019 Grenoble Cedex

Séminaires de perfectionnement « vente »

Dans le cadre de ses activités de formation, le CECOVE – Centre d'Etudes commerciales et de vente – développe à l'intention des Ingénieurs et techniciens de l'industrie, des séminaires pratiques d'entraînement et de perfectionnement :

● Transaction, législation et pratique des devis et contrats

– Durée : 5 jours.

– Date : 3 juin 1982.

● Technologie des composants électroniques et transaction commerciale.

– Durée : 5 jours.

– Dates : 14-15-21-22-28 septembre 1982.

● Argumentation dans la vente des produits et biens à caractère technique

– Durée : 3 jours.

– Dates : 3-4-5 novembre 1982.

● Initiation et pratique des techniques commerciales et de vente

– Durée : 10 jours.

– Dates : 1-2-5-6-7-8-9-12-13-15 juillet 1982.

Renseignements et programmes : CECOVE, 8, rue Saint-Marc, 75002 Paris. Tél. : 236.88.88.

Renvoyez-nous cette publicité

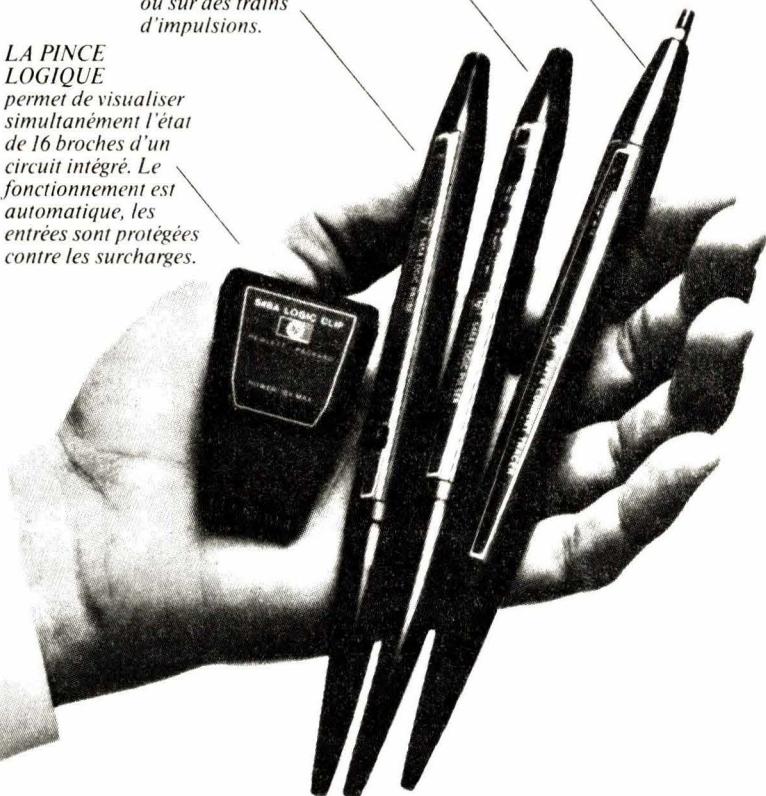
et découvrez comment prendre en main les problèmes du dépannage des circuits logiques.

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

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

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

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



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

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

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

Nom :

Fonction :

Société :

Adresse :

Tél. :



**HEWLETT
PACKARD**

SERVICE-LECTEURS N° 247

LE MATERIEL SOLAIRE S'ACHÈTE CHEZ UN SPECIALISTE

Cellules solaires

	Courant garanti	pour 1 0,4 V	pour 12 4,5 V	pour 36 12 V
CC06	100 mA	4 F	36 F	90 F
K76	200 à 250 mA	15 F	14 F	l'ensemble 13 F
S76	400 à 500 mA	25 F	23 F	22 F
R76	800 à 1050 mA	44 F	41 F	39 F
K100	350 à 450 mA	20 F	19 F	18 F
R100	1400 à 1850 mA	73 F	68 F	64 F

Pour grosses quantités, nous consulter.

Panneau solaire

FPX36	1,5 Wc	12 volts	590 F
Modusol	9 Wc	12 volts	1500 F
FPA	20 Wc	12 volts	3100 F
FPG	30 Wc	12 volts	3500 F

Pour étude de système, nous consulter.

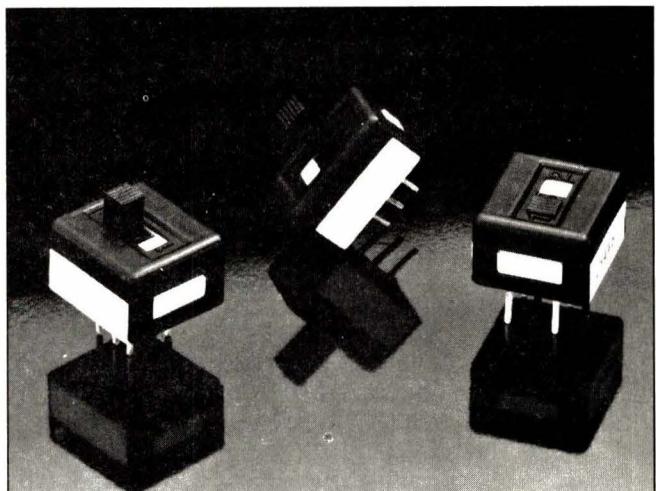


écosolaire

distribution démonstration conseil
19 rue pavée 75004 paris
887.43.60

Magasin : ouvert tous les jours, sauf le dimanche de 10 h à 19 h.
Vente par correspondance : minimum d'envoi 40 F. Frais d'envoi 20 F jusqu'à 3 kg : 30 F de 3 à 5 kg. Tarif SNCF au-delà. Pour envoi contre-remboursement joindre 20 % d'arrhes.

SERVICE-LECTEURS N° 248



Grandes performances et petits prix.

Indifférents aux chocs thermiques, les interrupteurs à glissière de la Série 25000 N se soudent à la vague sur les circuits imprimés. Etanches à la base, ils n'ont pas peur des décapants. Leur fiabilité et la qualité de leurs contacts en font des composants hautes performances, pour un prix compétitifs. Faites donc des économies !



APR - Siège Social et Usine : 82270 Montpezat de Quercy
Tél. : (63) 02 07 08 - Télex : 531 853
Agence pour la région parisienne : 87, rue Bobillot
75013 Paris - Tél. : 588 81 53 - Télex : 200917

Des inters à glissière très performants.

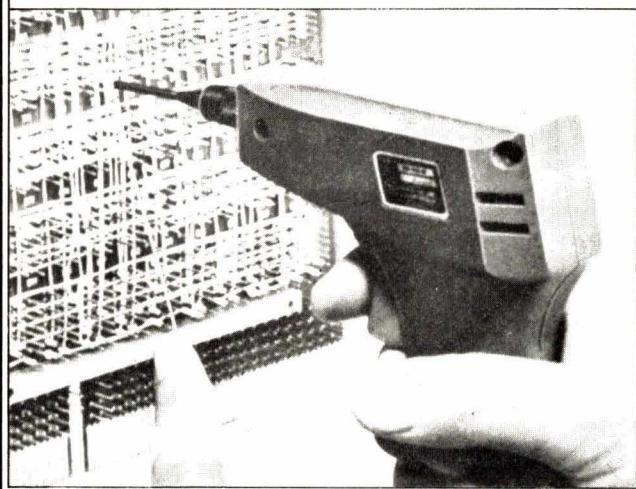
Squier Cucelle et associés



Le wrapping

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

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



Nous offrons :

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

* Vente - Location - Leasing

Documentation, tarif et offre sur simple demande téléphonique.

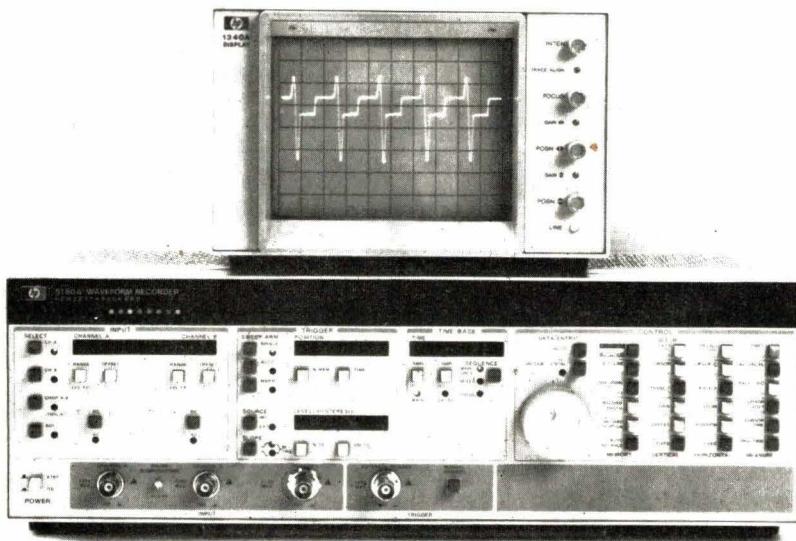
Bibliographie sur les études réalisées concernant cette technique tenue à votre disposition.

Importateur
Exclusif

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

SERVICE-LECTEURS N° 250

NOUVEAUTÉS



Circuit linéaire

« multifonctions »

Ce circuit dénommé « GAP-01 » peut être employé comme générateur de fonctions, redresseur double alternance de précision, démodulateur synchrone, multiplexeur analogique deux voies avec gain, échantillonneur-bloqueur deux voies avec positif ou négatif, démodulateur de signal issu d'un transformateur différentiel à variation linéaire (L.V.D.T.) ou comme un amplificateur opérationnel à deux canaux.

La facilité d'adapter ce circuit à de multiples applications vient de sa conception. Le circuit comprend deux amplificateurs différentiels de transconductance, en entrée ; deux interrupteurs en courant, à faible « glitch » ; un amplificateur de sortie à FET, monté en suiveur ; et un comparateur de précision. Le tout sur une puce monolithique de 2,28 mm x 2,41 mm. Une capacité externe permet de compenser l'amplificateur en fréquence et d'assurer la fonction de mémoire dans le cas où le circuit est utilisé comme échantillonneur-bloqueur.

Precision Monolithics

SERVICE-LECTEURS N° 135

Carte Micro-ordinateur

La carte « COMBO » est un micro-ordinateur complet appartenant à la famille des cartes SD. Elle est bâtie autour d'une version 4 MHz du Z80A, et intègre également les mémoires et les circuits d'entrée/sortie. La COMBO peut être utilisée seule ou en association avec d'autres cartes de la série SD tels que contrôleur de disque et CRT-80 (émulateur VT100) pour créer un système plus puissant.

La carte dispose de 64K de RAM dynamique, de 4 ports d'entrées/sorties parallèles, de 2 ports série, de 4 compteurs/temporiseurs, d'un circuit DMA et d'un contrôleur pour disques couples simple/simple densité et simple/simple face. Cette carte intègre également le progiciel de déverminage DDT-80.

Le FLP-80DOS, le logiciel d'exploitation développé par le constructeur est disponible pour cette carte. Le moniteur et le logiciel de déverminage font partie du FLP-80DOS ainsi que l'éditeur d'écran, l'assembleur, l'éditeur de lien, les programmes d'échange avec les périphériques et un système pour les canaux E/S.

Mostek.

SERVICE-LECTEURS N° 136

Analyseur de transitoires

► Ce nouvel instrument, premier de sa série dans le domaine de l'analyse numérique du signal, met en œuvre un convertisseur rapide analogique-numérique 10 bits d'une fréquence d'échantillonnage de 20 MHz. Le constructeur a cherché avant tout à obtenir de ce convertisseur les meilleures performances possibles en dynamique, performances parfaitement spécifiées et véritables dans des conditions dynamiques d'utilisation. Ces caractéristiques du HP 5180A se traduisent par la possibilité de reproduire avec une grande précision des signaux à variations rapides.

L'innovation principale caractérisant le HP 5180A est constituée par un convertisseur analogique numérique 10 bits d'une fréquence d'échantillonnage de 20 MHz. Le constructeur a cherché avant tout à obtenir de ce convertisseur les meilleures performances possibles en dynamique, performances parfaitement spécifiées et véritables dans des conditions dynamiques d'utilisation. Ces caractéristiques du HP 5180A se traduisent par la possibilité de reproduire avec une grande précision des signaux à variations rapides.

L'instrument trouvera naturellement un grand nombre d'applications dans tous les domaines des sciences et des techniques, à chaque fois qu'un phénomène transitoire quelconque devra être enregistré fidèlement :

- ingénierie électrique/électronique – essais d'alimentation, essais d'unités à disques, mise au point de servomécanismes, analyse de signaux ;
- étude des matériaux – essais de claquage d'isolants, essais en pression des citernes, émission acoustique ;
- lasers – LIDAR – fusion laser, conception des lampes flash ;
- chimie/physique – spectroscopie laser, photolyse, cinétique des réactions ;
- ultrasons – imagerie d'aide au diagnostic, contrôles non destructifs ;
- études de compatibilité électromagnétique et recherches en énergétique.

Hewlett-Packard.

SERVICE-LECTEURS N° 137



VOUS PROPOSE POUR AMELIORER LE RENDEMENT DANS DES TORES A RUBAN EN "METGLAS®"



Pertes fer réduites à 100 kHz
Induction 1,5 à 1,6 T

Metglas® : marque déposée par Allied Corporation, pour les Matériaux Magnétiques Amorphes.

Agent exclusif :

BFI Electronique

9, RUE YVART - 75015 PARIS
TÉL. : 533-01-37 +
SERVICE-LECTEURS N° 215

Coffrets pour l'électronique

Voici une gamme de pupitres et coffrets pour l'électronique (en technologie 19") comprenant, dès maintenant, au moins 30 modèles normalisés.

Tous présentent le même « design » ; de nombreux accessoires sont disponibles pour les compléter.

Ces accessoires d'adaptent aux modèles courants, mais ils peuvent être personnalisés afin de répondre à tous problèmes particuliers.

Ces pupitres et coffrets sont entièrement démontables. On peut les obtenir sous forme de kit. Le coût du transport et du stockage en sont considérablement réduits ; de même, les problèmes relatifs à l'accès et aux possibilités d'adaptation en sont grandement facilités.

Pour compléter cette gamme déjà importante, le fabricant a ajouté 12 modèles de conteneurs comportant de nombreux accessoires, multipliant ainsi leurs utilisations possibles vis-à-vis de tout le matériel 19" « rackable ».

Ces conteneurs possèdent toutes les qualités de l'aluminium, ce qui les rend très fiables, étanches à la poussière, au ruissellement, robustes, légers, inaltérables, antistatiques et antimagnétiques.

Zargal

SERVICE-LECTEURS N° 138

Fiche audio à 4 contacts

Cette fiche convient pour l'utilisation sur courants téléphoniques. Elle offre 4 contacts répartis sur un support cylindrique de diamètre 7,57 mm. Les matières utilisées pour sa construction répondent aux essais suivant norme AIR 600. Un capuchon en matière plastique recouvre le corps de la fiche et assure la sortie souple du câble de raccordement.

Elle est proposé en version fiche mâle et fiche femelle pour prolongateur, également en version jack femelle à encastrer.

Silec DSI

SERVICE-LECTEURS N° 139

Générateurs de fréquences de transmission

Compagnons des UART type IM 6402, USRT, USART et autres circuits de transmission, deux nouveaux générateurs C.MOS programmables référencés IM 4702 et IM 4712 sont maintenant disponibles.

Tous deux fournissent 14 fréquences de transmission standard de 50 à 6 600 bauds (avec aussi la possibilité de générer 19 200 bauds) à partir d'un oscillateur à quartz de 2,4576 MHz, quatre entrées servant à sélectionner la fréquence choisie. Ce circuit présente par ailleurs différentes sorties qui permettent d'obtenir jus-



qu'à 8 fréquences de transmission simultanément.

Ces signaux sont créés à partir d'un oscillateur à quartz qui existe en deux versions :

- IM 4712, compatible avec les 4702 B (Fairchild) et HD-4702 (Harris) qui nécessitent en outre une résistance et deux condensateurs extérieurs ;

- IM 4712, dont les résistances et condensateurs ont été intégrés sur la puce (version améliorée par rapport aux 4702 de Fairchild et Harris).

Ces deux circuits sont compatibles C.MOS et TTL en sortie et contiennent des résistances de rappel sur les entrées afin de permettre une connexion directe de commutateurs mécaniques.

Intersil.

SERVICE-LECTEURS N° 140

Circuit de balayage TV

Ce circuit est un système complet de balayage vertical pour récepteur de télévision et console de visu. Il contient un générateur de « fly-back », un générateur de rampe synchronisable, un amplificateur de puissance, un générateur d'effacement et des dispositifs de sécurité.

Ses transistors de puissance largement dimensionnés et son boîtier spécial « single-in-line » le rendent apte à fonctionner directement sans étage de puissance extérieur.

Le TEA 2015 A est le circuit adapté au balayage des systèmes de visualisation grâce à son boîtier dissipateur économique (pas de radiateur externe), et au nombre très faible de composants extérieurs nécessaires (faible coût de l'environnement).

Caractéristiques principales :

- V_{cc} max : 30 V ;
- V fly-back : 60 V ;
- I_0 : ± 1 A ;
- pas de réglage de fréquence ;
- le réglage de linéarité peut être supprimé en fonctionnement normal ;
- pas de variation de linéarité dans le temps.

Thomson-Efcis.

SERVICE-LECTEURS N° 141



Alimentations de laboratoire

La particularité de ce matériel réside dans le fait qu'il présente des performances poussées (régulation $5 \cdot 10^{-5}$, ondulation résiduelle $150 \mu\text{V}$) jusqu'à présent disponibles sur des matériels coûteux type étalons de tension. Ces résultats ont été obtenus par la mise en œuvre d'un circuit intégré à haut gain, thermostaté au niveau de la jonction permettant d'obtenir une grande stabilité de température ($5 \cdot 10^{-5} + 10 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$); ce circuit intégré a été réalisé spécialement pour cette application.

Cinq modèles sont proposés actuellement dans cette série depuis 0 - 10 V, 0 - 12 A jusqu'à 0 - 120 V, 0 - 1,5 A. Fonctionnement à tension constante ou à courant constant. Présentation en boîtier largeur demi-rack pouvant être incorporé en baie standard ou utilisé sur table, avec appareil de mesure numérique de la tension ou de l'intensité délivrée.

Lambda Electronique

SERVICE-LECTEURS N° 142

Coupleur optique V.MOS

Le « OFM 4A » combine tous les avantages des coupleurs opto-électroniques classiques avec les performances accrues apportées par la technologie V.MOS : en particulier, l'absence complète de second claquage, le contrôle de la vitesse de commutation, l'immunité aux variations de dv/dt .

Le OFM 4A assure un isolement de 2 500 V entre l'entrée et la sortie. La LED d'entrée consomme 15 mA avec une chute de tension de 0,8 V.

Le transistor V.MOS de sortie a un courant de fuite de $0,3 \mu\text{A}$ à l'état « OFF » sous une tension de ± 30 V continu.

Le courant de la charge est de 250 mA continu et de 750 mA pic (100 ms) toujours sous une tension de ± 30 V. La résistance « ON » est de $2,5 \Omega$.

Ce coupleur optique peut être assimilé à un relais statique de faible puissance.

I.S.C. France/Theta J.

SERVICE-LECTEURS N° 143

Applicateur de liquides

Ce nouvel applicateur de liquide permet une commande automatique des dépôts de colle, de solvants, d'epoxy, et d'autres types d'adhésifs utilisés habituellement. En assurant le dépôt de la quantité exacte, on utilise moins d'adhésif et les rejets dus aux erreurs d'assemblage sont réduits considérablement.

Le nouvel applicateur automatique est conçu pour remplacer les applicateurs classiques. Annuellement chaque appareil permet, selon le constructeur, de réaliser en moyenne une économie de 1 000 heures par ouvrier, et cela dans une grande variété d'applications et d'industries.

Cet applicateur « 1000VE » comprend des composants de conception avancée, une minuterie de précision et un nouvel adaptateur de réservoir. Le 1000VE utilise un système de vide (venturi) réglable pour éviter l'écoulement de liquide entre les dépôts.

Pour fonctionner, le 1000VE doit être branché en 230 V, et relié à une pression d'air supérieure à 1 bar. Le liquide est mis dans le réservoir, la pression de l'air et le temps sont pré-réglés, et l'opérateur appuie sur la pédales pour faire des points répétitifs.

M.S.A./E.F.D.

SERVICE-LECTEURS N° 144

XY SAW - LSI - V-LSI - TTL - M
HOTTKY - SAW - LSI - V-LSI - T
ES - SCHOTTKY - SAW - LSI - V
MOS - C-MOS - J-FET
DIODES SCHOTTKY - SAW -
J-FET - DIODES SCHOTTKY -
MOS - J-FET - DIODES SCHOT
DS - C-MOS - J-FET - DIODES S
MOS - C-MOS - J-FET
DIODES SCHOTTKY - SAW - L
-FET - DIODES SCHOTTKY - S
MOS - J-FET - DIODES SCHOT
DS - J-FET - DIODES SCHOT
LIM - J-FET - DIODES SCHOT
SI - TTL - MOS - C-MOS - J-FET
L'lectricité
l'électricité

L'électricité statique vous coûte cher

**protégez
vos composants
et cartes
avec les sachets
“anti-électrostatiques”
Cithène ASC**

Cithène ASC

- ils ne se chargent pas au frottement
 - ils constituent des cages de Faraday
 - ils neutralisent les différences de potentiel avec les manipulateurs car ils sont conducteurs dans la masse

nous les fabriquons
et imprimons
“sur mesure”

- dans des qualités évaluées par des laboratoires officiels,
 - selon les confections les mieux adaptées à vos applications
 - avec les éléments de marque qui vous conviennent



pour en savoir plus
consultez:

notre spécialiste :
Vincent Castet
au (1) 203.01.93
poste 353

**SAINT
FRERES**
polyethylene

4 bis, rue des Fillettes 75881 Paris Cedex 18
Télex : 210.825 Citep

SERVICE-LECTEURS N° 216

Enregistreurs magnétiques

Le Store 4 DS, le Store 7 DS et le Store 14 DS constituent une gamme d'enregistreurs dont les circuits électroniques d'enregistrement/lectures sont compatibles avec les normes IRIG ou ISO. Étudiés en modules enfilables, ils permettent d'enregistrer au choix soit en FM bande intermédiaire, soit en FM large bande groupe 1 ou en option en DR bande intermédiaire. Le fonctionnement bidirectionnel offre avec de la bande magnétique 1/4 ou 1/2 pouce « triple play », une durée d'enregistrement maximale. Prévu pour service fixe ou mobile, le Store DS fonctionne soit sur courant alternatif 110/230 V 48 à 400 Hz, soit sur courant continu 11 à 32 V.

Les commandes du Store DS sont raccordées à une mémoire centrale, ce qui lui donne une utilisation simple et rationnelle et facilite son intégration à des systèmes de traitement de la mesure.

Les enregistreurs Store sont utilisés dans des domaines extrêmement variés pour enregistrer avec précision et fiabilité des données d'importance vitale.

Ils servent dans la recherche scientifique, la physique médicale, l'instrumentation aérospatiale, les installations de forage de pétrole, les essais de véhicules sur rail et sur route, l'industrie lourde, la mécanisation agricole, l'étude du mouvement des glaces, la recherche et l'étude dans le

domaine des sous-marins. En plus de l'instrumentation, la souplesse exceptionnelle de la gamme Store permet de l'employer de plus en plus dans les télétransmissions pour le contrôle et la surveillance de nombreuses formes de communications : ligne modem, audio, etc.

L'avancement servo-commandé de la bande magnétique permet de saisir les données avec précision même en présence de vibrations.

Bacal Dana

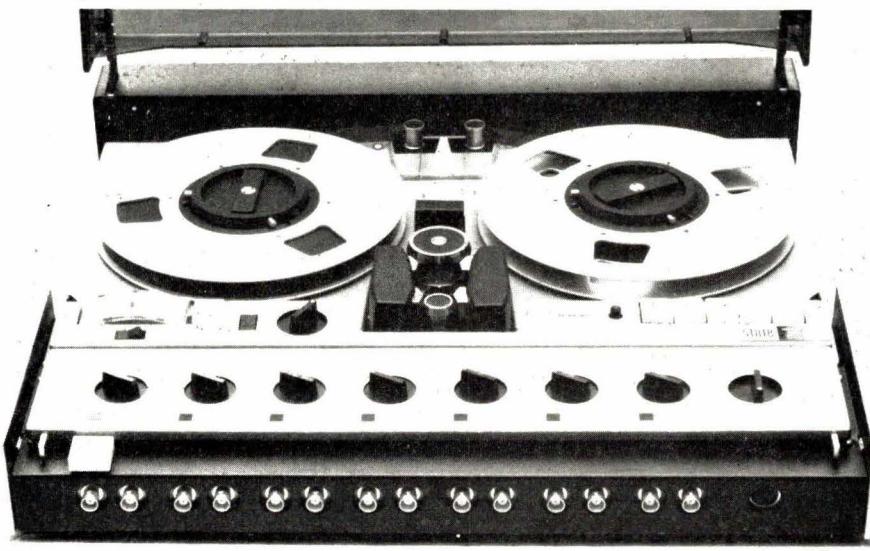
SERVICE-LECTEURS N° 145

Système micro-ordinateur PME

« Le-micro », système micro-ordinateur, est modulaire et équipé du moniteur d'exploitation CP/M.

Présenté dans un boîtier de forme attractive et ergonomique, « Le-micro » possède un écran de visualisation de 30 cm au phosphore vert, avec 24 lignes de 80 caractères en majuscules et minuscules, la vidéo inverse et le clignotement curseur. La mémoire de masse se trouve incluse dans le même boîtier, dont les différentes variantes font l'originalité du système « le-micro ».

« Le-micro » avec son clavier détachable AZERTY, comporte en standard des touches : de contrôle de cur-



RACAL

seur, de fonctions programmables (au nombre de 24) et un clavier numérique.

Sur un seul circuit, « le-micro » dispose d'un processeur Z80 avec 64 K-octets de mémoire RAM, un chargeur de 2 K-octets de PROM supplémentaires, un moniteur/diagnostique. Regroupées sur le même circuit, trois possibilités de liaison ; une interface pour imprimante parallèle, une interface série RS232, et en option un coupleur GPIB/IEEE 488/IEC 625-I, permet de raccorder des appareils d'instrumentation.

« Le-micro » peut aussi aisément traiter les problèmes de communications par l'une des trois possibilités de liaison suivante : parallèle, série et bus GPIB, (ce dernier étant spécifique à l'instrumentation).

Des applications, telles que comptabilité, paie, facturation, gestion des stocks et de nombreuses autres, dans des domaines très variés, font du micro-ordinateur « le-micro », un système complet.

Yrel

SERVICE-LECTEURS N° 146

Darlington mixte MOS-bipolaire

L'introduction des transistors MOS de puissance a permis aux concepteurs de circuits de profiter de nombreux avantages que ne possèdent pas les transistors bipolaires :

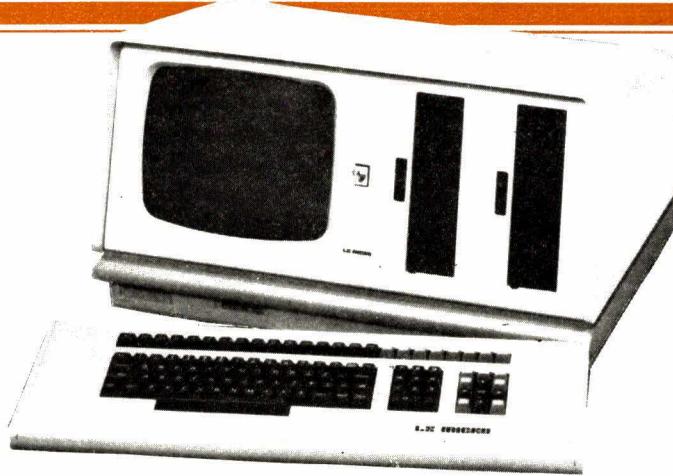
- haute impédance d'entrée,
- temps de commutation très faible,
- absence de second claquage.

A partir d'un courant d'utilisation de 5 A, le transistor MOS nécessite un cristal de surface importante afin de réduire la résistance à l'état passant. Il en résulte une forte capacité de grille (environ 1 500 pF) impliquant une adaptation du circuit de commande.

Pour remédier à cela, a été développée une structure mixte monolithique MOS-bipolaire en montage Darlington.

Ce Darlington comprend :

- un transistor D-MOS d'entrée à très faible capacité de grille (200 pF) ;
- un transistor bipolaire de sortie de commutation rapide ;



- une faible résistance intégrée ($R \approx 10 \Omega$) entre la base et l'émetteur du transistor de sortie permettant d'améliorer les temps de commutation du dispositif ainsi que sa tenue au second claquage.

Les caractéristiques sont les suivantes :

- courant de saturation I_C : 5 A ;
- tension de claquage B_{VCE} : 400/500 V ;
- tension de saturation V_{CEsat} (5 A, $V_{GS} = 10$ V) : 2 V ;
- transconductance gm : 1 A/V ;
- t_{off} : 0,5 μ s.

Les applications possibles de ces nouveaux Darlington MOS-bipolaires se situent, entre autres, dans les domaines suivants : industriel (général), automobile, audio, etc.

R.T.C.

SERVICE-LECTEURS N° 147

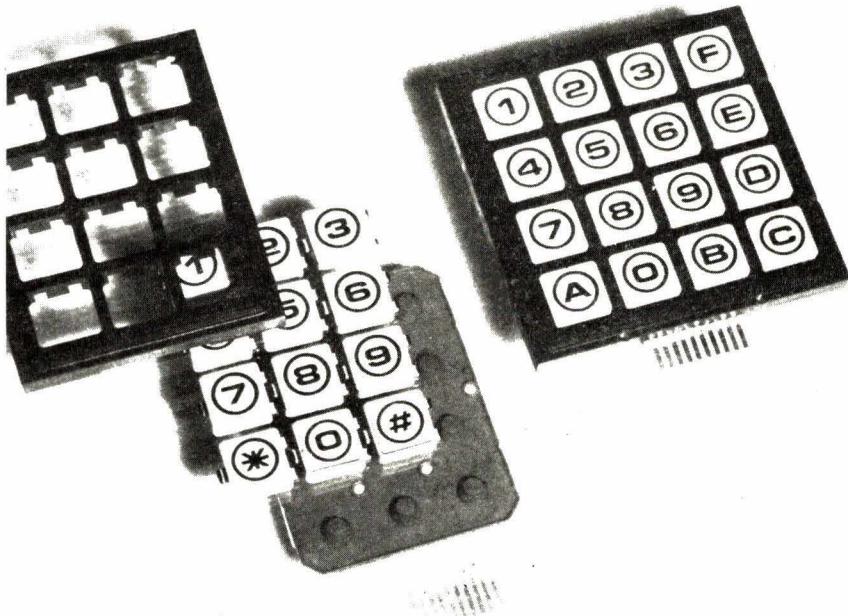
Claviers étanches à élastomères

La technologie employée pour cette famille de produits permet la réalisation d'un clavier constitué uniquement de 4 éléments : le circuit imprimé, la membrane (support, contact et rappel), les touches-cabochons et l'embase ; l'ensemble étant soudé aux ultrasons.

Ces produits compatibles MOS, C.MOS et TTL sont conçus pour effectuer 5 millions de manœuvres.

Ces claviers bénéficient des caractéristiques électriques suivantes : résistance de 100 à 1 000 Ω , force d'appui de 1 N, puissance admissible : 5 mA sous 5 V, et temps de rebond inférieur à 5 μ s.

Les principales caractéristiques mécaniques sont : course d'enfoncement de 2 mm, pas de 19,05 mm (3/4 inches) entre axes, dimensions

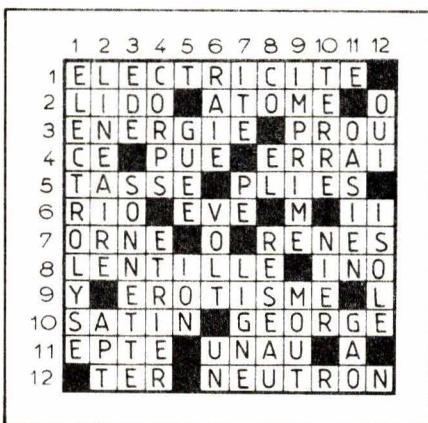


INDEX DES ANNONCEURS

ADRET.....	18
ALMEX.....	106-87-141
APR	125 128
BFI.....	4 -95-130
BLANC-MECA.....	18
BSF	132
CARLO GAVAZZI.....	50
CHESSEL	70
CODI	96
DIGITAL EQUIPMENT	69
DIMACEL	70
DEPOT ELECTRONIQUE.....	122
DEUTA	125
ECOSOLAIRE.....	128
ELECTRO-CONCEPT.....	116
ETSF	136-137
F2-G2.....	40
GENERIM.....	74
HEWLETT-PACKARD	127
I.C.I	2
KARL SUSS	72-73
KONTRON.....	72
MEKTRON.....	90
METRIX	142
MOTOROLA	67
PHILIPS	71
RCI.....	122
SEFELEC	125
SES	96
SILICONIX.....	68
SINCLAIR.....	38-39
SJM	96
SOAMET	128
SOFITEC	73
SYSTRON-DONNER	40
TEKTRONIX	88-89
WONDER.....	120-121

MOTS CROISÉS

(Solution de la page 54)



de 79 x 60 x 11 mm et de 79 x 79 x 11 mm, poids de 50 et 70 g respectivement pour les claviers 12 et 16 touches.

L'inviolabilité des cabochons, la haute résistance du marquage (double injection) à l'abrasion, la bonne lisibilité des légendes (lumineuses ou non), l'utilisation de touches bas profils et l'étanchéité de l'ensemble (à l'eau, à la poussière et aux liquides...) assurent aux produits : simplicité, rationalité et haute fiabilité.

Les applications courantes sont les contrôles d'accès, la téléphonie, les appareils de contrôle et de mesure, le pesage, l'armement, les transports, la télécommande et la télématicque.

La commutation de Clichy.

SERVICE-LECTEURS N° 148

Station de soudage-dessoudage

Le nouvel ensemble DS 700 est un appareil de haute performance, pour la production et le laboratoire.

Les températures respectives des pannes des fers à souder et à dessouder sont matérialisées par affichage numérique sur la façade de l'appareil, et chaque température est réglable entre 40° et 450 °C avec une précision de ± 6 °C.

Les capteurs de température qui pilotent la régulation sont constitués de thermosonde en platine. Les éléments chauffants possèdent une puissance de 50 W sous 24 V.

Pour le dessoudage, l'aspiration peut être produite soit par une pompe interne, soit par un branchement sur l'air comprimé.

Une pédale permet de déclencher l'aspiration et un manomètre indique la valeur de la dépression à l'extrémité de la panne. La station permet d'opérer en toute sécurité sur les composants les plus fragiles.

Elle est fournie avec toute une gamme d'accessoires comprenant un fer à souder, un fer à dessouder, deux supports-fer, sept pannes à dessouder « longue durée » et un outil de nettoyage. L'ensemble est conforme aux normes de sécurité européennes.

Particulièrement silencieux, l'ensemble procure une aide efficace à tous ceux qui ont d'importantes charges de travail en dessoudage.

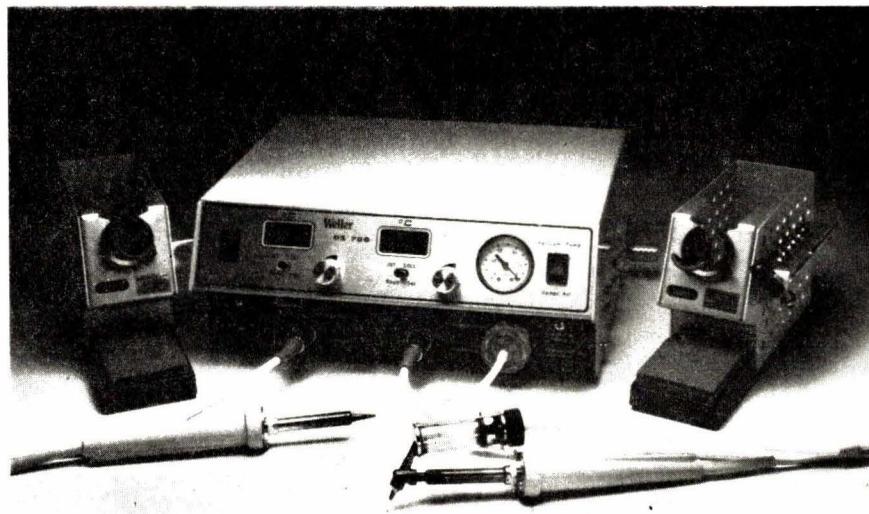
Weller/Cooper

SERVICE-LECTEURS N° 149

Transistors haute tension « isolés »

Dans cette famille de transistors de puissance pour la commutation rapide en boîtier plastique TOP 3 à embase isolée, la tension d'isolement est de 2 kV efficace.

De ce fait il n'est plus nécessaire d'avoir d'accessoires d'isolement (canons isolants, isolateurs mica) chers à monter et souvent peu fiables (on supprime ainsi les défauts d'isolement dus au perçage du mica).



Le montage est très aisé: il suffit de visser le boîtier au radiateur ou, mieux, de le fixer par clip.

On obtient ainsi une réduction importante de la capacité collecteur-boîtier, ce qui permet de réduire la valeur de l'interface par conduction d'environ 20 dB.

La résistance thermique jonction-boîtier est très faible par rapport au boîtier TO 3 ou TOP 3 isolé de façon classique.

Par exemple :

- BUV 48 boîtier TOP 3 :
 $R_{thj-c} = 1 \text{ }^{\circ}\text{C/W}$
- BUV 48 I boîtier TOP 3 isolé :
 $R_{thj-c} = 1,5 \text{ }^{\circ}\text{C/W}$

L'isolement classique par mica avec interposition de graisse thermo-conductrice ajoute environ 1 $\text{^{\circ}}\text{C/W}$ et conduit donc à une valeur totale de 2 $\text{^{\circ}}\text{C/W}$.

Thomson-CSF

SERVICE-LECTEURS N  150

Ecrans plasma

Voici une série d' crons plasma, à transfert d'ionisation, appell e Argus II.

Ces  crons sont livrés avec une ´lectronique réduite (circuit de commande colonnes-rangées). Leur alimentation se fait en basse tension compatible avec les normes UL.

L'interchangeabilité mécanique et ´lectronique avec les principaux modèles actuellement commercialisés est assurée.

Cette nouvelle série d' crons vient compléter la gamme déjà importante d' crons plasma fournis avec leur ´lectronique complète.



Rappelons que pour quelques uns de ces  crons plasma, une version haute luminosité est  g alement disponible.

Le constructeur associe à certains de ses  crons plasma un clavier sophistiqué du type opto-électronique ou mécanique. L'ensemble est désigné par l'appellation P.E.P. (« Programmable Entry Panel »). Ces systèmes permettent le codage hexadécimal en lignes et colonnes plus la validation d'un ensemble de 8 \times 16 ou 12 \times 20 contacts.

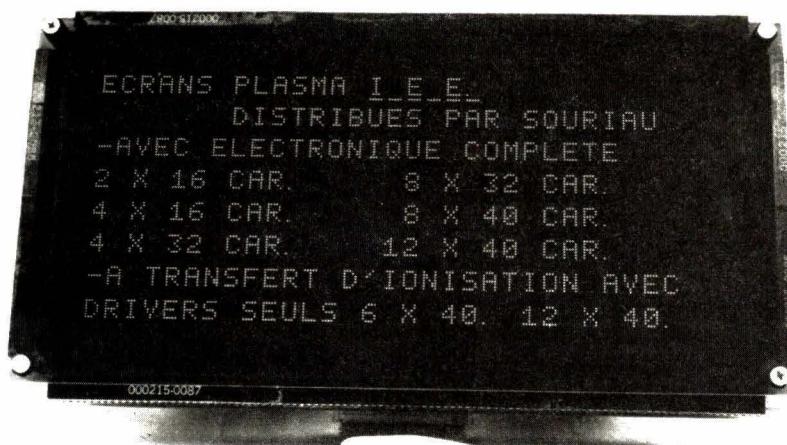
Tous ces  crons plasma peuvent aussi être attaqués par une liaison série du type RS 232 ou différentielle TTL, ou boucle de courant.

Souriau/IEE.

SERVICE-LECTEURS N  151

Alimentation de laboratoire programmable

L'alimentation programmable   caractéristiques rectangulaires SDLD/PB-R 2 \times 40.1 à tension de sortie de $\pm 40 \text{ V}$ et courant de sortie de 1,25 A est présentée en boîtier 3U 1/2 rack.



Cette alimentation symétrique possède l'avantage de maintenir les deux tensions de sortie dans le même rapport et, lorsqu'une tension décroit par surcharge, l'autre suit.

Le principe de régulation symétrique permet la protection des circuits intégrés analogiques qui exigent deux tensions (positive et négative) et qui doivent apparaître ou disparaître simultanément.

Chaque voie de cette alimentation fonctionne à tension constante ou à courant constant avec passage automatique d'un mode de régulation à l'autre par commutation électronique sans intervention manuelle.

Sodilec.

SERVICE-LECTEURS N  152

Circuit pour gradateur de lumière

Le TEA 1010 est un circuit de commande de gradateur de lumière.

Le TEA 1010 possède deux entrées de commande de type « + » et « - » permettant d'allumer au niveau d'intensité maximum ou d'éteindre la lampe par contact bref sur l'une quelconque des deux entrées, ainsi que d'augmenter ou de réduire le niveau lumineux par un contact prolongé sur l'entrée correspondante.

Le TEA 1010 peut  g alement être utilisé pour le contrôle de vitesse de moteurs à courant alternatif, tels que ceux utilisés dans l'outillage électrique (perceuses, etc.) ou les appareils électroménagers (aspirateurs, ventilateurs, etc.).

R.T.C.

SERVICE-LECTEURS N  153

NOUVEAUTÉS



38 TITRES
Collection
Technique

ETSF
Poche

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

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

N° 34 DETECTEURS DE TRÉSORS P. Gueulle

Présentation des détecteurs de métaux du commerce et montages électroniques pour en construire soi-même. Systèmes d'identification des métaux ferreux et non-ferreux - Détecteurs à effet Hall - Recherches par mesure de la résistivité du sol - Sondeurs sous-marins - Exploration des cavités souterraines par ultrasons.

144 pages.

PRIX : 32 F

N° 35 MINI-ESPIONS A REALISER SOI-MÊME G. Wahl

Montages utilisant des composants très courants. Emetteurs : espions OM, VHF, de puissance, FM etc. - Pistage des véhicules - Alimentations secteur et convertisseurs de tension - Techniques défensives : mesurateurs de champ, générateurs de brouillage... - Codeurs /décodeurs pour la parole.

112 pages.

PRIX : 29 F

N° 36 EMETTEURS PILOTES
A SYNTHÉTISEUR G.E. Gerselka

La synthèse de fréquence expliquée par l'analyse de réalisations industrielles. Bases de la synthèse à PLL - Exemples : 2 000 canaux avec balayage dans la bande amateur des 2 m et 70 m ; système à accord continu sur les bandes amateurs de 10 à 80 m - Compléments : boucle de régulation, oscillateurs, etc.

112 pages.

PRIX : 29 F

N° 37 TRANSISTORS MOS DE PUISSEANCE H. Schreiber

Leur fonctionnement et leur mise en œuvre par 40 exemples. 10 circuits indicateurs (d'obscurité, d'éclairement, de mouvement, etc.) - 10 circuits de commutation (trigger, monostables, sert-reset, analogiques etc.) - 10 multivibrateurs et oscillateurs - 10 montages d'amplification.

128 pages.

PRIX : 29 F

N° 38 SAVOIR MESURER D. Nuhrmann

Comment interpréter les résultats d'une mesure, connaître les erreurs systématiques et les limites des appareils utilisés. Grandeurs électriques - Unités de mesure - Impédances - Tolérances - Mesures de tensions, courants, résistances - Le multimètre - Le multimètre électronique - L'oscilloscope simple - L'autotransformateur à rapport variable - L'alimentation stabilisée.

112 pages.

PRIX : 29 F

N° 39 KITS POUR ENCEINTES A. Cappuccio

Cet ouvrage guidera le choix du lecteur parmi les kits les plus répandus sur le marché français et les pays voisins. Nombre de voies - Caractéristiques - Prix de revient - Difficultés de réalisation - Principes de construction et plans cotés de menuiserie.

128 pages.

PRIX : 29 F

N° 40 100 PANNE TV P. Duranton

Sous forme de fiches, cet ouvrage est un catalogue des 100 pannes les plus fréquentes, représentées telles qu'elles apparaissent sur votre écran. Il énumère les causes probables pour les téléviseurs noir et blanc et couleurs.

128 pages.

PRIX : 29 F

REJOIGNEZ «CEUX QUI PARLENT AUX MACHINES»

Le Micro-ordinateur ZX-81 de SINCLAIR se taille une belle place sur le marché des «ordinateurs individuels». Son prix, ses possibilités, sa simplicité d'utilisation et d'adaptation à des périphériques courants tels que récepteurs TV et magnétophones à cassettes en font aujourd'hui un instrument privilégié de vulgarisation de l'informatique.



P.GUEULLE

En vente à la Librairie Parisienne de la Radio
43, rue de Dunkerque, 75480 Paris Cedex 10.

— P. GUEULLE - PILOTEZ VOTRE ZX-81
128 pages, format 15x21. Prix 57 F - Franco 73 F.
— K7 N° 1 - P. GUEULLE -
PILOTEZ VOTRE ZX 81
40 programmes - 1 KRAM - Prix 57 F - Franco 73 F.

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

L'ouvrage que lui consacre avec enthousiasme Patrick Gueulle est à la fois un livre d'initiation et un guide d'utilisation de l'appareil.

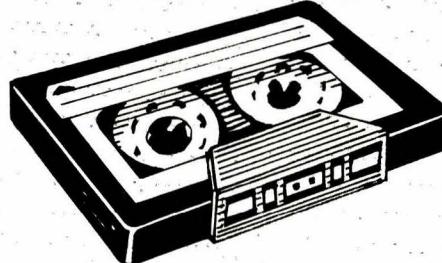
— Si vous êtes débutant, il vous apportera une connaissance de la micro-informatique et du langage **BASIC** que vous appliquerez sur votre ZX-81.

Après chaque programme, l'auteur vous donne le **résultat** qui doit s'afficher sur l'écran. Ainsi, en partant du niveau le plus élémentaire vous accéderez progressivement aux secrets de la programmation.

— Si vous êtes initié à la micro-informatique, ce livre sera pour vous un guide d'utilisation très complet des possibilités du ZX-81. Vous y trouverez des **programmes originaux** qui mettent en œuvre de nombreuses applications «domestiques» de l'informatique et qui peuvent être utilisés directement. Enfin Patrick Gueulle vous donne quelques **conseils techniques** très utiles sur la «manutention» des programmes, l'enregistrement sur cassette, l'utilisation de l'imprimante SINCLAIR, etc.

40 PROGRAMMES

- Prise de contact avec le ZX-81
- Jeux et divertissements
- Mathématiques
- Calculs pratiques
- Fonctions graphiques
- Fichiers et répertoires
- Annuaire électronique
- Ordinateur de bord automobile
- Echanges de programmes



K7 N° 1 : P. GUEULLE PILOTEZ VOTRE ZX-81
Ces programmes ont été enregistrés sur cassette. Vous pourrez ainsi les charger sur votre ZX-81 en quelques dizaines de secondes en évitant les erreurs de frappe.

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

S'ABONNER?

POURQUOI?

Parce que s'abonner à
“ELECTRONIQUE
APPLICATIONS”

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

C'est plus simple

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

C'est plus pratique

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

COMMENT?

En détachant cette page,
après l'avoir remplie,

- en la retournant à:
ELECTRONIQUE
APPLICATIONS
2 à 12, rue de Bellevue
75940 PARIS Cédex 19
 - ou en la remettant à votre
marchand de journaux habituel.
Mettre une **X** dans les cases **[X]**
ci-dessous et ci-contre
correspondantes:

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

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

Je joins à cette demande la somme de Frs par :
 chèque postal, sans n° de CCP
 chèque bancaire,
 mandat-lettre
à l'ordre de: ELECTRONIQUE
APPLICATIONS

COMBIEN?

ELECTRONIQUE APPLICATIONS (6 numéros)

1 an 87,00 F France
1 an 117,00 F Etranger

(Tarifs des abonnements France: TVA récupérable 4%, frais de port inclus. Tarifs des abonnements Etranger: exonérés de taxe, frais de port inclus).

ATTENTION! Pour les changements d'adresse, joignez la dernière étiquette d'envoi, ou à défaut, l'ancienne adresse accompagnée de la somme de 2,00 F. en timbres-poste, et des références complètes de votre nouvelle adresse. Pour tous renseignements ou réclamations concernant votre abonnement, joindre la dernière étiquette d'envoi.

Ecrire en MAJUSCULES, n'inscrire qu'une lettre par case. Laisser une case entre deux mots. Merci.

Nom, Prénom (attention: prière d'indiquer en premier lieu le nom suivi du prénom)

Complément d'adresse (Résidence, Chez M..., Bâtiment, Escalier, etc...)

N° et Rue ou Lieu-Dit

Code Postal

Ville

ELECTRONIQUE APPLICATIONS



MX 563
=====
3 1/2 DIGITS
0,1 %
RMS, dB, CRÈTE,
TEMPÉRATURE
BEEPER

MX 575
=====
4 1/2 DIGITS
0,05 %
RMS AVEC FREQUENCIMÈTRE

MX 562
=====
3 1/2 DIGITS
0,2 %
VERSION DE BASE
AVEC BEEPER

MX 522
=====
3 1/2 DIGITS
0,5 %
VERSION INDUSTRIELLE
ÉCONOMIQUE

RSCG/Leblond-Monon-Thil

Ils sont quatre. Quatre multimètres numériques pour tous les usages, adaptés à tous les prix. On les appelle déjà les quatre as, parce qu'ils offrent de nombreuses fonctions nouvelles (décibel, température, crête, fréquence, beeper, diode, continuité), parce qu'ils sont légers, faciles à manipuler, parce que ce sont des as du design : prise en main, stabilité, facilité de lecture par écran incliné. Parce que, pourquoi pas, ils sont beaux.

Avec quatre appareils, on peut sélectionner les performances les mieux adaptées à l'utilisation, comme le nombre de points (2.000 ou 20.000) ou la précision (jusqu'à 0,05%) ou RMS et valeur moyenne.

Les quatre multimètres numériques METRIX ont plein d'idées nouvelles, changent d'allure et sont à la pointe de l'innovation.

Avec METRIX, les multimètres numériques sont en pleine forme.

ITT Composants et Instruments

Division Instruments Metrix
Chemin de la Croix-Rouge - BP 30 F74010 Annecy Cedex
Tél. (50) 52 81 02 - Télex 385 131

Agence de Paris
157, rue des Blains - BP 124 F 92220 Bagneux Cedex
Tél. 664 84 00 - Télex 202 702

metrix

Metrix, la puissance industrielle au service de la mesure.

COMPOSANTS ACTIFS

**FG
EUROLOG**

EUROTECHNIQUE

FAIRCHILD
A Schlumberger Company

GTE

Microcircuits

HARRIS
SEMICONDUCTOR
PRODUCTS DIVISION

**HEWLETT
PACKARD**

ITT
semiconducteurs

MHS
MATRA HARRIS SEMICONDUCTEURS

RCA Solid State

Siliconix

SPI

SEMI PROCESSES INC.



TEXAS INSTRUMENTS

zilog

COMPOSANTS PASSIFS ET DIVERS

ANACONDA

ancom

CABELTEL

THOMSON-CSF

CROUZET

DALE

Honeywell
DIVISION MICRO SWITCH

HES
élekrotechnik

Magnet AG

M-tron

SPRAGUE
THE MARK OF RELIABILITY

E
SUPERIOR
ELECTRIC

T&B/Ansley

**T&B/Thomas
& Betts**

**UMD
AMPHENOL**

salmex