

ELECTRONIQUE

APPLICATIONS

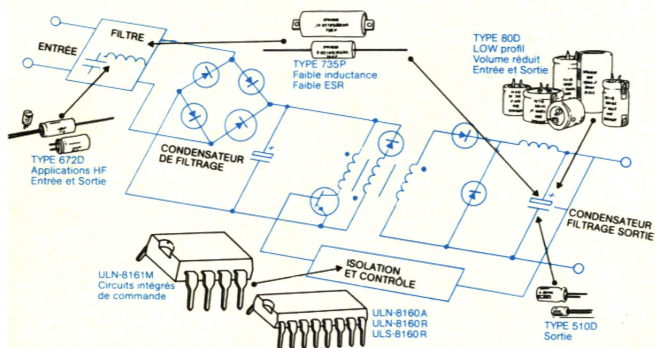
visu



Bimestriel N° 35 - 23 F Avril-Mai 1984

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

SPRAGUE MAITRISE AUSSI LA HF



Une famille complète de condensateurs et circuits intégrés pour les ALIMENTATIONS À DÉCOUPAGE.

La maîtrise de la HF et la commande
des alimentations à découpage... UNE SPÉCIALITÉ
SPRAGUE.

Alors, simplifiez-vous la vie dans la lutte de la HF
des alimentations à découpage avec les condensateurs
SPRAGUE, Electrolytiques Aluminium, 672D - 80D -
Tantale 510 D et les Polypropylènes Métallisés 735P.

Et réalisez sans contrainte vos alimentations
à découpage avec les circuits intégrés de commande
SPRAGUE ULN-8161M/ULN-8160A/ULN-8160R/
ULS-8160R.

Des idées et des composants électroniques actifs
et passifs SPRAGUE pour vos alimentations à découpage.
Compacts. Performants. Fiables.

N'hésitez plus, consultez un ingénieur SPRAGUE
qui vous documentera et vous échantillonnera.

SPRAGUE FRANCE S.A.R.L.

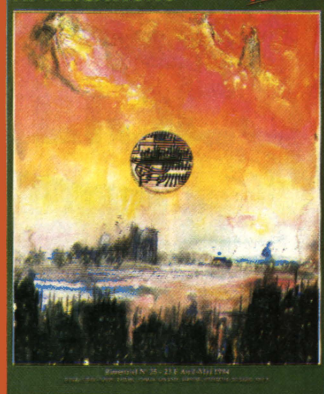
3, rue C. Desmoulins, 94230 CACHAN. Tél. (1) 547.66.00
B.P. 2174, 37021 TOURS Cédex. Tél. (47) 54.05.75
129, rue Servient, la Part-Dieu. 69003 LYON. Tél. (7) 863.61.20
20, chemin de la Cépière, 31081 TOULOUSE Cédex. Tél. (61) 41.06.93

LISTE DISTRIBUTEURS

Région parisienne : ANTONY ALMEX T (1) 666 21 12 - BOISSY-ST-LEGER A.S.N. Boissy T (1) 599 22 22 - BOULOGNE
GEDIS T (1) 604 81 70 - CLAMART PEP T (1) 630 24 56 - CLICHY DIMACEL T (1) 730 15 15 - COURBEVOIE SECDIS
T (1) 788 51 70 - MASSY PARIS Sud T (6) 920 66 99 - PARIS SOCOMATEL T (1) 336 41 44 - SURESNES FEUTRIER
Ile-de-France T (1) 772 46 46
Région nord/est : LILLE DIMACEL Nord T (20) 30 85 80 - ST-ANDRÉ-LES-LILLES FEUTRIER Nord/Est T (20) 51 21 33
STRASBOURG DIMACEL Est T (88) 22 07 19 - STRASBOURG SELFCO T (88) 22 08 88
Région ouest : LE BELLEC KERNHUON BELLION FEUTRIER Ouest T (98) 28 03 03 - RENNES DIMACEL Ouest T (99) 50 25 92
TOURS GEDIS T (47) 54 47 34
Régions sud/sud-ouest : BORDEAUX DIMACEL Sud-Ouest T (56) 81 14 40 - BORDEAUX FEUTRIER Sud-Ouest T (56) 29 51 21
TOULOUSE FEUTRIER Sud-Ouest T (61) 62 34 72
Régions centre/sud-est : CHASSEU DIMACEL Rhône T (78) 26 35 83 - LA TRONCHE SEDRE T (76) 90 71 18 - ST-PIERRE-
EN-JAREZ FEUTRIER Rhône-Alpes T (77) 74 67 33 - VILLEURBANNE SEDRE T (78) 68 30 96
Région sud-est : CARNOUX FEUTRIER Provence T (42) 82 16 41 - MARSEILLE A.S.N. Marseille (91) 47 41 22 - ST-MARTIN-
D'HERES DIMACEL Alpes T (76) 44 40 24 - SIX-FOURS-LES-PLAGES DIMACEL Méditerranée T (94) 25 74 13



ELECTRONIQUE APPLICATIONS



ELECTRONIQUE APPLICATIONS

ELECTRONIQUE APPLICATIONS

est une publication bimestrielle
de la Société Parisienne d'Édition
Société anonyme au capital de 1 950 000 F
Siège social : 43, rue de Dunkerque, 75010 Paris

Direction - Rédaction - Administration - Ventes :

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

Copyright 1984 - Société Parisienne d'Édition

Dépôt légal : Mars 1984 N° éditeur : 1203

Président-Directeur Général,

Directeur de la Publication : Jean-Pierre Ventillard

Rédacteur en chef : Jean-Claude Roussez

Coordinateur technique : Jean-Marc Le Roux

Maquette : Michel Raby

Couverture : Gilbert L'Héritier

Ce numéro a été tiré à 53 000 exemplaires

Abonnements :

2 à 12, rue de Bellevue, 75019 Paris.

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

Publicité :

Société Auxiliaire de Publicité - Tél. : 200.33.05

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

Responsable international de la publicité :

Michel Sabbagh

Chef de publicité : Francine Fohrer



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

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

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

Distribué par SAEM Transports Presse

Imprimeries Edicis-Evry ; S.N.I.L.-Aulnay

35

Applications

Principe et applications des circuits intégrateurs 45

Composants

Circuits de protection pour montages à triacs 61

Nouveaux circuits intégrés 67

Etude

Un microcalculateur « de choc » :
le EF 6805 CT 53

La spectrométrie de masse :
principe et applications 91

Mesure

Mesures de terre : principe et moyens 101

Micro

16 programmes 1 K dans 16 K-octets 77

Tracé de courbes paramétriques sur imprimante
(2^e partie) 81

Technologie

La foudre et ses effets. Comment s'en protéger
(2^e partie) 31

Critères de fiabilité des circuits intégrés
(2^e partie) 85

Bibliographie 23

Répertoire des annonceurs 127

Formulaire d'abonnement 130

Encart service-lecteurs
vente au numéro 131-132

Vie professionnelle 6

Télécommunications

Rohde et Schwartz : un banc de mesure pour
télécommunications et radiotéléphonie 8

Mesures

Mesure de débit à effet Vortex : de nouveaux
transmetteurs 10

Micro-électronique

Pour Apple : Macintosh ou... les cornemuses de
la renommée 12

Equipements

SFST : des terminaux spécialisés « intelligents » 16

Nouvelles brèves 18



Composants actifs 108



Produits connexes 114



Micro-informatique 118



Opto-électronique 123



Mesures 124



Equipements 126

Mesure de débit à effet Vortex : des nouveaux transmetteurs

L'effet Vortex

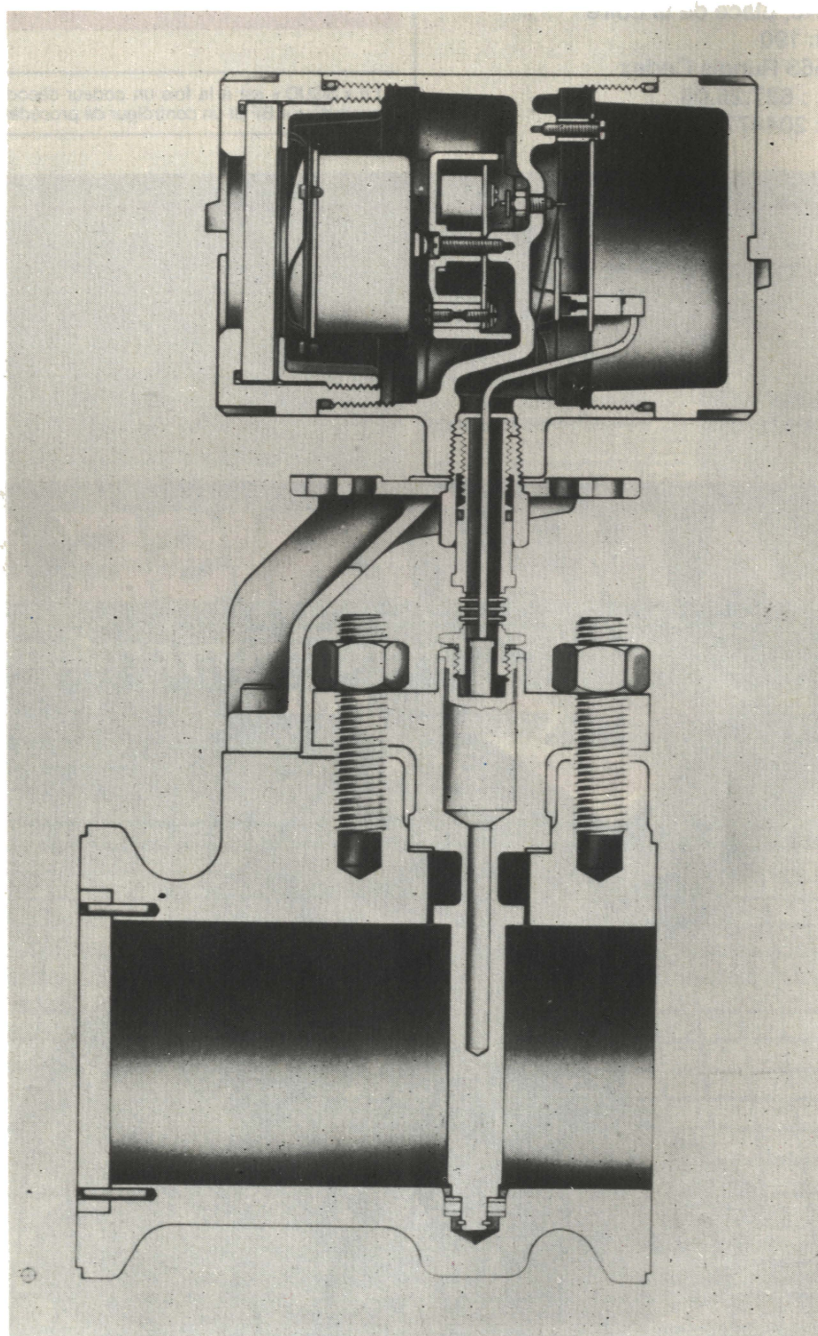
Pour se rendre compte des avantages des débitmètres basés sur l'effet Vortex, il est important de comprendre les principes de fonctionnement et la conception liés à cette idée générale. Le débitmètre à effet Vortex est basé sur un phénomène naturel appelé émission tourbillonnaire. Dans le débitmètre, lorsque les écoulements fluides rencontrent un obstacle, ou corps, des couches limites prennent naissance sur la surface du corps. Si la forme de ce dernier n'est pas profilée, comme cela est le cas pour le générateur de tourbillons utilisé dans les appareils à effet Vortex, les couches limites décollent à partir des angles amont et elles roulent en tourbillons qui sont entraînés à l'aval.

Ces tourbillons se forment alternativement à partir de l'une et l'autre face de la paroi. La fréquence à laquelle les tourbillons sont émis est proportionnelle à la vitesse de l'écoulement. Ceci permet de mesurer le débit si l'on détecte la fréquence de l'émission tourbillonnaire.

Les formes et les dimensions du générateur de tourbillons sont soigneusement conçues pour réaliser un équilibre réel des caractéristiques de l'effet Vortex. Les angles vifs de ces corps servent à améliorer la force des tourbillons et leur régularité.

Pour la plupart des modèles, les valeurs du nombre de Reynolds se concentrent autour de 100 000 et l'échelle d'utilisation s'étend de 10 000 à 1 000 000.

Dans ce large domaine de variation du nombre de Reynolds, la fréquence



Vue en coupe du transmetteur de débit à effet Vortex série DV.

des tourbillons est directement proportionnelle et linéaire avec le débit volumétrique comme l'indique la formule suivante :

$$Q = \frac{f (A \cdot d)}{(St)} = \frac{f}{K}$$

dans laquelle :

- Q = débit volumétrique
- f = fréquence des tourbillons
- A = section droite de passage du débitmètre
- d = largeur du générateur de tourbillons
- St = nombre de Strouhal (un coefficient d'origine empirique constant sur l'échelle de variation du nombre de Reynolds)
- K = constante de mesure du débitmètre (impulsions/unité de volume)

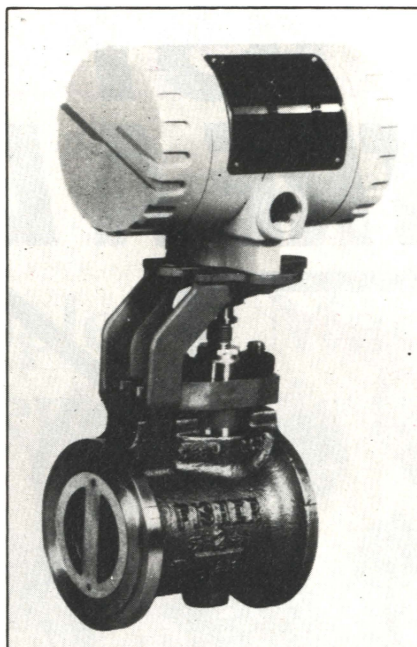
Cette formule montre que le phénomène naturel d'émission tourbillonnaire est régi par une équation semblable à celle utilisée pour les ensembles déprimogènes, c'est-à-dire que les dimensions seules déterminent la constante de mesure du débitmètre à effet Vortex.

La série DV

Une innovation majeure dans la technologie de la mesure de débit à effet Vortex réside dans l'emploi par Fisher Controls de l'émission tourbillonnaire créée dans le nouveau transmetteur de débit Série DV. Les transmetteurs à effet Vortex de cette série sont conçus pour offrir une mesure de débit fiable et une transmission de haute précision pour une grande gamme de débit.

Les débitmètres, munis ou non de brides, existent actuellement jusqu'au PN100 (Série 600 ANSI) en diamètre compris entre 25 (1") et 150 mm (6"). La température du fluide mesuré peut varier entre -20 et 205 °C (0 à 400 °F).

Grâce à sa conception originale à double générateur de tourbillons brevetée, à son système détecteur piézo-électrique, à son électronique hybride et à son filtre dynamique, le transmetteur de débit à effet Vortex présente des avantages en matière de fiabilité et de performances : la précision est égale à $\pm 1\%$ du débit ; la mesure peut varier dans le rapport 10 : 1 ; la répétabilité est de 0,25 % [0,3 % en liquide sur diamètre au-delà de 80 mm (3")]; l'étalonnage sur le



Le transmetteur tel qu'il se présente.

chantier n'est pas nécessaire ; la mise en place et la maintenance sont autrement plus faciles que sur les systèmes différentiels associés à des ensembles déprimogènes.

Deux sortes de signaux de sortie existent : la première sous forme analogique et la seconde sous forme d'impulsions (fréquence). Le transmetteur à effet Vortex Série DV effectue des mesures de débits en vue d'une régulation en continu ou d'une totalisation en discontinu et d'une comptabilisation en usine des gaz, de la vapeur d'eau sèche et des liquides propres. La conception à double générateur de tourbillons et le système détecteur choisi permettent à la Série DV de mesurer avec précision même les faibles débits de gaz peu denses.

Le transmetteur Fisher Série DV possède des particularités de fiabilité supplémentaires. Des membranes soudées au laser soustraient les quartz piézo-électriques au contact direct des fluides et des gaz à mesurer dans les canalisations. Le corps du capteur est conçu pour absorber les vibrations de ces dernières et pour empêcher qu'elles ne se transmettent aux quartz. Le transmetteur Série DV comporte aussi une console permettant un connecteur flexible qui isole le conditionneur de signal du corps du capteur : ceci élimine les effets des vibrations.

Les deux générateurs de tourbillons sont stratégiquement placés afin de provoquer des tourbillons dont l'amplitude de pression soit environ dix fois plus forte que si l'on utilisait un

simple obstacle. Les deux quartz piézo-électriques appariés sont disposés de chaque côté du générateur de tourbillons aval, étroitement serrés entre une cavité de métal et une petite membrane. La sensibilité des détecteurs est telle que le bruit inhérent au procédé produit un signal très faible tandis que les impulsions de pression des tourbillons engendrent un signal approprié en direction du conditionneur de signal. En outre, la membrane du capteur ne nécessite aucun déplacement mesurable ; elle possède une grande résistance à la fatigue compte tenu des impulsions de pression à haute fréquence inhérentes à l'effet Vortex.

Incorporés au circuit électronique hybride de conditionnement du signal, un amplificateur différentiel et un filtre dynamique procurent une immunité supplémentaire au bruit. L'amplificateur différentiel réduit les signaux de bruit en phase et double l'amplitude du signal de débit puisque les signaux reçus par les détecteurs sont en opposition de phase. Le signal dû à l'effet Vortex double alors de valeur et le bruit de mode commun est rendu minime. Le filtre dynamique électronique détecte avec précision la fréquence des tourbillons sans retenir le signal de bruit ni les fréquences harmoniques. Il répond rapidement à un changement de fréquence des tourbillons lorsque le débit varie brusquement. L'électronique hybride, en outre, autorise un conditionneur de signal compact et léger, ce qui simplifie l'installation et la maintenance et offre une grande souplesse de mise en place sur le chantier.

Fischer Controls
Rue de la Tour, Abrest
BP 24, 03202 Vichy Cedex
Tél. : (70) 32.01.33
Tx : 990 939

APPEL AUX COMMUNICATIONS

Votre société commercialise-t-elle de nouveaux produits ?

Des changements importants viennent-ils d'intervenir dans la vie de votre firme, dans sa structure, dans son orientation ?

**QUEL QU'EN SOIT LE
MOTIF, FAITES-NOUS PART
DE CES INFORMATIONS.**

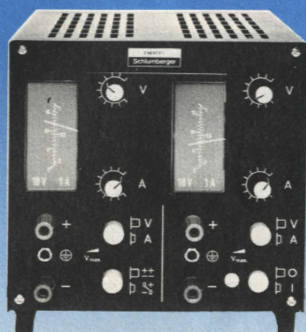
alimentations stabilisées LE CHOIX !

ENERTEC

0 à 160 V.
0,25 à 80 A.

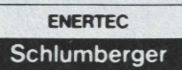
Programmables
CEI 625/IEEE 488

Présentation :
coffret ou rack



Sources et charges électroniques
2 quadrants, 4 quadrants

documentation détaillée sur demande



ENERTEC

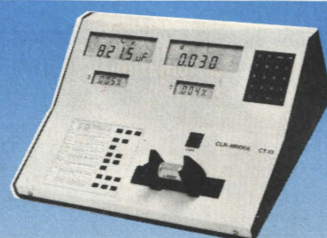
DÉPARTEMENT INSTRUMENTATION GÉNÉRALE
5, RUE DAGUERRE 42030 ST ÉTIENNE CEDEX FRANCE
Tél (77) 25 22 64 - TELEX ENIST 300796 F

ENERTEC

pont RLC automatique LA CLASSE !

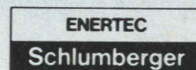
ENERTEC

mesure
automatique
de l'impédance
et du
facteur de perte
fréquence de mesure
1 kHz et 111 Hz



affichage : mesure, 2 afficheurs à 4 chiffres
précision, 2 afficheurs à 3 chiffres
polarisation des condensateurs électrolytiques
sortie signal de limite ; CEI 625/RS 232 C
gabarit pour composant radial ou axial

documentation détaillée CT 10 sur demande



ENERTEC

DÉPARTEMENT INSTRUMENTATION GÉNÉRALE
5, RUE DAGUERRE 42030 ST ÉTIENNE CEDEX FRANCE
Tél (77) 25 22 64 - TELEX ENIST 300796 F

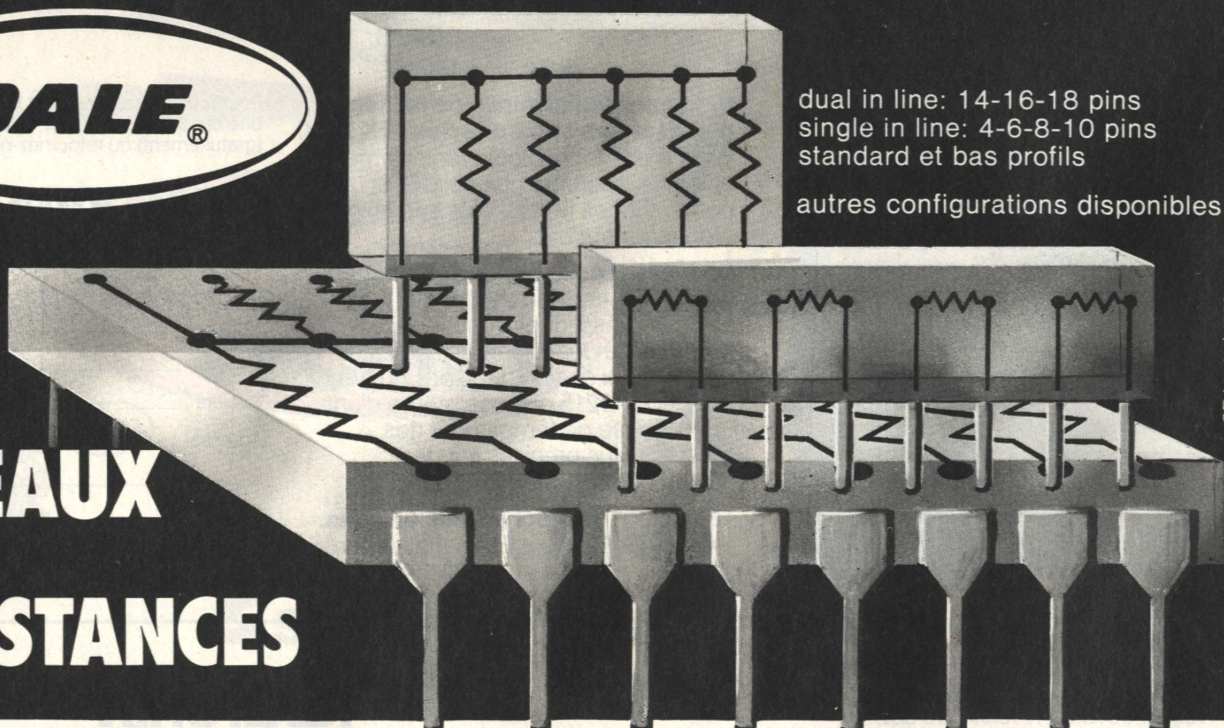
SERVICE-LECTEURS N° 265

SERVICE-LECTEURS N° 266



RESEAUX DE RESISTANCES

dual in line: 14-16-18 pins
single in line: 4-6-8-10 pins
standard et bas profils
autres configurations disponibles



STOCKS IMPORTANTS

documentation, prix, échantillons sur demande

almex

48, rue de l'Aubépine, zone industrielle
92160 ANTONY
Tél. 666-21-12 - Télex 250 067 F

ALMEX LYON
Tél. : (7) 866.00.66

SFB bisépué 786

Etude

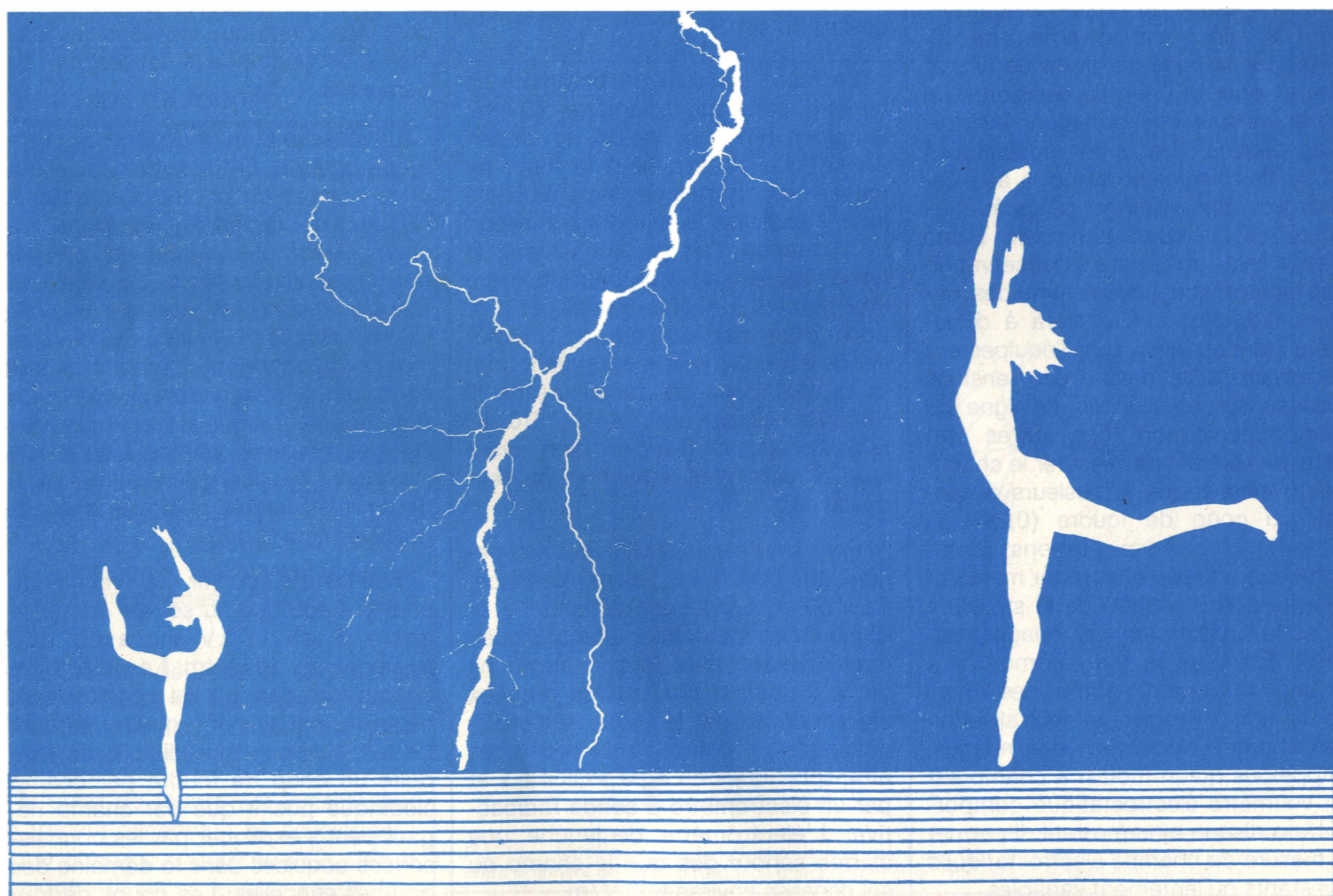
La foudre et ses effets. Comment s'en protéger

(deuxième partie)

Nous avons consacré la première partie de cette étude aux manifestations de la foudre. Nous avons tenté d'apporter quelques explications à l'apparition du phénomène ; nous réservons plus particulièrement cette seconde partie à l'étude des moyens de protection.

La station expérimentale de Saint-Privat-d'Allier dont nous parlerons ici a joué un rôle important en France dans l'étude de la physique des phénomènes liés à l'orage et surtout à l'étude des moyens de protection des installations. Un modèle électrogéométrique a été défini afin de saisir le mode d'action des paratonnerres selon leur forme.

Enfin, la protection est envisagée sur un plan pratique, selon les constructeurs, en respect des règlements et des normes en vigueur.



La station de Saint-Privat-d'Allier

Créée en 1973, la station expérimentale pour l'étude de la foudre à Saint-Privat-d'Allier (Haute-Loire) a été exploitée à l'origine par l'EdF et le CEA. Depuis, des équipes appartenant à six organismes participent aux recherches.

La station est située dans une région naturellement foudroyée, à 1 100 mètres d'altitude, sur un plateau où le niveau kéraunique est supérieur à 30. Elle comprend (fig. 9) : une centrale de commande, un pylône de 26 mètres de hauteur (à droite), placé sur isolateurs, à 110 mètres de la centrale. Le pylône comporte une prise de terre et, à son sommet, une plateforme de tir munie de six rampes de fusées et de tout un appareillage de mesure du courant de foudre, de la tension induite entre sa base et le sommet, et de l'élévation du potentiel de sa prise de terre. La station comprend, en outre, une aire de tir au sol avec quatre rampes de fusées ; puis une ligne expérimentale moyenne tension et basse tension destinée à l'étude des tensions induites.

Des installations annexes permettent la mesure du champ électrique, dont la valeur sert également de critère pour la mise en alerte de la station et pour la prise de décision d'un tir, la mesure des radiations électromagnétiques, des ondes acoustiques et du flux lumineux associés aux décharges. Six stations périphériques entourent la station principale. L'une d'elles est un poste d'observation photographique comprenant des caméras rapides, une caméra à défilement continu ainsi que l'équipement nécessaire à la mesure des tensions induites sur un tronçon de ligne de télécommunication. Les autres stations permettent de mesurer le champ électromagnétique à plusieurs distances du coup de foudre (0,2-3-12-55 km). L'une des stations, entre autre, est équipée d'un radar météorologique pour l'analyse de la structure et de la progression des nuages orageux. Enfin, sur le site, dix moulins à champ sont répartis autour des zones de tir afin d'étudier la neutralisation des charges électriques des nuages. Rappelons qu'un moulin à champ est un voltmètre électrostatique comportant un disque ajouré rotatif. Il permet la mesure de champs électrostatiques constants ou lentement variables.



Fig. 9. – Vue générale de la station de Saint-Privat-d'Allier, avec, à droite, le pylône de 26 mètres de haut (doc. EdF).

Déroulement d'un tir

Le tir d'une fusée vers un nuage d'orage procède d'une technique mise au point à l'origine par Newman. Les essais effectués tant aux USA (Arizona) qu'en URSS (Oural) n'ont guère été couronnés de succès et la station de Saint-Privat-d'Allier est la première au monde à avoir réussi le déclenchement de la foudre au-dessus du sol.

La fusée est du type paragrêle en matière plastique (diamètre 70 mm, longueur 847 mm, poids au départ 2,7 kg). Le fil est relié à la fusée au moyen d'un attelage incombustible jouant en outre le rôle d'amortisseur. En l'absence d'un déclenchement, la fusée, freinée par le fil, peut atteindre une hauteur de 700 mètres en 5 s. Lors d'un déclenchement, l'expérience a montré que le coup de foudre se produit pour des longueurs de fil déroulé comprises entre 50 et 500 mètres, c'est-à-dire bien avant que la fusée n'ait atteint sa hauteur maximale.

Pendant l'été, la station est maintenue opérationnelle en permanence. Dès qu'un orage est détecté, le tir d'une fusée peut être effectué quelques minutes plus tard. L'approche ou la formation d'un nuage orageux est annoncée par le radar météorologique, par un compteur de décharges atmosphériques du type « CIGRE » et par un électromètre à sonde radioactive. L'électromètre déclenche une alarme sonore dès que le champ au sol dépasse environ 500 V/m.

Lorsque l'alerte est donnée, les oscillographes et les appareils photographiques sont armés. La commande des fusées est déverrouillée, le moulin à champ est mis en marche. Les indications de ce dernier appareil déterminent l'instant du tir d'une fusée ; le champ électrique est alors de l'ordre de 6 à 10 kV/m. Toutes les commandes à distance sont effectuées au moyen d'un réseau de tuyaux à air comprimé. Ce dispositif assure un découplage électrique de tous les éléments et contribue à la sécurité du personnel.

La réussite d'un tir dépend de nombreux critères. Entre autres, la valeur et la polarité du champ électrique à l'instant du départ de la fusée. Le champ électrique au sol est mesuré par un moulin à champ. Sa valeur et sa polarité sont indiquées sur un voltmètre à affichage lumineux, lu directement par l'opérateur. Du point de vue électrique, le nuage d'orage comporte trois concentrations de charges : les charges positives situées à sa partie supérieure, les charges négatives et sa partie inférieure et quelques charges positives à sa base.

A l'instant du tir, la valeur du champ électrique au sol est comprise entre 6 et 17 kV/m, avec une moyenne de 10 kV/m. La polarité du champ lors des tirs est généralement négative (sol positif - nuage négatif). Le fait qu'il soit plus difficile de produire un coup de foudre par champ électrique positif que par champ négatif peut s'expliquer par les connaissances acquises dans le domaine des grandes étincelles. Les coups de fou-



Fig. 10. — Coup de foudre déclenché. Photographie prise à 2,7 km de la station. Champ optique $5 \times 3,5$ km (d'après RGE, sept. 1982, et l'aimable autorisation de C. Gary, Direction des études et recherches EdF).

dre étant ascendants, ils sont initialisés par des traceurs ascendants se développant à partir de la fusée vers les nuages. Par champ positif, le coup de foudre est initialisé par un traceur négatif partant de la fusée et inversement, par champ négatif, par un traceur positif. Or, on sait que pour un intervalle pointe-plan dans l'air, il faut un champ électrique deux fois plus élevé pour créer un traceur négatif que pour en créer un positif.

Les coups de foudre déclenchés

A la station principale, des appareils photographiques et cinématographiques sont installés à 110 mètres du pylône et à 70 mètres de l'aire de tir. D'autres appareils sont situés à des distances diverses et un montage électro-optique permet la mesure de la vitesse du traceur continu et de l'arc en retour en tenant compte de la longueur réelle du canal de l'éclair. Nous n'entrerons pas dans le détail optique de ce montage mais l'étude des documents photographiques et cinématographiques obtenus montre que :

- les coups de foudre déclenchés sont des coups de foudre ascendants présentant le plus souvent de nombreuses ramifications (fig. 10) ;
- le coup de foudre est initialisé par un traceur ascendant se développant à une vitesse comprise entre $2 \cdot 10^4$ et quelque 10^5 m/s ; le courant de for-

mation du traceur (quelques centaines d'ampères) provoque la rupture du fil à la sortie du dérouleur et, quelques dizaines de millisecondes plus tard, sa fusion ;

- après extinction de ce courant, on observe fréquemment des réilluminations brèves et intenses auxquelles correspondent, sur les enregistrements du courant, des impulsions de forte amplitude avec un front de montée rapide ;

- la durée totale du phénomène peut atteindre et même dépasser une seconde. La figure 10 montre la partie visible de l'éclair qui est limitée par le fond nuageux, lequel se trouve souvent vers 2 à 2,5 km de hauteur, tandis que l'extension latérale peut atteindre 4 à 5 km. La forme arborescente est typique d'un coup de foudre ascendant.

Pour conclure, et pour faire une comparaison avec les éclairs naturels, on peut dire qu'il y a une grande similitude entre les éclairs déclenchés normaux et les éclairs naturels, compte tenu du traceur ascendant et de la composante continue qui existe initialement dans tous les cas. Bien sûr, cette conclusion est un peu brève et l'analyse détaillée des résultats montre des différences de détails (raideur du front des impulsions, nombre de réamorçages), mais notre propos n'a pas trait à la recherche fondamentale. Nous voulions simplement signaler qu'il est possible d'effectuer des expériences, même sur des phénomènes naturels mettant en jeu des énergies énormes.

L'impact du coup de foudre

Pour en revenir aux travaux pratiques réalisés par l'EdF et le CNET, rappelons qu'avec l'étude du méca-

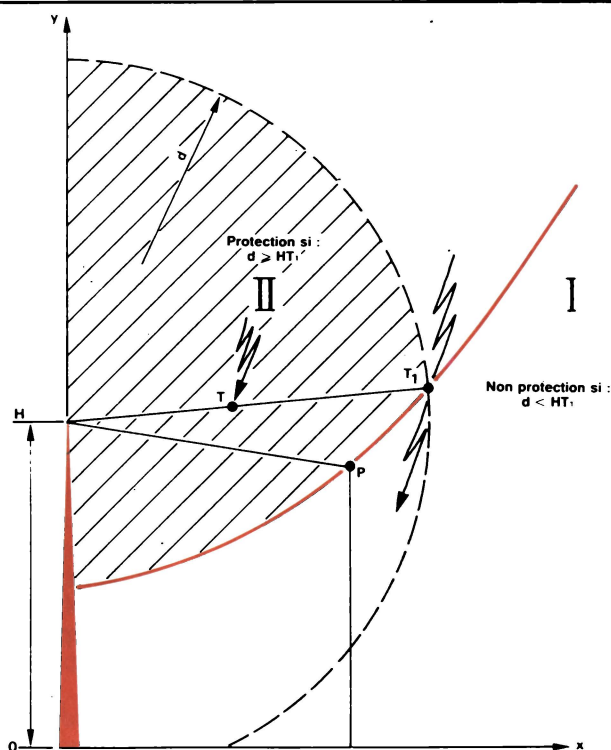


Fig. 11. — Modèle électrogéométrique dans le cas d'une tige verticale. La protection est comprise entre la sphère de rayon d (distance d'amorçage) et le paraboloïde de révolution de foyer H .

nisme de l'impact du coup de foudre, on a pu établir un *modèle électrogéométrique* permettant d'expliquer le fonctionnement d'un paratonnerre.

Si l'on tient compte des relations existant entre la charge du traceur (canal ionisé) et la valeur du champ au sol ; entre la charge du traceur et l'intensité de crête du courant présumé et l'intensité du champ au sol nécessaire pour déclencher le développement de la décharge ascendante (400 kV/m), on a pu définir une expression de la distance entre traceur et objet au sol. Cette distance « d'amorçage » (d exprimée en mètres) est fonction de l'intensité de crête présumée du courant (I exprimée en kiloampères) et elle vaut :

$$d = 9,4 \cdot I^{2/3}$$

La rencontre entre le traceur descendant et la décharge ascendante a lieu à mi-chemin environ de la distance d . Selon ce modèle, d'après C. Gary, c'est l'objet qui se trouvera en premier à la distance d'amorçage (d) de la pointe du traceur qui constituera le point d'impact du coup de foudre.

Antérieurement, on utilisait l'expression suivante :

$$d = 6,7 \cdot I^{0,8}$$

les deux formules donnent des distances d identiques jusqu'à une valeur de I égale à 25 kA. Au-dessus, la première formule est plus sévère quant à la zone de protection d'un paratonnerre.

De telles études permettent de comprendre comment fonctionne un paratonnerre, tout au moins d'une manière théorique, ce qui est déjà intéressant. Là encore, nous ferons appel aux travaux menés par la Direction des Etudes et Recherches de l'EdF et nous remercions C. Gary de nous les avoir communiqués.

Le paratonnerre le plus simple

Une tige verticale est le plus simple des paratonnerres. Placée sur un terrain plat, elle ne protégera que le sol, ou les objets au sol de faible hauteur par rapport à la tige. D'ailleurs, l'introduction d'un objet à protéger dans la zone d'action ne modifie pas fondamentalement le mode d'action de la tige.

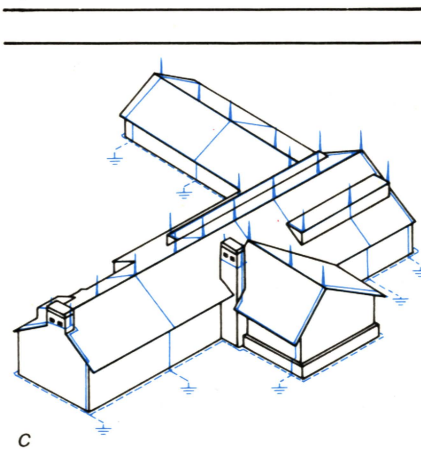
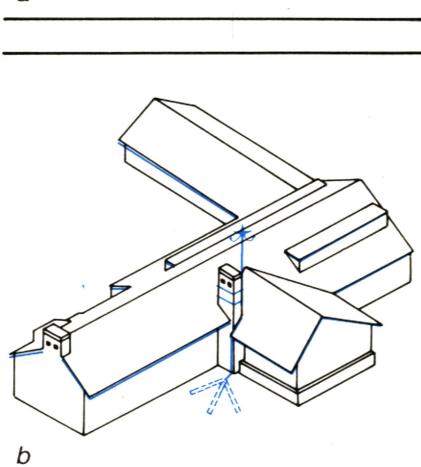
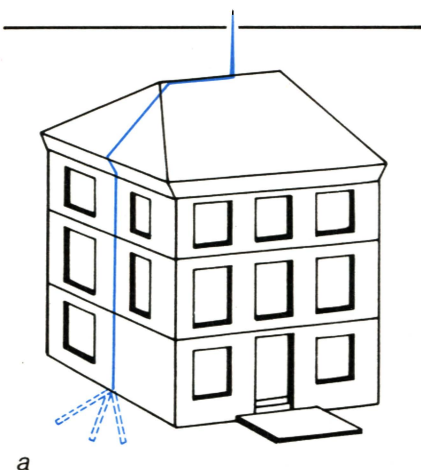


Fig. 12. - Protection d'un édifice par une tige simple (Franklin) A, par un dispositif ionisant B ou par une cage de Faraday C (doc. Héliata).

Si l'on considère un système de coordonnées XOY, où OX représente le sol et Y la verticale, et si sur OY, on place la tige verticale OH de hauteur h , on peut tracer une parabole définie par les lieux des points P à égale distance du sol et de la pointe H de la tige ; cette parabole a pour équation :

$$h^2 - 2hY + X^2 = 0 \quad (1)$$

(en fait, il s'agit d'un paraboloïde de révolution) (fig. 11). On peut ainsi délimiter deux zones : une zone « 1 » située à droite de la parabole et où tout

traceur ne sera jamais capté par la pointe H ; puis une zone « 2 » comprise entre l'axe OY et la parabole où le traceur sera capté à condition que la distance HT (T étant la tête du traceur) soit inférieure à d , distance d'amorçage du coup de foudre considéré, c'est-à-dire pour une intensité donnée. La condition de limite de capture de la pointe est donc que, tout au long de la parabole, la relation $HT_1 \leq d$ soit satisfaite.

Ces conditions, pour une intensité de crête du courant, permettent de dire, d'une manière théorique, que la protection est comprise entre la sphère de rayon d (distance d'amorçage) et le paraboloïde de révolution de foyer H. Si l'on veut connaître la protection au sol, il faut reprendre l'expression (1) en considérant que $HT_1 = Y$, puisque nous avons affaire à une parabole. Ainsi, en remplaçant Y par d nous obtiendrons :

$$X \leq h \frac{2d}{h} - 1 \quad (2)$$

où X est le rayon au sol que protège la pointe de la tige verticale. Toujours théoriquement, pour les coups de foudre, tels que $d < h/2$, l'expression (2) n'a plus de solution, ce qui revient à dire que la distance de protection de la pointe n'a plus de sens, dès que la trajectoire du traceur est quelque peu inclinée par rapport à la verticale. Bien sûr, en plus du rôle protecteur joué par la pointe, la tige elle-même peut jouer un rôle de capteur, mais dans ce cas le critère de protection doit être complété par la condition donnant le rayon de protection de la tige :

$$X \leq d \text{ et ceci dans la zone } X \leq h$$

voici à titre d'exemple, toujours d'après C. Gary, quelques chiffres établis pour une tige métallique de 30 mètres de hauteur, donnant le rayon de protection X en fonction du courant de foudre présumé (tableau 1).

I(kA)	2	7	10	30	80	150
d(m)	15	34	44	90	174	265
x(m)	15	34	42	67	98	122

Ce tableau appelle plusieurs commentaires :

● On constate tout d'abord que la zone de protection est d'autant plus grande que le coup de foudre présumé sera intense. Ce comportement est, dans une certaine mesure, favora-

ble à la propriété de protection que l'on assigne au paratonnerre.

- Mais en ce qui concerne les fortes intensités, il ne faut pas se dissimuler que la réalité n'est pas aussi idéale que le modèle.

Dans la réalité, il existe un grand nombre de causes de dispersion, dont les principales résultent de la notion de distance d'amorçage. Cette notion se fonde en effet sur des données scientifiques encore insuffisamment établies ; en outre, la distance effective en fonction de l'intensité du courant de foudre ne saurait atteindre la précision à laquelle laisse croire une expression analytique.

- Il en résulte que lorsque le traceur doit choisir entre la pointe et le sol, la décision devient d'autant plus incertaine que le rayon à protéger et que la distance d'amorçage théorique de la décharge considérée croissent.

- En ce qui concerne les coups de foudre de faible intensité, pour lesquels la distance d'amorçage est par conséquent petite, la zone de protection du paratonnerre devient également très réduite.

- Pour des intensités présumées inférieures à 7 kA, dans notre exemple, le rayon de protection de la tige devient inférieur à sa hauteur ; ce comportement apparemment paradoxal a cependant été confirmé par de nombreuses observations.

De ce qui précède, il semble donc impossible d'espérer une protection totale par un paratonnerre ; d'une part, la dispersion inhérente aux phénomènes en jeu limite les conditions d'application du modèle électrogéométrique qui deviennent incertaines vers les zones éloignées du paratonnerre ; il existe, d'autre part, certains cas de défaillance (se produisant lors de coups de foudre de faible intensité) qui ne peuvent être directement prévus par des considérations théoriques. Malgré ces défaillances et ces imperfections, il reste néanmoins préférable de réaliser une protection par paratonnerre, dans une région foudroyée, que de ne rien prévoir du tout.

Le choix d'une protection

Aux études théoriques, qui ont permis d'établir différents paramètres, vient maintenant le moment du choix du paramètre le plus significatif, en considérant que la protection totale, à

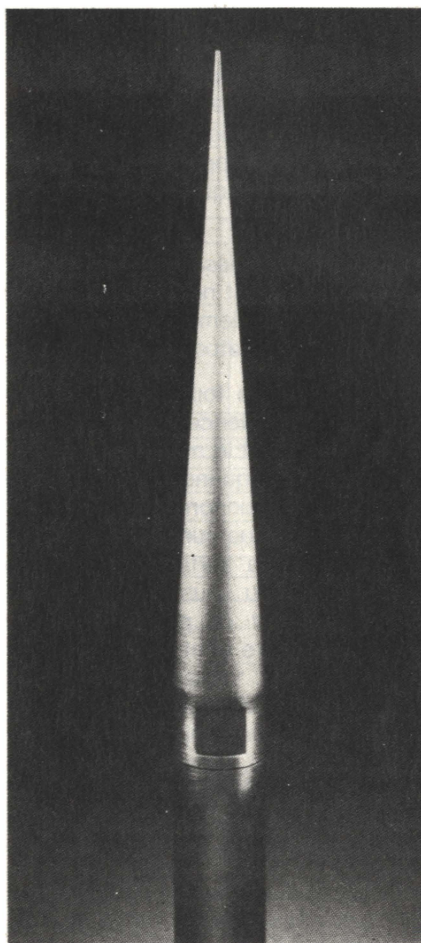


Fig. 13. – Tige Héliota type Franklin.

100 % et bon marché, n'existe pas. Ce paramètre est la distance d'amorçage d , fonction de l'intensité du courant de foudre.

Pour une protection absolue, il faut envisager un courant relativement faible (2 kA) ce qui donne à d une valeur de 15 mètres. Ce qui veut dire que, plus la protection souhaitée doit être complète, plus resserrés devront être le réseau de descentes ou de fils horizontaux, plus petites devront être les mailles d'une cage de Faraday. Mais le coût de l'installation s'en ressentira, il y a donc un optimum à rechercher pour un taux de sécurité acceptable. Ainsi, pour un courant de 5 kA, on étend la protection à $d = 34$ mètres, mais avec une garantie de protection de 95 %.

A la lecture de ce qui précède, il semblerait superflu de vouloir éviter les effets de la foudre. En effet, les conditions atmosphériques favorables liées à une structure géologique, du sol, particulière, transforme avec prédilection certaines contrées en zones orageuses (notons que ces zones ne sont pas désertiques et comportent des habitations, des édifices etc. qui, par

conséquent, peuvent être touchés). Mais nous avons vu également que pour qu'éclate l'orage, pour que se produise l'éclair, il était nécessaire que, localement, l'air soit rendu conducteur par ionisation d'un canal, celui-ci servant de conducteur à la décharge électrique se produisant entre le nuage et le sol.

Par conséquent, s'il existe un moyen de protéger les habitations, les édifices, les lignes haute tension, les structures métalliques de certaines installations (raffineries) et tout autre aspérité locale dépassant le niveau du sol, ce moyen, pour être efficace, devra favoriser l'ionisation de l'air. Un peu comme *Monsieur Jourdain* qui faisait de la prose sans le savoir, lorsque *Franklin* inventa le paratonnerre, il ne se doutait pas que sa tige métallique reliée au sol provoquait un mouvement d'ions qui, se trouvant canalisés, créaient dans l'atmosphère une zone ionisée (notamment en période orageuse) favorisant l'apparition d'une décharge.

En fait, le rôle du paratonnerre ne se limite pas à la période d'orage, son rôle est permanent. S'il est bien conçu et bien installé, il peut avoir un effet préventif. En effet, il existe entre sol et nuage un gradient de potentiel électrostatique, et, lorsqu'une tige métallique pointue reliée au sol pénètre dans l'atmosphère, les charges venant du sol s'écouleront dans l'atmosphère, par effet de pointe. Ainsi le sol se décharge et, par influence, le nuage également. Cette neutralisation progressive peut empêcher l'apparition de la foudre ; toutefois, cet effet préventif reste limité et n'a d'importance que lorsqu'il existe de nombreux paratonnerres proches les uns des autres (comme en ville par exemple) où s'exerce alors une sommation des effets.

En résumé, et très schématiquement, on peut dire que la protection peut s'effectuer selon les cas par une simple tige (type *Franklin*) – fig. 12a, parfois garnie à son extrémité d'une source ionisante (radioactive) – fig. 12b, ou par des tiges multiples reliées entre elles par un réseau de tiges métalliques entourant la partie à protéger (cage de Faraday) – fig. 12c. Ces dispositifs étant reliés à une ou des prises de terre dont l'importance est quelquefois négligée et qui pourtant sont un élément essentiel du système de protection. Il est intéressant de dire quelques mots sur chacun de ces éléments.

Les installations à tiges simples

La tige simple, c'est le paratonnerre expérimenté en 1760 par *Benjamin Franklin*, et qui constitue toujours une protection contre la foudre, particulièrement adaptée aux bâtiments de petites dimensions.

L'installation consiste en l'édification, en partie haute des structures à protéger, de tiges effilées (fig. 13) reliées à la terre par le chemin le plus direct. La protection offerte dépend de leur implantation et de leur émergence. Basée sur le principe de la distance d'amorçage, la méthode du tracé électrogéométrique proposée permet une détermination rigoureuse de la protection.

La norme UTE C 17 100 donne les règles pratiques permettant de délimiter la zone de protection d'une tige type *Franklin*. Ainsi :

- Lorsque la tige est installée sur un bâtiment, la zone protégée est limitée par un cône dont le demi-angle au sommet est de 60°. La surface horizontale protégée est déterminée au niveau de la toiture.

Cela revient à dire que le rayon de protection au niveau de la toiture est le double de la hauteur de la tige.

- Lorsque la tige est installée sur un mât pour protéger une zone au sol, le demi-angle de protection est limité à 45°. Le rayon de protection est alors égal à la hauteur de la tige.

Avec ce modèle de paratonnerre, la tige sera entièrement en cuivre, de grosse section au départ et allant en s'aminçant pour se terminer par une pointe. A une certaine époque la pointe était en platine, mais elle est remplacée actuellement par un alliage plus économique de nickel-chrome (18/8). Il est déconseillé d'employer des tiges en fer galvanisé, sa mauvaise conductibilité électrique ne le rend pas apte à livrer passage à des courants de plusieurs dizaines de milliers d'ampères et cela en un temps extrêmement bref.

La tige est montée sur une embase, elle-même fixée solidement à la partie supérieure de l'édifice, soit sur la charpente, soit sur une cheminée, mais elle ne doit en aucun cas être en contact avec une partie métallique qui pourrait être reliée au sol.

L'efficacité de ces modèles pose un problème. En effet, nous avons considéré jusqu'à maintenant : un sol positif et la base du nuage négative. Il

semble que ce soit vrai dans 95 % des cas environ, mais il arrive parfois que les signes soient inversés. L'avantage avec ce type de paratonnerre, c'est que son signe d'électrisation sera toujours à l'opposé de celui de la base du nuage et qu'il jouera son rôle dans tous les cas.

Le câble de descente est un élément trop souvent négligé et pourtant c'est de lui également que dépend l'efficacité du paratonnerre.

Le courant de foudre est un courant dont la fréquence se situe entre le kilohertz (kHz) et le mégahertz (MHz), et à une telle fréquence, le courant ne se répartit pas uniformément dans la masse du conducteur mais plutôt au voisinage de sa surface. Ce phénomène est connu sous le nom d'effet *Kelvin*, ou effet de peau (« skin effect ») ou encore effet pelliculaire. On a donc intérêt, dans le choix d'un conducteur, à prendre, pour un poids linéaire identique, celui qui offrira le plus de surface. C'est la raison pour laquelle le choix s'oriente vers les câbles à plusieurs brins ou vers les barres à section méplate, en cuivre.

Le câble cheminera le long de l'édifice. Les changements de section se feront avec des rayons de courbure très allongés. La liaison du câble avec la tige se fera par un collier en cuivre. Par contre la liaison avec la prise de terre nécessitera certaines précautions d'ordre pratique. La liaison câble-prise de terre sera pontée par une barrette de cuivre boulonnée, ainsi il sera facile de vérifier l'installation (en période non orageuse), en déboulonnant la barrette, pour mesurer notamment la résistance de la prise de terre. La partie souterraine du câble de descente (celle reliant la prise de terre proprement dite) sera enterrée profondément et isolée par une gaine ou logée dans un caniveau. Dans ce cas, le câble sera maintenu à l'une des parois du caniveau au moyen de supports. La sortie de terre sera également isolée sur une hauteur au moins égale à deux mètres.

La prise de terre

La prise de terre est l'un des points délicats de l'installation. Il est par conséquent nécessaire de faire une étude géologique du terrain entourant l'édifice à protéger. Choisir un terrain bon conducteur, mais veiller à ce que la zone conductrice ne soit pas entourée par des terrains isolants. Bien souvent on recherche à juste titre un terrain humide, à proximité d'une rivière, mais il arrive qu'entre la rivière et le

terrain choisi existe une zone géologique non conductrice. De même il est fortement déconseillé de plonger la prise de terre elle-même dans la rivière. Comme on le voit chaque prise de terre doit être adaptée à chaque lieu.

Le choix du terrain étant fait, reste la réalisation proprement dite, qui se résume à trois systèmes :

- Dans le cas d'un bon terrain, des rubans méplats en cuivre sous gaine plomb suffisent à remplir cet office. Pour cela trois rubans de 6 mètres de longueur sont enterrés dans trois tranchées formant des angles ouverts dans un même plan horizontal.

- Toujours dans un bon terrain, on peut placer verticalement une plaque en cuivre d'au moins un mètre carré de surface. Le raccordement au câble de descente se fera par plusieurs points de soudure.

- Dans un terrain dont on connaît mal la conductibilité (ou lorsque celle-ci est variable suivant l'état de sécheresse), il est préférable de recourir au système *Duval-Messien*. Il consiste en au moins un tube vertical de 3 mètres de hauteur, percé de trous sur toute la hauteur, et rempli de sable. Ce tube est enfoncé de telle sorte que la partie supérieure arrive au ras du sol. Ainsi, par phénomène de capillarité, il existera toujours une zone humide autour du tube, et la prise de terre est valable par tous les temps.

Pour terminer, rappelons que par sécurité il est nécessaire de prendre quelques précautions pour effectuer le branchement des trois éléments d'un paratonnerre. En premier lieu, on raccorde la prise de terre au câble de descente puis, avant d'installer la tige sur la partie supérieure de l'édifice, on la raccorde au câble de descente. On évite ainsi des accidents qui pourraient survenir si la tige n'était pas reliée au sol.

Notons que la norme UTE C 17 100 rappelle que chaque descente doit se terminer au sol par sa prise de terre spécifique, de petite ou grande dimension, selon qu'il s'agit d'une cage ou d'un paratonnerre à tige ; la terre électrique ou le ceinturage existant leur sont reliés de façon à en établir l'équipotentialité. Enfin, il est important que les prises de terre des descentes soient éloignées de toute canalisation métallique et électrique enterrée (3 à 5 mètres) et que leur valeur ohmique ne dépasse pas 10 Ω .

Les installations à cage

Dans le cas précédent, on se trouve très vite limité, du point de vue économique, lorsque l'on est en présence d'un édifice très important, comme c'est le cas avec les grands ensembles que l'on rencontre actuellement. Il est préférable de réduire la hauteur des tiges et de constituer un réseau de conducteurs de liaison de façon à enfermer l'édifice dans une cage de Faraday reliée au sol. Le principe est entièrement différent du paratonnerre puisque, dans ce cas, on soustrait l'édifice à l'influence de l'électricité extérieure. Cette façon de procéder a été appliquée pour la première fois à un édifice par le physicien Melsens.

Pour que la cage joue son rôle, il suffit qu'elle soit métallique, par conséquent l'emploi d'un fer galvanisé suffit, mais la prise de terre sera en cuivre.

La protection par cage maillée consiste en la réalisation, en surface d'un bâtiment, d'une cage de Faraday à large mailles reliées au sol à des prises de terre. Des tiges de faibles dimensions (0,50 mètre), appelées pointes de choc, sont disposées en pourtour des mailles des toitures et sur toutes les émergences (cheminées, édicules...).

Le choix du mode de protection dépendra :

- des possibilités techniques offertes par l'un ou l'autre de ces procédés, sachant par exemple qu'une cage maillée ne peut protéger que ce qu'elle enferme,
- du coût et de l'esthétique des réalisations.

Les installations à tiges munies de dispositifs ionisants

Les tiges à dispositifs ionisants suivent les mêmes règles que les installations à tiges simples, leurs distances d'amorçage étant quelque peu améliorées (1,5 à 3 fois) du fait de la diminution de leur retard à l'amorçage. L'intérêt de celles-ci réside dans le renforcement de l'efficacité, notamment à l'encontre des coups de foudre de faible intensité et dans la limitation des hauteurs des tiges qui pourraient parfois atteindre des valeurs démesurées et difficilement admissibles.

Un certain nombre de constructeurs se sont orientés dans cette direction et nous avons sur le marché

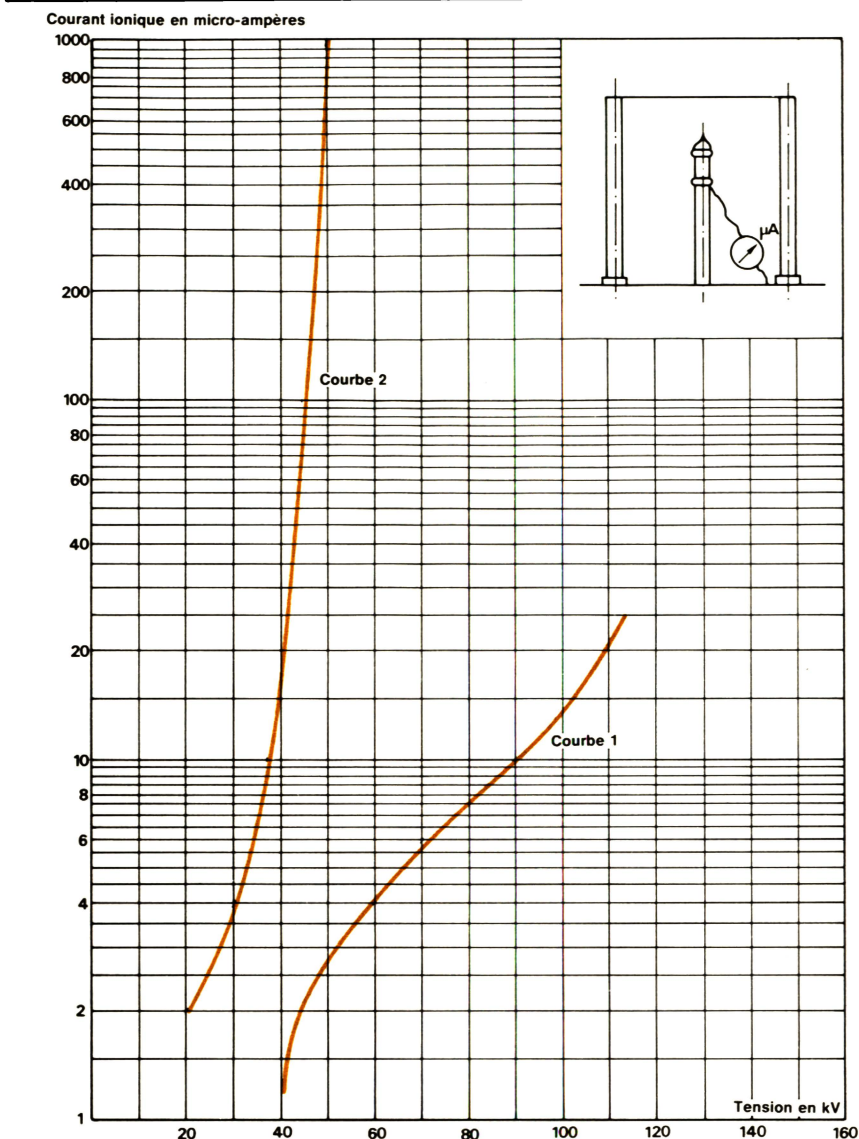


Fig. 14. - Valeur du courant ionique mesuré en fonction de la tension appliquée, pour un paratonnerre ordinaire (courbe 1) et un paratonnerre radioactif type Saref (courbe 2).

différents modèles de paratonnerres dits « radioactifs » dont il est bon d'examiner le processus de fonctionnement.

La radioactivité est en effet un moyen assurant l'ionisation de l'air. Rappelons que la radioactivité est la transformation du noyau atomique d'un corps, celle-ci s'accompagne de l'émission de corpuscules ou de rayonnements par le noyau. Il existe des substances qui, par nature, sont radioactives, nous sommes en présence de la radioactivité naturelle, par opposition à la radioactivité artificielle qui nécessite le bombardement du noyau naturellement stable par des corpuscules qui les rendent instables, c'est-à-dire radioactifs.

La radioactivité naturelle se manifeste de différentes façons, en émettant des corpuscules (alpha, bêta positif, bêta négatif) et des

rayonnements (gamma). Sans entrer dans les détails de la physique nucléaire, nous les examinerons brièvement.

- La radioactivité alpha, se manifeste par l'expulsion, du noyau atomique, d'une particule composée de deux protons et de deux neutrons, donc positive. Ce phénomène se manifeste surtout au sein des noyaux lourds comprenant un grand nombre de neutrons et de protons. Ainsi, le radium 228 (88 protons, 140 neutrons) donne du radon 224 (86 protons, 138 neutrons) plus une particule alpha (2 protons, 2 neutrons).

- La radioactivité bêta positive, se rencontre lorsqu'un atome voit s'échapper un électron négatif. Dans ce cas, le nombre de protons du noyau est en excès, l'atome recouvre sa stabilité en émettant des particules bêta positives.

● La **radioactivité bêta négative**, se manifeste lorsqu'un atome voit s'échapper un électron positif (positon). Dans ce cas, le nombre de neutrons est en excès, l'atome recouvre sa stabilité en émettant des particules bêta négatives.

● La **radioactivité gamma**, ou émission gamma, provient de l'énergie correspondant à une diminution de masse du noyau. En effet, dans ce phénomène le noyau ne change pas de nature mais voit sa masse diminuer.

Parmi ces phénomènes de la radioactivité naturelle, seules les particules chargées lourdes (notamment alpha) et les particules chargées légères (bêta positif et négatif) engendrent un phénomène d'ionisation. Pour ces particules, nous sommes en présence d'une ionisation par choc provoquant un ralentissement des particules, et cela suivant une loi physique démontrée par l'expérience. Elle s'énonce pratiquement ainsi : l'ionisation spécifique, c'est-à-dire le nombre d'ions créés par unité de longueur du parcours, est proportionnelle au pouvoir de ralentissement. Ceci est valable, bien entendu, à condition qu'aucun obstacle ne s'oppose au mouvement des particules. Ainsi, les particules alpha sont très ionisantes mais sont facilement arrêtées dans leur parcours (une simple feuille de papier les absorbe).

On comprend dès lors les difficultés que présente la technologie de ce type de paratonnerre et cependant il est intéressant d'exploiter ces sources radioactives dont l'efficacité est indiscutable. Le principe du paratonnerre radioactif a été découvert par le Pr. *Szillard*, il y a près de soixante-dix ans (1914). Le premier appareil était une simple tige de *Franklin* dont la pointe traversait un disque recouvert de sels de radium. Ce montage démontra que les radiations émises par le radium ionisaient effectivement l'air environnant, confirmant ainsi la théorie de *Szillard*. Malheureusement, le prix prohibitif du radium à l'époque et la protection insuffisante de la source, aux intempéries, n'ont pas favorisé le développement de ce type de paratonnerre. Il fallut attendre les applications industrielles des sels de radium pour voir le prix de ceux-ci baisser et remettre d'actualité les travaux de *Szillard*.

Le grand problème qui restait à résoudre était la protection de la source radioactive contre les intempéries, sans nuire pour autant à l'émission

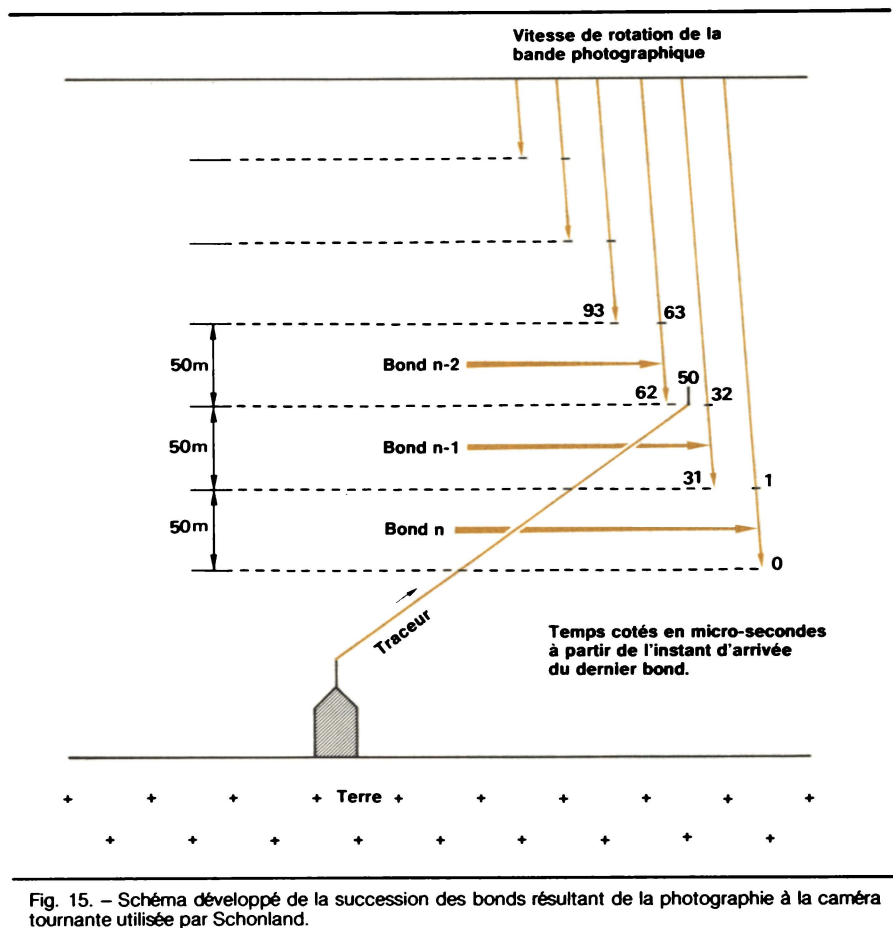


Fig. 15. - Schéma développé de la succession des bonds résultant de la photographie à la caméra tournante utilisée par Schonland.

des particules alpha. Partant de cette idée, les constructeurs ont réalisé des dispositifs permettant d'assurer une efficacité, basée sur des principes scientifiques.

Les paratonnerres radioactifs

C'est donc en 1914 que les premières expériences sur les paratonnerres radioactifs furent réalisées par le physicien hongrois *Szillard*. Mais en raison des doses de radium nécessaires pour obtenir une ionisation efficace, les paratonnerres découlant de cette expérience ne purent pratiquement être commercialisés qu'en 1932.

C'est, en effet, à cette date que fut pris le premier brevet d'un appareil basé sur le principe du paratonnerre de *Szillard* mais auquel était adjoind un dispositif excitateur utilisant l'électricité atmosphérique elle-même pour créer un potentiel accélérateur et accroître ainsi la vitesse des ions émis par le radium.

C'est d'ailleurs sur le principe de l'accélérateur que furent pris, par la suite, un certain nombre de brevets dont voici brièvement résumée la chronologie :

1932 : excitateur atmosphérique (*Hélita*) ;

1933 : prise de potentiel radioactive (*Hélita*) ;

1937 : perfectionnement et procédé de fabrication (*Hélita*) ;

1938 : *Kapton* (Belgique) ;

1950 : excitateur et accélérateur (*Hélita*) ;

1952 : « *Préventor* » ;

1952 : *Saref* (Italie) ;

1953 : *Saref* (France) ;

1963 et 1966 : perfectionnement (*Hélita*).

Demande de brevet déposée : 1966, utilisation de l'américium 241 (radioélément artificiel) par la *Société Française de l'Energie Froide*.

Pour revenir à cette notion d'émission alpha, sachons que le nombre de couples d'ions produit par une seule particule alpha dans l'air, proportionnel à l'énergie cinétique initiale, est de 270 000 paires d'ions pour le radium A et 187 000 paires d'ions pour le radium C. Sachant qu'un milligramme de radium produit 136 millions de particules alpha par seconde, le nombre de paires d'ions produit ini-

tialement par un milligramme de radium sera au minimum de :

$1,87 \times 1,36 \times 1 \times 10^{13} = 2,5 \cdot 10^{13}$ par seconde, en l'absence de tout champ électrique extérieur.

Ainsi, l'essentiel à retenir est donc que le pouvoir ionisant d'une substance radioactive est déterminé presque uniquement par les particules alpha. Comme ces particules sont positives, l'ionisation initiale de l'air sera à prédominance positive, d'où l'avantage que présente l'ionisation à l'aide de sources radioactives employées dans ces types de paratonnerres.

Pour comprendre le fonctionnement de ces paratonnerres, rappelons que les ions primitifs lancés à grande vitesse par un champ électrique, sont susceptibles lors de leurs chocs sur des molécules neutres, de les briser et d'en arracher un électron. Ainsi se trouve libérée une charge élémentaire négative sur l'électron, et une charge positive sur le noyau. L'une et l'autre de ces particules attirent un petit nombre de molécules neutres et constituent deux assemblages, l'un négatif, l'autre positif, qui ne sont autre chose que les ions.

Pendant la progression des derniers traits-pilotes de l'éclair, la pointe du paratonnerre est portée à un potentiel élevé qui peut atteindre de 100 à 1 000 kV au moins, d'où résulte un champ particulièrement intense dans la région entourant le sommet. Ce champ provoque l'ionisation par choc d'un important volume d'air au-dessus de la pointe radioactive ; de plus, comme la pointe est généralement positive, à l'ionisation par choc se superpose un courant d'électrons libres dont la formation s'explique selon la théorie sur le mécanisme de formation de la foudre. En définitive la présence d'une source de particules alpha autour de la pointe du paratonnerre a pour effet de faciliter la création du canal ionisé d'où un chemin préférentiel pour le départ de l'éclair ascendant.

Les expériences de laboratoire qui ont été faites mettent en évidence l'effet des pointes radioactives, par rapport à la hauteur effective du paratonnerre.

On a mesuré les courants écoulés entre une électrode filiforme horizontale et la tige d'un paratonnerre ordinaire d'une part, et entre cette même électrode et la tige d'un paratonnerre radioactif d'autre part. Dans les deux cas, pour une même distance d'éclatement, on a fait varier la tension jus-

qu'à environ la moitié de la tension disruptive. La figure 14 représente, en coordonnées semi-logarithmiques, la valeur du courant ionique mesuré en fonction de la tension appliquée : pour un paratonnerre ordinaire (courbe 1) et pour un paratonnerre radioactif (courbe 2). De l'examen de ces deux courbes, il résulte que pour les faibles valeurs de la tension (ou du champ électrique) le courant écoulé par l'une ou l'autre des pointes est faible, bien que celui écoulé par la pointe radioactive soit néanmoins 10 fois plus élevé que pour la pointe ordinaire (tension de 40 kV). Mais dès que le champ électrique augmente, le courant écoulé par la pointe radioactive atteint des valeurs considérables ; par exemple, pour une tension appliquée de 50 kV ce courant devient 500 fois plus élevé.

L'interpolation de ces résultats tendrait à prouver que pour un champ de 3 kV/cm ce rapport dépasserait 10^8 . Bien que l'expérience effectuée ne puisse être complètement représentative des phénomènes se produisant avant la formation de l'éclair ascendant, on peut en transposer les résultats, dans une certaine mesure, lors du fonctionnement du paratonnerre radioactif.

Dans l'expérience précédente, les électrodes sont métalliques, en conséquence l'apport des charges sur l'une ou l'autre des électrodes se fait à la même vitesse, ce qui rend pratiquement impossible l'étude des phénomènes précédant immédiatement l'instant de l'amorçage. Pour un coup de foudre, la mobilité des charges existant dans le nuage est beaucoup plus faible que celle des charges réparties à la surface du sol et aboutissant à la pointe du paratonnerre ; il s'ensuit que l'augmentation du courant ionique issu de la pointe radioactive, avant l'amorçage proprement dit, est encore plus prononcée, de sorte que, au moment où le champ électrique au sol atteint la valeur correspondant au départ de l'éclair ascendant, un courant important s'est déjà produit à partir du sommet du paratonnerre, créant un véritable canal conducteur à travers le panache.

Ceci revient à augmenter fictivement la hauteur du paratonnerre. Un amorçage tend à s'établir pour la pointe radioactive sous un champ beaucoup plus faible que pour une pointe non radioactive, de sorte que l'éclair ascendant se produira plus tôt allant ainsi à la rencontre du trait-pilote dans un de ses bonds antérieurs.

A cette particularité s'ajoute l'effet de la réduction du retard à l'amorçage sur l'augmentation du rayon de protection. La figure 15 représente le schéma développé de la succession des bonds résultant de la photographie à la caméra tournante, comme l'a étudié *Schonland* en Afrique du Sud. Dans cet exemple type, la longueur de chaque bond est de 50 mètres et sa durée de 1 μ s, l'intervalle entre deux bonds est de 30 μ s. Les temps sont cotés à partir de l'extrémité du bond qui a comme rang n .

Pour un paratonnerre non radioactif, la durée du retard à l'amorçage mesuré en laboratoire est de l'ordre de 50 μ s. Cela veut dire qu'à l'arrivée du bond $n-2$ toutes les conditions sont remplies pour qu'il y ait amorçage, mais cet amorçage ne se produira que 50 μ s plus tard. Pendant ce temps deux nouveaux bonds se seront produits, et c'est en réalité le bond de rang n qui rencontrera l'éclair ascendant issu de ce paratonnerre. Le rayon d'attraction est donc la distance entre la pointe du paratonnerre et le bond de rang $n-2$ et son rayon de protection, sa distance au bond de rang n .

Pour un paratonnerre radioactif dont le retard à l'amorçage est réduit à une très faible valeur, de l'ordre de 1 μ s, c'est donc véritablement le bond de rang $n-2$ qui atteindra la pointe du paratonnerre et dans ce cas le rayon de protection reste pratiquement le même que le rayon d'attraction.

De ce fait, l'augmentation du rayon de protection par rapport à celui d'un paratonnerre ordinaire correspond à la longueur de deux bonds, soit 100 mètres environ. Pour un intervalle moyen entre chaque bond plus long, l'augmentation du rayon de protection serait un peu moins élevée. En revanche, lorsque la longueur de chaque bond est plus grande avec la même durée de pause entre chaque bond, le rayon de protection augmente.

Notons enfin que le problème du câble de descente et de la prise de terre exige les mêmes soins que dans le cas d'un paratonnerre ordinaire, non radioactif, et que les renseignements donnés précédemment sont valables également pour les paratonnerres radioactifs. Rappelons que ces renseignements sont généraux et que l'installation d'un paratonnerre ne se fait pas de la même façon dans tous les cas, surtout en ce qui concerne la prise de terre. A ce sujet, il est vivement conseillé de faire vérifier périodi-

quement l'installation et d'effectuer la mesure de la résistance électrique de la prise de terre, au minimum une fois par an.

Quelques réalisations

Les paratonnerres radioactifs, dénommés plus couramment paratonnerres à pointe ionisante, utilisaient des sources radioactives au radium 226. Les progrès technologiques enregistrés par la connaissance et la manipulation des radioéléments ont progressivement conduit à la mise au point de sources artificielles à l'américium 241.

Ce radioélément a la propriété de libérer un intense rayonnement de particules alpha, très ionisantes et sans danger d'irradiation pour l'environnement. Par ailleurs, ces sources sont présentées sous un conditionnement éprouvé, testé par le *Laboratoire National d'Essais*, pour éviter tous risques de contamination.

Les paratonnerres actuellement commercialisés présentent, en outre, des perfectionnements sous la forme de dispositifs d'amorçage, ce qui améliore considérablement l'efficacité des pointes ionisantes.

En comparant les figures 16-a et b qui concernent respectivement une pointe ordinaire et un paratonnerre à dispositif d'amorçage *Hélita* de même hauteur, on constate que pour ce dernier les couches équipotentielles sont surélevées (et donc plus resserrées) et qu'en outre, elles s'infléchissent en dessous de la pointe ionisante.

Les lignes de force de champ électrique, normales aux couches équipotentielles, s'épanouissent, étendant l'action du paratonnerre à des distances bien supérieures à celles de la simple tige *Franklin* et ce, en fonction de la puissance des sources ionisantes.

On peut dire que le paratonnerre à dispositif d'amorçage se singularise par une protection et une efficacité considérablement accrues. Il est basé sur le principe de la *diminution du retard à l'amorçage* et du *déclenchement prématuré de l'effet Corona* ; ceci est, en effet, obtenu grâce à l'émission d'ions dont la désintégration provoque la libération d'électrons-germes (rares dans l'atmosphère) favorisant le processus d'amorçage. Le gain de temps réalisé, pouvant atteindre plusieurs dizaines de microsecondes permet, en effet, à l'amorceur de rejoindre le traceur en

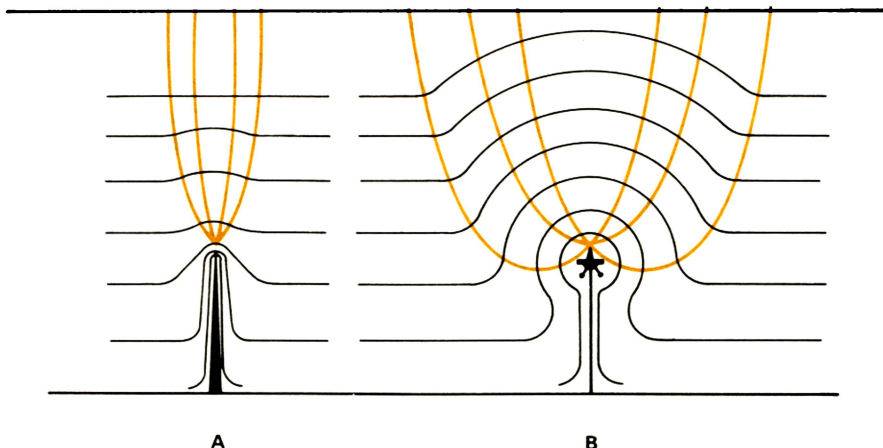


Fig. 16. – En A, tige de Franklin. En B, paratonnerre ionisant à dispositif d'amorçage *Hélita*.

un point éloigné de plusieurs dizaines de mètres par rapport à celui obtenu avec une pointe *Franklin*.

Le modèle commercialisé par *Hélita* comprend les éléments suivants (fig. 17) :

- une tige de cuivre surmontée d'une pointe effilée en laiton ; sur la tige est fixé un collier de raccordement et de liaison au conducteur de descente ;
- un bloc excitateur (E) en laiton matricé dans lequel sont serties des sources ionisantes alpha à l'américium 241, sources scellées et non contaminantes ;
- un cercle accélérateur (A) solidaire de la tige du paratonnerre ;
- des prises de potentiel atmosphérique au nombre de trois et reliées à l'excitateur.

La société *Franklin France* met sur le marché le paratonnerre à dispositif d'amorçage *Saint Elme* (fig. 18). A

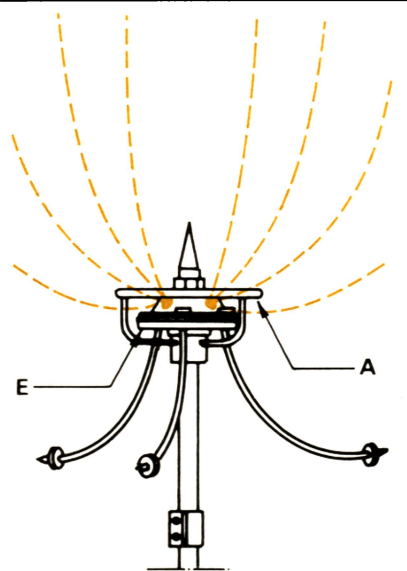


Fig. 17. – Paratonnerre à dispositif d'amorçage *Hélita*.

part la tige pointue, on retrouve une disposition différente du modèle précédent, à savoir :

- un excitateur inox avec émetteurs inclinés orientés vers la pointe ;
- un support isolant conçu pour le passage de l'air et sa diffusion autour des sources ;
- un capot déflecteur muni de prises d'air latérales ;
- une bague d'assemblage de hampe et un collier de raccordement à la terre.

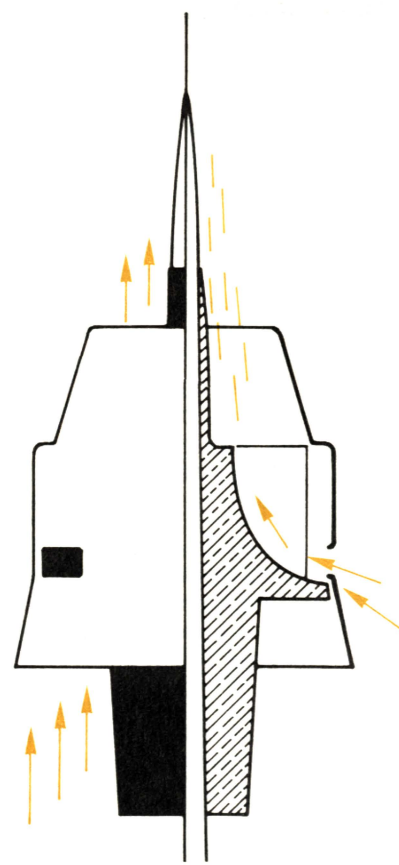


Fig. 18. – Paratonnerre à dispositif d'amorçage « Saint-Elme » (doc. *Franklin France*).

L'excitateur et le déflecteur isolés se trouvent portés au potentiel flottant atmosphérique tandis que la pointe tige est reliée au potentiel sol par le conducteur de descente.

Les sources incorporées émettent en permanence une quantité importante d'ions. Ces ions sitôt éjectés sont entraînés par la turbulence ascendante provoquée de l'air et soumis au champ électrique local. Les particules négatives suivent la trajectoire des lignes de force, perpendiculaire aux équipotentielles de la pointe. La probabilité de la présence de l'une d'elles ou d'un électron germe au niveau de cette pointe (présence indispensable au processus d'amorçage) est alors considérablement augmentée. De même, la recombinaison des ions entre eux, renforcée par la stimulation de l'ionisation naturelle, crée une agitation ionique, en prolongement du paratonnerre, encore favorable au développement de l'effluve ascendante.

En outre, la société *Duval-Messien* a mis au point le paratonnerre ionisant « *Parasphère* » (fig. 19) qui se caractérise essentiellement par sa chambre d'ionisation (fig. 20). Son but est de prélever à l'extérieur l'air nécessaire à l'ionisation, d'ioniser cet air, de le rejeter à l'extérieur et dans l'axe de la pointe, grâce à son système de turbulence interne, puis de protéger les éléments actifs de cette chambre contre tous contacts extérieurs.

Les paratonnerres électriques

Il semblerait que les limites techniques du paratonnerre radioactif soient rapidement atteintes malgré l'ingéniosité dont font preuve les constructeurs, notamment en améliorant l'ionisation de l'air autour de l'appareil.

A titre d'exemple, dans un champ électrique environnant de 9 kV/m la densité de 10^7 ions/cm³, grandeur physique qui nous intéresse, ne dépasse pas 5 mètres au-dessus de la pointe du paratonnerre. Les chercheurs se sont donc tournés vers un nouveau procédé de génération d'ions à la pointe du paratonnerre. L'équipe d'*Hélita* a mis au point un paratonnerre (type « *Corona* ») (fig. 21) dont la génération du faisceau ionisant est assurée par une pointe métallique effilée, portée à un potentiel de 25 kV par rapport au potentiel de référence, celui de la terre. L'effet de pointe ou effet Corona se trouve, en quelque

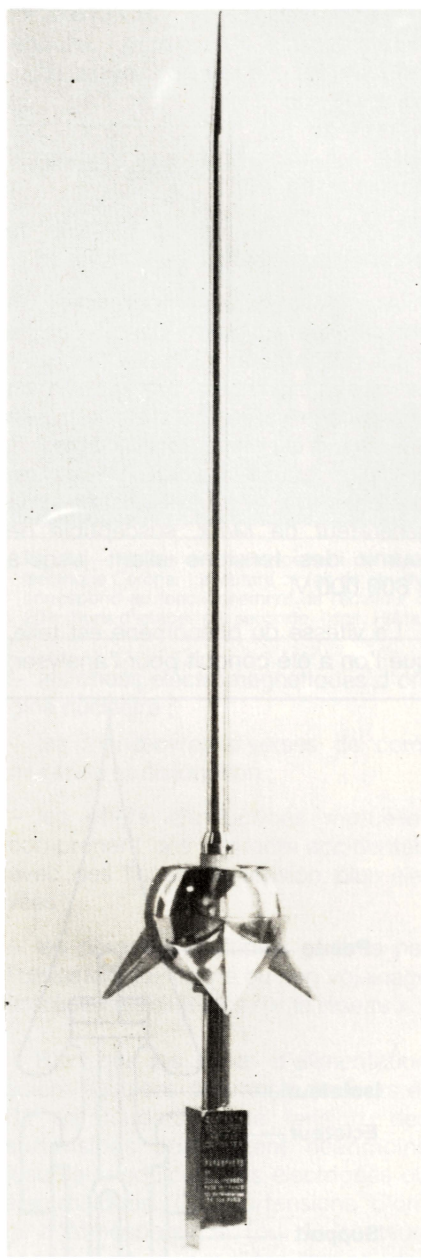


Fig. 19. — Le paratonnerre « *Parasphère* » de Duval-Messien.

sorte, *dopé*, et on constate, en reprenant le même exemple que le précédent, que pour un champ électrique ambiant de 9 kV/m on atteint la densité de 10^7 ions/cm³ à une hauteur de plus de 50 mètres au-dessus de la pointe du paratonnerre.

Dans ce type d'appareil, un dispositif électronique placé dans un coffret autonome, alimenté par des cellules photovoltaïques, produit une haute tension de 25 000 V, qui est transmise à la pointe du paratonnerre par l'intermédiaire d'un câble coaxial (fig. 22). Ce courant n'est dangereux à aucun moment, car si la tension est élevée, par contre l'intensité est faible, de l'ordre du milliampère.

Un détecteur d'orages permet de déclencher la mise en route du sys-

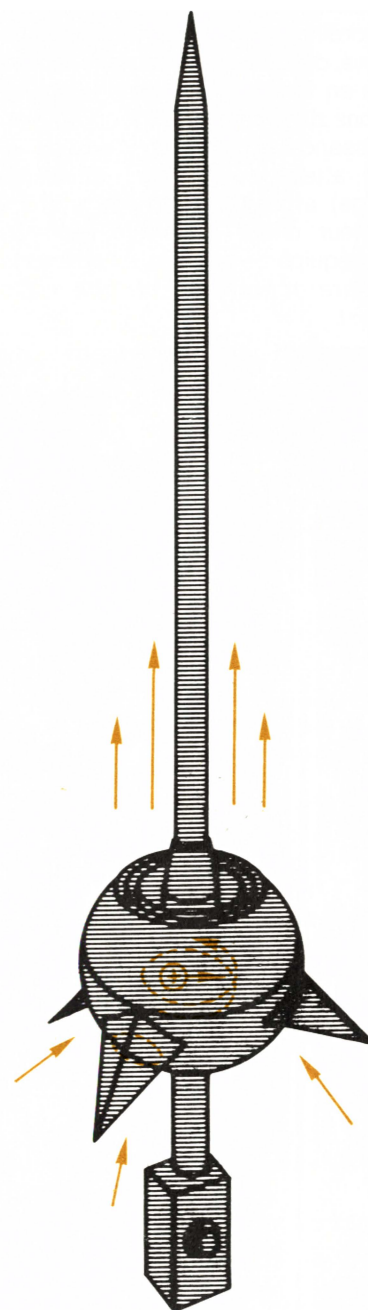


Fig. 20. — Schéma de principe du paratonnerre « *Parasphère* » de Duval-Messien.

tème, chaque fois qu'il y a un risque de décharges.

Le paratonnerre « *Corona* », de par sa nouveauté, a suscité diverses études qui apportent des réponses à un certain nombre de problèmes. Nous empruntons à la société *Hélita* les éléments de ces réponses :

● La puissance d'ionisation du paratonnerre « *Corona* »

En tenant compte du coefficient de diffusion des ions, de leur vitesse moyenne de déplacement et du coefficient de recombinaison, une équation différentielle a été établie, donnant la répartition de la densité d'ions dans l'espace. La résolution de cette

équation a fait l'objet d'un traitement par ordinateur dont les résultats ont permis de tracer les courbes isoioniques en fonction, d'une part, des variations du champ électrique ambiant (croissance progressive jusqu'au niveau atteint au moment d'une décharge) et d'autre part, du système émetteur d'ions considéré (paratonnerre équipé de sources à l'américium et paratonnerre électrique « Corona »).

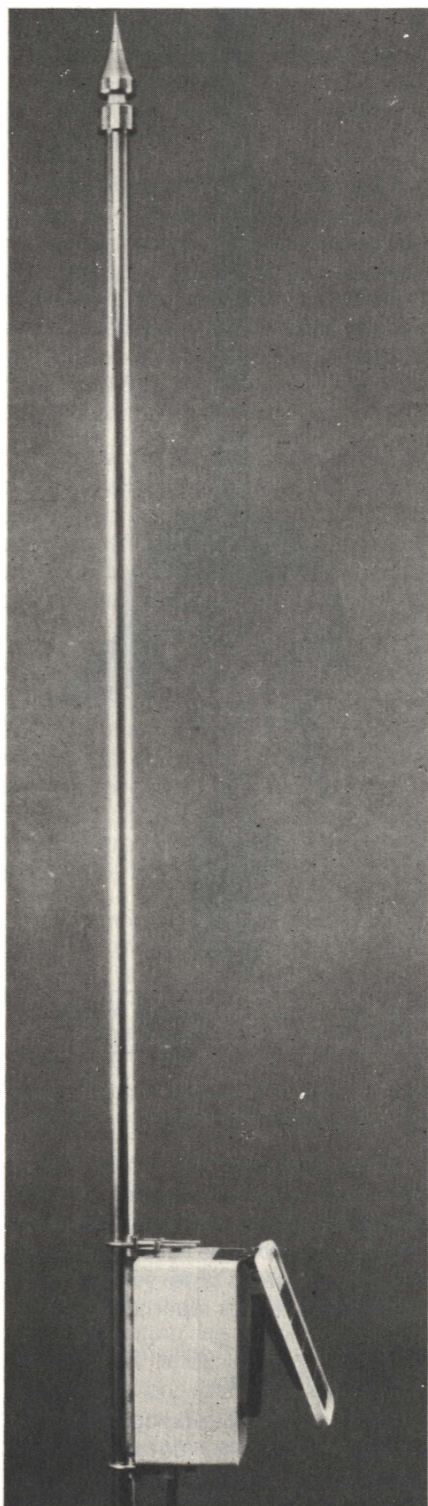


Fig. 21. – Paratonnerre Corona avec son boîtier électrique placé sur le mât support (doc. Héliata).

On peut résumer l'ensemble des résultats obtenus en disant que le paratonnerre électrique apporte une amélioration de l'ionisation dans un rapport de 1 à 10 lorsqu'on le compare à un paratonnerre radioactif classique (fig. 23).

● 3 600 000 V en un millionième de seconde sur le système « Corona »

Afin d'étudier le comportement du nouveau paratonnerre dans le cadre d'une décharge à très haute tension à un niveau significatif par rapport au phénomène naturel, il a été entrepris une série d'expérimentations dans l'un des plus grands laboratoires de recherches d'Europe, disposant d'un générateur de Marx, susceptible de fournir des tensions allant jusqu'à 3 600 000 V.

La vitesse du phénomène est telle, que l'on a été conduit pour l'analyser,

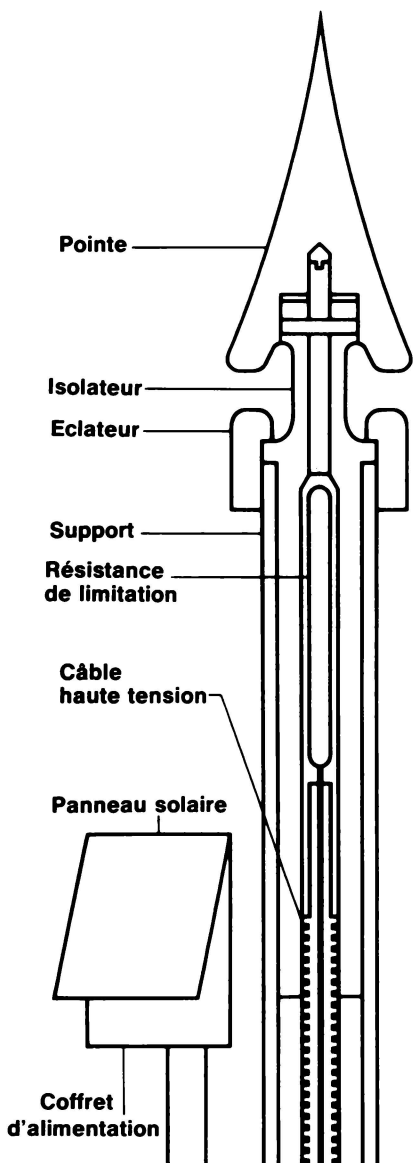


Fig. 22. – Schéma de réalisation du paratonnerre ionisant électrique Corona (doc. Héliata).

à utiliser une caméra électronique fonctionnant soit en mode image par image à raison de 20 millions d'images par seconde, soit en balayage de fente avec une précision de l'ordre de la nanoseconde (fig. 24).

Les résultats obtenus permettent d'affirmer d'une part, que la vitesse de fermeture de la décharge est deux fois plus grande pour le paratonnerre « Corona » que pour une tige Franklin, et d'autre part, que l'amorçage, c'est-à-dire l'importance du leader ascendant ayant pour origine la pointe du paratonnerre, se développait de façon exceptionnellement importante et pouvait atteindre plus de la moitié de la longueur totale de la décharge.

● La résistance du dispositif électronique aux très hautes intensités

Il importait de vérifier que le système électronique complexe du générateur d'ions du paratonnerre « Corona » était capable de résister à la puissance considérable mise en œuvre lors d'une décharge orageuse.

On a donc soumis l'ensemble du système à des intensités de décharge supérieures à 100 kA, intensités correspondant à celles que l'on constate dans les décharges naturelles les plus violentes. Ce cycle d'expérimentations s'est déroulé dans les laboratoires de l'EdF et les résultats obtenus démontrent la fiabilité du matériel.

Recommandations pour les installations

L'installation d'un paratonnerre nécessite la prise de quelques précautions quant à la pose du paratonnerre lui-même, de la descente et de la prise de terre. Notre propos n'est pas de donner des conseils aux installateurs puisqu'il est conseillé de faire réaliser les montages par des spécialistes.

Rappelons qu'il existe une législation, complétée par une norme UTE C 17 000 (mai 1980) posant les bases des dispositions à prendre pour obtenir une protection satisfaisante des bâtiments et des installations, ainsi que les moyens de la réaliser convenablement.

Le paratonnerre n'est pas le seul moyen de se protéger de l'orage. Il est utile contre les coups de foudre directs et il a également une action préventive. Mais le coup de foudre provoque aussi des effets indirects, notamment des surtensions dans les lignes électriques ou téléphoniques.

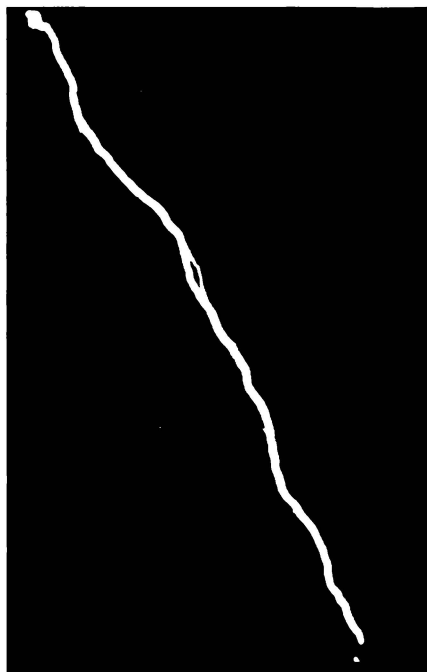


Fig. 23. – Image fixe d'un éclair sur toute la hauteur de la décharge, soit environ 5 mètres. Les parties ascendantes ou descendantes de la décharge sont accompagnées d'ébauches de canaux secondaires respectivement ascendants et descendants. Ce qui est remarquable, c'est la hauteur à laquelle s'effectue la rencontre des leaders ascendants et descendants : la jonction se fait au niveau de l'œil formé par un canal secondaire se refermant sur le canal principal. Ainsi, l'ionisation du paratonnerre Corona est telle que, dans ce cas de figure, l'amorçage se développe sur plus de la moitié de la distance d'éclatement (doc. Héliita).

Les effets indirects de la foudre

Comme le notait *M. Roubinet* lors des Journées d'information sur la foudre (Alger, 16 mai 1983) : « De très loin, la protection contre les surtensions est la plus délicate à réaliser car beaucoup plus complexes sont les phénomènes et plus fragiles les équipements.

On peut répertorier des surtensions comme suit :

- coup de foudre direct sur une ligne et propagé le long de celle-ci jusqu'à chez l'abonné (les abonnés placés en bout de ligne sont particulièrement vulnérables) ;
- coup de foudre au sol provoquant l'élévation de potentiel de celui-ci ;
- chute de foudre propageant son champ électromagnétique ;
- effets inductifs de la foudre s'écoulant par une structure (descente de paratonnerre).

A ces surtensions d'origine atmosphérique viennent s'ajouter :



Fig. 24. – Phases de développement du streamer ascendant à la pointe du paratonnerre ionisant électrique Corona. La lecture se fait de gauche à droite. Le point lumineux situé en bas des clichés correspond au fonctionnement de l'éclateur du paratonnerre Corona (vitesse de prises de vues : 20 millions d'images par seconde – doc. Héliita).

- les chocs électromagnétiques d'origine nucléaire ;
- les manœuvres diverses de commutation et disjonction ;
- les effets d'inductions mutuelles comprenant des contacts accidentels avec des lignes de tension plus élevées ;
- les parasites multiples générés par l'utilisateur lui-même ou son voisinage immédiat et réinjectés sur le réseau ».

Bien que les lignes d'alimentation soient équipées de transformateurs et de parafoudres haute tension, des surtensions parviennent néanmoins jusqu'aux équipements électriques ou électroniques. Ces surtensions d'origine atmosphérique (ou du secteur) sont amorties par l'équilibrage des phases et de décharge dans le milieu gazeux des parafoudres reliés à la terre. *Franklin France* réalise des modules de protection combinant : parasurtension-varistance, permettant d'obtenir un temps de réponse inférieur à 25 ns et une capacité d'écoulement de 10 kA entre phases et terre et 2 500 A entre phase et phase et neutre. L'écrêtage obtenu varie entre 400 V et 800 V en fonction de la raideur du front d'onde.

Le principe est le suivant : l'amorçage du parasurtension à gaz va en effet permettre la dérivation immédiate de l'impulsion à la terre et son extinction tout aussi immédiate évitera le risque de micro-coupures sur le réseau concerné. De retour à l'état de veille, le dispositif est à nouveau prêt à fonctionner. En cas de détérioration, le module signale sa fin de vie en se mettant en court-circuit.

La protection des équipements

La protection des équipements électriques nécessite un écrêtage compatible avec les composants utilisés. On utilise un dispositif complémentaire comportant un filtre, triac, diodes Zener et varistances. Les performances du module-filtre assurent alors un temps de réponse de quelques picosecondes, un écrêtage à 400 V quelle que soit la raideur du front d'onde.

Les installations téléphoniques, les centraux et les postes d'abonnés peuvent être protégés, de même que tous les équipements de télétransmission des données. Il serait trop long d'énumérer tous les dispositifs prévus. Citons également les compteurs de coups de foudre, les avertisseurs d'orage, etc. La foudre, phénomène complexe dans sa manifestation et ses conséquences, n'a pas fini de nous dévoiler ses secrets. L'une des conséquences les plus importantes de la foudre, par ses effets indirects, est le rayonnement électromagnétique (VHF, UHF) de l'éclair. Les travaux effectués actuellement au *CNET* montrent que ce rayonnement peut être assimilé, pendant quelques centaines de microsecondes par impulsion, à une antenne de plusieurs kilomètres de hauteur parcourue par des impulsions de courant de 10 à 80 kA. Mais ceci pourrait faire l'objet d'une autre étude.

J. Trémolières



Adresses utiles

Hélita, 116, rue du Bac, 75007 Paris.
Tél. : 544.38.79.

Duval-Messien, 103, bd Malesherbes,
75008 Paris. Tél. : 561.08.01.

Franklin France, 49, rue de Patay,
75013 Paris. Tél. : 586.01.92.

Desautel, (installateur), 99, rue Pierre-
Corneille, 69421 Lyon Cedex. Tél. :
(7) 860.51.34.

Sodelec, (installateur), 70, chemin de
Gabardie, 31200 Toulouse. Tél. : (61)
48.48.77.

Doleac, 46, rue Paul-Antin, 33800
Bordeaux. Tél. : (56) 91.61.11.

Indelec, 143, rue Ferin, 59500 Douai.
Tél. : (27) 97.28.28.

Caradeau, 72, Rue J.-P.-Timbaud,
75011 Paris. Tél. : 357.10.05.

EdF, Direction des Etudes et Recher-
ches, 1, av. du Général-de-Gaulle,
92141 Clamart. Tél. : 765.43.21.

CNET, 38-40, rue du Général-Leclerc,
92131 Issy-les-Moulineaux.

Bibliographie

[1] Groupe de Recherches de Saint-
Privat-d'Allier – Huit ans d'expé-
rience sur la foudre à Saint-Pri-
vat-d'Allier. *Rev. Gen. Elect.*
Sept. 1982, p. 561-582.

[2] Gary C – Cimador A. – Fieux R.
– La foudre : Etude du phéno-
mène. Applications à la protec-
tion des lignes de transport. *Rev.*
Gen. Elect. Janv. 1975, p. 44-
62.

[3] Newman MM – Problems of at-
mospheric and space electricity.
Coronitt Edit. Elsevier 1965,
p. 482-490.

[4] Few Arthur – Le tonnerre, in
« Les phénomènes naturels » –
Bibliothèque pour la science.
Edit. Pour la Science, Paris
1978, p. 31-41.

[5] Gariel C M – Traité pratique
d'électricité, T II, *Doin Edit.* 1886.

[6] Gary C – Les principes physi-
ques guidant la protection des
bâtiments contre la foudre. *Rev.*

Gen. Elect. Mai 1980, p. 351-
367.

[7] Riou J G – La foudre : Mieux la
connaître pour mieux s'en proté-
ger. *Rev. Gen. Sec.* n° 15, juin-
juil. 1982, p. 21-31.

[8] Trémolières J. – La foudre : Pro-
tection et prévention. *Rev. de la*
Protection, n° 105, juin 1967,
p. 29-40.

[9] Hamelin J. – Leteinturier C. – La
foudre, 1^{re} partie : Mécanisme et
impact direct. *L'Echo des Re-*
cherches n° 108, avril 1982,
p. 3-14.

[10] Hamelin J. – Leteinturier C. – La
foudre, 2^e partie : Effets à dis-
tance. *L'Echo des Recherches*
n° 109, juil. 1982, p. 15-22.

[11] Roubinet M. – La foudre : 3^e par-
tie : Effets, conséquences, pro-
tections. *Journées d'Information*
sur la foudre. Alger, 16 mai
1983.



Au cœur du problème

Mémoire
100
mesures.

Précision
0,03 %
10A direct.

Gamme
automatique
rapide.

10 mΩ
200 MΩ.

Alternatif
≤ 100 kHz.

Mesure dB
avec 0,01 dB
résolution.

Logiciel
Calibration
numérique.

Interface
IEEE gammes
programmables.



Multimètre Automatique Modèle 175

KEITHLEY

Keithley Instruments SARL
2 bis, rue Léon-Blum - B.P. 60
91121 Palaiseau cedex
Tél. (6) 011.51.55 - Télex : 600 933 F.



Principes et applications des circuits intégrateurs

Les circuits intégrateurs sont souvent utilisés dans l'industrie électronique. Ils réalisent l'opération mathématique d'intégration, le plus souvent par rapport au temps, sur la variable d'entrée, le résultat étant présenté soit sous forme analogique, soit sous forme numérique.

Historiquement, on constate que, depuis fort longtemps, de petites machines mécaniques (intégrateur de *Amsler*, intégrateur de *Coradi*) étaient utilisées dans les bureaux d'études pour le calcul des surfaces, le tracé des courbes intégrales, la détermination de centres de gravité ou de moments d'inertie. Mais le manque de précision, l'encombrement et l'entretien prohibitifs de ces machines ont fait chercher une solution électronique, qui permettait d'autre part d'automatiser aisément les calculs. Ainsi, dès 1940, le principe de l'intégrateur électronique était trouvé, l'amplificateur utilisant des tubes à vide.

Depuis lors, les techniques de réalisation n'ont cessé de s'améliorer, notamment depuis la venue des amplificateurs opérationnels intégrés. Parallèlement, le champ d'application n'a cessé de s'étendre : simulation, automatisme, mesure, filtrage, traitement de l'information ; autant de domaines qui utilisent, aujourd'hui, largement les intégrateurs. Mais on exige aussi des circuits aux performances de plus en plus poussées, et une connaissance superficielle ne suffit plus, souvent, pour réaliser des montages adaptés. Ainsi donc allons-nous examiner les principaux problèmes qui se posent, pour passer ensuite en revue les principaux montages disponibles. Mais, pour commencer, nous allons examiner le principe de base des circuits intégrateurs.

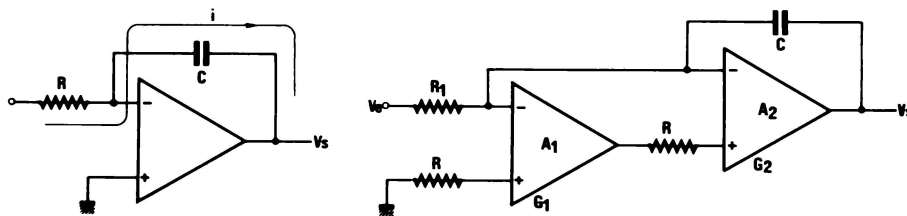


Fig. 1 (à gauche) et 2 (à droite).

Principes de l'intégrateur

Intégrateur inverseur simple

Le montage de base d'un intégrateur est représenté en figure 1. L'ampli-op étant supposé parfait, on peut écrire :

$$i = \frac{v_e}{R} = -C \frac{dv_s}{dt}$$

d'où l'on tire

$$v_s = -\frac{1}{RC} \int v_e \cdot dt$$

On voit donc que l'on obtient à la sortie du montage l'intégrale de la tension d'entrée par rapport au temps, avec un facteur d'échelle de $1/RC$. Le produit RC est appelé la constante de temps du circuit, c'est-à-dire le temps au bout duquel on aura $v_s = v_e$ pour $v_e = \text{constante}$.

Comme on emploie le plus souvent, pour simplifier les calculs, une notation symbolique, l'impédance du condensateur s'écrivant $1/C_p$, on a :

$$\frac{v_s}{v_e} = -\frac{1}{RC_p} = -\frac{1}{\tau_p}$$

Erreurs de calcul

Si l'intégrateur est un circuit qui présente une très bonne immunité aux parasites il est, par contre, sensible à certaines imperfections du montage. Par exemple, une petite erreur d'entrée intégrée pendant un temps important peut donner une valeur de sortie totalement erronée. On peut définir quatre causes d'erreur dans le montage :

- gain limité de l'ampli-op., au lieu d'un gain idéal infini,
- décalage en tension d'entrée de l'ampli-op.,
- courant de polarisation de l'ampli-op.,
- courant de fuite du condensateur.

Erreur apportée par la limitation du gain

Si on considère que l'ampli-op a un gain fini G tout en restant parfait à tous autres égards, la fonction de transfert de la figure 1 devient :

$$\frac{v_s}{v_e} = -\frac{1}{RC_p + \frac{1}{G} + \frac{RC_p}{G}}$$

$$\# -\frac{1}{RC_p + \frac{1}{G}} = -\frac{G}{1 + GRC_p}$$

Car le terme RC_p/G est négligeable devant RC_p .

Par contre, $1/G$ n'est pas forcément négligeable devant RC_p , car ce dernier terme tend vers zéro pour le continu.

Appliquons maintenant à l'entrée un échelon d'amplitude E . La transformée de Laplace est : $v_e(t)] E/p$.

$$d'où : v_s(t)] -\frac{EG}{p(1 + GRC_p)}$$

$$= -\frac{EG}{p(1 + \tau_p)}$$

en posant $\tau = GRC$.

Si on repasse à la réponse temporelle, on trouve :

$$v_s(t) = -EG[1 - \exp(-t/\tau)]$$

et, en faisant un développement limité de l'exponentielle, on obtient :

$$v_s(t) = -EG[1 - 1 + \frac{t}{\tau} - \frac{t^2}{2\tau^2} + \dots]$$

$$\# -EG \frac{t}{\tau} - \frac{t^2}{2\tau^2}$$

Si l'ampli avait eu un gain infini, on aurait obtenu

$$v_s(t) = -\frac{E}{RC}t$$

On voit donc que la réponse temporelle est entachée d'une erreur correspondant au terme : $t^2/2\tau^2$.

L'erreur relative introduite est :

$$\epsilon = \frac{t^2/(2\tau^2)}{t/\tau} = \frac{t}{2\tau}$$

Par exemple, pour $RC = 1$, $G = 10^5$, on obtient une erreur de 1 % au bout de 33 mn de calcul. On voit donc que cette erreur doit être prise en compte lors de l'étude du circuit si l'on doit opérer sur des durées d'intégration relativement longues.

Par exemple, une solution consiste, dans ce cas, à utiliser le montage de la figure 2. La fonction de transfert s'écrit :

$$\frac{v_s}{v_e} = -\frac{1}{R_1 C_p + \frac{1 + R_1 C_p}{G_1 \cdot G_2 + G_2}}$$

et l'on sait que le terme parasite possède comme quotient $G_1 \cdot G_2 + G_2$, valeur beaucoup plus grande que le gain d'un seul amplificateur.

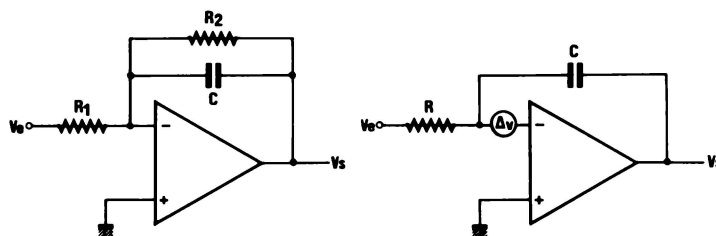


Fig. 3 (à gauche) et 4 (à droite).

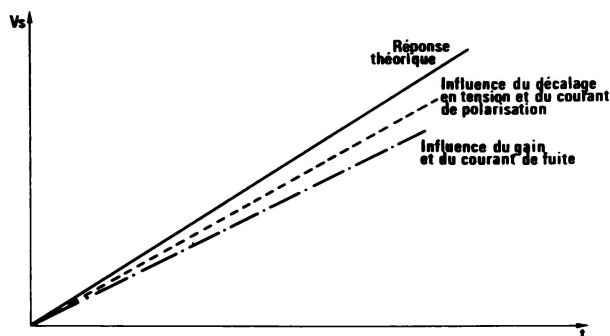


Fig. 5.

Influence du courant de fuite

Si on suppose que le courant de fuite du condensateur est proportionnel à la tension, on peut le représenter par une résistance \$R_2\$ en parallèle sur la capacité \$C\$ (fig. 3).

La fonction de transfert du circuit s'écrit :

$$\frac{v_s}{v_e} = - \frac{R_2/R_1}{p(\tau_p + 1)} \text{ avec } \tau = R_2 C.$$

Et la réponse temporelle à un échelon d'entrée d'amplitude \$A\$ sera :

$$v_s = A \cdot \frac{R_2}{R_1} \left[1 - \exp\left(-\frac{t}{\tau}\right) \right]$$

Cette expression est semblable à celle déjà rencontrée lors de l'étude de la limitation de gain ; l'influence du courant de fuite du condensateur sera donc de même nature.

Influence de la tension de décalage et du courant de polarisation

Le décalage de tension de l'ampli peut être représenté par un générateur monté en série avec l'entrée inverseuse (fig. 4).

La réponse temporelle à un échelon de décalage est :

$$v_s = \Delta v \left(1 + \frac{t}{\tau} \right) \text{ avec } \tau = RC$$

On constate donc qu'il y a une intégration de l'erreur d'entrée.

De même, le courant de polarisation de l'ampli peut être représenté par un générateur de courant monté en série avec l'entrée inverseuse. La

réponse temporelle en sortie à un échelon de courant de polarisation \$I_e\$ sera :

$$v_s = \frac{I_e}{C_p}$$

Compensation des erreurs

On a vu que, sur les quatre causes prépondérantes d'erreur, deux se ramènent à une intégration de l'erreur (décalage de tension et courant de polarisation), tandis que les deux autres (gain fini de l'ampli et courant de fuite du condensateur) introduisent un terme en \$t^2/2 \tau^2\$ qui se soustrait au résultat théorique. La figure 5 représente l'influence de ces erreurs.

On voit donc que, si la durée de calcul est relativement brève, les influences du décalage en tension et du courant de polarisation sont prépondérantes. Par contre, si le temps d'opération est long, les influences du gain et du courant de fuite peuvent devenir primordiales.

Les remèdes applicables pour réduire ces erreurs sont spécifiques aux causes :

- L'amplificateur opérationnel utilisé devra avoir, autant que possible, un très grand gain. Si ce n'est pas le cas, utiliser un montage à deux amplificateurs (fig. 2).

- Le condensateur devra être à faible courant de fuite et le diélectrique employé ne devra pas présenter de phénomène de polarisation. L'emploi de condensateur téflon, polyéthylène ou polycarbonate est donc recommandé.

- L'amplificateur devra avoir une très grande résistance d'entrée. Les circuits à TEC d'entrée sont donc parti-

culièrement conseillés (par exemple, le LH 0022 de NS qui a \$10^{12} \Omega\$ de résistance d'entrée). Si, pour des raisons particulières, un autre type d'amplificateur est choisi, il pourra être nécessaire de compenser le courant de polarisation.

- Le réglage de la tension de décalage devra être soigné. Pour les montages les plus rudimentaires, une résistance de forte valeur montée en parallèle sur le condensateur d'intégration évitera que la dérive entraîne la sortie en saturation.

- Enfin, on minimisera comme d'habitude le décalage de courant d'entrée en câblant dans chaque voie une résistance équivalente identique.

De plus, il est quelquefois souhaitable de munir les circuits intégrateurs d'une protection particulière. Celle-ci est constituée par une résistance de faible valeur montée soit en série avec le condensateur d'intégration (fig. 6a), soit directement sur l'entrée inverseuse pour les amplificateurs à entrée T.E.C. (fig. 6b). Ce dispositif a pour but de protéger l'entrée, lors de la coupure des tensions d'alimentation, contre la décharge du condensateur. En effet, on sait que les amplificateurs opérationnels sont spécifiés pour des tensions d'entrée inférieures ou égales à la tension d'alimentation.

La figure 6 représente sur deux montages pratiques l'ensemble des solutions envisageables.

Schémathèque d'applications

Intégrateur avec RAZ

Une fois que tous les remèdes précédemment énoncés ont été employés pour réduire la dérive, il se trouve parfois que celle-ci a une valeur trop grande pour l'application envisagée. Une solution consiste alors, si cela est possible, à rendre le calcul cyclique. La durée de calcul étant diminuée, cela permet de réduire d'autant les erreurs. Par exemple, le montage de la figure 7a pourra être utilisé pour calculer la position à partir de la vitesse d'un mobile. La RAZ sera effectuée à chaque fois que le mobile sera à un point connu : repère zéro degré d'une antenne radar en balayage, repère milieu de piste d'un curseur, etc.

L'introduction d'une porte analogique entraîne cependant des erreurs supplémentaires. On distingue :

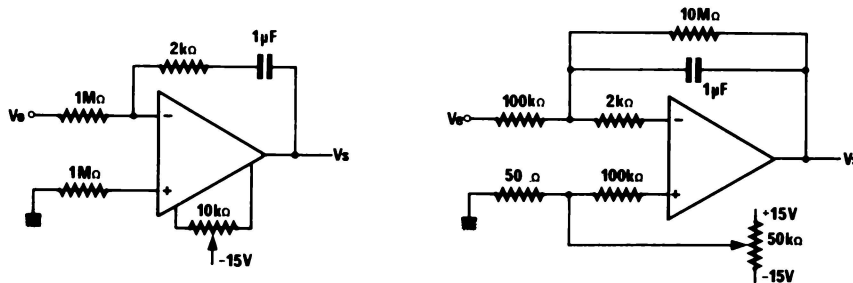


Fig. 6 a (à gauche) et 6 b (à droite).

– Le courant de fuite du commutateur ouvert, qui est souvent supérieur à celui du condensateur ou au courant de polarisation de l'ampli, si celui-ci est à entrée T.E.C.

– Lors de l'ouverture de la porte après la RAZ, un signal négatif est appliqué sur la grille du commutateur employé (TEC ou MOS). L'apparition de ce signal provoque, au travers des capacités parasites, l'apparition d'une charge parasite qui est stockée dans le condensateur d'intégration. C'est le phénomène de « l'erreur à la transition » dans les circuits échantillonneurs-bloqueurs (fig. 7a).

Pour ces raisons, on préfère employer le schéma de la figure 7b. La présence de deux portes en série réduit le courant de fuite, tandis que la présence de R_M au point milieu réduit la transmission de charge au travers des capacités parasites.

Intégrateur à dérive compensée

Le moyen le plus efficace pour réduire l'influence des décalages d'entrée est de réaliser une compensation automatique de la dérive (fig. 8). Il est alors nécessaire d'ajouter deux échantillonneurs-bloqueurs. Le grand avantage d'un tel circuit est qu'il permet de s'affranchir de la variation de la dérive dans le temps et en température.

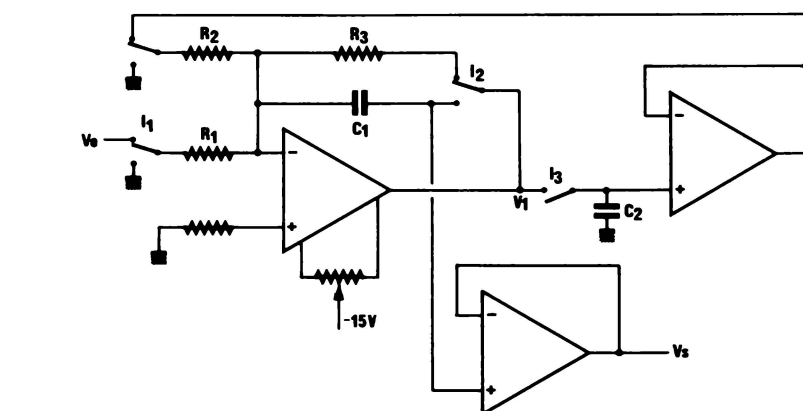


Fig. 8.

I_1 , I_2 et I_3 étant au repos, v_s représente l'intégrale de v_e . Puis I_1 , I_2 et I_3 commutent. La tension de sortie reste alors figée à la valeur précédente. Pendant ce temps, l'intégration affiche une tension v_1 représentative de l'erreur de décalage, qui est mise en mémoire dans C_2 , puis réinjectée en contre-réaction lorsque I_1 , I_2 et I_3 reviennent au repos.

Compensation du courant d'entrée

Si pour des raisons spécifiques on désire réaliser un intégrateur performant sans employer un amplificateur à haute impédance d'entrée, une compensation du courant de polarisa-

tion devient alors indispensable. Le montage de la figure 9 permet de la réaliser simplement. Grâce au réglage de R_3 , il est, par la même occasion, possible d'annuler la tension de décalage.

La diode permet une régulation de la tension d'alimentation avec R_4 montée en série. D'autre part, la chute de tension directe dans la diode augmente avec la température, approximativement dans les mêmes proportions que le courant de polarisation d'un amplificateur standard. Ainsi, la compensation reste toujours efficace malgré les variations de température.

Intégrateur rapide

Du fait qu'il intègre la valeur d'entrée, un circuit intégrateur est bien protégé contre les parasites. Cependant, lorsque l'on désire obtenir une constante de temps très petite, les parasites basse fréquence peuvent alors perturber les mesures. Le montage de la figure 10 permet d'éliminer l'influence des parasites, et donc de réaliser un intégrateur rapide.

Un calcul simple permet de trouver la fonction de transfert du circuit :

$$\frac{V_s}{V_e} = - \frac{1}{A} \frac{1}{p(\tau_p + 1)}$$

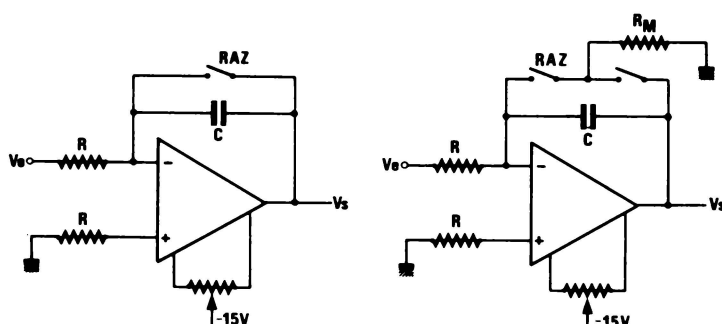


Fig. 7 a (à gauche) et 7 b (à droite).

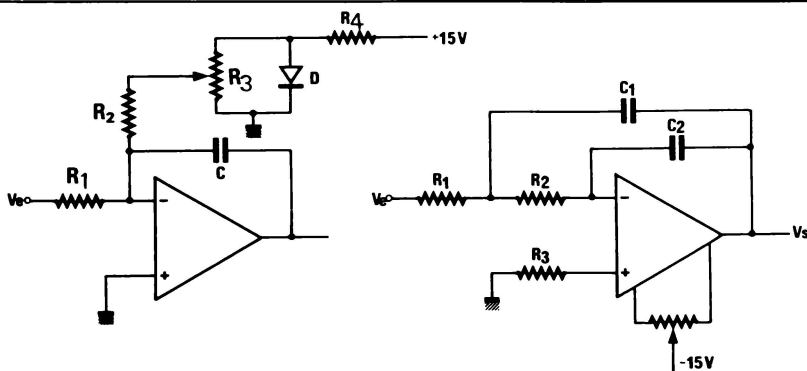


Fig. 9 (à gauche) et 10 (à droite).

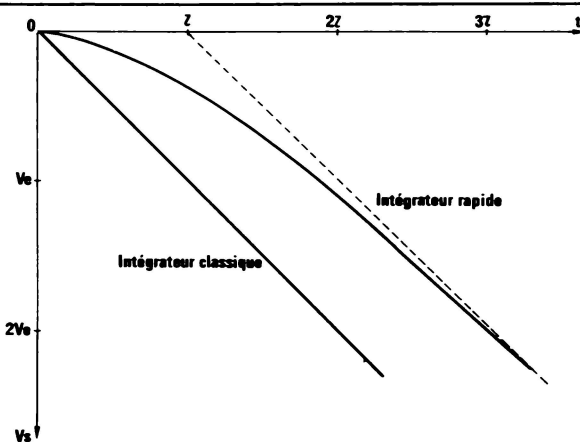


Fig. 11.

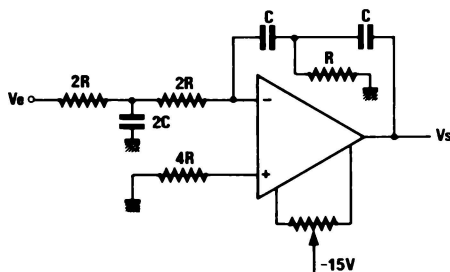


Fig. 12.

avec $A = R_1C_1 + R_2C_2 + R_1C_2$
et $\tau = \frac{R_1C_1 R_2C_2}{R_1C_1 + R_2C_2 + R_1C_2}$

La réponse à un échelon d'entrée V_e/p est :

$$V_s = -\frac{\tau V_e}{A} \left[\frac{t}{\tau} + e^{-t/\tau} - 1 \right]$$

Sur la figure 11 est représentée la réponse temporelle à un échelon d'entrée du circuit rapide, qui est comparée à celle que fournirait un intégrateur classique.

Si on choisit R_2 et C_2 suffisamment petits pour que :

$$R_1C_1 \gg R_2C_2 + R_1C_2,$$

on a alors : $\tau \approx R_2C_2$

$$\text{et } \frac{1}{A} = \frac{1}{R_1C_1}$$

et l'on peut approximer la sortie à $V_s = 0$ pour $t \in [0, R_2C_2]$

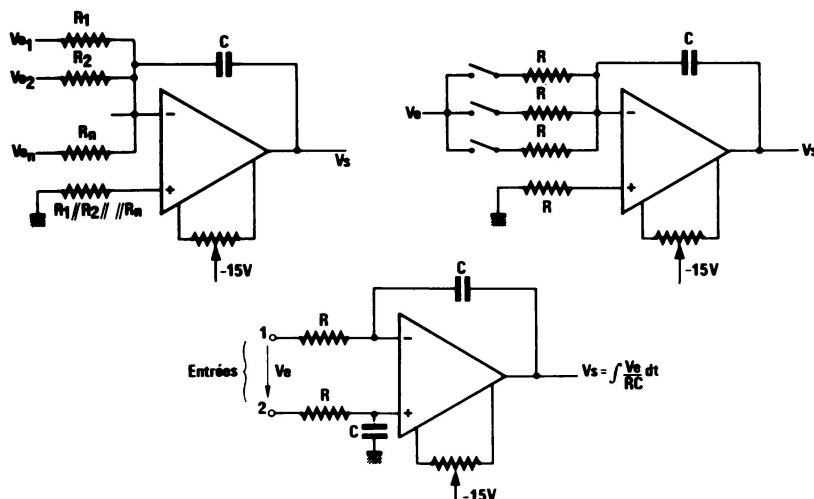
$$V_s = -\frac{V_e}{R_1C_1 p} \text{ pour } t \in [R_2C_2, \infty [$$

On voit que le circuit rapide est équivalent à un intégrateur classique de constante de temps $\tau_1 = R_1C_1$, plus un retard $\tau_2 = R_2C_2$ en réponse de sortie. Celui-ci est choisi pour éliminer les parasites au-delà de la fréquence maximale de travail.

Intégrateur double

On peut obtenir une double intégration en connectant deux intégrateurs en série. Cependant, le même résultat peut être obtenu avec un seul amplificateur, grâce au montage de la figure 12.

La fonction de transfert du circuit est :



De gauche à droite, fig. 13 (en haut à gauche), fig. 14 (en haut à droite), fig. 15 (en bas).

$$\frac{v_s}{v_e} = - \frac{1}{(2 RC_p)^2}$$

Bien entendu, un tel circuit est encore plus sensible qu'un intégrateur classique aux erreurs de calcul, et les différents moyens de compensation déjà indiqués devront être soigneusement étudiés.

Intégrateur sommateur

S'il est nécessaire de réaliser des opérations arithmétiques telles que additions en plus du calcul de l'intégrale, il est possible de les obtenir avec un seul circuit (fig. 13).

On a :

$$v_s = - \int \left(\frac{v_{e1}}{R_{1C}} + \frac{v_{e2}}{R_{2C}} + \dots \right) dt$$

$$\dots + \frac{v_{en}}{R_{nC}} \Big) dt$$

Intégrateur à constante de temps programmable

Du même principe s'inspire l'intégrateur programmable, qui est utilisé si l'on désire faire varier la constante de temps du circuit (fig. 14).

Ce montage possède cependant l'inconvénient d'avoir des résistances différentes aux deux entrées de l'amplificateur, ce qui ne permet pas de minimiser l'erreur due au courant de polarisation.

La commutation de plusieurs capacités avec une résistance d'entrée fixe permet de s'affranchir de cet inconvénient, mais le montage sera en général plus cher et plus volumineux.

Intégrateur différentiel et direct

Nous n'avons jusqu'ici considéré que des montages inverseurs. Un schéma de type différentiel est donné à la figure 15. Le montage peut aussi être utilisé en intégrateur direct en reliant l'entrée 1 à la masse.

Ce montage présente l'inconvénient d'utiliser deux résistances et deux capacités de précision. La précision est donc inférieure au montage inverseur. Pour cette raison, on préfère souvent employer le schéma suivant pour réaliser un intégrateur différentiel ou direct.

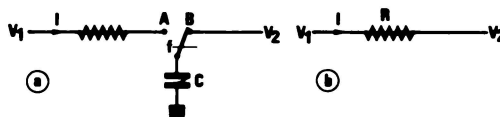


Fig. 16.

Intégrateur à simulation résistive

La simulation résistive est une nouvelle technique universelle qui se révèle d'un emploi précieux dans tous les domaines de l'électronique, depuis que les progrès de la technologie des commutateurs MOS l'ont rendue possible.

Considérons la figure 16a. Le condensateur C est connecté successivement aux points A et B avec une fréquence f. On applique la tension v1 à l'entrée, et on recueille v2 à la sortie. A chaque cycle, le condensateur acquiert à l'entrée la quantité d'électricité :

$$Q_1 = C \cdot v_1$$

Après sa décharge à la sortie, il lui reste :

$$Q_2 = C \cdot v_2$$

Donc, il transmet à chaque cycle la quantité d'électricité :

$$\Delta Q = Q_1 - Q_2 = C (v_1 - v_2)$$

Ce qui correspond à un courant moyen :

$$I = \frac{\Delta Q}{T} = \frac{C (v_1 - v_2)}{T}$$

avec $T = 1/f$ la durée du cycle.

Le système est équivalent à une résistance (fig. 16b) de valeur :

$$R = \frac{v_1 - v_2}{I} = \frac{v_1 - v_2}{C(v_1 - v_2)} T$$

$$= \frac{T}{C} = \frac{1}{Cf}$$

La valeur de la résistance équivalente est indépendante des tensions d'entrée et de sortie. Le système condensateur + commutateur pourra donc parfaitement simuler une résistance réelle, pourvu que f soit suffisamment élevée. Un des grands avantages de cette nouvelle technique est que la valeur de la résistance est ajustable de manière dynamique en faisant varier la fréquence de commande.

Ce principe permet de réaliser un intégrateur différentiel ou direct très simple à constante de temps ajustable (fig. 17).

$$R_{\text{équivalente}} = \frac{1}{C_1 f}$$

$$v_s = \frac{C_1 f}{C_2} \int v_e \cdot dt$$

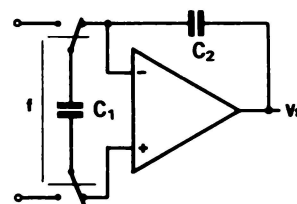


Fig. 17.

Intégrateur à amplificateur de Norton

Avec l'amplificateur LM 3900 de NS, qui est un amplificateur de Norton, on peut réaliser une foule de nouveaux circuits intéressants, parmi lesquels figure un circuit intégrateur direct à un seul condensateur.

Bien que le fonctionnement de l'amplificateur de Norton à miroir de courant soit largement connu, nous allons le résumer brièvement. L'amplificateur est schématisé sur la figure 18. L'attaque a lieu en courant et non plus en tension. On peut résumer le fonctionnement en disant que, en réponse à un courant i1 d'entrée, la tension de sortie vs croîtra jusqu'à l'obtention d'un courant i2 égal à i1.

On obtient donc la relation :

$$v_s = G (i_1 - i_2)$$

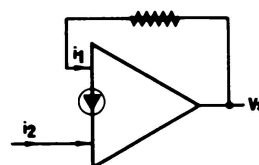


Fig. 18.

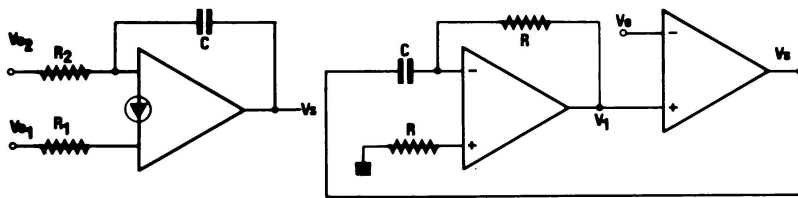


Fig. 19 (à gauche) et 20 (à droite).

Avec cet amplificateur, du fait de l'attaque en courant, les entrées ne devront jamais être reliées directement à une source de tension. En interposant une impédance entre la source de tension et l'entrée, le potentiel de celle-ci reste toujours proche de la masse.

La réalisation d'un intégrateur différentiel avec un amplificateur de Norton est montrée à la figure 19.

On a, pour $v_{e1} > v_{e2}$

$$v_s = \int \left(\frac{v_{e1}}{R_1 C} - \frac{v_{e2}}{R_2 C} \right) dt$$

Si on désire simplement un intégrateur direct, on supprime R_2 , et l'on a :

$$v_s = \int \frac{v_{e1}}{R_1 C} dt$$

On peut aussi réaliser un intégrateur direct avec RAZ. L'entrée de RAZ est alors appliquée sur v_{e2} , et on choisit $R_2 \ll R_1$. Une impulsion très courte suffit alors pour décharger l'intégrateur.

Deux limitations interviennent dans l'emploi de ces circuits :

- Le courant i_1 doit toujours être positif.
- On asservit i_2 à ne pas être inférieur à i_1 . Mais si on fournit un courant $i_2 \gg i_1$, le fonctionnement du circuit ne permet pas d'augmenter i_1 .

C'est pour cela que l'emploi des amplificateurs de Norton est essentiellement réservé au cas où l'on dispose d'une alimentation d'une seule polarité. Mais, comme l'amplificateur de Norton permet de réaliser un intégrateur direct avec un seul condensateur, on peut chercher à le réaliser à l'aide d'amplificateurs opérationnels classiques, qui accepteront tous les signes de courant. Ceci se réalise très simplement en intercalant un convertisseur tension-courant sur l'entrée de l'amplificateur (fig. 20).

$$v_1 = RC \frac{dv_s}{dt} = v_e$$

$$v_s = \frac{1}{RC} \int v_e dt$$

Intégrateur analogique-numérique

Les circuits précédemment étudiés réalisaient l'intégration de la variable d'entrée par rapport au temps. Si l'on désire intégrer par rapport à une autre variable que le temps, il est nécessaire d'employer une nouvelle technique, telle que les intégrateurs analogique-numérique.

Par exemple, on désire réaliser l'opération $\int y \cdot dx$, avec y et x deux variables liées, la variable x devant, de plus, être toujours croissante (comme le temps). Le premier but est déjà d'obtenir les variations de x sous une forme fréquentielle ; cela signifie que, à chaque variation, Δx de x , une impulsion sera émise. La fréquence de ces impulsions sera donc proportionnelle à la vitesse de variation de x , c'est-à-dire sa dérivée. Cette fonction peut être simplement résolue par le schéma de la figure 21a.

Le compteur se comportant comme un intégrateur numérique vis-à-vis d'une entrée fréquentielle, le schéma de la figure 21a peut se ramener à la figure 21b, avec :

- α_1 le gradient du convertisseur tension/fréquence (VFC) ;

- α_2 le gradient du convertisseur analogique/digital (ADC).

La fonction de transfert S/E s'écrit alors simplement :

$$\frac{S}{E} = \frac{\alpha_1}{1 + \frac{\alpha_1 \alpha_2}{p}} = \frac{1}{\alpha_2} \left(\frac{p}{1 + \frac{p}{\alpha_1 \alpha_2}} \right)$$

On obtient donc bien un différentiateur analogique/fréquentiel pour toutes les fréquences d'entrée inférieures à :

$$\frac{\alpha_1 \alpha_2}{2 \pi}$$

Maintenant que l'on sait obtenir les variations Δx sous forme d'impulsions, nous pouvons envisager l'intégration de y par rapport à x (fig. 22).

Lorsqu'une impulsion représentant un Δx survient, l'interrupteur I_2 s'ouvre et l'interrupteur I_1 se ferme. Le premier échantillonneur-bloqueur mémorise donc la valeur de

$$\mathcal{E} = Y(n+1) + \sum_{i=0}^{i=n} Y(i)$$

dans la capacité C_1 . Lorsque l'impulsion disparaît, on retourne à l'état I_1 ouvert et I_2 fermé. La valeur stockée en C_1 est alors transférée en C_2 , qui la garde en mémoire. On a donc en sortie :

$$v_s = Y(n+1) + \sum_{i=0}^{i=n} Y(i) = \sum_{i=0}^{i=n+1} Y(i) \dots$$

qui représente bien l'intégrale cherchée.

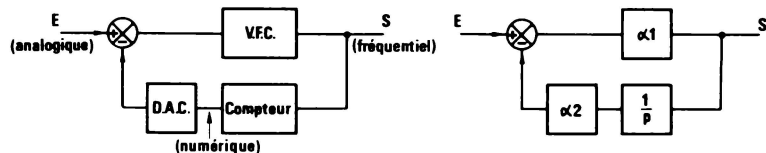


Fig. 21 a (à gauche) et 21 b (à droite).

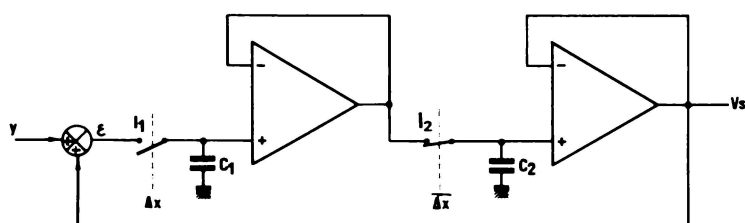


Fig. 22.

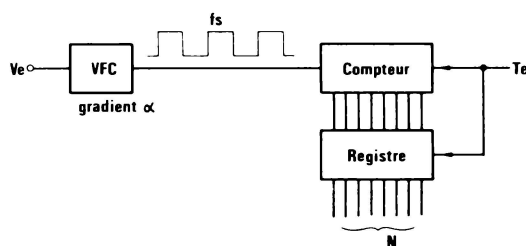


Fig. 23.

Intégrateur numérique câblé

On désire quelquefois que le signal intégré soit présenté sous forme numérique. Ceci est spécialement avantageux lorsqu'on veut effectuer un traitement complexe sur le signal de sortie. Plutôt que de faire suivre un intégrateur analogique par un convertisseur analogique-numérique, on préfère employer un montage qui délivre directement le signal de sortie sous forme numérique (fig. 23).

Ce montage est constitué d'un convertisseur tension-fréquence (VFC), qui délivre en sortie une fréquence $f_s = \alpha V_e$. L'opération d'intégration proprement dite est effectuée par le compteur. Celui-ci somme les impulsions f_s . A la fin d'une période d'échantillonnage T_e , le registre mémorise la valeur du compteur, qui est alors :

$$N = \int_{t=0}^{t=T_e} f_s dt = \int_0^{T_e} \alpha \cdot V_e \cdot dt$$

Puis le compteur est remis à zéro, et une nouvelle valeur de l'intégrale est calculée.

On remarquera en passant que, si V_e varie lentement, en prenant α grand et T_e faible, le signal d'entrée peut être considéré constant sur une période de calcul : on a alors réalisé un convertisseur analogique-numérique de très faible coût, avec :

$$N = \alpha \cdot T_e \cdot V_e$$

En tant qu'intégrateur, le montage précédent comporte plusieurs avantages :

- Si la durée de calcul est très longue, on élimine les dérives des montages précédents dues au courant de fuite du condensateur et au courant de polarisation de l'ampli-op.

- On peut facilement rentrer une constante d'intégration au départ du calcul : il suffit, pour cela, de procéder

à un chargement parallèle du compteur.

Tous ces avantages font employer un intégrateur numérique lorsqu'on doit effectuer des calculs précis sur des durées très longues. Ceci est par exemple le cas dans la mesure de très faibles flux lumineux en astronomie, où le calcul d'intégration dure usuellement une douzaine d'heures.

Intégrateur numérique programmé

On peut réaliser aisément une opération d'intégration par programma-

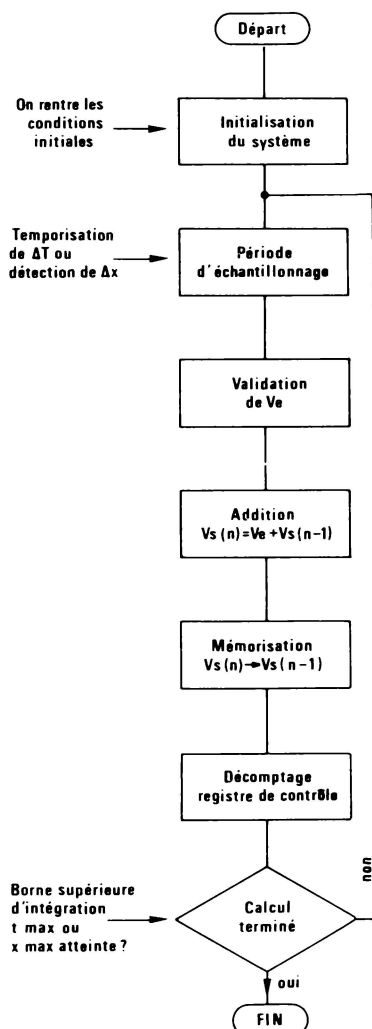


Fig. 24.

tion numérique. Pour cela, plutôt que d'employer une méthode empirique, nous partirons de la transformée de Laplace d'un intégrateur analogique qui s'écrit :

$$F(p) = \frac{1}{p}$$

et dont on sait qu'elle donne la transformée en z :

$$F(z) = \frac{1}{1 - z^{-1}}$$

où z^{-1} signifie un retard d'une période d'échantillonnage.

On a donc :

$$\frac{V_s}{V_e} = \frac{1}{1 - z^{-1}}$$

$$\text{d'où } V_s(1 - z^{-1}) = V_e$$

Donc, en calculant V_s après n périodes d'échantillonnage, on aura :

$$V_{s(n)} - V_{s(n-1)} = V_e$$

et

$$V_{s(n)} = V_e + V_{s(n-1)}$$

L'établissement du programme n'offre donc aucune difficulté, il suffit d'additionner la valeur d'entrée V_e à la valeur de sortie $V_{s(n-1)}$ qui avait été obtenue à l'addition précédente. L'organigramme général est montré à la figure 24.

L'intégrateur numérique programmé possède une forte puissance de calcul associée à une très grande souplesse. Ainsi, il peut effectuer des calculs très longs sans introduire aucune erreur théorique, et la détermination des paramètres de calcul, tel que la constante de temps d'intégration, est faite par logiciel, ce qui permet des modifications aisées.

Ainsi une intégration par rapport à dx au lieu de dt s'obtient très facilement en remplaçant la temporisation Δt par l'attente d'une impulsion Δx .

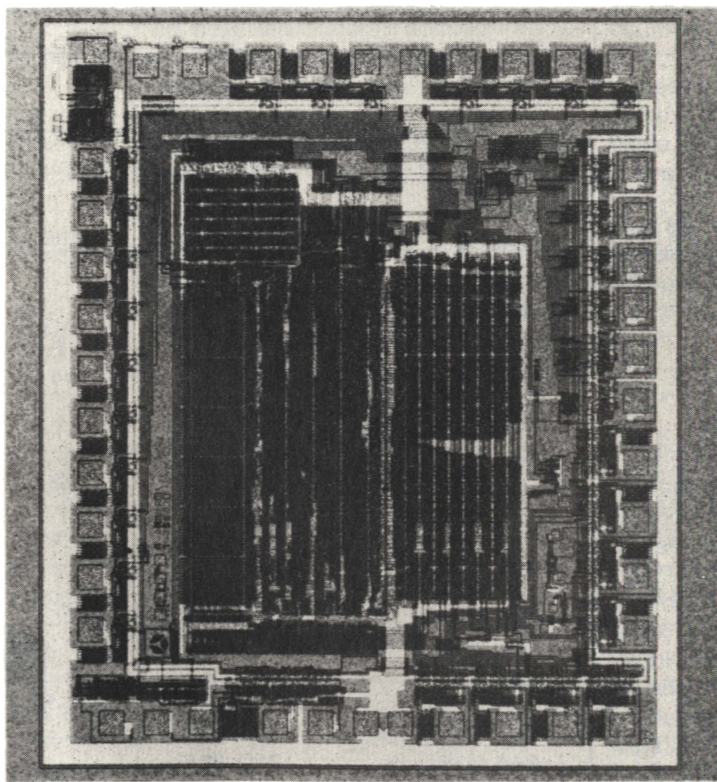
Cependant, cette technique n'est pas toujours parfaitement adaptée au calcul en temps réel. En effet, toute pointe de V_e comprise entre deux instants de validation ne sera pas prise en compte. Un autre inconvénient réside dans le fait qu'il faut employer un matériel encombrant et coûteux, qui ne peut se justifier que dans les applications complexes. Ainsi cette technique de calcul d'intégrale est-elle réservée aux calculateurs d'usage général et aux grands systèmes possédant un calculateur central.

A. Ripaux



Un microcalculateur « de choc » : le EF 6805 CT

Le marché des microcalculateurs est actuellement l'un des plus dynamiques et des plus évolutifs qui soient. Particulièrement représentative de cette évolution, la « famille » 6805 vient de s'enrichir d'un composant particulièrement performant : le 6805 CT, développé par Thomson Semi-conducteurs. Il se distingue par des modes de fonctionnement permettant son utilisation soit en mode fermé (seules les ressources internes du circuit sont alors disponibles), soit en mode ouvert (la capacité d'adressage total est alors de 16 K-



octets. Le EF 6805 CT se caractérise par une unité centrale du type 6805, des lignes d'entrées/sorties (jusqu'à 29, suivant le mode de fonctionnement), un compteur programmable de 8 bits avec registre prédiviseur de 8 bits programmables, un contrôleur de communication

asynchrone (UACC), 240 octets de RAM, dont 64 octets sauvegardables, 4 096 octets de ROM et 128 octets de ROM autotest. De quoi faire beaucoup de choses...

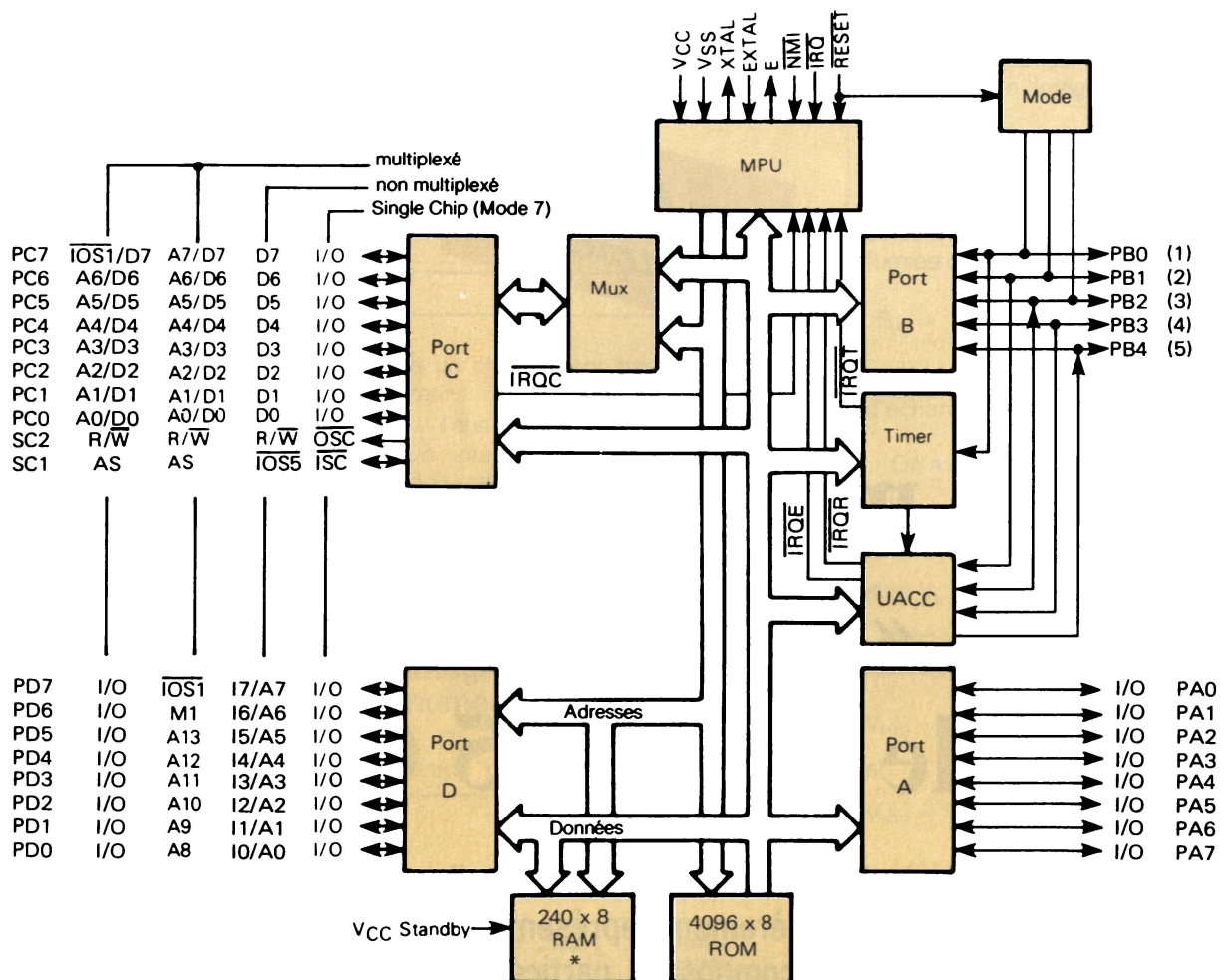


Fig. 1 (Ci-dessus).

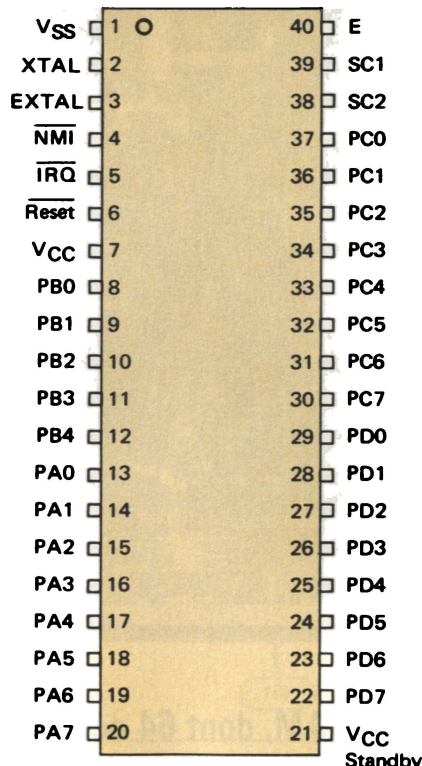
Architecture interne

Le schéma-bloc montrant les ressources internes de ce circuit est donné en figure 1 et le brochage en figure 2.

Les lignes d'entrées/sorties

Elles sont regroupées en 3 ports de 8 bits (ports A, D, C), un port de 5 bits (port B) plus 2 lignes de contrôle (SC₁, SC₂). A chaque port sont associés deux registres ; l'un « de direction », l'autre « de donnée » : le registre de direction définit individuellement, pour chaque ligne du port, le sens de transfert des informations (entrée ou sortie), tandis que le registre de donnée active une sortie ou lit une entrée.

Le port B joue un rôle particulier, puisqu'il peut être utilisé de quatre manières différentes : programmation



BOITIER CB-182

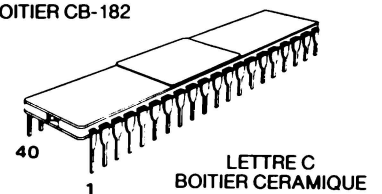


Fig. 2.

du mode de fonctionnement à l'initialisation du circuit, port d'entrées/sorties, entrées/sorties du compteur programmable, entrées/sorties de l'UACC.

Les deux lignes de contrôle SC₁ et SC₂ sont associées au port C pour faciliter la synchronisation des échanges d'informations sur ce port. Un registre particulier sélectionne les modes de fonctionnement de ces deux lignes.

Cette définition succincte des lignes d'entrées/sorties est insuffisante. En effet, chaque mode de fonctionnement du circuit définit, en fait, une nouvelle configuration et une nouvelle définition des ports. La description détaillée de chaque mode, que l'on étudiera plus loin, montrera l'utilisation pratique des ports du EF 6805 CT.

Le compteur programmable (timer)

Le schéma de principe du timer est donné en figure 3.

Une ligne d'entrées/sorties (PB0) et trois registres à lecture/écriture sont associés au timer : un registre compteur de 8 bits (TCR : « Timer Counter Register »), un registre prédiviseur de 8 bits (TPR : « Timer Prescaler Register ») et un registre état/contrôle (TCS : « Timer Control Status »).

Le registre TCR sélectionne l'horloge de référence du compteur, le fonctionnement de la ligne PB0 (ligne

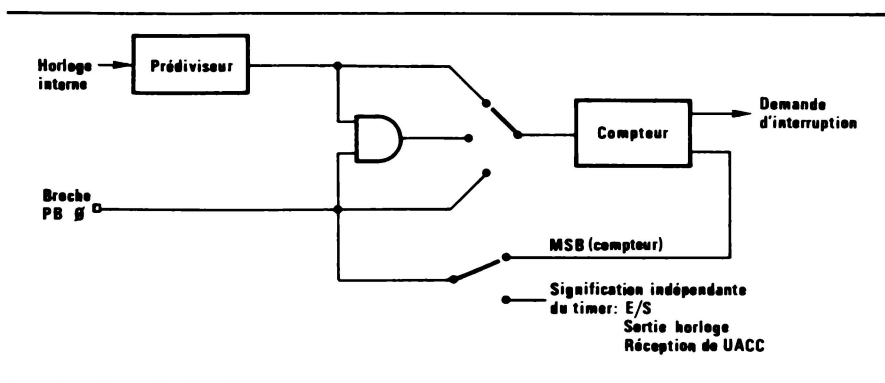


Fig. 3.

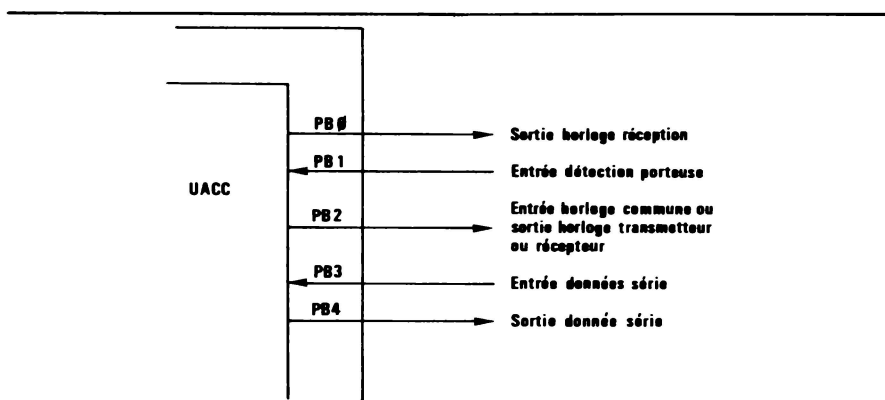


Fig. 4.

0 du port B9) et des interruptions. L'horloge du compteur provient soit de la sortie du prédiviseur (l'horloge de base étant alors l'horloge interne du EF 6805 CT), soit de la sortie du prédiviseur déclenchée par l'entrée PB0, soit encore de la ligne PB0 (le prédiviseur est alors désactivé). La ligne PB0, outre ses fonctions d'en-

trée d'horloge ou de déclenchement, peut être programmée en sortie, traduisant ainsi l'état du bit de poids fort du compteur.

Les interruptions, gérées par un vecteur spécifique, sont contrôlées à l'aide de 2 bits : un masque et un drapeau de demande d'interruption.

MODE	DESCRIPTION	Capacité RAM interne (octets)	Capacité ROM interne (« user ») (octets)	Capacité Espace-externe adressable (octets)	Capacité Espace externe précodé (IOS) (octets)	Lignes d'E/S (max)
0	Réservé					
1	Etendu multiplexé limité	240	4096	0	104	21
2	Etendu multiplexé complet	240	0	16 000 (1,56 K)	104	13
3	Etendu multiplexé complet	0	0	16 240 (15,8 K)	104	13
4	Réservé					
5	Etendu non multiplexé limité	240	4096	0	232	13 E/S - 8 E
6	Etendu multiplexé complet	240	4096	11 776 (11,5 K)	104	13 E/S - 8 E
7	Fermé	240	4096	0	0	29 E/S 2 contrôles

Tableau 1. – Modes de fonctionnement du EF 6805 CT.

L'UACC (« Universal Asynchronous Communication Controller »)

L'UACC est un contrôleur de communication asynchrone commandé par 6 registres et 5 lignes d'entrées/sorties (port B).

Les possibilités de programmation et d'interface couvrent un grand domaine d'applications. Citons, par exemple, l'indépendance des horloges de transmission et de réception, la possibilité de sélectionner l'horloge de base parmi deux sources : horloge extérieure ou interne du EF 6805 CT.

Les vitesses de transmission, lorsque le circuit est utilisé avec un quartz de 4,9152 MHz, peuvent varier de 75 bauds à 9 600 bauds.

Les 5 lignes associées à l'UACC sont les 5 lignes du port B ; la figure 4 en montre les possibilités.

Les 6 registres internes qui assurent le fonctionnement de l'UACC ont les fonctions suivantes :

- registre de donnée réception,
- registre de donnée transmission,
- registre d'état réception,
- registre de format,
- registre d'état transmission,

- registre de contrôle de l'horloge.

Le format de transmission est commun à la réception et à la transmission (alors que les vitesses sont indépendantes), et peut être de 7/8 bits, avec ou sans parité, parité paire, impaire, 1 ou 2 bits de stops.

Le registre d'état contrôle le bon fonctionnement de l'UACC en donnant des informations sur : perte de porteuse, erreur de format ou de parité, surcharge du récepteur...

Quel que soit le mode de fonctionnement choisi, les ressources internes que nous venons de décrire sont toujours disponibles ; seules, certaines lignes d'entrées/sorties sont dédiées à d'autres fonctions.

Les modes de fonctionnement

Le EF 6805 CT possède huit modes de fonctionnement, dont trois sont réservés par Thomson Semiconducteurs. Les ports A et B ne sont pas modifiés par les différents modes de fonctionnement, seuls les ports D et C, ainsi que les lignes de contrôle SC₁, SC₂, sont utilisés dans les modes « ouvert » pour fournir les données, les adresses et les signaux de contrôle.

Dans les modes « ouverts », quatre nouveaux signaux sont définis :

- AS (« Address Strobe ») : impulsion d'échantillonnage des adresses,
- R/W : signal de lecture/écriture,
- IOS (« Input/Output Strobe ») : signal de prédécodage d'un champ d'adresse facilitant la connexion de circuits périphériques supplémentaires,
- M1 : signal indiquant un cycle de recherche du code opération.

On peut discerner (tableau 1) trois modes « ouverts » principaux.

– Mode non multiplexé limité (mode 5), caractérisé par un bus données/adresses non multiplexé, un adressage externe de 232 octets et 13 lignes d'entrées/sorties.

– Mode multiplexé limité (mode 1), caractérisé par un bus données/adresses multiplexé, un adressage externe de 104 octets et 21 lignes d'entrées/sorties.

– Mode multiplexé complet (mode 2, 3, 6), caractérisé par un bus données/adresses multiplexé, un adressage externe de 104 octets et 13 lignes d'entrées/sorties.

	Mode 1	Mode 2	Mode 3	Mode 5	Mode 6	Mode 7
Port A	E/S	E/S	E/S	E/S	E/S	E/S
Port B	E/S ou UACC ou timer	E/S ou UACC ou timer	E/S ou UACC ou timer	E/S ou UACC ou timer	E/S ou UACC ou timer	E/S ou UACC ou timer
Port C	– donnée – adresses (A0 - A6) – $\overline{\text{IOS}}$	– donnée – adresses (A0 - A7)	– donnée – adresses (A0 - A7)	– donnée	– donnée – adresses (A0 - A7)	E/S
Port D	E/S	– A8 - A13 – $\overline{\text{M1}}$ – $\overline{\text{IOS}}$	– $\overline{\text{A8}} - \overline{\text{A13}}$ – $\overline{\text{IOS}}$ – M1	– A0 - A7 ou entrée	– A8 - A13 ou entrées – $\overline{\text{M1}}$ ou entrée – $\overline{\text{IOS}}$ ou entrée	E/S
SC1	AS	AS	AS	IOS	AS	ISC (« input strobe ») port C
SC2	R/W	R/W	R/W	R/W	R/W	OSC (« output strobe ») port C

Tableau 2. – Définition des ports en fonction du mode de fonctionnement.

\$0000	Registres internes	\$0000	Registres internes	\$0000	Registres internes
\$0018	Espace externe IOS	\$0018	Espace externe IOS	\$0018	Espace externe IOS
\$007F		\$007F		\$007F	
\$0090	RAM interne	\$0090	RAM interne	\$0090	
\$017F		\$017F			
\$2F80	ROM auto-test interne		Espace externe		Espace externe
\$3000	ROM interne				
\$3FFF		\$3FFF		\$3FFF	
	1		2		3
\$0000	Registres internes	\$0000	Registres internes	\$0000	Registres internes
\$0018	Espace externe IOS	\$0018	Espace externe IOS	\$0018	
\$007F		\$007F		\$0090	
\$0090	RAM interne	\$0090	RAM interne	\$0090	RAM interne
\$017F	Espace externe IOS	\$017F	espace externe	\$017F	
\$01FF					
\$2F80	ROM autotest interne	\$2F80	ROM autotest interne	\$2F80	ROM autotest interne
\$3000	ROM interne	\$3000	ROM interne	\$3000	ROM interne
\$3FFF		\$3FFF		\$3FFF	
	5		6		7

Tableau 3. – Carte mémoire en fonction du mode de fonctionnement (suite).

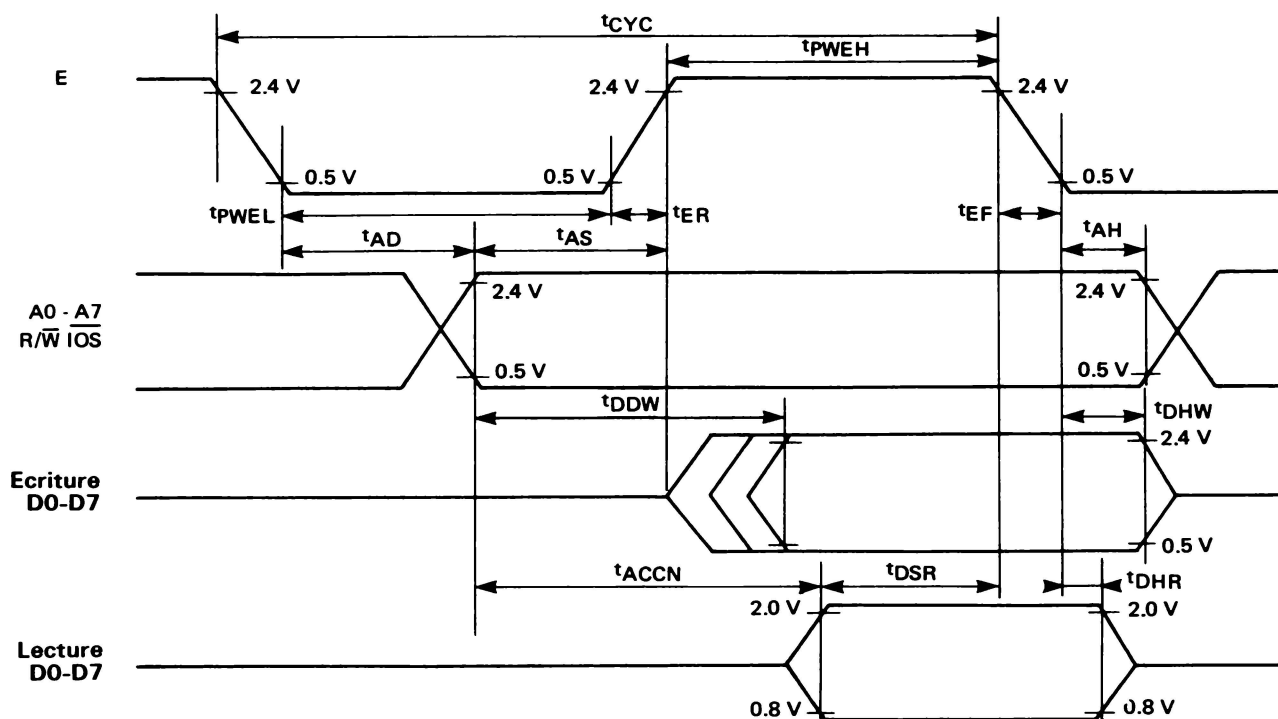


Fig. 5.

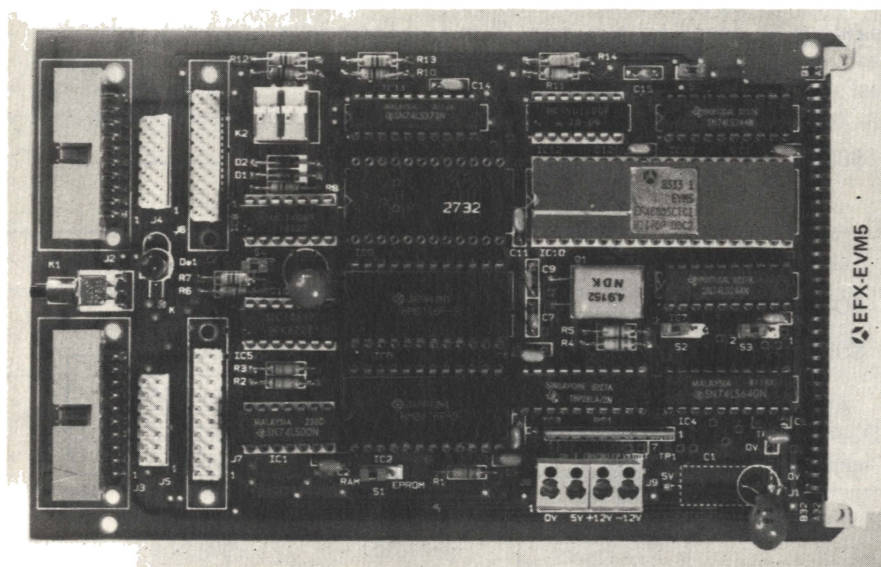


Photo 2. – Carte d'évaluation du EF 6805 CT.

Les différences entre ces trois modes se situent au niveau de la validation de la mémoire interne RAM et ROM.

Le tableau 1 fait également apparaître un nombre d'entrées/sorties pouvant varier suivant les modes de fonctionnement. En fait, chaque mode définit une nouvelle affectation des broches du circuit (tableau 2). Le tableau 3 définit la carte mémoire correspondant à chaque mode de fonctionnement.

Caractéristiques du bus

Suivant le type de fonctionnement, multiplexé ou non, deux caractéristiques de bus sont à considérer (fig. 5 et 6).

● Bus non multiplexé

Les caractéristiques sont similaires à celles des microprocesseurs EF 6805. Le signal IOS, indiquant un adressage externe, simplifie la logique de décodage de circuits extérieurs.

● Bus multiplexé

Le signal AS est alors connecté à un « latch » (type 373) en tant qu'entrée d'horloge pour démultiplexer le bus donnée/adresse poids faible. Comme précédemment, le signal IOS, validant une zone d'adressage particulière, peut être utilisé pour sélectionner d'autres ressources externes au EF 6805 CT.

Aspect logiciel et développement

Le cœur du EF 6805 CT est constitué par une unité centrale semblable à celle utilisée dans la famille 6805. Le jeu d'instructions est comparable à celui du EF 6800, avec quelques extensions au niveau des instructions de manipulation de bits.

Ces instructions, valides uniquement dans la page 0 de (\$00 à \$FF), positionne à 1 (ou à 0) n'importe quel bit d'un octet. Par exemple, l'instruction BCLR 7,\$9 mettra à 0 le bit 7 à l'adresse \$9 (reset du drapeau de demande d'interruption du compteur programmable). Des instructions de test (à 1 ou à 0) suivies de branchement relatif sont également disponibles.

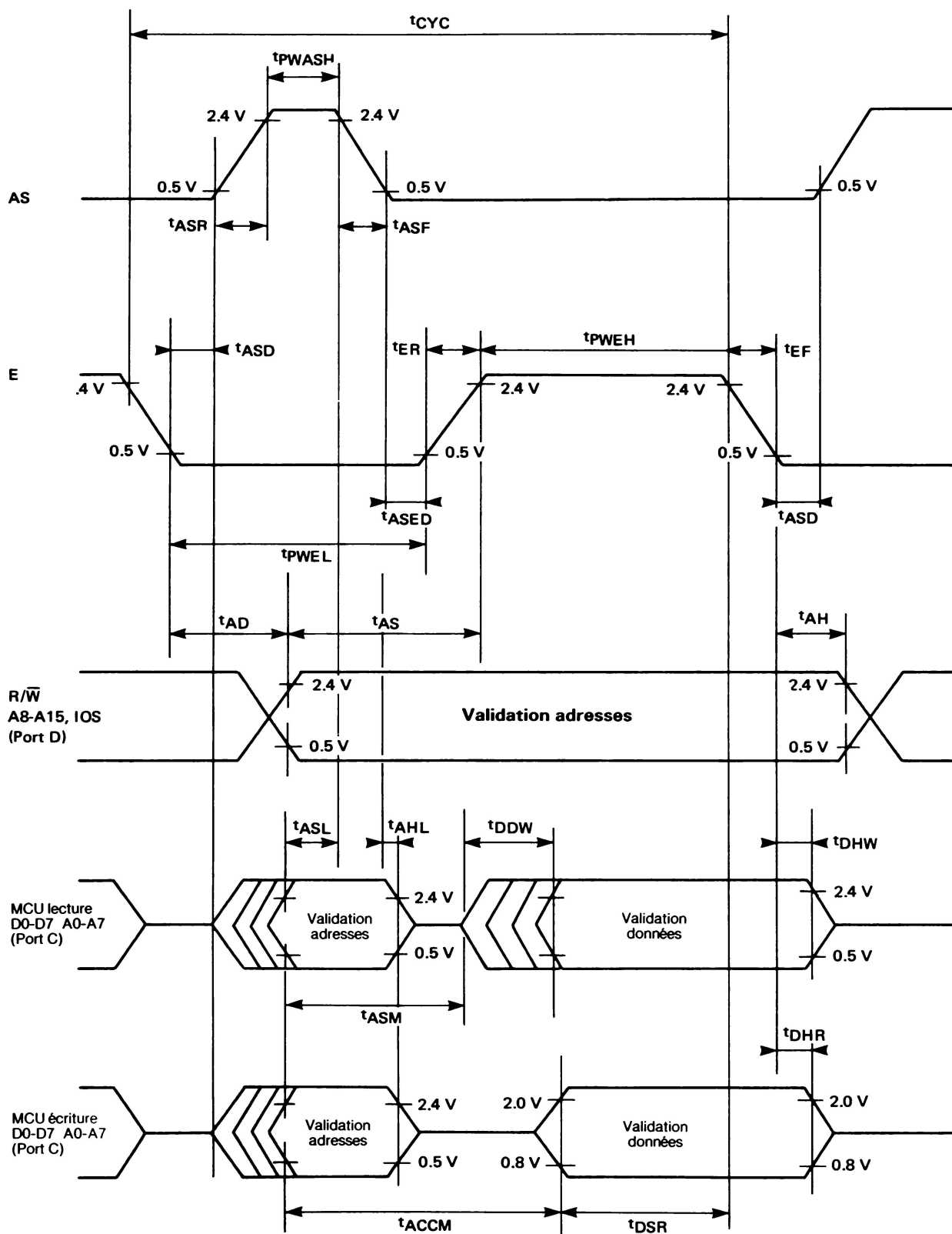


Fig. 6.

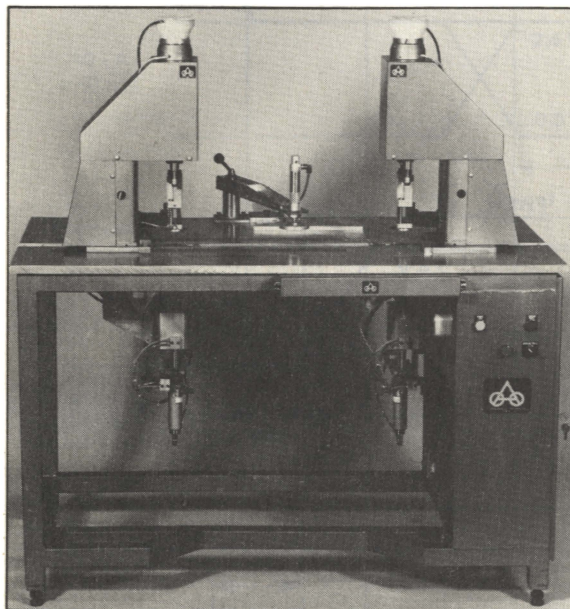
L'utilisateur dispose ainsi de diverses possibilités de développement autour du circuit EF 6805 CT, allant de la carte d'évaluation à l'émulateur connecté au système Themis.

D'autre part, une version standard de ce circuit contenant un moniteur de mise au point (EF 6805 CT EVM5) permet un développement d'applications particulières (photo ci-contre).

Ph. Thomas
Laboratoire d'Applications
Thomson Semiconducteurs

nouveautés françaises

chaîne d'équipement pour goupillage de circuits imprimés

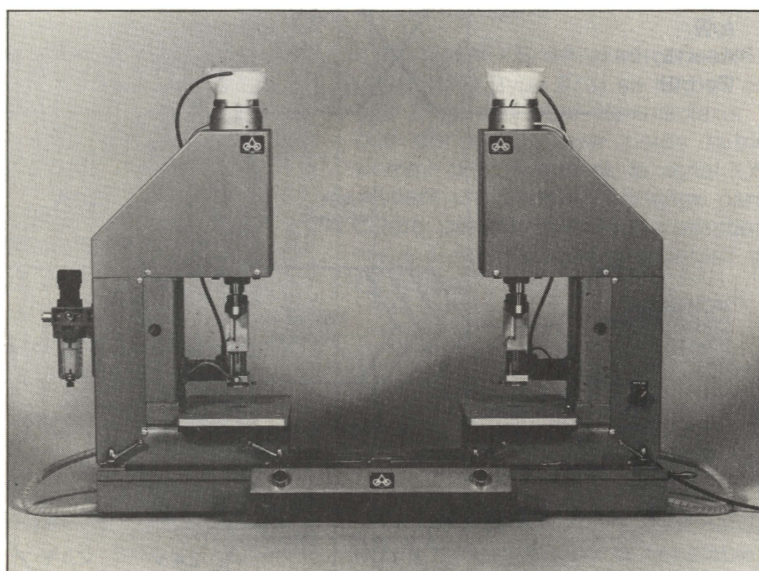
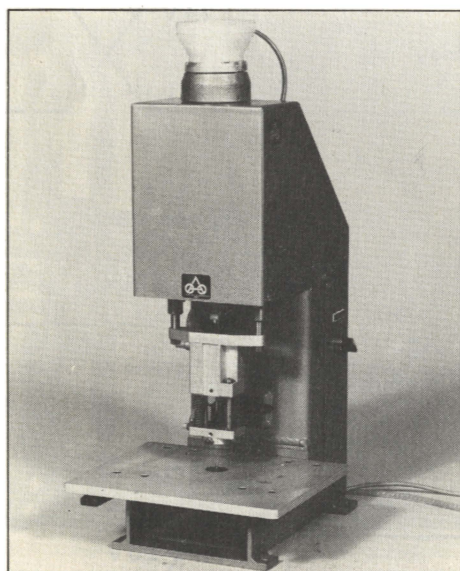


**Machine à percer
et à goupiller
à cycle
entièrement
automatique**

- Capacité 700 x 700 mm
- Pressage central des plaques



**Machine
à dégoupiller
avec
récupération
des goupilles**



Machines à goupiller automatiques à 1 et 2 têtes

- Alimentation des goupilles par bol vibrant
- Centrage sur index escamotable



ATELIER D'OUTILLAGE ORLÉANAIS

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

Composants

Circuits de protection pour montages à triacs

Dans la plupart de leurs applications, les triacs sont directement exposés aux surtensions véhiculées par le secteur. Dans le cas des commandes de charges résistives (régulation de température), il est indispensable de prévoir une protection, faute de quoi ces composants peuvent être détruits. L'article ci-après analyse le fonctionnement d'un circuit de protection simple et efficace, basé sur les propriétés de la diode « Transil », récemment commercialisée par Thomson Semiconducteurs.

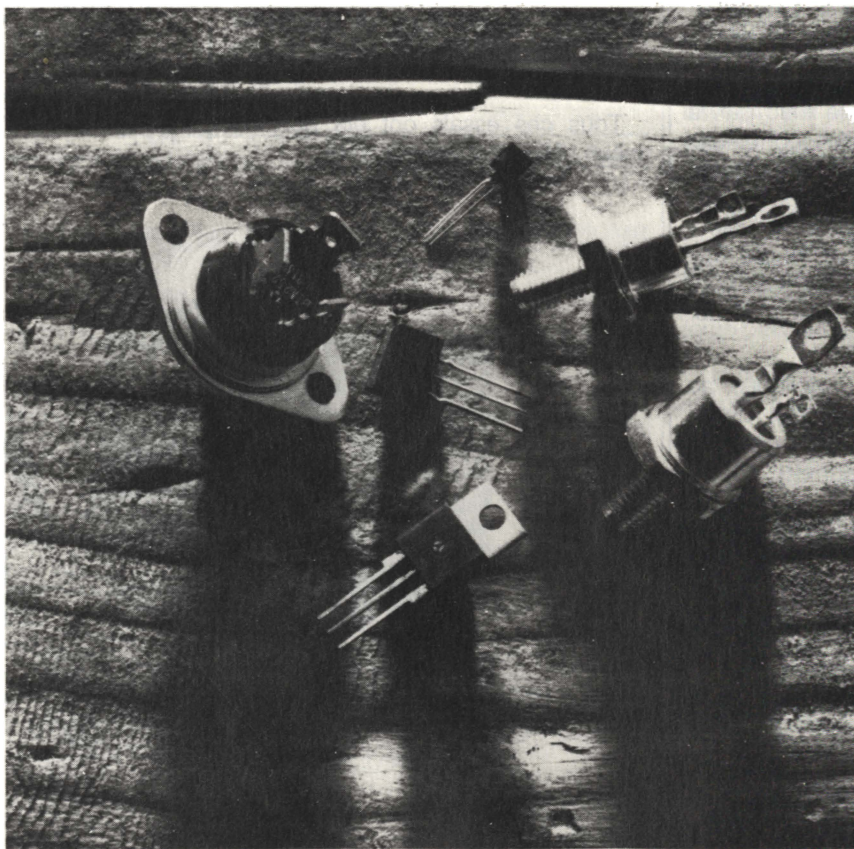


Photo 1. — Quelques triacs de la gamme Thomson en boîtiers : plastique, flat pack, à vis, TO-3 à cosses.

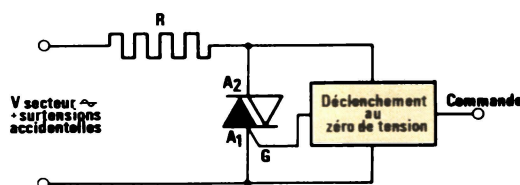


Fig. 1.

Pourquoi prévoir une protection

Dans le circuit typique d'utilisation (fig. 1), une surtension, superposée à la tension du réseau d'alimentation, peut mettre le triac en conduction par le dépassement de sa tension d'avalanche. C'est l'amorçage par retour-nement. Dans ces conditions, la structure interne du triac ne s'amorce que partiellement, dans certaines zones préférentielles. Le triac ne peut alors supporter qu'un très faible di/dt. Cela explique le risque important de dégradation du composant avec des charges purement résistives. En effet, le di/dt à la mise en conduction peut, dans ce cas, atteindre des valeurs très élevées ($> 100 \text{ A}/\mu\text{s}$), car seule l'inductance des connexions limite la vitesse de croissance du courant.

Le principe de la protection étudié ici consiste à amorcer le triac par la gâchette, donc dans des conditions différentes, qui assurent une bonne sécurité, dès que la tension à ses bornes dépasse une certaine valeur (fig. 2). Pour ce faire, on utilise une diode « Transil » bidirectionnelle dont on rappelle (fig. 3) l'allure de la caractéristique tension-courant.

Lorsque la tension appliquée au triac atteint la tension V_{BR} de la « Transil », celle-ci conduit et un courant circule dans la gâchette provoquant l'amorçage du triac (fig. 4). Celui-ci reste conducteur jusqu'au passage au zéro de courant de l'alternance en cours (fig. 5).

Les avantages de cette solution

Ils sont les suivants :

- Le triac fonctionne toujours dans les limites de tension données par le constructeur ($\pm V_{DWM}$), donc loin de la zone d'avalanche.

• Aucune énergie importante n'est dissipée dans le triac pendant la perturbation : au moment de l'amorçage, la puissance est localisée dans le composant de protection. (La « Transil » est fabriquée pour cela !).

• Le triac est déclenché par un courant de gâchette, ce qui assure une tenue en di/dt optimale.

L'auteur a effectué des essais de tenue en surcharges répétitives (1 Hz) avec différentes contraintes ; les critères suivants ont été retenus :

- ondes de choc exponentielles, dans le domaine de la milliseconde, calibrées en tension (jusqu'à 2 000 V) et contrôlées en di/dt ($500 \text{ A}/\mu\text{s}$ max.) ;
- les tests ont été effectués avec des impulsions de tension à front raide ($dV/dt > 1\,000 \text{ V}/\mu\text{s}$) et également avec des rampes à faible pente ($< 50 \text{ V/ms}$).

Tous ces essais ont été positifs : aucun défaut n'a été constaté.

Choix de la diode « Transil »

• Tension : V_R

Il est évident que le triac, associé à la diode « Transil », ne doit pas s'amorcer sous la tension secteur maximale. Il est nécessaire de prendre en plus une sécurité pour éviter les déclenchements intempestifs sur les petites pointes de tension, souvent répétitives, qui existent toujours sur un secteur « normalement » perturbé :

$$V_R > V_{\text{secteur}} \times \sqrt{2} + \text{marge de sécurité}$$

En l'absence de spécifications précises, nous choisirons 20 % pour la marge de sécurité.

Exemple du réseau 220 V :

$$V_R > 220 \sqrt{2} + 20 \% = 375 \text{ V}$$

• Puissance

La « Transil » ne conduit que pendant le temps d'amorçage du triac ($t \simeq 1 \mu\text{s}$).

Le niveau de courant, pendant ce temps, peut atteindre des valeurs im-

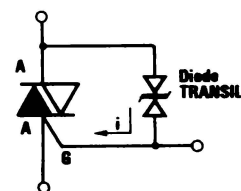


Fig. 2.

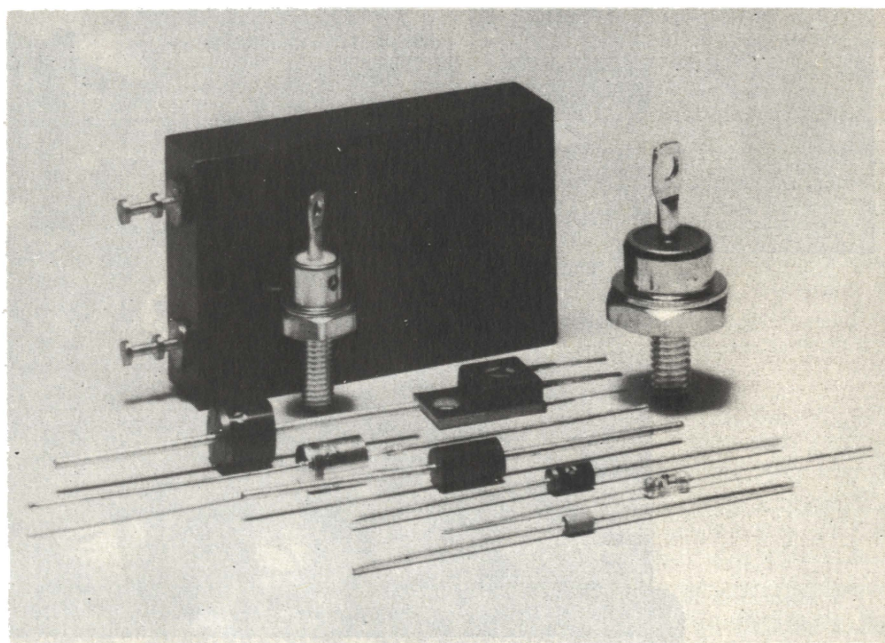


Photo 2. – La gamme des diodes de protection « Transil » pour toutes applications faible ou grande puissance.

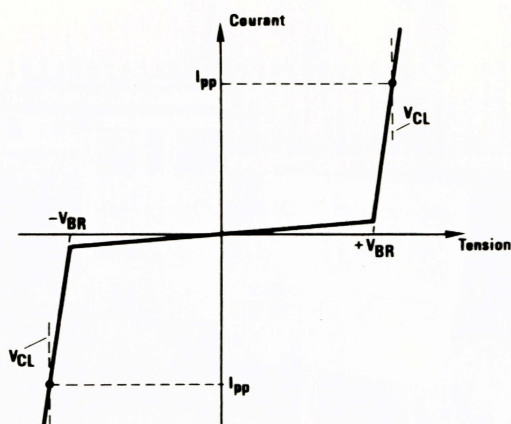


Fig. 3.

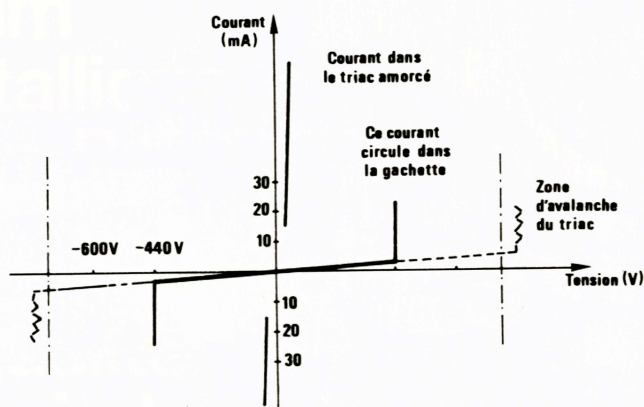


Fig. 4.

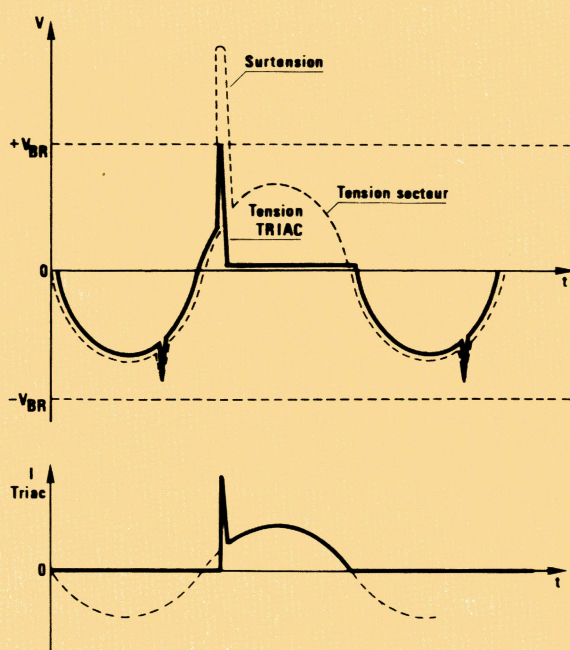


Fig. 5.

portantes (plusieurs dizaines d'ampères) dans le cas de perturbations à front raide ($\gg 1\,000\text{ V}/\mu\text{s}$). Mais là, l'énergie dissipée reste toujours très inférieure aux possibilités des « Transil ».

La série BZW 04 (400 W / 1 ms) suffit dans tous les cas.

Exemple pratique

On considère le contrôle d'une résistance chauffante de 2 kW sur secteur 220 V (fig. 6).

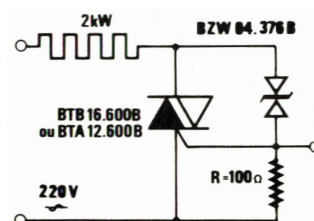


Fig. 6.

La « Transil » du type BZW 04.376 B protège parfaitement le triac BTB 16.600 B ($V_{DWM} = \pm 600\text{ V}$).

La résistance $R = 100\,\Omega$ entre gâchette et A_1 n'est pas absolument indispensable mais permet de conserver la tenue en dV/dt du triac qui se trouve sensiblement réduite (20 % environ) par la présence de la capacité de jonction de la « Transil » entre l'anode et la gâchette.

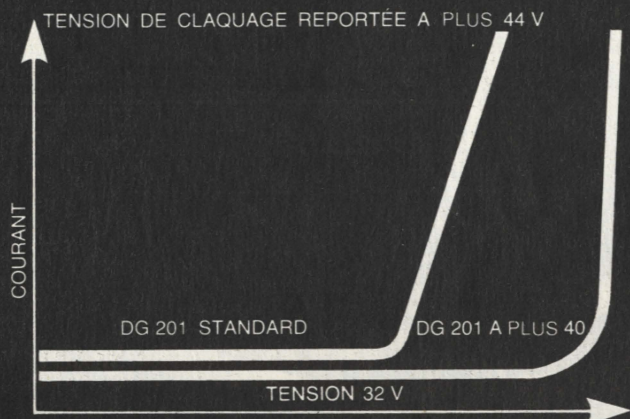
On peut noter, en guise de conclusion, qu'avec le circuit de protection proposé, le triac fonctionne en cas de surtensions, dans des conditions toujours parfaitement définies :

- la tension reste limitée au maximum spécifié par le fabricant ;
- l'amorçage se fait par injection d'un courant dans la gâchette.

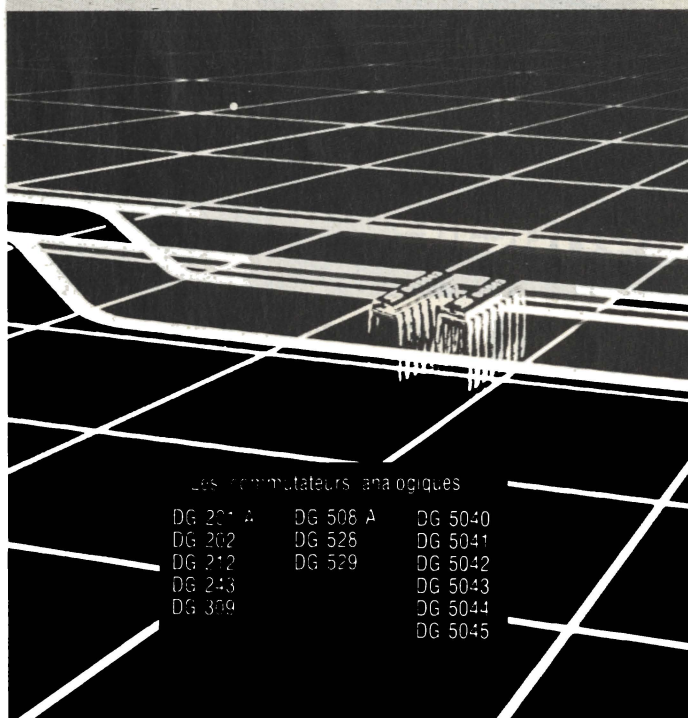
Ce montage, qui a été expérimenté dans de nombreux cas de figures (différentes charges, surtensions de forte amplitude, perturbations de longue durée, etc.), permet d'augmenter considérablement la fiabilité des circuits mettant en œuvre des triacs et s'avère indispensable pour le contrôle de charges résistives sur des réseaux fortement perturbés.

M. Rault
Laboratoire d'Applications
Thomson Semiconducteurs
(Tours)

les **PLUS 40** de **Siliconix**



33 % de marge de sécurité
aux surtensions sous ± 15 V d'alimentation



Les commutateurs analogiques

DG 201 A	DG 506 A	DG 5040
DG 202	DG 526	DG 5041
DG 212	DG 529	DG 5042
DG 243		DG 5043
DG 309		DG 5044
		DG 5045

almex

48, rue de l'Aubépine - Zone industrielle
92160 ANTONY

Tél. : (1) 666.21.12 - Télex : 250 067 F

ALMEX LYON : Tél. : (7) 866.00.66

BIB biogépub 349

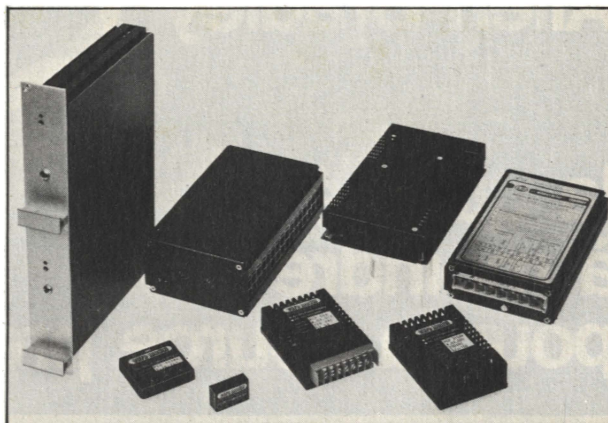
SERVICE-LECTEURS N° 270

CONVERSION D'ÉNERGIE

UNE GAMME COMPLÈTE D'ALIMENTATIONS
ET DE CONVERTISSEURS

La standardisation, raison de choisir

ELBA-GMBH



**Présentation en cassettes au standard
Europe et en modules au standard international**

- Puissance de 1,5 W à 200 W
- Mono-tension, multitension
- Technologie récente
- Découpage à 100 KHZ par MOS
- Rendement élevé
- Encombrement et poids réduits
- Normes VDE.

Ces produits sont distribués par :



La source de votre énergie

**ACCORD
ELECTRONIQUE**

16, RUE DES MEUNIER / 75012 PARIS
TEL : 340 55 46 / TELEX 240038 F

M 360

SERVICE-LECTEURS N° 258

Convertisseur analogique/numérique 14 bits rapide CMOS : le ICL 7115 (Intersil)

L'ICL 7115 est un convertisseur A/N à approximations successives en technologie CMOS. Pour obtenir une résolution et une linéarité sur 14 bits avec une technologie monolithique, le réseau interne R-2R est corrigé par une PROM intégrée programmée après encapsulation.

L'ICL 7115 ne nécessite aucun ajustement de gain, ni de tension de décalage, le comparateur interne étant à compensation automatique « d'offset ».

De plus, ce convertisseur est garanti sans codes manquants.

Afin d'accroître la précision de mesure, les entrées tension, référence et masse analogique sont séparées en deux parties : mesure et puissance, la masse digitale étant indépendante. Les sorties sont du type 3 états et organisées en octets, permettant ainsi une connexion aisée sur un bus microprocesseur.

Il est disponible en gamme de température civile 0-70 °C et industrielle - 25 + 85 °C, en boîtier Cerdip

40 broches. Une version L (Leadless chip carrier) est aussi disponible depuis peu.

Caractéristiques principales

- Résolution : 14 bits
- Précision absolue : 0,003 % max.
- Temps de conversion : 40 μ s
- Non-linéarité différentielle : 0,5 LSB typ.
- Tension d'alimentation : + et - 5 V (4,5 à 6 V)
- Puissance consommée : 60 mW

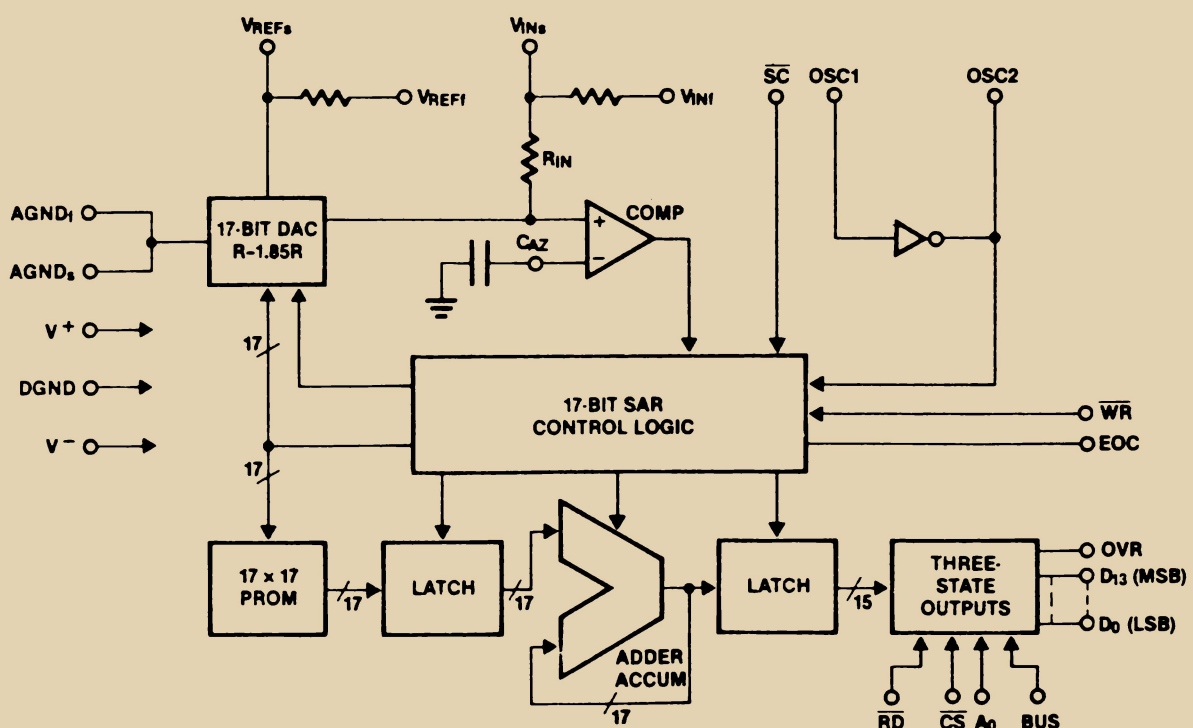


Fig. 1. – Synoptique de fonctionnement interne du circuit.

La « masse forcée »

Lorsque la résolution dépasse 12 bits, il est nécessaire, si l'on veut maintenir une bonne qualité des caractéristiques d'un CAN, de soigner certains points et, en priorité, les problèmes de masse et de boucles de masse.

Ces boucles peuvent être éliminées en utilisant le système de la « masse forcée ». La masse est connectée par deux lignes ; l'une, appelée « SENSE », est une entrée sensible ; l'autre, appelée « FORCE », est une entrée de puissance alimentée par la sortie d'un amplificateur opérationnel (voir fig. 2).

Le même système de double entrée utilisant un amplificateur opérationnel est également utilisé pour les entrées « référence » et « tension à convertir », afin d'éliminer les très faibles chutes de tension résultant des connexions.

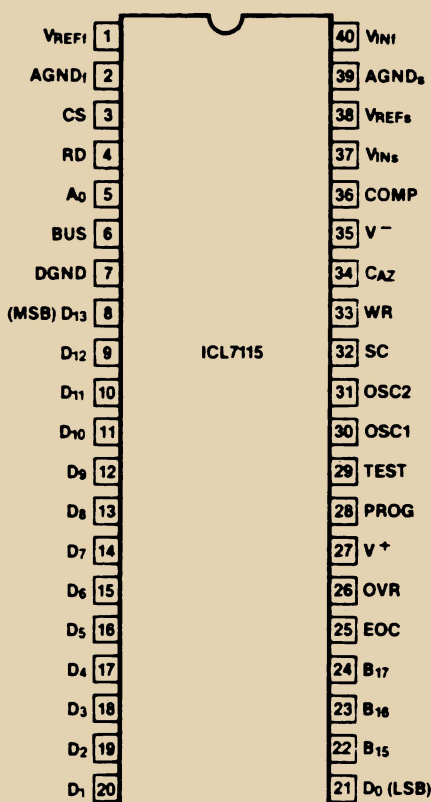


Fig. 3. – Brochage du boîtier 40 broches du ICL 7115.

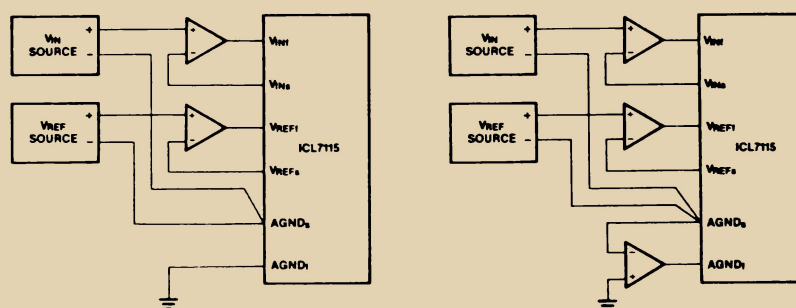


Fig. 2. – Comparaison entre un système à masse unique (à gauche) et un système à masse forcée (à droite) pour l'élimination des boucles de masse.

N°	Symbole	Fonction
1	VREFI	Entrée FORCE pour tension de référence
2	AGNDI	Entrée FORCE pour la masse de la partie analogique
3	CS	Chip Select lecture-écriture (actif au niveau bas)
4	RD	READ : lecture (actif au niveau bas)
5	A0	Sélection d'octet : état bas = D0-D7 ; état haut = D8-D13, OVR
6	BUS	Sélection de BUS : état bas = sorties validées par A0 ; état haut = toutes les sorties validées
7	DGND	Masse de la partie digitale
8	D13	Bit 13 (le plus significatif)
9	D12	Bit 12
10	D11	Bit 11
11	D10	Bit 10
12	D9	Bit 9
13	D8	Bit 8
14	D7	Bit 7
15	D6	Bit 6
16	D5	Bit 5
17	D4	Bit 4
18	D3	Bit 3
19	D2	Bit 2
20	D1	Bit 1
21	D0	Bit 0 (le moins significatif)
22	B15	Broches utilisées seulement pour la programmation interne (laisser libre)
23	B16	
24	B17	
25	EOC	
26	OVR	Fin de conversion : état bas = conversion en cours ; état haut = conversion finie
27	V+	Sortie « dépassement » (sortie 3 états validée par A0)
28	PROG	Tension d'alimentation positive
29	TEST	Utilisée seulement pour la programmation interne (à réunir à V+)
30	OSC1	Utilisée seulement pour la programmation interne (à réunir à V+)
31	OSC2	Entrée horloge (500 kHz pour un cycle de 40 μs) ou entrée oscil-lateur (inverseur)
32	SC	Sortie inverseur de l'oscillateur (dans le cas d'un oscillateur local)
33	WR	Entrée « cycle court » : état haut = travail sur 14 bits ; état bas = travail sur 12 bits
34	CAZ	Entrée du signal d'écriture : état bas = départ d'une nouvelle conversion
35	V-	Condensateur d'« Auto-zéro » (l'autre armature allant à la borne 39) (0,22 μF)
36	COMP	Tension d'alimentation négative
37	VINS	Utilisée seulement pour les tests (à réunir à V-)
38	VREFS	Entrée SENSE de la tension à convertir
39	AGNDs	Entrée SENSE de la tension de référence
40	VINI	Entrée SENSE pour la masse de la partie analogique
		Entrée FORCE de la tension à convertir

Tableau 1. – Les différentes fonctions des 40 broches du circuit.

NOUVEAUX CIRCUITS INTÉGRÉS

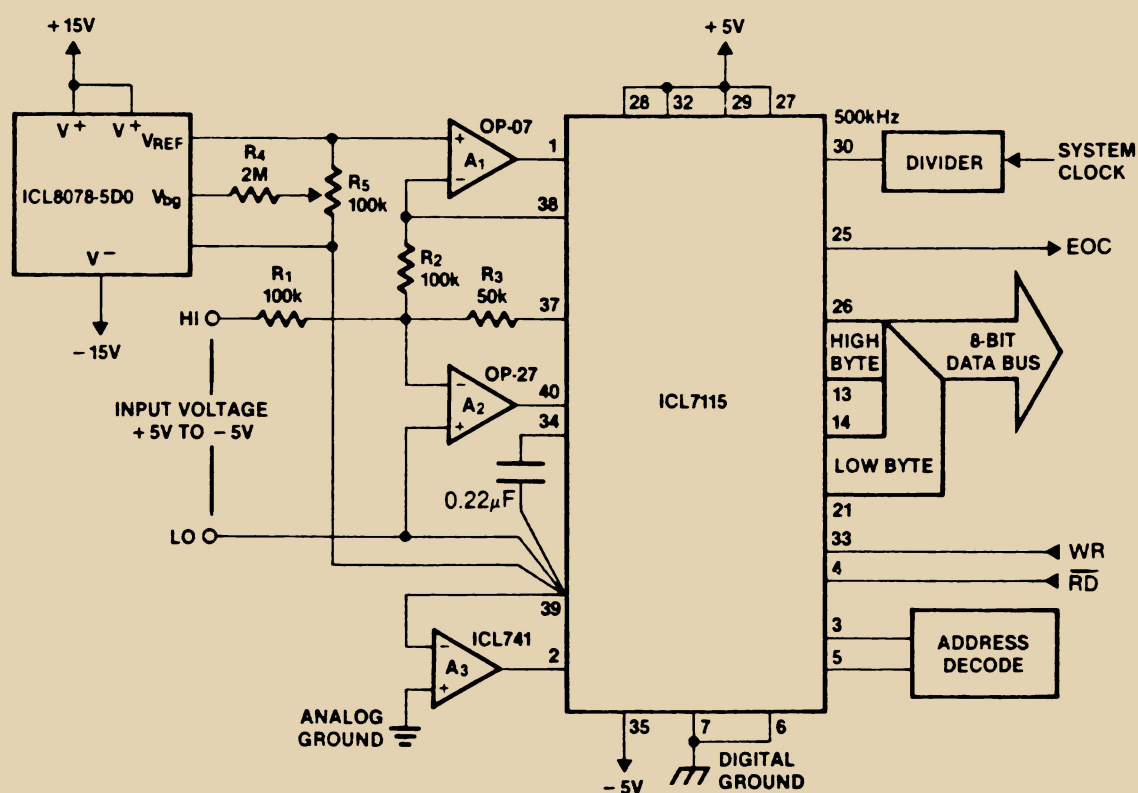


Fig. 4. – Application typique.

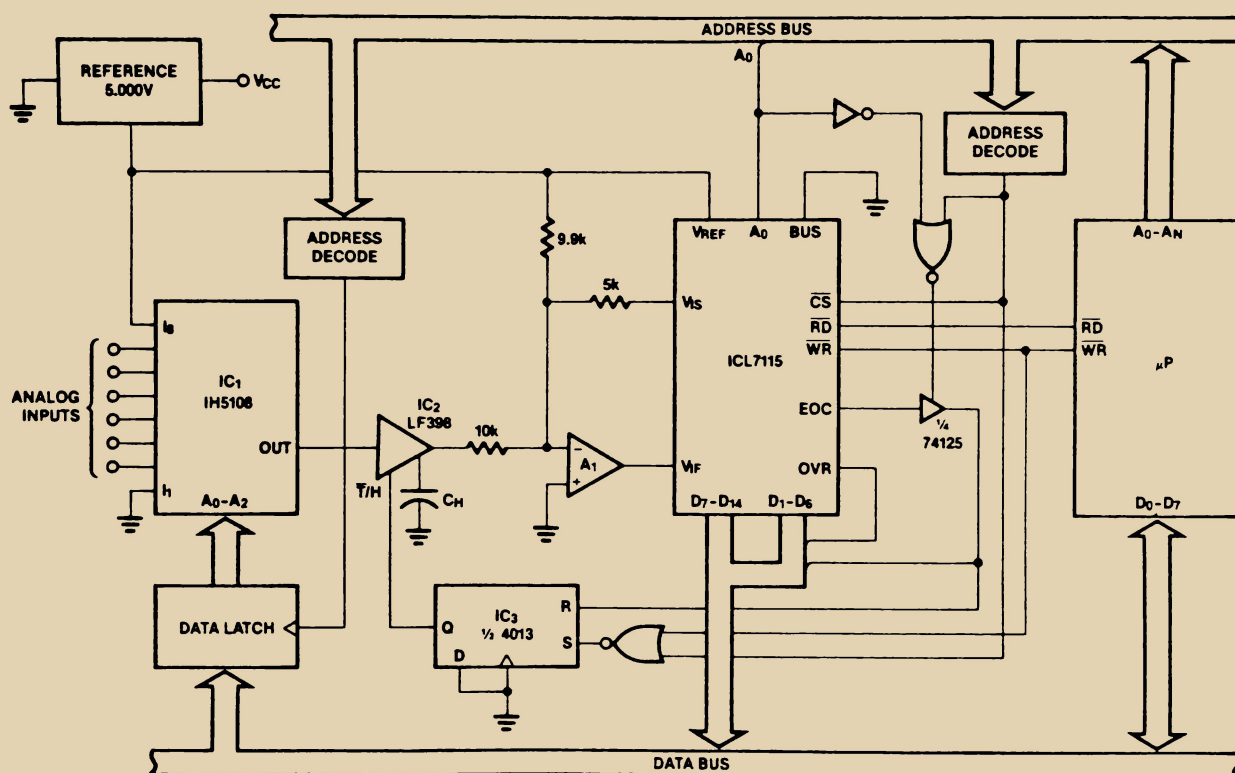


Fig. 5. – Système d'acquisition de données à plusieurs canaux.

ChipSwitcher avec ChipSwitch™

prouesse de prononciation...

prouesse de
simplicité technique

**Le relais statique
entièrement intégré
1 A - 220 V - TO 116**

**La technologie des c.i. de puissance
S³X d'INTERNATIONAL RECTIFIER**

des performances exceptionnelles :

- isolement E/S 3750 V RMS
- dv/dt à l'état bloqué 600 V/μs
- courant de fuite max. 10 μA
- courant de charge min. 0.5 mA
- commutation au "0" :
IEM < VDE limite "A" et "B"

INTERNATIONAL RECTIFIER FRANCE



17, boulevard Arago - Z.I. de VILLEMILAN - 91320 WISSOUS - Tél. : (6) 920.70.50 - Télex : 600 943

SERVICE-LECTEURS N° 277

SUPERKIT 6809

**flex, macro-assembleur,
Xbasic, pascal, "C"...**

Le **SUPERKIT 6809** est un outil idéal pour aborder très facilement et progressivement le microprocesseur. Très compétitif (à partir de 3600 Frs. H.T.) il vous offre entr'autres :

Plusieurs versions : 12 ou 30 afficheurs ou moniteur vidéo.
Des émulateurs logiciels 6800, 8085, 6502 et Z80.

La possibilité d'extension en outil de développement faible coût (à partir de 19000 Frs. H.T.) : prog. REPRON, FLEX 6809 avec utilitaires, macro-assembleur absolu 6809, cross-assmb. 68000.... et même le fameux langage "C" (UNIX v7)

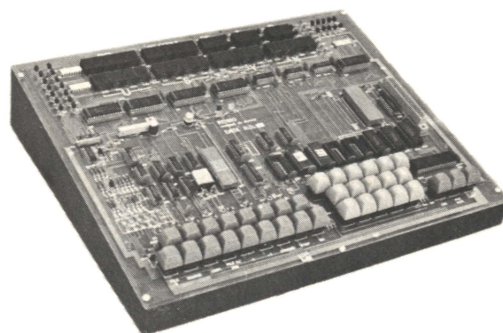
Le **SUPERKIT 6809** : un kit évolutif (enfin!) pour les électroniciens d'avenir qui refusent de se limiter au code hexadécimal.

DATA R.D.

Rue Gaspard Monge
Z.I. de l'Armailler
26500 Bourg-lès-Valence

(Marques déposées : UNIX = BEL. lab.
FLEX = TSC, Z80 = Zilog)

tél : 75/42-27-25



SERVICE-LECTEURS N° 273

Convertisseur analogique/numérique 20 000 points : le ICL 7129 (Intersil)

Le circuit monolithique CMOS référencé ICL 7129 est un C.A.N. de 4 1/2 digits qui s'interface directement avec un afficheur LCD triplexé.

Les seuls composants externes nécessaires pour réaliser un voltmètre 20 000 points sont quatre condensateurs, trois résistances, un potentiomètre et une référence de tension (sans oublier l'afficheur LCD).

La technique employée pour réaliser les performances de ce circuit est celle des intégrations successives. La première intégration (technique double rampe) donne une précision de 3 1/2 digits ; la tension résiduelle du condensateur d'intégration est alors multipliée par 10 et une deuxième conversion porte la précision à 4 1/2 digits. Le procédé est mis en œuvre une dernière fois pour atteindre une précision de 5 1/2 digits, soit 1/10 du dernier chiffre affiché !

L'afficheur à cristaux liquides possède un plan arrière (« Backplane »), divisé en trois zones commandées chacune par des signaux individuels.

Les 36 segments de l'afficheur sont ainsi contrôlés par 15 connexions.

L'ICL 7129 commande ainsi directement les 5 chiffres de l'afficheur, 4 points décimaux, le signe de polarité et les « flags », « batterie déchargée » et « continuité ». De plus, comme il n'est pas aisé de générer extérieurement des signaux de commande synchrones du plan arrière, l'ICL 7129 dispose d'une sortie « annunciator drive » permettant l'affichage d'un « flag » quelconque – (unités diverses, gamme de valeurs...).

L'ICL 7129 est disponible en boîtier plastique DIL et fonctionne de 0 à 70 °C.

Caractéristiques principales

- $\pm 20\,000$ points avec une précision de ± 1 point
- Commande directe d'un afficheur LCD triplexé
- $10\,\mu\text{V}$ de résolution sur la gamme 200 mV
- Lecture garantie du 0 (même avec une résolution de $10\,\mu\text{V}$) pour une entrée de 0 V

- Entrées différentielles pour la mesure et la référence
- Changement de gamme (2 V - 200 mV) à commande digitale
- Faible consommation : 1 mA sous 9 V
- Nombreuses sorties afficheurs : 4 points décimaux, 3 « flags »
- Possibilité de blocage de l'affichage
- Fonction « continuité »
- Sorties « surtension » et « sous-tension » permettant la réalisation éventuelle d'un changement de gamme automatique.

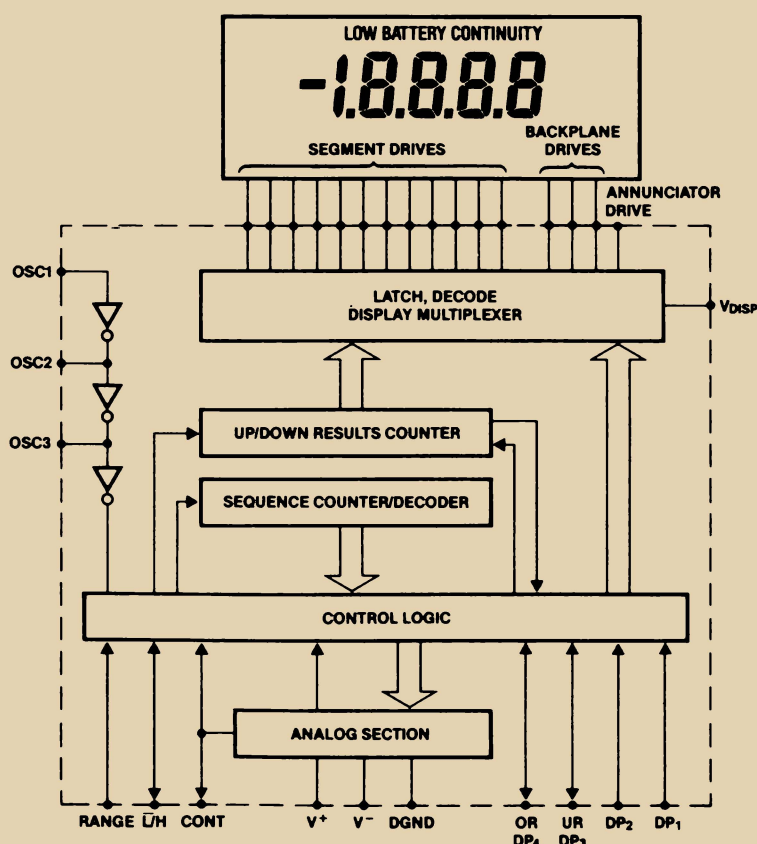


Fig. 1. – Schéma interne simplifié de la partie digitale du circuit.

NOUVEAUX CIRCUITS INTÉGRÉS

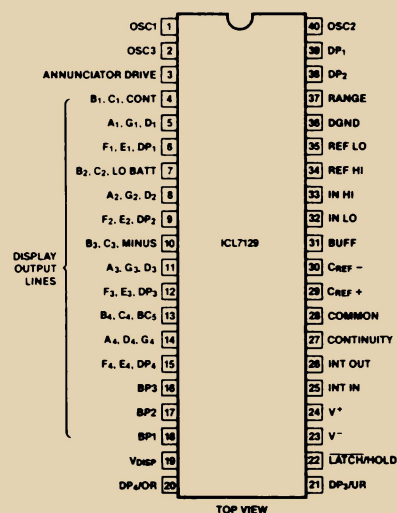


Fig. 2. – Brochage du ICL 7129.

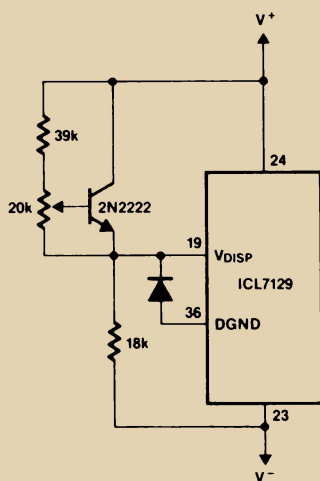
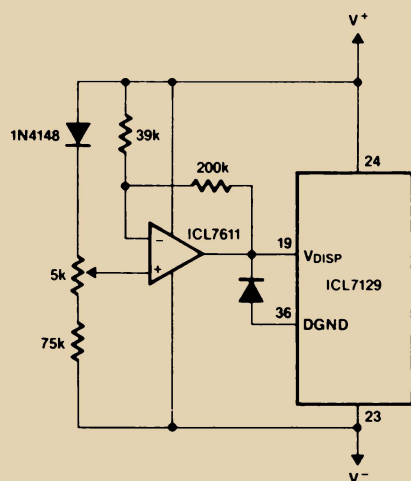


Fig. 4. – Deux méthodes possibles pour effectuer la compensation en température de l'afficheur LCD.

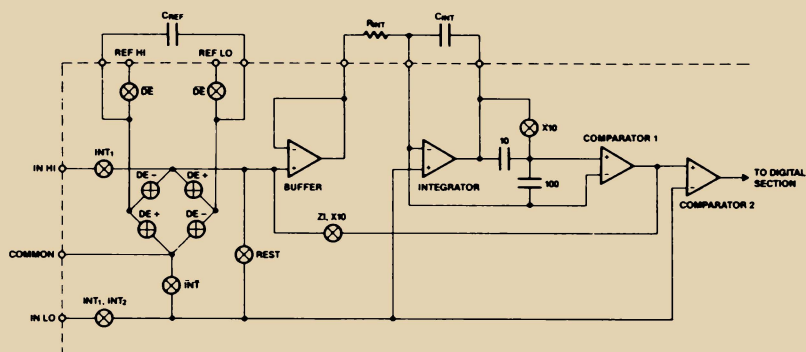


Fig. 3. – Schéma interne simplifié de la partie analogique du circuit.

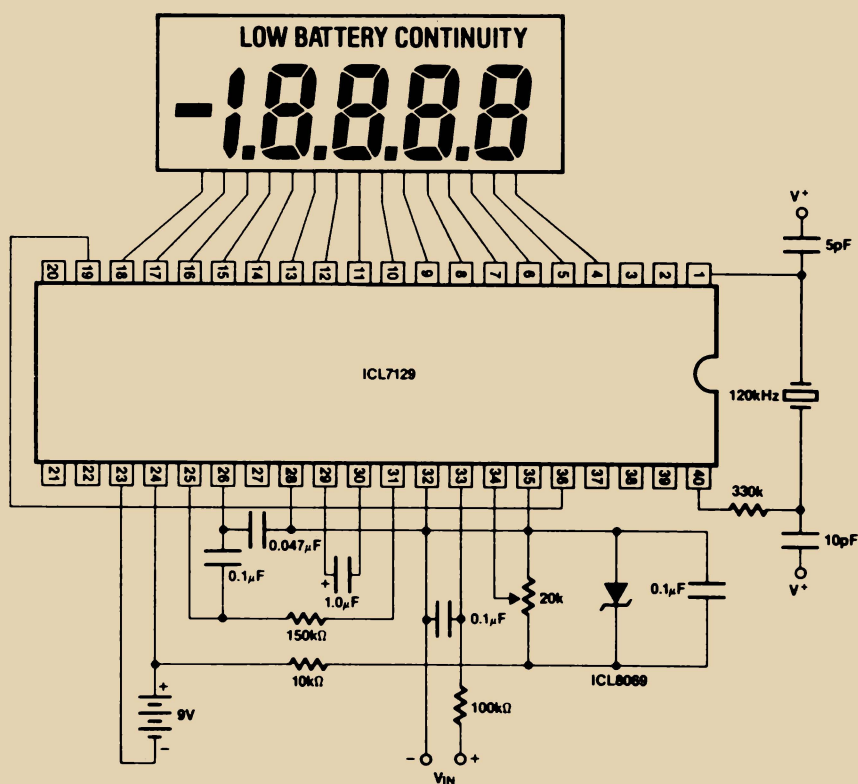


Fig. 5. – Application typique : voltmètre 20 000 points (la diode ICL 8069 a une tension zener de 1,2 V).

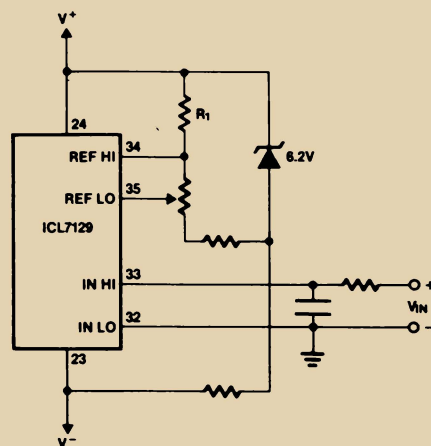
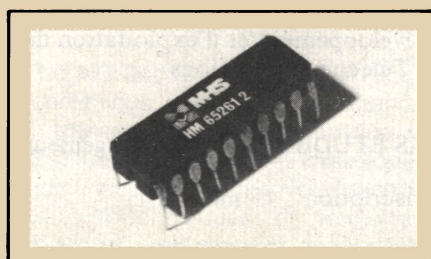


Fig. 6. – Branchement à réaliser si l'on utilise comme référence une diode zener de 6,2 V.

Mémoire RAM statique CMOS 16 K × 1 HM 65261 (MHS)



Entièrement compatible avec toutes les versions standard et NMOS du marché, la HM 65261 est une mémoire RAM statique en technologie CMOS organisée en 16 384 mots de 1 bit.

Ce circuit est livré en boîtier 20 broches DIL plastique ou céramique, ou bien en version LCC (leadless chip carrier). Fonctionnant sous tension unique de 5 V, la HM 65261 est disponible en trois versions de base : militaire (suffixe 2 ; températures de fonctionnement de -55 à +125 °C) ; industrielle (suffixe 9 ; -40 à +85 °C) ; grand public (suffixe 5 ; fonctionnement de 0 à +70 °C).

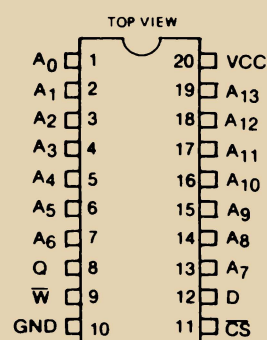
Ces trois types sont également disponibles en version « C » dont les caractéristiques sont moins performantes (courant de repos plusieurs fois supérieur à la version de base ; temps de réponse supérieur).

Caractéristiques principales :

- Format : 16 K × 1
- Fonctionnement asynchrone
- Temps d'accès : 70 à 85 ns
- Consommation au repos : 250 µW
- Consommation en fonctionnement : 250 mW
- Tension d'alimentation : 5 V ± 10 %
- Tension d'alimentation minimum pour la sauvegarde des données : 2 V
- Puissance consommée à la tension de sauvegarde : 40 µW

Brochage

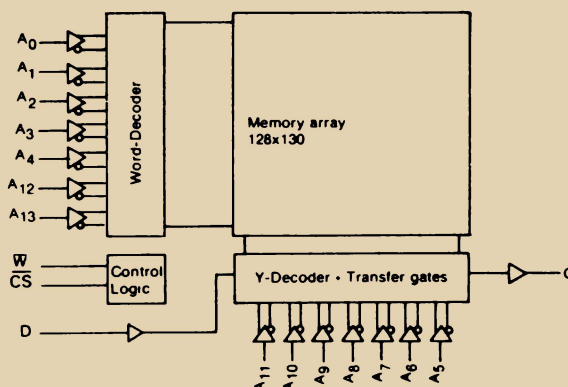
N°	Symbole	Fonction
1	A ₀	Entrées adresses
2	A ₁	
3	A ₂	
4	A ₃	
5	A ₄	
6	A ₅	
7	A ₆	
8	Q	Sortie donnée
9	$\overline{W}$	Validation écriture
10	GND	Masse (- alim.)
11	$\overline{CS}$	Chip Select
12	D	Entrée donnée
13	A ₇	Entrées adresses
14	A ₈	
15	A ₉	
16	A ₁₀	
17	A ₁₁	
18	A ₁₂	
19	A ₁₃	
20	VCC	+ alimentation



Brochage de la HM 65261.



Symbole logique.



Synoptique de fonctionnement.

ZUT ! ENCORE RATÉ



- GAGNEZ :** de l'argent
AUGMENTEZ : de 2 à 8 fois votre production
ECONOMISEZ : votre produit
ELIMINEZ : vos rejets

Avec les **APPLICATEURS EFD**
(Electron Fusion Devices)
 de produits liquides et visqueux



Contactez **Sylvie POIROT**
 Microélectronique S.A.
 20, rue du Morvan Silic 528
 94633 RUNGIS CEDEX
 Tél. : (1) 686.73.13

Importateur et Distributeur exclusif

SERVICE-LECTEURS N° 281



MINISTÈRE DES P.T.T.

L'INSTITUT NATIONAL DES
 TELECOMMUNICATIONS

assure une **FORMATION PROMOTIONNELLE**
 aux techniciens

STAGE AGREE PAR L'ETAT

CONDITIONS D'ACCES :

DUT Génie électrique, Mesures physiques,
 Informatique, BTS Electronique
 et 2 ans 1/2 d'expérience professionnelle

DUREE DES ETUDES : 3 ans

DEBOUCHES :

Ingénieurs de développement et d'exploitation des
 Techniques des Télécommunications

SANCTION DES ETUDES : Diplôme d'Ingénieur

Date limite d'inscription : 15 mai 1984

Renseignements : I.N.T. Les Epinettes
 9, rue Charles Fourier
 91011 EVRY CEDEX
 Tél. (6) 077.94.11
 Poste 41.31 ou 41.13.

SERVICE-LECTEURS N° 289

FILTRES

FILTRES ACTIFS KEMO

- * VARIABLES
- * P.H. P.B. 8 VOIES



- * 24,36,48dB/OCTAVE
- * 0,01Hz - 3,15MHz



Tél. 871 17 14
 5, Bd Poincaré

***** 94170 LE PERREUX

SERVICE-LECTEURS N° 286

Sonnerie téléphonique avec le MC 34012 (Motorola)

Le MC 34012 est un circuit intégré monolithique, destiné à commander un transducteur piézo-électrique se substituant aux sonnettes métalliques, traditionnellement employées dans les postes téléphoniques, et permettant d'obtenir une sonnerie modulée agréable avec un niveau de sortie adéquat.

Fonctionnement

Le circuit se déclenche dès que la tension de ligne dépasse 35 V et produit un signal carré modulé attaquant l'élément piézo-électrique. L'intégration dans le circuit du pont de diodes d'entrée et de la diode de protection en courant permet de limiter à un minimum le nombre de composants externes nécessaires. Le rapport entre la fréquence du signal de sortie et la fréquence de modulation est fixé de manière interne.

Le MC 34012 utilise pour son alimentation le signal de sonnerie redressé. L'alimentation ainsi obtenue permet de déclencher un générateur de fréquences commandant un transducteur piézo-électrique. Le générateur de fréquences est constitué par un oscillateur à relaxation et des diviseurs de fréquences permettant d'obtenir les hautes et basses fréquences du signal de sortie et la fréquence de modulation de celui-ci.

L'étage de sortie du circuit peut débiter 20 mA sous 20 V crête à crête. La commande du niveau de sortie s'obtient très facilement en plaçant une résistance variable en série sur le transducteur piézo-électrique. L'étage de détection du signal d'entrée déclenche le générateur de fréquences lorsque la tension d'entrée dépasse le seuil programmé.

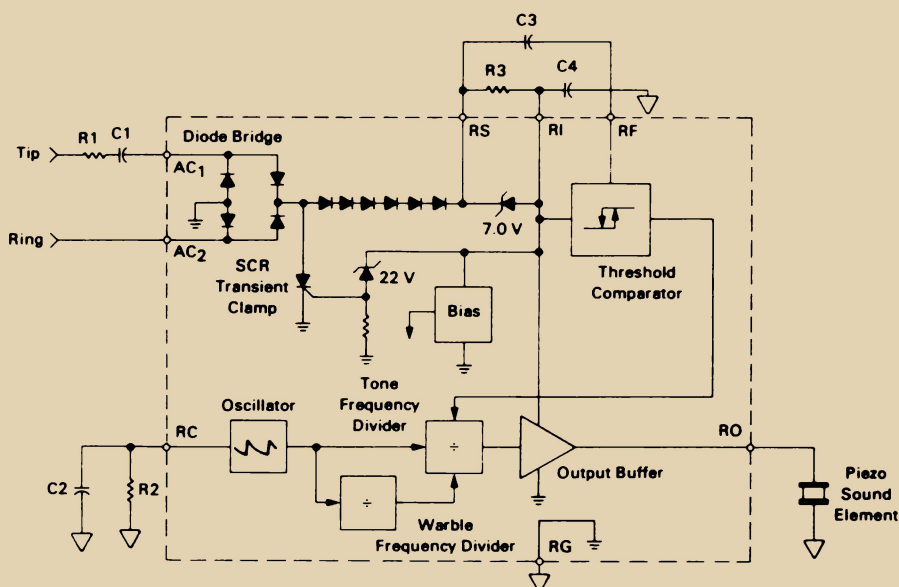
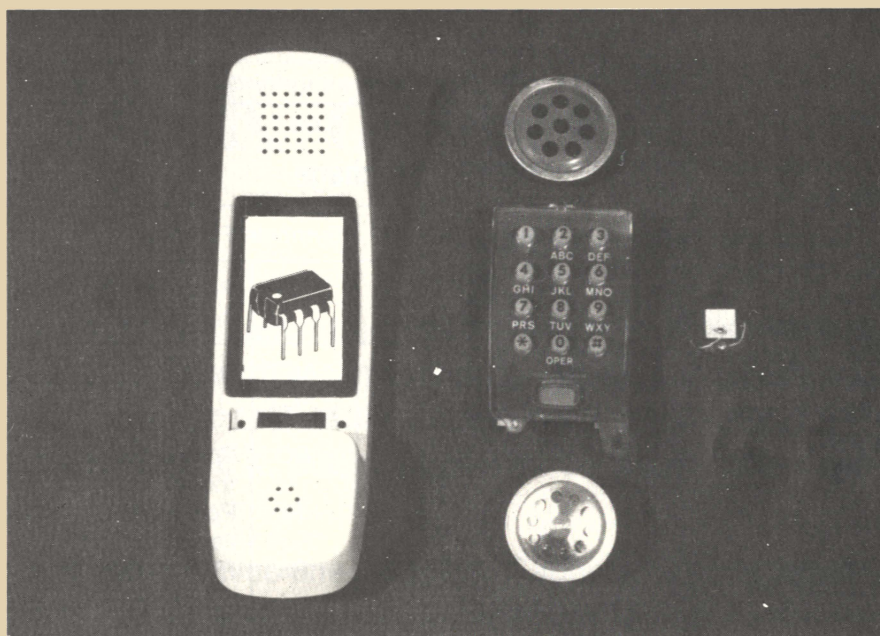


Schéma interne.

NOUVEAUX CIRCUITS INTÉGRÉS

Le circuit est protégé contre les transitoires pouvant survenir sur la ligne téléphonique par une diode commandée se déclenchant dès que le courant en sortie du régulateur dépasse 50 mA.

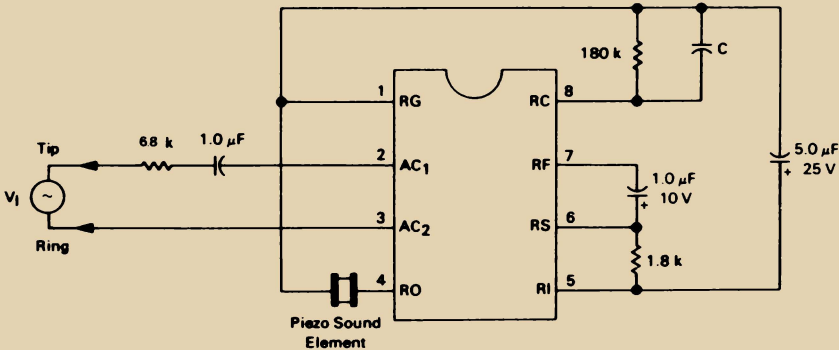
Outre ses applications comme circuit de sonnerie dans les postes téléphoniques, le MC 34012 peut également être employé dans les systèmes de sécurité, pour la détection de présence secteur ou dans les terminaux de données.

Le circuit est actuellement disponible en trois versions se distinguant par les fréquences générées :

- MC 34012 - 1P : 800/1 000 Hz.
- MC 34012 - 2P : 1 600/2 000 Hz.
- MC 34012 - 3P : 400/500 Hz.

Sur les trois modèles, la modulation est à 12,5 Hz.

Le circuit est réalisé en technologie I2L et présenté en boîtier plastique 8 broches. Son impédance d'entrée est conforme aux normes BELL et EIA. Il permet la réjection complète des transitoires provenant des dispositifs de numérotation électromécaniques.

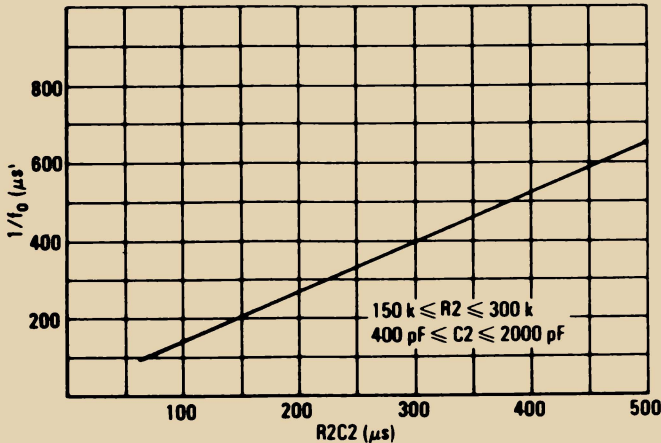


MC34012-1: C = 1000 pF
MC34012-2: C = 500 pF
MC34012-3: C = 2000 pF

Schéma d'application.

Brochage

N°	Symbol	Fonction
1	RG	Pôle négatif du circuit (sortie négative du pont de diodes interne).
2	AC1	} Entrée du signal de sonnerie de la ligne téléphonique
3	AC2	
4	RO	Sortie modulation (destinée à alimenter l'élément piézo-électrique).
5	RI	Pôle positif régulé destiné à l'oscillateur, au diviseur et à l'ampli de sortie.
6	RS	Pôle positif en sortie de pont de diodes sur lequel on connecte une résistance de détection (R3).
7	RF	Borne destinée à recevoir la capacité (C3) de détection du signal de sonnerie.
8	RC	Borne destinée à recevoir les éléments R et C qui contrôlent les fréquences de l'oscillateur.



Variation de la période d'oscillation ($1/f_0$) en fonction du produit R_2C_2 de la borne 8.



Seize programmes 1 K dans 16 K-octets

La conception du ZX 81 ne permet normalement à cette machine que de contenir un seul programme Basic à la fois, éventuellement accompagné de quelques routines machine. Nous allons décrire une procédure permettant de charger seize programmes 1 K-RAM dans un ZX 81 équipé de l'extension 16 K, puis d'appeler et de lancer instantanément n'importe lequel de ceux-ci.

Il sera également possible, tout comme avec une cassette, d'appeler un programme, de lui faire modifier les données qui l'accompagnent, puis de recharger le tout à l'abri au-dessus de RAMTOP.

Les possesseurs de mémoires C-MOS pourront utiliser ce même logiciel pour obtenir de leur système des performances dignes d'une petite unité de disquettes.

Principe du logiciel

Il est facile de simuler une machine 1 K RAM sur un ZX 81 muni de l'extension 16 K, en modifiant la variable système RAMTOP au moyen d'un POKE 16389,68.

Un programme Basic, et ses variables, peut alors prendre place dans les 1 024 octets « bas » de la mémoire, alors que les 15 K-octets situés au-dessus de RAMTOP sont laissés à la discrétion de l'utilisateur.

On peut songer à segmenter ce bloc « haut » en quinze zones de 1 024 octets, dans lesquelles rien n'interdit de « recopier » la zone basse

alors qu'elle contient un programme Basic.

Une opération inverse pourrait alors permettre de recharger n'importe lequel de ces programmes dans la zone 1 K-octet. Un seul programme Basic pouvant « tourner » à la fois, il faut, bien sûr, confier les opérations de transfert à des routines écrites en langage machine. Un autre avantage de ce choix se situe au niveau de l'extrême rapidité des opérations (une fraction de seconde pour le transfert de 1 024 octets). La figure 1 donne une liste désassemblée des 24 octets composant les deux routines assurant les deux sens de transfert grâce à l'instruction LDIR.

Rappelons que cette instruction « par bloc » transfère (BC) octets de l'adresse (HL) à l'adresse (DE). Ici,

LD BC, 1000	001	232	003
LD DE, 17432	017	024	068
LD HL, 16384	033	000	064
LDIR	237	176	
RET	201		
LD BC, 1000	001	232	003
LD DE, 16384	017	000	064
LD HL, 17432	033	024	068
LDIR	237	176	
RET	201		

Fig. 1. — Les deux routines machine désassemblées. Les octets 68 correspondent à la première adresse susceptible de recevoir un programme Basic (17432, soit 68 × 256). Ces deux octets seront ajustés pour chaque autre emplacement.

```

1 FAST
10 POKE 16389,68
20 LET A$="0012320030170240660
33000064237176201001232003017000
064033024066237176201"
30 DIM B$(24)
40 FOR F=1 TO 24
50 LET B$(F)=CHR$ VAL A$(3*F-2
TO 3*F)
60 NEXT F
70 FOR F=1 TO 15
80 LET M=64+(4*F)
90 LET B$(6)=CHR$ M
100 LET B$(21)=B$(6)
110 FOR G=1 TO 24
120 POKE G-1+(M*256),CODE B$(G)
130 NEXT G
140 NEXT F
150 NEW
160 REM COPYRIGHT 1983

```

Fig. 2.

LISTE DES RAND USR		
SAVE	NO PROG	LOAD
17408	1	17420
18432	2	18444
19456	3	19468
20480	4	20492
21504	5	21516
22528	6	22540
23552	7	23564
24576	8	24588
25600	9	25612
26624	10	26636
27648	11	27660
28672	12	28684
29696	13	29708
30720	14	30732
31744	15	31756

Fig. 3.

```

10 PRINT AT 10,5;"NUMERO DU PR
OGRAMME ?"
20 PRINT AT 12,10;"1 A 15"
30 INPUT N
40 IF N>15 OR N<1 THEN GOTO 10
50 LET M=64+(4*N)
60 LET D=(M*256)+12
70 RAND USR D
80 REM COPYRIGHT 1983

```

Fig. 4.

1 000 octets seulement sont concernés, puisque chaque programme est précédé de ces deux routines, personnalisées au niveau des octets qui, sur la figure 1, sont à 68.

Exceptionnellement, on pourra donc rencontrer des difficultés avec certains programmes utilisant jusqu'au tout dernier octet de la mémoire de base du ZX 81. Il faudra alors améliorer ces logiciels de façon à gagner

jusqu'à concurrence des 24 octets consommés par les routines de transfert. De très nombreuses astuces de programmation permettent d'obtenir facilement ce résultat (à commencer par le remplacement de 1 par SGN PI, par exemple).

Pourquoi donc avoir pris le parti de recopier quinze fois ces routines, seulement très peu modifiées, en divers endroits de la RAM, au prix de ce

léger effet secondaire ? Tout simplement afin de simplifier au maximum les opérations de sauvegarde et de rechargement des programmes. Ainsi, il suffira dans tous les cas de lancer un simple RAND USR, alors qu'il aurait fallu ajouter un POKE si les mêmes routines avaient été communes à tous les programmes. De toute façon, les logiciels d'accompagnement sont plus complexes dans le cadre que nous avons choisi, et le retour à l'autre choix se limiterait à une simplification de ces programmes, parallèlement à la complication de la procédure.

Mise en pratique

Le programme de la figure 2 doit être chargé et lancé sur la machine 16 K lors de chacune de ses mises sous tension. Il sert à « formater » l'espace mémoire situé au-dessus de RAMTOP, après modification de cette variable système.

Son rôle achevé, le programme s'efface de lui-même, grâce au NEW de la ligne 150, ce qui renvoie le curseur K comme lors de la mise en service.

On se trouve donc ni plus ni moins en face d'un ZX 81 de base (1 K-RAM), qui peut accueillir tout à fait normalement un programme 1 K frappé au clavier ou chargé à partir d'une cassette. Même une éventuelle action sur NEW ne fera pas disparaître le formatage accompli par le programme.

Cependant, on dispose de trente commandes RAND USR, dont chacune déclenche soit la sauvegarde, soit le rechargement à l'un des quinze emplacements disponibles.

Par exemple, RAND USR 25600 sauvegardera à l'emplacement n° 9 le programme Basic présent en machine, alors que RAND USR 25612 le rechargera dans la zone Basic, où il pourra être lancé normalement par RUN.

Le tableau de la figure 3 donne la liste complète de ces commandes.

Le lancement manuel d'un RAND USR est l'unique façon de provoquer la sauvegarde d'un programme, mais il existe une solution plus confortable pour le rechargement. Il suffit d'implanter le court programme de la fi-

gure 4 dans l'emplacement n° 15. Dès lors, pour recharger n'importe lequel des quatorze autres programmes, il suffira de faire RAND USR 31756, puis RUN, et enfin, de donner tout simplement à la machine le numéro de l'emplacement où se trouve le programme à charger.

Quelques précautions sont à respecter lors de l'emploi de ce système.

En premier lieu, il ne faut pas tenter de charger le contenu d'un emplacement vide, car la machine se bloquerait à cause de l'écrasement de toutes ses variables système et de sa pile par des zéros. Pour éviter ce genre d'incident, il suffit de sauvegarder, dès le début, un très court programme dans les quinze emplacements. Ce peut être 10 REM, tout simplement, ou bien le logiciel de la figure 4, pendant qu'il est en machine !

Egalement, on évitera de charger un programme préalablement sauvegardé, si on a au préalable effacé (par NEW ou ligne à ligne) le logiciel qui occupait auparavant la zone Basic. La précaution consistant à entrer une ligne 10 REM est le plus souvent suffisante.

Conclusion

Ce système fort simple, puisque n'exigeant aucun accessoire autre qu'un module 16 K, fait gagner un temps considérable dans tous les cas où plusieurs courts programmes doivent être utilisés alternativement. Par rapport à de constants rechargements à partir de cassettes, l'amélioration est pratiquement la même qu'en cas d'adjonction d'une unité de disquettes.

Bien sûr, tous les programmes s'effacent lors de la mise hors tension de la machine, et c'est là qu'on appréciera la commodité des extensions mémoire C-MOS, dont le contenu est maintenu par une pile. *Camel* (G.-B.) et *Sam* (France) sont les deux principaux fabricants de mémoires permanentes, auxquelles notre logiciel est particulièrement adapté.

P. Gueulle

Le programmeur d'EEPROM (« Electronique Applications » n° 31) fait parler de lui...

Notre article paru dans le n° 31 d'Electronique Applications et décrivant la construction d'un programmeur d'EEPROM autour du ZX-81 nous a valu de nombreuses réactions de la part de nos lecteurs, ce qui confirme l'intérêt soulevé par ce type de mémoire.

Hélas, le composant SAB 2808 A Siemens qui nous avait servi de modèle pour notre étude n'est plus disponible actuellement, à l'exception peut-être de quelques stocks résiduels chez de rares distributeurs.

Dans la conclusion de notre article, nous évoquions la question de l'adaptation d'autres mémoires sur ce programmeur, opération se réduisant le plus souvent à une simplification des circuits, étudiés dans le cas le plus complexe. En effet, les brochages de la plupart des mémoires du marché, quels qu'en soient les types (RAM, ROM, EPROM, EEPROM) sont extrêmement voisins (normalisation BYTE-WIDE).

Les différences, mineures, concernent les lignes d'adresse de rang supérieur, en nombre variable selon la capacité de la mémoire, et les broches d'alimentation.

On assiste en effet ces derniers temps à des améliorations technologiques allant dans le sens de la réduction du nombre des tensions nécessaires.

La mémoire MCM 2816 P de Motorola est tout à fait représentative de cette évolution, puisqu'elle offre 2 K-octets de capacité, tout en se contentant de deux tensions d'alimentation : + 5 et + 18 V.

Ses caractéristiques sont comparables à celles des EPROM 1716, effaçables aux ultraviolets.

C'est dire que la 2816 possède une ligne d'adresse de plus (A10) que la 2808.

Deux voies pourront donc être suivies pour l'exploitation de cette broche 19 sur notre programmeur :

– raccordement à un petit inverseur qui, par application de + 5 V ou de 0 V, permettra de programmer indépendamment deux « moitiés » de 8 K-octets chacune de la 2816 ;

– utilisation du latch laissé libre dans le dernier 7475 pour amener A10 à la 2816, l'impulsion d'écriture devant alors être véhiculée par A11 au lieu de A10.

La seconde solution oblige à modifier légèrement le circuit imprimé et à aménager le logiciel en conséquence, aussi recommanderons-nous plutôt la première à nos lecteurs, déjà bien avancés dans la réalisation du montage.

Mise à part cette réaffectation de la broche 19, il suffira de modifier l'alimentation secteur pour lui faire délivrer + 18 V.

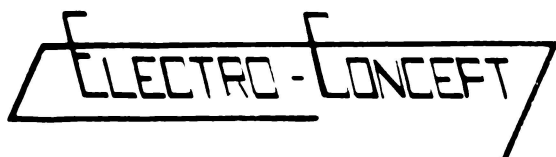
Cette tension est nécessaire pour l'effacement (broche 18) et pour la programmation (broche 21). Elle ne doit être appliquée qu'après le + 5 V, et retirée avant la disparition de cette alimentation principale, la seule nécessaire en mode lecture (sur les broches 21 et 24).

L'utilisation de cette nouvelle mémoire à la fois plus simple d'emploi, plus robuste et moins chère que la 2808 malgré une capacité double, élargit encore le champ d'applications de ce programmeur.

Il est également possible de lui adapter, moyennant quelques modifications simples, des EPROM 2708 (+ 5 V, - 5 V, + 12 V), ou des 2716, dans des conditions analogues à celles recommandées pour la 2816 (+ 25 V au lieu de + 18 V).

Puissent ces quelques indications permettre enfin à tous nos lecteurs intéressés par ce programmeur d'atteindre leurs objectifs de façon satisfaisante !

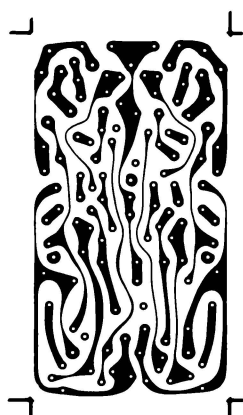
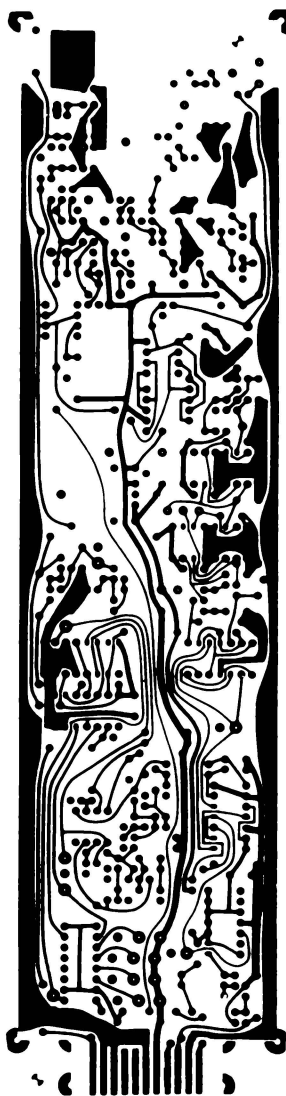
Patrick Gueulle



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.



**une infinité de solutions
fiables et pratiques**

belt publicite

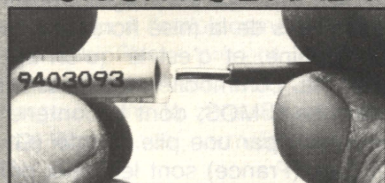
MARQUAGE FILS ET CABLES

exclusivité BRADY

BRADY



W.H. BRADY
Route d'Ardon
45370 Jouy-le-Potier
Tél. : (38) 45.80.65



BRADYSLEEVE

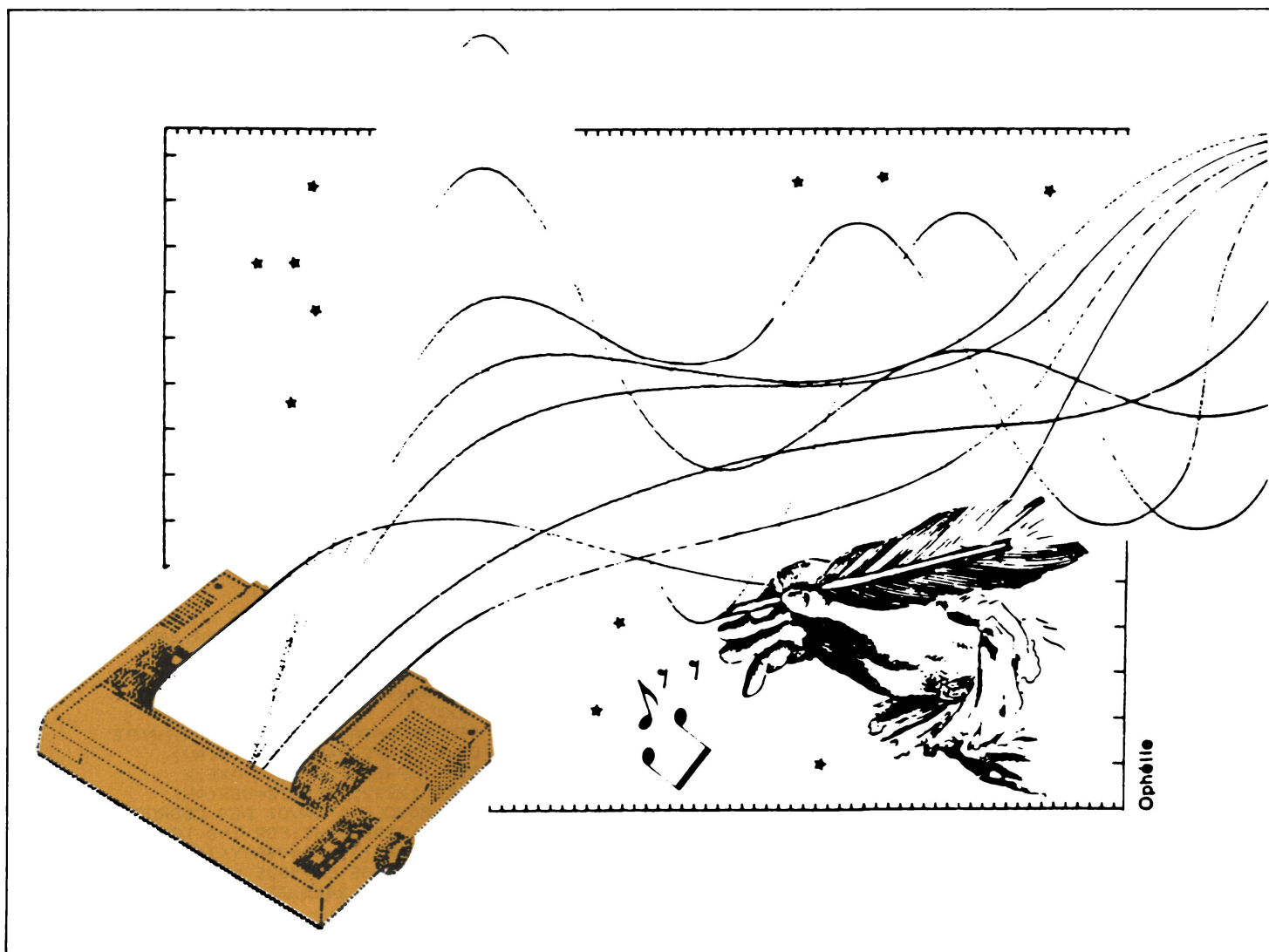
Manchons de repérage prédécoupés
sur support informatique - Marquage
par imprimante, machine à écrire
manuelle ou programmée, ou à la main.
Possibilité thermorétractable.
4 références couvrant tous Ø de fils
de 0,76 à 6,35 mm.
Echantillons sur demande.

SERVICE-LECTEURS N° 274

*Micro
informatique*

Tracé de courbes paramétriques sur imprimante

(deuxième partie)



La première partie de cet article, consacré à l'élaboration d'une méthode informatique permettant de reproduire, sur une imprimante, toutes sortes de courbes mathématiques – ou de dessins – a défini quels étaient les sous-programmes utilisables en langage Basic ou Pascal.

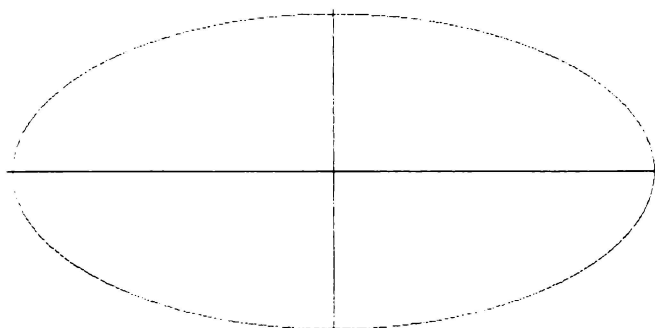
Les exemples mentionnés se rapportaient à trois types de figures : une spirale, une ellipse, un « trèfle ».

Cette seconde partie va reprendre chacun de ces exemples en donnant, pour tous les cas, le programme correspondant, mis au point par l'auteur.

Précisons que le matériel utilisé lors de la rédaction de cette étude (imprimante C.I.TOH distribuée par Tekelec-Airtronic, ordinateur Nascom-1, Basic « Microsoft ») n'est nullement impératif. Tout micro-ordinateur muni d'un interface compatible avec l'imprimante choisie (type Centronics dans de nombreux cas) conviendra.

Seul, le sous-programme d'envoi d'un octet à l'imprimante (« driver » d'imprimante) dépend de l'ordinateur utilisé, et de l'imprimante – ou, du moins, de son interface.

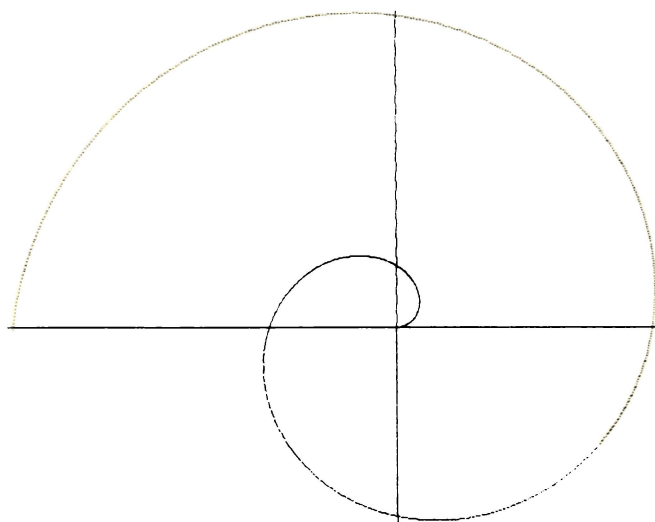
Impression d'une ellipse (ci-dessous) et d'une spirale (ci-contre).



```

10 REM          ELLIPSE          X^2/A^2+Y^2/B^2=1
20 NP=1000:DIM X(NP),Y(NP):PI=3.14159:A=1:B=.5
30 X1=0:X2=0:Y2=0
40 FOR I=0 TO NP/2:W=2*PI*I/NP
50 X(I)=A*COS(W):Y(I)=B*SIN(W)
60 X(NP-I)=X(I):Y(NP-I)=-Y(I)
70 IF X(I)<X1 THEN X1=X(I)
80 IF X(I)>X2 THEN X2=X(I)
90 IF Y(I)>Y2 THEN Y2=Y(I)
100 NEXT I
110 GOSUB 9800:END
9800 REM NORMALISATION DES COORDONNEES
9810 REM pour obtenir des axes orthonormés
9820 KX=1000/(X2-X1):KY=.529412*KX
9830 AH=KY*Y2+12:AV=-KX*X1+10
9840 FOR I=0 TO NP
9850 X(I)=KX*X(I)+.5:Y(I)=KY*Y(I)+.5
9860 NEXT I
9900 REM PREPARATION DE L'IMPRIMANTE
9910 DOKE 12292,3456:ZZ=USR(AV)
9920 REM IMPRESSION DE L'AXE X
9930 DOKE 12292,3459:ZZ=USR(AH)
9940 REM BOUCLE D'ENVOI DES COORDONNEES
9950 DOKE 12292,3462:FOR I=0 TO NP
9960 ZZ=USR(X(I)):ZZ=USR(Y(I)):NEXT I
9980 REM REPRISE EN MODE NORMAL
9990 DOKE 12292,3465:ZZ=USR(0):RETURN
OK

```



```

10 REM SPIRALE R=W
20 REM pour W variant de 0 à 3*PI
30 NP=1000:PI=3.14159:DIM X(NP),Y(NP)
40 X1=0:X2=0:Y2=0
50 FOR I=0 TO NP:W=3*PI*I/NP:R=W
60 X(I)=R*COS(W):Y(I)=R*SIN(W)
70 IF X(I)<X1 THEN X1=X(I)
80 IF X(I)>X2 THEN X2=X(I)
90 IF Y(I)>Y2 THEN Y2=Y(I)
100 NEXT I
110 GOSUB 9800:END
9800 REM NORMALISATION DES COORDONNEES
9810 KX=1000/(X2-X1):KY=.529412*KX
9820 AH=KY*Y2+10:AV=-KX*X1+10
9830 FOR I=0 TO NP
9840 X(I)=KX*X(I)+.5:Y(I)=KY*Y(I)+.5
9850 NEXT I
9900 REM PREPARATION DE L'IMPRIMANTE
9910 DOKE 12292,3456:ZZ=USR(AV)
9920 REM IMPRESSION DE L'AXE X
9930 DOKE 12292,3459:ZZ=USR(AH)
9940 REM BOUCLE D'ENVOI DES COORDONNEES
9950 DOKE 12292,3462:FOR I=0 TO NP
9960 ZZ=USR(X(I)):ZZ=USR(Y(I)):NEXT I
9980 REM REPRISE EN MODE NORMAL
9990 DOKE 12292,3465:ZZ=USR(0):RETURN
OK

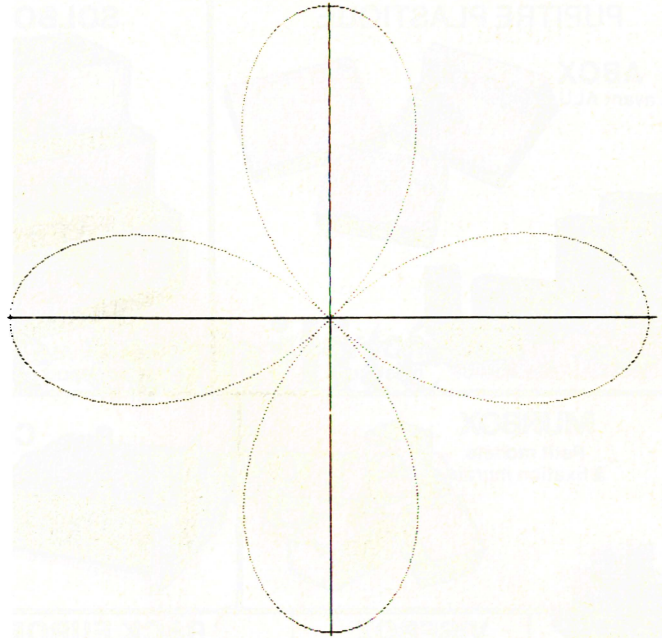
```



```

10 REM TREFLE A QUATRE FEUILLES R=cos(2*w)
20 REM pour W variant de 0 à 2*PI
30 NP=1000:PI=3.14159:DIM X(NP),Y(NP)
40 X1=0:X2=0:Y2=0
50 FOR I=0 TO NP:W=2*PI*I/NP:R=cos(2*w)
60 X(I)=R*cos(W):Y(I)=R*sin(W)
70 IF X(I)<X1 THEN X1=X(I)
80 IF X(I)>X2 THEN X2=X(I)
90 IF Y(I)>Y2 THEN Y2=Y(I)
100 NEXT I
110 GOSUB 9800:END
9800 REM NORMALISATION DES COORDONNEES
9810 REM pour obtenir des axes orthonormés
9820 KX=1000/(X2-X1):KY=.529412*KX
9830 AH=KY*Y2+10:AV=-KX*X1+10
9840 FOR I=0 TO NP
9850 X(I)=KX*X(I):Y(I)=KY*Y(I)
9860 NEXT I
9900 REM PREPARATION DE L'IMPRIMANTE
9910 DOKE 12292,3456:ZZ=USR(AV)
9920 REM IMPRESSION DE L'AXE X
9930 DOKE 12292,3459:ZZ=USR(AH)
9940 REM BOUCLE D'ENVOI DES COORDONNEES
9950 DOKE 12292,3462:FOR I=0 TO NP
9960 ZZ=USR(X(I)):ZZ=USR(Y(I)):NEXT I
9980 REM REPRISE EN MODE NORMAL
9990 DOKE 12292,3465:ZZ=USR(0):RETURN
OK

```



Impression d'un trèfle (ci-contre).

```

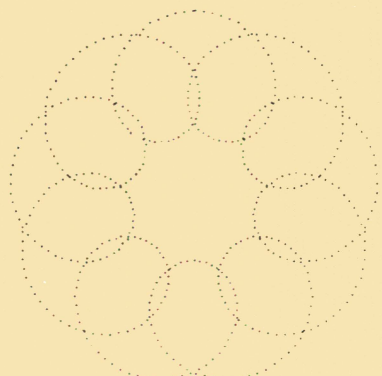
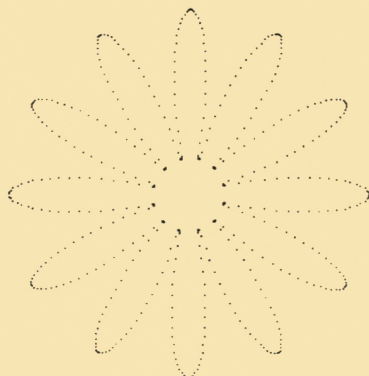
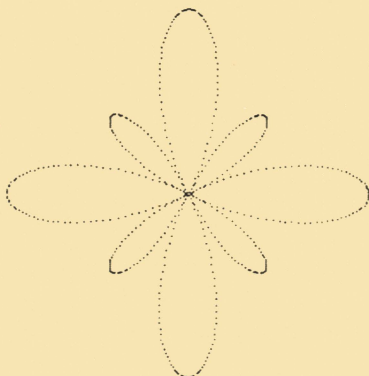
10 REM TRACE DE DROITES ET DE CERCLES
20 L=150:KX=1:KY=.529412:PI=3.14159
30 W=30*PI/180:REM Angle vertical
31 WH=30*PI/180:REM Angle horizontal
40 M=L*SIN(WH)*COS(W):N=L*SIN(WH)*SIN(W)
50 AH=2*(L*M)+10:AV=10:GOSUB 9900:X0=500-(L*M)/2
60 RC=L:XC=RC:YC=(L*M)/2:FOR J=1 TO 8
70 XC=RC:GOSUB 9600:RC=2*RC/3:NEXT J
80 XA=X0:YA=L
90 XB=XA+L:YB=YA:GOSUB 9700
100 XB=XA+M:YB=YA+N:GOSUB 9700
110 XB=XA:YB=0:GOSUB 9700
120 XA=X0+L+M:YA=L+N
130 XB=XA-L:YB=YA:GOSUB 9700
140 XB=XA-M:YB=YA-N:GOSUB 9700
150 XB=XA:YB=N:GOSUB 9700
160 XA=X0+L:YA=0
170 XB=XA-L:YB=YA:GOSUB 9700
180 XB=XA+M:YB=YA+N:GOSUB 9700
190 XB=XA:YB=L:GOSUB 9700
200 RC=L:XC=1000-RC:YC=(L*M)/2
210 FOR J=1 TO 4:GOSUB 9600:RC=2*RC/3:NEXT J
220 X=XC:Y=YC:GOSUB 9950
230 GOSUB 9980:END
9590 =====
9600 REM TRACE DE CERCLE Centre(XC,YC),Rayon RC
9610 NP=KX*RC:PI=3.14159
9620 FOR I=0 TO NP
9630 XX=RC*SIN(PI*I/NP):YY=RC*cos(PI*I/NP)
9640 X=XC+XX:Y=YC+YY:GOSUB 9950

```

```

9650 X=XC-XX:Y=YC+YY:GOSUB 9950
9660 NEXT I:RETURN
9670 =====
9700 REM TRACE DE DROITE de A(XA,YA) à B(XB,YB)
9710 IF ABS(XB-XA)<1/KX GOTO 9770
9720 Z=(YB-YA)/(XB-XA):IF ABS(Z)>1 GOTO 9750
9730 S=1/KX:IF XA>XB THEN S=-S
9735 FOR X=XA TO XB STEP S
9740 Y=YA+(X-XA)*Z:GOSUB 9950:NEXT X:RETURN
9750 S=1/KY:IF YA>YB THEN S=-S
9755 FOR Y=YA TO YB STEP S
9760 X=XA+(Y-YA)/Z:GOSUB 9950:NEXT Y:RETURN
9770 S=1/KY:X=(XA+XB)/2:IF YA>YB THEN S=-S
9775 FOR Y=YA TO YB STEP S
9780 GOSUB 9950:NEXT Y:RETURN
9790 =====
9900 REM PREPARATION DE L'IMPRIMANTE
9910 DOKE 12292,3456:ZZ=USR(KX*AV-32768)
9920 REM POSITION DE L'AXE X
9930 DOKE 12292,3459:ZZ=USR(KY*AH-32768)
9940 RETURN
9945 =====
9950 REM ENVOI D'UN COUPLE DE COORDONNEES X,Y
9960 DOKE 12292,3462:ZZ=USR(KX*X+.5)
9970 ZZ=USR(KY*Y+.5):RETURN
9975 =====
9980 REM REPRISE EN MODE NORMAL
9990 DOKE 12292,3465:ZZ=USR(0):RETURN
OK

```



Quelques exemples de tracés assez complexes, obtenus en mettant en œuvre les programmes de tracé de droites et de cercles (ci-dessus) et le programme général donné dans la première partie de cette étude.

NOUVELLE GÉNÉRATION

RETEX

DE COFFRETS PROFESSIONNELS

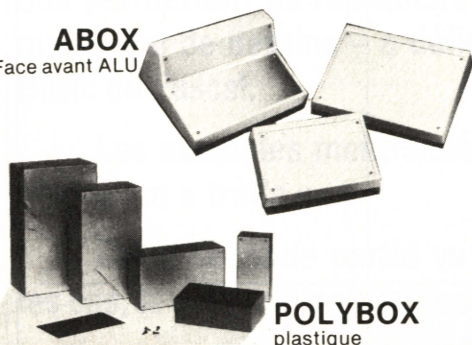
PUPITRE PLASTIQUE

SOLBOX

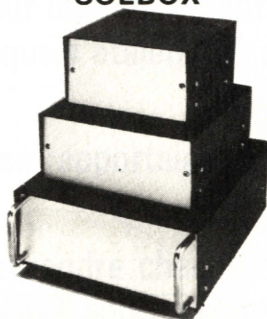
OCTOBOX

PUPITRE MÉTALLIQUE

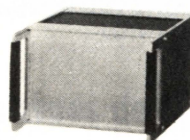
ABOX
Face avant ALU



POLYBOX
plastique



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



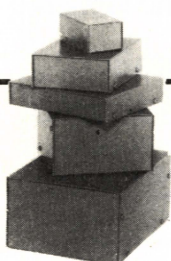
avec ou sans poignée.
Hauteur 80 - 100 - 130
en ALU EXTRUDÉ anodisé
larg. : 150 à 400, Prof. 150 à 300.

DATABOX
KEYBOX



MURBOX

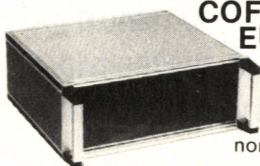
Petit modèle
à fixation murale



MINIBOX

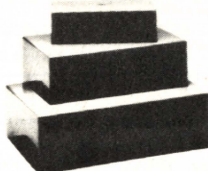


COFFRET EUROBOX

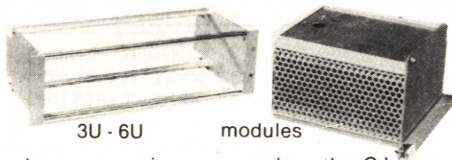


métallique
normalisé 3U - 6U

WISEBOX



RACK EUROBOX



3U - 6U modules

tous accessoires pour porte-cartes C.I.

MÉTALLIQUE - ALU - PLASTIQUE
construction robuste - finition soignée
pour cartes C.I. normes européennes

Sur demande : fabrications spéciales,
usinages, perçages, sérigraphies.

RETEX-FRANCE

Service technique et commerciaux :

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

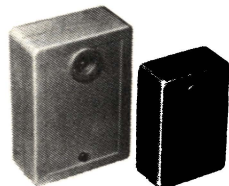
SERVICE-LECTEURS N° 280

NEW ! A NOTRE RAYON ALARME

LES RADARS VOLUMETRIQUES «LEXTRONIC» RV004 et RV005 A INFRAROUGE PASSIF

se caractérisent par leurs dimensions réduites ainsi que par une **très faible consommation de veille** (3 mA environ). Les portées opérationnelles (réglables) sont de 6 à 12 m maxi avec un angle de couverture de 70° environ. Le déclenchement de ces radars se fait par **détection de variation de température causée par la radiation du corps humain** (infrarouge passif). Ils utilisent un **détecteur spécial muni d'un filtre sélectif de longueur d'ondes** bien spécifique de la température du corps humain évitant ainsi tous les déclenchements intempestifs. De plus, ces radars ne traversent pas les cloisons ni les vitres. Ils possèdent également une très grande immunité contre la lumière, les bruits, etc. Ils sont équipés d'un contrôle visuel par Led réagissant dès le passage d'une personne (ou d'un animal) dans la zone couverte par le radar.

Nombreuses applications : Antivol, déclenchement automatique d'éclairages, d'appareil photo ou caméra, magnétophone, vidéo de surveillance, objet animé, guirlandes, spots, système de sécurité, etc.



Documentation
contre enveloppe timbrée

RADAR RV004 : Dimensions : 57 x 37 x 20 mm. Modèle spécialement étudié pour fonctionner avec la centrale d'alarme CAP 002. Alim. 12 V. Consommation en veille : 3 mA

En kit299 F Monté.....365 F

RADAR RV005 : mêmes caractéristiques que le RV004, mais dimensions : 72 x 50 x 24 mm, il comporte également les temporisations d'entrée (10s) de sortie (90s) et de durée d'alarme (redéclenchable) de 60s. Les sorties se font sur relais incorporé I RT 3A pouvant actionner directement une sirène ou tout autre appareil.

En kit352,80 F Monté.....436,60 F

LEXTRONIC

33-39, avenue des Pins, 93370 MONTFERMEIL
388.11.00 (lignes gr.) CCP La Source 30-576-22

Ouvert du mardi au samedi de 9 h à 12 h et de 13 h 45 à 18 h 30. Fermé dim. et lundi

CRÉDIT CETELEM • EXPORTATION : DETAXE SUR LES PRIX INDICÉS

Veuillez m'adresser **VOTRE DERNIER CATALOGUE + LES NOUVEAUTÉS**
(ci-joint 30 F en chèque) ou seulement vos **NOUVEAUTÉS** (ci-joint 10 F en chèque)

Nom..... Prénom.....

Adresse.....

EA

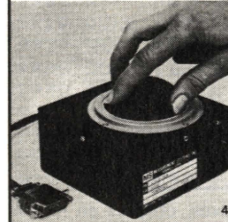
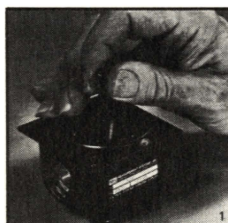
SERVICE-LECTEURS N° 291

Conditions aux
revendeurs pour
quantités

MINI-MANCHES ET BOULES DE POSITIONNEMENT

MS

- PHOTOS :**
1. MINI-MANCHE XY
manipulateur à déplacement
 2. MANCHE MINIATURE XY
manipulateur à force
 3. POIGNÉE MULTI-AXES
et multi-fonctions
 4. BOULE (Ø 5,1 - 7,6 - 8,9 cm)
à codeurs optiques



Axes $\pm X$, $\pm Y$, $\pm Z$, $\pm \theta$
en toutes combinaisons

Exécutions
commerciales
industrielles
militaires

éts **mesureur**

72-76, rue du Château-des-Rentiers
75013 PARIS - Tél. (1) 583.66.41

SERVICE-LECTEURS N° 290

Etude

Critères de fiabilité des circuits intégrés

(Seconde et dernière partie)

Les récents développements des programmes industriels et militaires ont porté à l'ordre du jour un impératif essentiel des composants électroniques : la « fiabilité ».

Ce critère, aujourd'hui fondamental, a été explicité dans la première partie de cette étude, qui s'est attachée à définir les bases d'un calcul des probabilités appliqué à un lot de circuits intégrés : défaillances dues aux radiations, courbes de vieillissement, loi de survie... Ont été également définies les notions importantes d'« AQL » et de « LTPD ».

La seconde partie de l'étude met l'accent sur les problèmes de coût de fiabilité, et analyse en détails le principe de la « redondance » au sein d'un système.

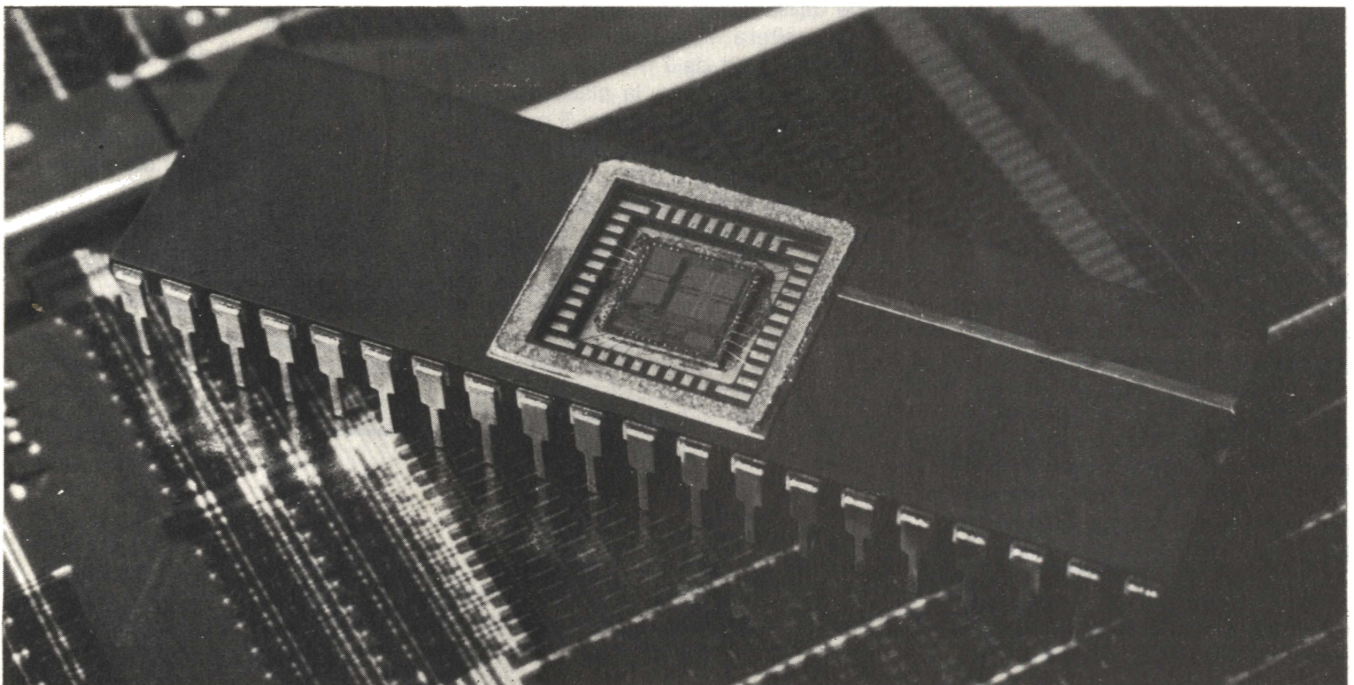


Photo A. – Combien coûte la fiabilité d'un circuit complexe ? (réseau de commutation PCM PEB 2040 de Siemens).

Coût du test industriel

Point n'est besoin de calculs compliqués pour constater que le test des composants provoque un surcoût : ainsi, un circuit intégré qualifié militaire est vendu plus cher que son homologue à usage commercial ; de même, le nombre et la nature des tests effectués pour une réalisation industrielle est un élément important pour la fixation du prix de revient. En effet, que ce soit chez le fabricant de semi-conducteurs ou chez l'utilisateur, la réalisation de tests impose des investissements considérables, qui doivent être répercutés sur le prix de vente en fonction de la durée du test et donc du degré d'immobilisation des équipements. Il faut également tenir compte de la diminution du nombre de composants réputés bons à l'issue du test, ce qui équivaut à une baisse du rendement de fabrication.

Le surcoût lié au test peut être évalué par la formule suivante, qui ne tient cependant pas compte de la ventilation des frais généraux ni de la marge de l'entreprise :

surcoût = coût du test + valeur initiale

avant test $1 - \frac{\text{quantité sortante}}{\text{quantité entrante}}$

Toutefois, ce surcoût peut être largement compensé par celui d'une défaillance prématurée. Différentes études ont montré qu'en attribuant arbitrairement un coût de 1 à une défaillance lors du test d'entrée, ce même coût vaut 10 sur la carte, 100 sur le système complet et 1000 pour une réparation en service ; il s'agit bien sûr d'une règle approximative, mais les ordres de grandeur sont tout à fait valables. Ce coût peut d'ailleurs être encore plus élevé dans le cas de systèmes non réparables comme les satellites ou les équipements téléphoniques sous-marins, où l'utilisateur impose au fournisseur des conditions draconiennes en matière de fiabilité (fig. 9).

Contrairement à ce qu'une vue à court terme laisserait penser, le coût global d'un système est donc plus que le simple coût d'achat, et on peut l'évaluer par la relation suivante (Tableau 8) :

Le coût d'acquisition (« procurement support cost ») regroupe les coûts d'achat, de transport et de test pour chaque composant. Du point de vue de l'utilisateur, le coût global de son système dépend entre autres du

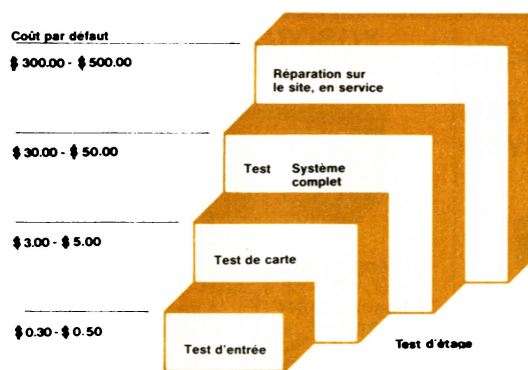


Fig. 9.

taux de remplacement durant les phases d'assemblage et d'utilisation ; ce taux est plus lié à la qualité des éléments employés qu'à leur fiabilité, et dépend donc du test d'entrée des composants. Le coût global d'un système dépend également de sa durée de vie espérée et de sa MTBF ; voici maintenant un exemple des conséquences de la MTBF sur les coûts de réparation.

MTBF et coûts de réparation d'un système

Nous avons précédemment défini les valeurs de MTBF de différentes versions de l'amplificateur opérationnel LM 108 A sous divers environnements. Pour une durée de vie prévue de un an (8760 heures) et un coût de remplacement total de 100\$, un système utilisant des composants classe C nécessitera 7 remplacements, ce qui fait un coût de $7 \times 100 = 700\$$; dans ces conditions, la classe C est très suffisante, et la classe B ne sera rentable que pour un coût unitaire inférieur ou égal à 0,07\$. Réciproquement, dans le cas d'une durée de vie utile de 10 ans, un calcul analogue montre que la classe C ne se justifie qu'à moins de 0,09\$ par élément.

Pour chaque application, un équilibre doit être fait entre coût d'acquisition, coût du test industriel et coût de réparation ou d'entretien afin de minimiser le coût global. Ce coût d'acquisition est très élevé avec des éléments à haute fiabilité et tend à baisser avec des contraintes de fiabilité moins sévères. A cause des investissements financiers, le coût unitaire du test est très important si le nombre d'éléments remplacés est faible, et diminue lorsque la fréquence des défauts augmente. Le coût du test tend à augmenter exponentiellement avec le nombre de mesures effectuées : un simple contrôle quantitatif de fonctionnement à température ambiante (test « go/no go ») revient beaucoup moins cher que la vérification de tous les paramètres statiques et dynamiques sur la gamme de température. Enfin, en première approximation, le coût d'entretien croît linéairement avec le taux de défaillance ; cette relation linéaire n'est cependant valide que pour des valeurs de taux de défaillance pas trop élevées, car sinon les périodes d'indisponibilités prolongées augmentent le coût d'entretien.

L'ensemble des courbes indiquant les différents coûts en fonction du taux de défaillance λ est représenté à la figure 10. Afin d'en simplifier la lec-

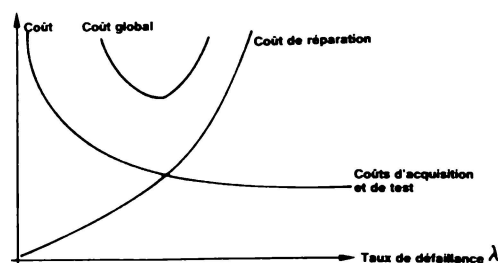


Fig. 10.



Photo B. — Le test des circuits intégrés complexes fait largement appel au calculateur. Au premier plan, l'embase où sont prélevés les paramètres de contrôle (doc. Siemens).

ture, le coût d'acquisition et le coût de test sont représentés par la même courbe, car ayant la même forme. On constate que la courbe coût global — taux de défaillance passe par un minimum, qui correspond à la rentabilité optimale.

Intérêt de la redondance

Il existe un certain nombre de systèmes où toute défaillance est inadmissible : satellites, équipements téléphoniques sous-marins, etc... Les techniques de redondance ont pour but d'assurer une continuité de service malgré défaillance d'un composant essentiel. En milieu industriel, la redondance est également utilisée pour assurer un fonctionnement en mode dégradé.

On distingue traditionnellement deux classes de redondance, active et de réserve, ces deux classes se décomposent elles-mêmes en sous-classes que nous allons rapidement étudier. On choisit entre ces solutions en fonction du degré de sécurisation nécessaire et de son coût : c'est ainsi que les techniques de redondance active sont souvent les plus sûres, mais également les plus chères. La figure 11 indique les différents modes de redondance.

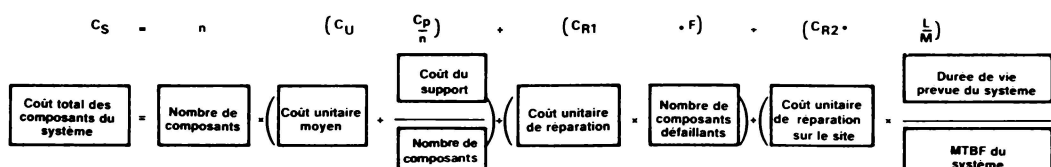
● **redondance active** : elle est caractérisée par le fonctionnement permanent de tous les composants.

redondance totale : c'est la duplication ou la triplification de tous les éléments d'un système, de sorte qu'un arrêt de fonctionnement n'est possible qu'en cas de défaillance to-

tale de tous les éléments. Cette solution est la plus coûteuse et sera réservée aux systèmes non réparables.

redondance partielle : c'est la duplication ou triplification des seuls éléments fondamentaux d'un système, dont la fonction ne peut être remplie que s'il subsiste plusieurs composants. L'alimentation en énergie d'un autocommutateur téléphonique fait appel à la redondance partielle : les redresseurs et les onduleurs sont dupliqués, mais la régulation série n'est présente qu'à un seul exemplaire.

redondance majoritaire : n éléments « vitaux » devant être simultanément actifs, le système ne fonctionnera que si plus de $n/2$ de ces éléments fonctionnent effectivement ; ce montage implique que l'organe de décision D ait une probabilité de dé-



faillance infiniment plus faible que celle des autres organes. Ce mode de redondance est utilisé pour les calculateurs de la navette spatiale américaine.

● *redondance de réserve.* Seuls sont en service les organes strictement nécessaires au fonctionnement, les autres restant en attente et prêts à être commutés en cas de défaillance des organes actifs. Cette organisation peut être utilisée à cause de son faible coût, mais aussi et surtout lorsque les taux de défaillance en service et à l'arrêt sont très différents.

L'exemple le plus classique d'une redondance de réserve est la roue de secours, qui ne sera mise en place qu'en cas de crevaisson de l'une des quatre roues motrices et a donc un taux de défaillance extrêmement faible ; dans ce cas précis, les fonctions de détection, décision et commutation sont assurées par le conducteur, mais dans le cas d'une réalisation industrielle ces fonctions doivent être prises en charge par des organes adéquats, dont la fiabilité doit être par conséquent très élevée. Sur un autocommu-

tateur téléphonique P 40 (*Thomson-CSF Téléphone*), l'établissement des communications est géré par deux calculateurs, l'un actif et l'autre prêt à le remplacer.

Evolution de la fiabilité des composants

La principale référence dans le domaine de la fiabilité est la norme américaine MIL-STD-883, qui date de 1968 et a de ce fait vieilli. En effet, en l'espace de 15 ans, la micro-électronique a évolué des circuits MSI comme l'Unité Arithmétique et Logique 74181 aux microprocesseurs 8 et 16 bits, et entre actuellement dans l'ère du VLSI ; il est probable que cette évolution va se poursuivre, aidée en cela par de grands programmes industriels organisés par les états eux-mêmes : projet VHSIC aux Etats-Unis, ordinateur de 5^e génération au Japon, plan composants en France. Pour de tels circuits, les procédures de test classi-

ques ne sont manifestement plus adéquates.

Le projet VHSIC (« Very High Speed Integrated Circuits »), sur lequel on dispose actuellement du plus de renseignements, se propose des buts très ambitieux : la première phase prévue pour 1985 vise à atteindre une taille de structure de $1,25 \mu\text{m}$ pour une fréquence d'horloge de 26 MHz ; la phase définitive au début des années 90 permettra la réalisation de circuits fonctionnant à 100 MHz entre -55 et $+85^\circ\text{C}$ et utilisant des structures de $0,5 \mu\text{m}$, le tout avec un taux de défaillance inférieur à 0,006 % par 10^3h (soit 30 fois mieux que les 0,08 % exigés par la norme MIL-STD-883).

Les problèmes de fiabilité posés par un tel cahier des charges sont de différentes natures, citons-les brièvement.

– *Modélisation accrue des causes d'erreurs*, car certains phénomènes négligeables pour des structures inférieures à $3 \mu\text{m}$ le sont de moins en moins avec une réduction de taille. Cet effet a déjà été constaté avec les générations successives de HMOS.

– *Contrôles plus stricts en fabrication et amélioration considérable des procédés de fabrication*, car il est impossible de fabriquer avec un rendement satisfaisant des circuits de qualité en utilisant des procédés médiocres. Il faut également s'attendre à l'extension de méthodes aujourd'hui marginales et coûteuses comme la gravure directe ionique ou aux rayons X, le bombardement par neutrons, etc.

– *Amélioration des procédés de test et choix de méthodes plus intensives* afin d'éliminer la « mortalité infantile ». Cependant, des compromis sont à faire, car il ne faut pas abrèger la durée de vie ou dégrader les caractéristiques des circuits corrects.

– *Développement de nouveaux schémas*, insensibles aux défauts (« fault tolerant design »). L'augmentation de la densité d'intégration conduit à des circuits invérifiables selon les procédés traditionnels, et il a été calculé que le test complet de toutes les configurations possibles d'un microprocesseur nécessiterait environ 37 années ; dans ces conditions, il est difficile d'accorder du crédit aux méthodes de test conventionnelles. Une solution semble être l'intégration sur la puce de routines d'auto-test, activées automatiquement par le fournisseur lors du test interne, mais permettant également

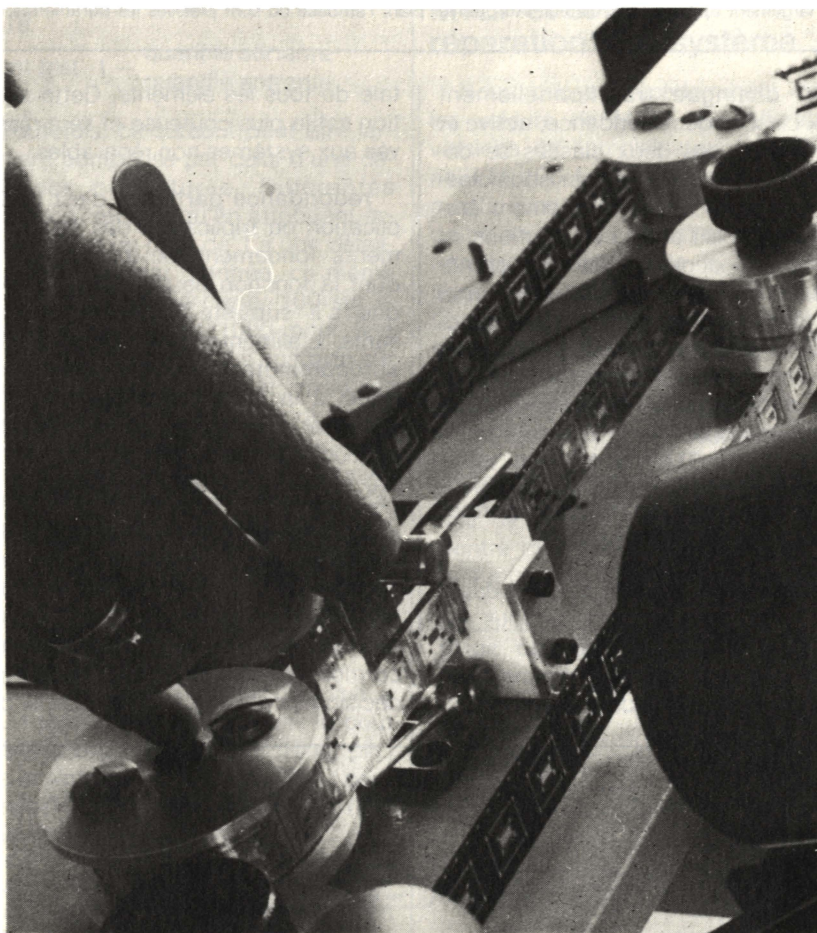


Photo C. – Le contrôle optique est toujours indispensable pour ces circuits « micropack » (doc. Siemens).



Vue d'une salle de contrôle par microscopie de « chips » LSI (doc. Siemens).

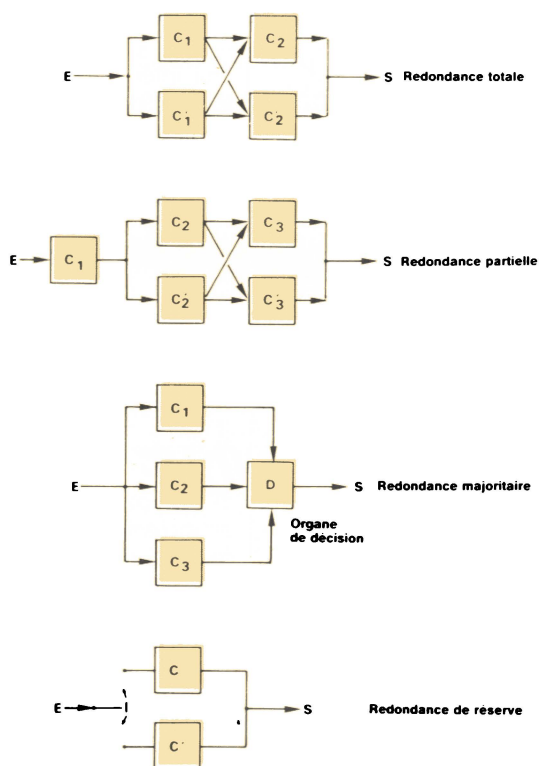


Fig. 11.

une auto-surveillance en fonctionnement.

Quoi qu'il en soit, les experts en fiabilité ont encore de beaux jours devant eux !

B. Vellieux

Pour en savoir plus

[1] « La fiabilité » par Pierre Chapouille, *Presses Universitaires de France*.

[2] « The reliability handbook », *National Semiconductor*.

Voir en particulier dans l'édition 1982 la page 25, consacrée aux différents critères d'inspection des circuits selon la norme MIL STD 883.



L'auteur remercie les firmes citées pour la documentation qu'elles ont bien voulu lui fournir, notamment : Fairchild, National Semiconductor.

Quelques précisions... en toute fiabilité !

« Si un article technique peut comporter une défaillance, celle-ci se produira nécessairement. » Cet aphorisme (à peine) extrapolé de la fameuse loi de Murphy... s'est trouvé vérifié dans le cas de notre étude intitulée « Critères de fiabilité des circuits intégrés », parue dans le numéro 34 de notre revue (pages 81 à 90).

Outre le fait qu'une « coquille » a transformé la loi de **Weibull** en loi de « Weinbull », la formule donnée en page 84 de l'article, relative à la loi de survie d'un matériel était erronée.

Rétablissons donc la vérité.

$R(t)$ est la loi de survie d'un matériel en fonction du temps t écoulé depuis sa mise en service. $R(t)$ est une fonction décroissante du temps, car, en fait, il n'y a pas de « résurrection » du matériel ; $R(t)$ vaut 1 à l'instant initial $t = 0$, et tend vers 0 lorsque t augmente. Mathématiquement, $R(t)$ est la valeur normalisée du nombre d'éléments $N(t)$ subsistant à la date t , ce qui s'écrit :

$$R(t) = \frac{N(t)}{N(0)} \Rightarrow f(t) = -\frac{\Delta N(t)}{N(0)} \times \frac{1}{\Delta t}$$

En outre, les **tableaux 2 et 3** (p. 84) comportent des valeurs inexactes du paramètre $z(t)$.

Nous les rétablissons ici.

Quant aux puristes de l'humour (anglais ?) que reflète la loi de **Murphy**, ils seront intéressés de reconnaître que celle-ci n'est que la transcription imagée des relations mathématiques suivantes :

$$0 \leq P(d) \leq 1$$

où $P(d)$ est la probabilité de défaillance :

Tableau 2
Date t

$N(t)$	$R(t)$	$\Delta N(t)$	$f(t)$	$z(t)$
0	100	1	0	0
1	67	0,67	0,33	0,49
2	45	0,45	0,22	0,49
3	30	0,30	0,15	0,5
4	20	0,20	0,10	0,5
5	14	0,14	0,06	0,43
6	9	0,09	0,05	0,55
7	6	0,06	0,03	0,5
8	4	0,04	0,02	0,5
9	3	0,03	0,01	0,33
10	2	0,02	0,01	0,5
11	1	0,01	0,01	1
12	0	0	0,01	0,01

Tableau 3
Date t

$N(t)$	$R(t)$	$\Delta N(t)$	$f(t)$	$z(t)$
0	100	1	0	0
1	87	0,87	0,13	0,15
2	73	0,73	0,14	0,19
3	60	0,60	0,13	0,21
4	60	0,60	0	0
5	59	0,59	0,01	0,02
6	57	0,57	0,02	0,03
7	57	0,57	0	0
8	57	0,57	0	0
9	56	0,56	0,01	0,02
10	38	0,38	0,18	0,48
11	20	0,20	0,18	0,9
12	0	0	0,20	0,2

$$P(A_i/B) = \frac{P(A_i) \cdot P(B/A_i)}{\sum_{i=1}^n P(A_i) \cdot P(B/A_i)}$$

Signalons en dernier lieu que l'intégration de l'équation différentielle linéaire $z(t) = \lambda = \text{constante}$ n'a pas été reprise dans le cadre de cette étude, qui ne veut pas atteindre au niveau théorique fondamental. Le lec-

teur intéressé en trouvera la démonstration dans l'ouvrage de **P. Chappouille**, cité en bibliographie de la seconde partie de l'article.

DEVENEZ COLLABORATEUR D'ELECTRONIQUE APPLICATIONS

- Vous êtes un électronicien passionné par la technique
- Vous avez étudié des applications originales dans un secteur déterminé
- Vous écrivez clairement et confectionnez des schémas sans faute

ALORS, CONTACTEZ-NOUS !

ELECTRONIQUE APPLICATIONS – Rédaction

2 à 12, rue de Bellevue, 75940 Paris Cedex 19. Tél. : (1) 200.33.05



La spectrométrie de masse : principe et applications

Un spectromètre de masse est un appareil permettant de déterminer de manière précise la masse d'un élément.

Le principe de la mesure consiste à ioniser un échantillon, à séparer les différents ions produits, et à effectuer une collection de ceux-ci ; on recueille donc séparément toute une série d'ions qui correspondent chacun aux éléments de l'échantillon.

Cette technique est une méthode d'analyse puissante, puisqu'elle permet de déterminer la composition chimique ou isotopique d'éléments solides, liquides ou gazeux.

L'utilité de cet appareil est immense ; de ce fait, il est employé dans de nombreux domaines tels que la physique, la chimie, le nucléaire. A titre d'exemples, on peut citer la détermination des masses atomiques, la détermination des produits de réactions nucléaires, l'analyse des gaz et des solides, l'analyse par dilution isotopique, la détermination de l'azote dans les sols, etc.

L'article qui suit étudie différents types de spectromètres de masse, et leurs particularités, ainsi que quelques applications.

Analyse d'un spectromètre de masse

Dans un tel appareil (fig. 1), la substance à analyser est introduite dans une source ionique où elle est ionisée ; le faisceau d'ions de sortie est dirigé vers le système analyseur dont le but est de séparer les différents ions produits dans la source, suivant le rapport de leurs masses à la charge. Le détecteur détermine ensuite, pour chaque valeur de masse, l'intensité du faisceau ionique. Le système source et analyseur devant fonctionner en atmosphère réduite, sera

relié à un dispositif de vide permettant d'obtenir des pressions de 10^{-5} à 10^{-8} Torr.

Nous allons maintenant analyser plus en détail les différentes parties de cet appareillage.

Source ionique

Une source ionique se compose d'une chambre d'ionisation dont le but est de produire un faisceau d'ions, et d'un système d'extraction, d'accélération et de focalisation de ce faisceau. La figure 2 représente une source d'ionisation basée sur le principe de bombardement électronique.

Elle est composée d'un filament qui émet des électrons de quelques dizaines d'électrons-volts.

L'échantillon à analyser est introduit dans la chambre sous forme gazeuse et il s'établit un phénomène d'ionisation des molécules du gaz par le faisceau d'électrons émis depuis le filament. Les électrons seront captés par le collecteur C, tandis que les ions seront extraits de la chambre d'ionisation grâce à la plaque d'extraction P_1 portée à un potentiel $V_1 = 0,95$ V. La plaque R, appelée repoussoir d'ions, crée un faible champ électrique repoussant les ions vers la sortie. La plaque P_2 portée à un po-

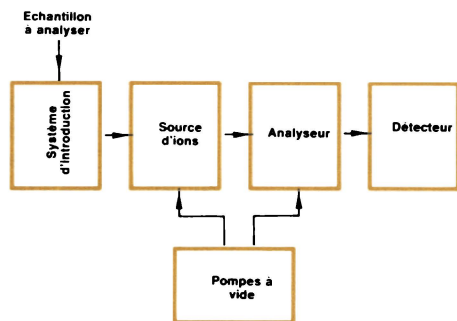


Fig. 1.

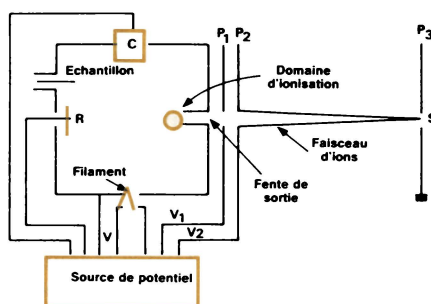


Fig. 2.

tentiel $V_2 = 0,8 \text{ V}$ est une électrode de focalisation au même titre que la fente de sortie de la chambre portée au potentiel V . En effet, on a une courbure des surfaces équipotentielles à cause de la différence des champs électriques de part et d'autre des plaques ; le système agit donc comme un ensemble de dioptrics optiques. P_3 est l'électrode d'accélération portée au potentiel de masse et S est la fente objet.

Avec une telle source à bombardement électronique, on aura un faisceau ionique dont l'intensité est de l'ordre de 10^{-9} A .

On l'utilise principalement pour l'analyse chimique et isotopique.

Pratiquement, les sources sont généralement beaucoup plus complexes, en ce sens qu'elles comportent un plus grand nombre de plaques pour avoir une meilleure répartition des champs, des réglages de largeurs de fentes, et des réglages de potentiels pour avoir une bonne focalisation. Les qualités de l'appareil dépendent en grande partie de la source, qui doit être parfaitement propre et d'une géométrie adéquate.

Il existe des sources basées sur des principes différents du bombardement électronique, à savoir les sources à thermoionisation, les sources à étin-

celles haute fréquence et les sources à émissions secondaires.

La différence entre ces divers types réside dans le processus de production des ions.

- *Pour une source à thermoionisation*, on dépose l'échantillon solide à analyser sur un filament fortement chauffé. Il va s'établir une vaporisation et une ionisation de cet échantillon et on peut obtenir ainsi un courant ionique de l'ordre de 10^{-9} A . De telles sources, utilisées généralement pour l'analyse isotopique, demandent des quantités de substance très faibles de l'ordre de 10^{-10} g .

- *Dans une source à étincelles*, l'échantillon que l'on veut analyser forme les deux électrodes entre lesquelles on établit une d.d.p. de plusieurs milliers de volts avec une fréquence de l'ordre du megahertz. Il va ainsi s'établir entre les électrodes une étincelle pour chaque alternance de l'alimentation. De ce fait, on aura un phénomène de vaporisation et d'ionisation du matériau à analyser. Par un tel procédé, on obtiendra des courants de l'ordre de 10^{-11} A .

- *Un dernier type de source est celle dite à émission secondaire*. Dans ce cas, un échantillon solide est bombardé par un faisceau d'ions primaires. Il s'établit ainsi une pulvérisation

superficielle de l'échantillon et l'émission d'un faisceau secondaire de molécules neutres et d'ions. L'utilité d'une telle source vient du fait que, suivant l'intensité du faisceau primaire, on a une usure superficielle de l'échantillon pouvant aller jusqu'à environ 10^4 Å ; on pourra donc effectuer une analyse couche par couche.

Pour en terminer avec ce chapitre, examinons rapidement quelques propriétés du faisceau d'ions. On peut citer l'énergie cinétique des ions sortant de la fente objet ; pour un potentiel d'accélération V , on a :

$$\frac{1}{2} \cdot mv^2 = eV$$

avec :

m = masse de l'ion,
 v = vitesse de l'ion,
 V = potentiel d'accélération,
 e = charge de l'ion.

Une autre propriété est la dispersion en énergie, car suivant la vitesse initiale des ions durant le processus de leur formation, ils n'auront pas tous la même énergie ; il existera donc une certaine dispersion.

En dernier lieu, on peut citer la largeur de la fente objet qui déterminera l'intensité du faisceau ionique ; on peut avoir des largeurs de l'ordre du micron.

Système analyseur

Avant toute chose, rappelons les phénomènes entrant en jeu quand une particule chargée est en mouvement dans un champ magnétique (fig. 3).

Soit donc une particule chargée entrant dans un champ magnétique B . Sa vitesse à l'entrée du système de déviation s'obtient par la relation :

$$\frac{1}{2} mv^2 = eV \Rightarrow v = \sqrt{\frac{2 eV}{m}}$$

Le champ magnétique va exercer sur cette particule une force F perpen-

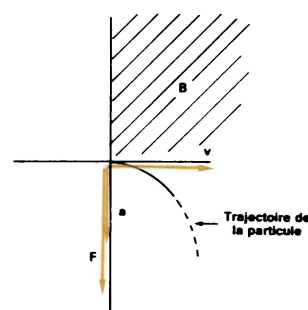


Fig. 3.

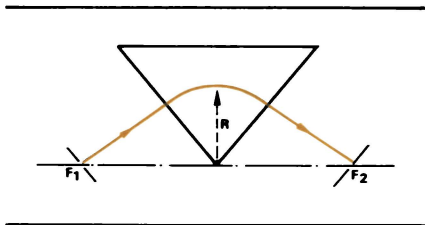


Fig. 4.

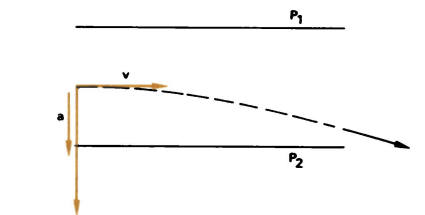


Fig. 5.

diculaire à la direction de la vitesse, et donnée par la relation :

$$F = Bev$$

Cette force est donc proportionnelle à l'induction magnétique, à la charge de la particule et à l'intensité de la vitesse. On aura une accélération ayant même direction que la force :

$$a = \frac{F}{m} = \frac{Bev}{m} = \frac{v^2}{R}$$

Le rayon de courbure de la trajectoire est donc donné par :

$$R = \frac{v^2}{a} = \frac{mv}{eB}$$

Le second terme de cette équation étant constant, la trajectoire sera circulaire. On peut également écrire :

$$R = \frac{1}{B} \frac{mv}{e} = \frac{1}{B} \sqrt{2 \frac{m}{e} V}$$

Pour cette relation, m est la masse de la particule, e est sa charge et V est le potentiel d'accélération.

Notons également qu'un champ magnétique ne modifie pas l'énergie cinétique de la particule, ni l'intensité de sa vitesse ; il n'agit que sur la direction de cette dernière.

Si le faisceau d'ions sortant de la source rencontre un champ magnétique perpendiculaire à sa trajectoire, il va s'incurver avec un rayon dépendant du rapport m/e ; chaque composé du mélange aura donc un rayon de courbure particulier ; on a bien une séparation des masses. Pratiquement, celle-ci est assurée par un prisme magnétique à champ homogène normal au faisceau d'ions. Ceci est illustré en figure 4 où le faisceau issu de la fente de sortie de la source F_1 est dévié par

le secteur magnétique pour être focalisé sur la fente F_2 . Ce secteur magnétique est un aimant permanent ou un électroaimant ; le profil des pièces polaires est corrigé dans le but d'annuler l'effet des champs de fuites. Un tel secteur a aussi la propriété de focaliser sur la fente image F_2 un faisceau légèrement divergent. Notons qu'un tel système est appelé à simple focalisation.

On peut constater qu'en faisant varier la valeur de l'induction magnétique, ou celle du potentiel d'accélération, on amène sur la fente image des ions de masses différentes ; ainsi, pour effectuer une analyse, on fera un balayage soit en tension, soit en induction magnétique.

La théorie décrite ci-avant est valable si on admet que la vitesse des ions est nulle lors de leur formation ; à ce moment, l'énergie du faisceau, à la sortie de la source, est essentiellement déterminée par le potentiel d'accélération.

En pratique, la vitesse des ions n'est pas nulle lors de leur formation ; on aura donc une certaine dispersion énergétique, et, de ce fait, un élargissement de la fente image. Pour éviter cet inconvénient, on intercale entre la source et le dispositif de séparation magnétique, un filtre d'énergie constitué par un secteur électrostatique. En effet, une particule chargée entrant à l'intérieur d'un champ électrique (fig. 5) y subit une déviation. La vitesse de la particule est toujours donnée par :

$$v = \sqrt{2 \frac{e}{m} V}$$

où V est le potentiel d'accélération avant le système de déviation. Si entre les plaques P_1 et P_2 , existe un champ

électrique H , la particule sera soumise à une force $F = eH$, et à une accélération :

$$a = \frac{F}{m} = \frac{eH}{m} = \frac{v^2}{R}$$

Le rayon de la trajectoire vaut ici :

$$R = \frac{v^2}{a} = \frac{v^2 m}{eH}$$

Si le dispositif électrostatique a une courbure moyenne R , seuls les ions ayant un rayon de courbure du même ordre de grandeur pourront sortir du filtre ; on réduit ainsi la dispersion en énergie. De tels appareils, comportant un analyseur électrostatique et un analyseur magnétique, sont appelés « à double focalisation ».

Pratiquement, on trouve sur le marché, deux types de spectromètres de masse ; ils sont tous les deux à double focalisation avec une optique du type *Nier-Johnson* (fig. 6) ou *Matthaus-Herzog* (fig. 7). Leur principale différence réside dans la focalisation qui se fait en un point pour le premier type, et sur un plan pour le second.

Noons qu'il existe des spectromètres de masse basés sur d'autres principes, à savoir les spectromètres à temps de vol, où la séparation repose sur la différence des temps de parcours des ions mono-énergétiques ; les spectromètres quadripolaires, où la séparation est assurée par un champ électrique haute fréquence qui met en oscillation des ions de masses définies, tandis que les autres seront neutralisés.

Il existe également des appareils à trajectoire cycloïdale où l'on obtient une double focalisation par l'intermédiaire d'un champ magnétique et électrique perpendiculaires l'un à l'autre.

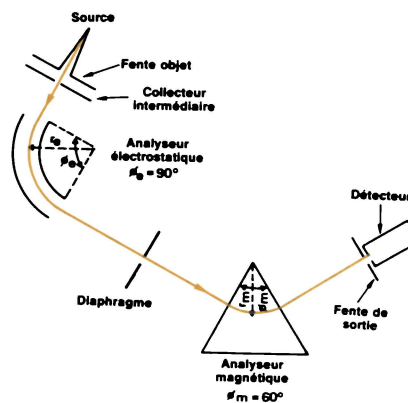


Fig. 6.

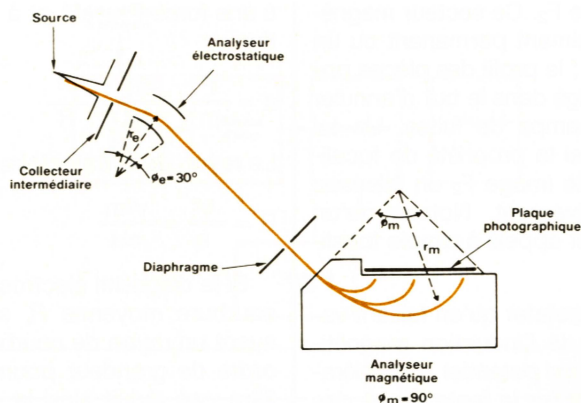


Fig. 7.

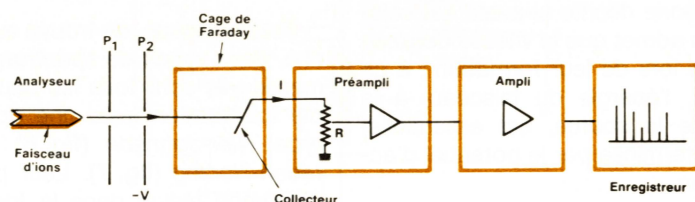


Fig. 8.

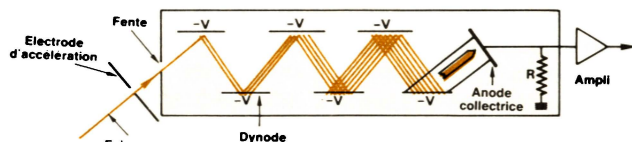


Fig. 9.

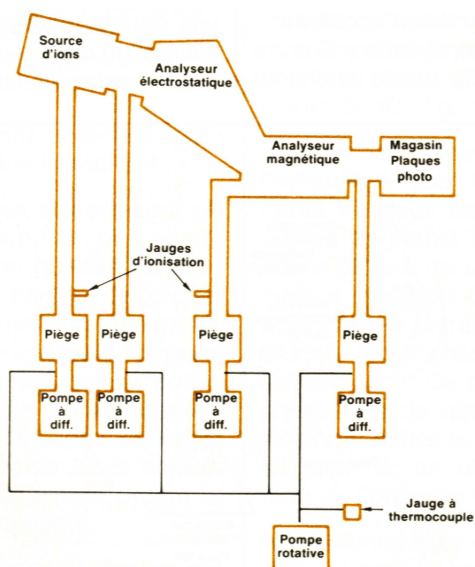


Fig. 10.

Système de détection

Une fois la substance à analyser ionisée, le faisceau ionique passe d'une part à travers le filtre électrostatique, et d'autre part, par l'analyseur magnétique où se fait la séparation des masses. Pour un appareil du type *Nier-Johnson*, le faisceau d'ions passe par la fente de sortie pour aboutir sur un système de mesure de ce courant ; ces dispositifs de détection doivent être très sensibles vu que les courants à mesurer peuvent aller jusqu'à 10^{-19} A.

Un premier type de détecteur est la cage de *Faraday* représentée en figure 8. Dans ce système, le faisceau d'ions passe par une série d'électrodes pour aboutir dans une boîte appelée cage de *Faraday*, et enfin venir frapper une électrode collectrice. Du fait de l'impact du faisceau sur celle-ci, on aura des réflexions d'ions et une émission d'électrons secondaires, mais toutes ces charges ne pourront s'échapper de la cage. P_1 est la fente de résolution, et sa largeur détermine la portion d'ions qui passera vers la sortie du système. P_2 est une électrode portée à un potentiel négatif dans le but de repousser les électrons secondaires vers le collecteur. La résistance R aura une valeur élevée, permettant d'avoir un potentiel mesurable.

On trouve ensuite le système enregistreur permettant la mesure du courant. On peut utiliser un enregistreur potentiométrique avec dispositif d'atténuation permettant d'utiliser, d'une manière adéquate, la largeur du papier.

Un enregistreur galvanométrique, avec plusieurs galvanomètres de sensibilités différentes, peut également être employé ; on utilisera pour l'enregistrement un papier photographique. On peut aussi utiliser un convertisseur analogique-numérique à la sortie de l'amplificateur et envoyer les données vers un ordinateur qui permettra un traitement en temps réel. Citons encore deux autres systèmes, à savoir l'emploi d'un convertisseur tension-fréquence, et l'emploi d'un analyseur multicanaux.

Lorsque les courants à mesurer sont très faibles, une cage de *Faraday* n'est plus utilisable ; aussi emploie-t-on un autre système tel que le multiplicateur d'électrons représenté en figure 9. Un tel dispositif est équipé d'une série d'électrodes appelées dynodes, et d'une anode collectrice. Les

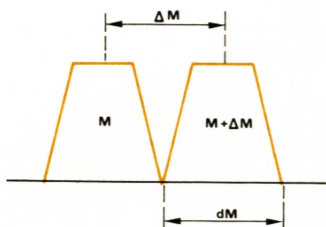


Fig. 11.

ions viennent frapper une première dynode portée à un potentiel négatif V_1 et il y a émission d'un certain nombre d'électrons secondaires. Ceux-ci seront accélérés vers une deuxième dynode portée à un potentiel négatif V_2 par rapport à la première. Il y a de nouveau émission d'électrons secondaires, et le processus se reproduit de dynode en dynode. Les électrons atteignent finalement une anode collectrice reliée à un amplificateur à courant continu. Un tel dispositif permet de mesurer des courants de l'ordre de 10^{-20} A ; le gain est d'environ 10^8 . Un multiplicateur d'électrons est apte à permettre un comptage puisque, pour chaque ion, on peut obtenir une impulsion de sortie. Si l'on met en sortie, un discriminateur d'impulsions, on peut éliminer les impulsions dues au bruit de fond. En effet, le discriminateur ne laissant passer que des impulsions atteignant un certain seuil, celles dues au bruit de fond, ayant une amplitude plus faible, seront éliminées. Notons que le discriminateur est généralement suivi d'une échelle de comptage.

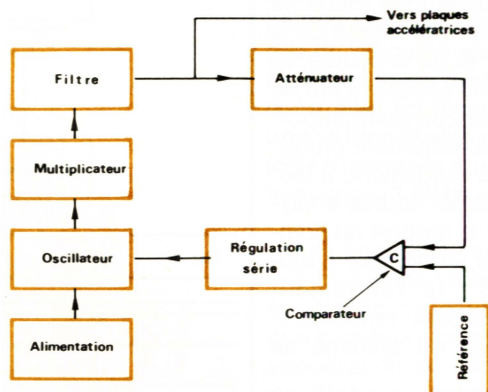


Fig. 13.

Éléments divers

Il est évident qu'un système de production de vide doit équiper un spectromètre de masse, puisque la source, le système analyseur et les interfaces doivent être sous pression réduite. On trouvera donc des pompes primaires, le plus souvent à palettes, à plusieurs étages, permettant d'atteindre un vide de 10^{-2} Torr, nécessaire à l'amorçage des pompes secondaires. Ces dernières sont habituellement du type à diffusion dans l'huile ou au mercure. Comme pompes secondaires, on trouve également des pompes ioniques et turbo-moléculaires permettant d'obtenir un vide de 10^{-9} Torr et plus. Comme dispositif associé à ces pompes, on trouve des pièges refroidis à l'azote liquide dans le but de

condenser la vapeur d'huile qui pourrait se répandre dans les canalisations. Actuellement, des appareils sont équipés de pièges à effet Peltier, ce qui évite de travailler avec de l'azote liquide.

Il faut encore citer l'existence d'un système de chauffage de l'enceinte, permettant d'éliminer les composés volatils absorbés par les parois. La figure 10 montre le système de vide d'un appareil type AEI MS702. On remarque que les différentes parties du spectromètre sont raccordées aux pompes à diffusion via des pièges refroidis à l'azote liquide. L'amorçage de ces pompes est assuré par une pompe rotative.

On remarque également des appareils de mesure du vide de type thermocouples et jauges d'ionisation. Le principe de ce dernier appareil est de mesurer le nombre d'ions formés lors de collisions entre les molécules de gaz résiduel et des électrons émis par un filament. Il existe également des jauges à conductibilité thermique fonctionnant suivant le fait que la température d'un filament, chauffé sous un certain vide, dépend de la valeur de ce dernier. La variation de température sera mesurée selon la valeur de sa résistance par l'intermédiaire d'un montage en pont.

Voyons maintenant d'une manière succincte quelques caractéristiques importantes de ces appareils.

On peut citer le pouvoir de résolution qui caractérise l'aptitude du système à séparer des masses voisines (fig. 11). Deux pics de masses M et $M + \Delta M$ sont séparés si la largeur dM est égale à la différence de masse

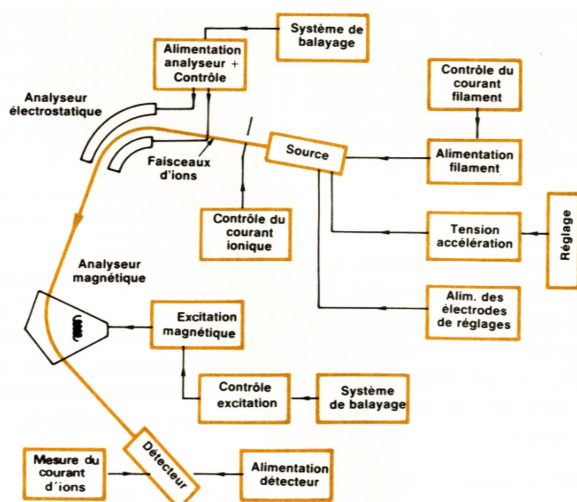


Fig. 12.

ΔM ; le pouvoir de résolution est M/dM . Celui-ci dépend du rayon de courbure de la trajectoire dans le champ magnétique, de la largeur de la fente du collecteur et de la source, et du grandissement du spectre. Lors de l'achat d'un appareil, ce point important doit être particulièrement étudié. Du point de vue du rendement, il faut considérer le système source-analyseur et notamment le rapport du nombre d'ions collectés au nombre d'atomes consommés; le rendement global est le précédent rendement, multiplié par le gain du système de collection.

La limite de détection est la plus petite quantité de substance qui peut être détectée; elle dépend de la valeur du signal du bruit de fond.

La proportionnalité entre l'intensité du signal et la quantité d'échantillon est vérifiée dans une certaine plage qui est le « domaine de linéarité ».

Le « domaine de masses » est l'étendue du spectre de masses que l'appareil peut analyser; il dépend du rayon de courbure des trajectoires, de la tension d'accélération et de la valeur de l'induction magnétique.

Notons également qu'il existe un « facteur de mérite » permettant de comparer des appareils du même type.

Etude de l'électronique associée

La figure 12 représente le schéma-bloc d'un spectromètre de masse. On y trouve, d'une part, les alimentations de la source, des systèmes analyseurs et du détecteur, et, d'autre part, les éléments de contrôle ayant pour but de stabiliser d'une manière adéquate ces alimentations. On remarque également l'existence de systèmes de balayages pour l'analyseur magnétique et électrostatique.

La figure 13 montre le principe de l'alimentation fournissant le potentiel d'accélération. Ce système, assez classique, est composé d'un oscillateur, d'un multiplicateur de tension et d'un filtre. La tension de sortie de celui-ci passe par un atténuateur pour être comparée à une référence. Le signal d'erreur agira sur un régulateur série.

En ce qui concerne l'alimentation du filament, il faut disposer d'une régulation pour pouvoir régler l'énergie

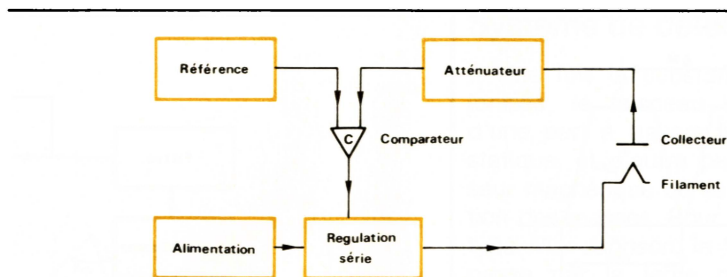


Fig. 14.

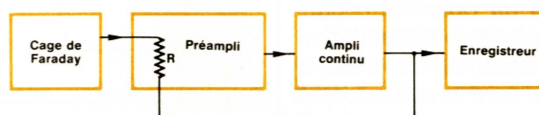


Fig. 15.

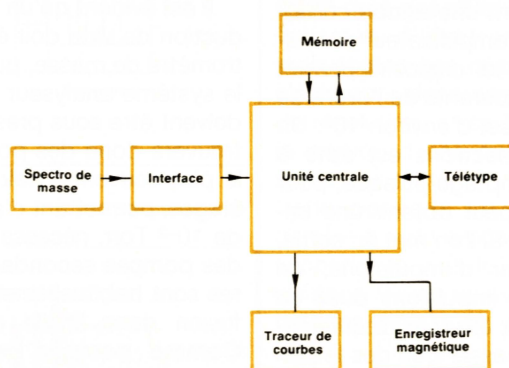


Fig. 16.

des électrons émis (environ 70 eV), et aussi pour pouvoir annuler le courant filament, si celui-ci devient anormalement important, et ceci dans le but d'éviter une destruction de la source. La figure 14 donne le principe de contrôle du courant filament. Les électrons émis par ce dernier sont captés par un collecteur, et le signal correspondant est dirigé sur un comparateur dont l'autre entrée est reliée à une référence.

En ce qui concerne la mesure du courant d'ions, on peut se référer à la figure 15 qui en donne le principe. On utilise un préamplificateur à grande résistance d'entrée ($10^{14}\Omega$) avec une contre-réaction, ce qui réduit le bruit, améliore la linéarité et diminue la constante de temps.

La figure 16 représente une configuration où l'on utilise un système informatique.

L'interface est, dans ce cas, un convertisseur mettant sous forme nu-

mérique les valeurs analogiques du courant d'ions. D'autre part, une informatique associée à un spectromètre de masse apporte des avantages tels que le contrôle des vannes pneumatiques du système d'introduction, et le contrôle de la focalisation du faisceau sur le collecteur. Ceci permet au dispositif de travailler sans surveillance, autorisant ainsi des travaux de grandes séries.

Applications

Nous allons maintenant passer en revue quelques types de spectromètres de masse valables pour des applications particulières.

Pour effectuer des analyses élémentaires telles que la recherche d'impuretés dans les métaux, on utilise un spectromètre de masse à étincelles qui comprend une source à étincelles à haute fréquence (fig. 17),

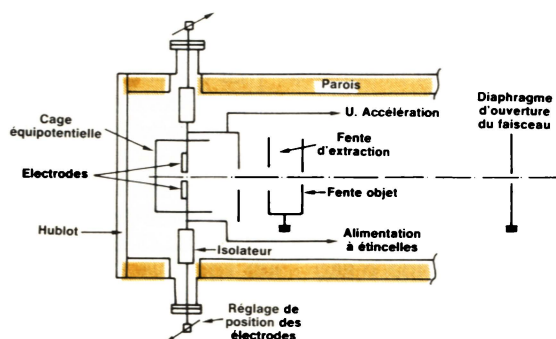


Fig. 17.

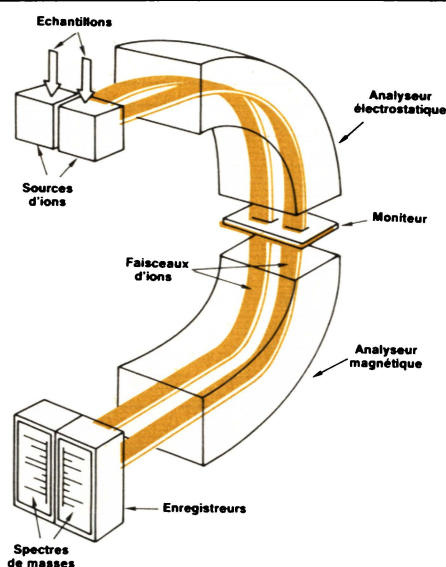


Fig. 18.

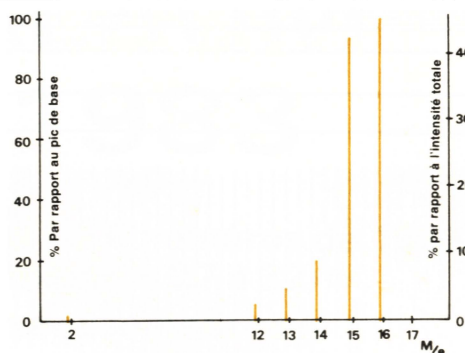


Fig. 19 et, ci-dessous, tableau. 1

M/e	Hauteur du pic	Intensité par rapport au pic 16	Intensité par rapport à l'intensité totale
2	266	1,36	0,61
12	711	3,65	1,62
13	1894	9,71	4,31
14	3670	18,82	8,36
15	17618	90,35	40,15
16	19502	100	44,44
17	223	1,14	0,51

un système analyseur à double focalisation en vitesse et en direction, et un collecteur qui est généralement une plaque photographique. Les électrodes de la source sont formées à partir de l'échantillon à analyser ; on établit entre elles un régime d'étincelles par une alimentation haute tension (50 kV) asservie à un oscillateur haute fréquence (1 MHz).

Les impulsions auront une durée et une fréquence variables. La décharge est établie pendant la durée de chaque impulsion, ce qui donne lieu à une vaporisation de l'échantillon. Ce type de décharge conduit à un faisceau d'ions positifs qui est accéléré et dirigé vers une optique du type *Mattauch-Herzog*. Avec ce type de source, une double focalisation est nécessaire du fait de la dispersion en énergie. D'autre part, un diaphragme intermédiaire permet d'éliminer les ions dont la dispersion énergétique est trop importante. Un collecteur intermédiaire intercepte une fraction constante du faisceau et permet, ainsi, une mesure intégrée de son intensité. Le système de détection est ici une plaque photographique disposée dans le plan image du spectromètre ; après développement, on constatera l'existence d'une suite de raies correspondant chacune à une masse déterminée. De plus, le noircissement sera proportionnel au nombre d'ions.

Notons qu'il existe, sur le marché, des spectromètres de masse à étincelles avec un détecteur électronique ; dans ce cas, un balayage magnétique ou électrostatique amène successivement les différents ions sur le collecteur. Cette technique permet un traitement par ordinateur.

Un autre type d'appareil est celui permettant l'analyse qualitative et quantitative des gaz et des composés vaporisables. Il comporte habituellement, comme système d'ionisation, une source à bombardement électronique du type *Nier*. Comme dispositif analyseur, on emploie un secteur magnétique ou une combinaison d'un secteur magnétique et électrostatique. La collection des ions se fait par cage de *Faraday*, ou par un multiplicateur d'électrons. Notons qu'avec ce type d'appareil, on aura des pics dus au bruit de fond qui correspondent aux masses 2, 17, 18, 28, 32, 44 ; les autres seront éliminés par un chauffage approprié. Lors du dépouillement des résultats, il faut donc distinguer ces pics de ceux provenant de l'échantillon.

Une autre application importante des spectromètres de masse est l'analyse isotopique. Lors de certains travaux, il est parfois nécessaire d'effectuer, par exemple, une séparation des isotopes de l'hydrogène ($H - D$), de l'oxygène ($O^{16} - O^{18}$), de l'uranium ($U^{235} - U^{238}$), etc. Ces analyses s'avèrent également utiles pour suivre la dilution d'un traceur isotopique dans un milieu donné, par exemple : N^{15} , C^{13} , etc.

Comme applications, on peut citer la géologie, la minéralogie, l'agriculture et également la biochimie et la chimie clinique ; dans ce dernier cas, l'avantage est la non-utilisation d'isotope radioactif lors d'examens médicaux.

Un point important concernant un spectromètre de masse pour mesures isotopiques est sa grande sensibilité, ainsi que de bonnes qualités de précision et de reproductibilité ; une sensibilité importante est en effet nécessaire, étant donné que, pour la mesure des rapports isotopiques naturels, ceux-ci sont extrêmement faibles.

D'une manière générale, ces appareils sont équipés de deux collecteurs permettant de mesurer simultanément deux courants d'ions, par exemple O^{16} et O^{18} . Meilleurs encore sont les appareils à deux faisceaux (fig. 18) qui ont l'énorme avantage de permettre d'analyser simultanément deux échantillons provenant de deux sources ioniques différentes. Ils possèdent un système analyseur commun et deux collecteurs. Il est ainsi possible d'analyser deux produits au même

moment, et donc dans les mêmes conditions ; on évite ainsi des erreurs dues aux fluctuations des paramètres expérimentaux.

Passons maintenant à l'analyse de quelques types de spectres. Au cours de l'ionisation d'un gaz ou d'un produit vaporisable, il y a fragmentation

des molécules, formation d'ions et rupture des liaisons interatomiques. Le spectre de masse obtenu se compose donc d'un ensemble de pics que l'on classe en plusieurs catégories. Il y a d'abord le pic de base, qui est le plus grand du spectre et qui servira de référence pour le calcul de la hauteur

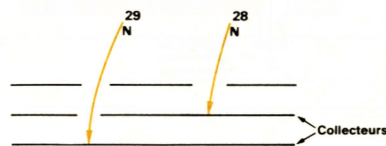


Fig. 20.

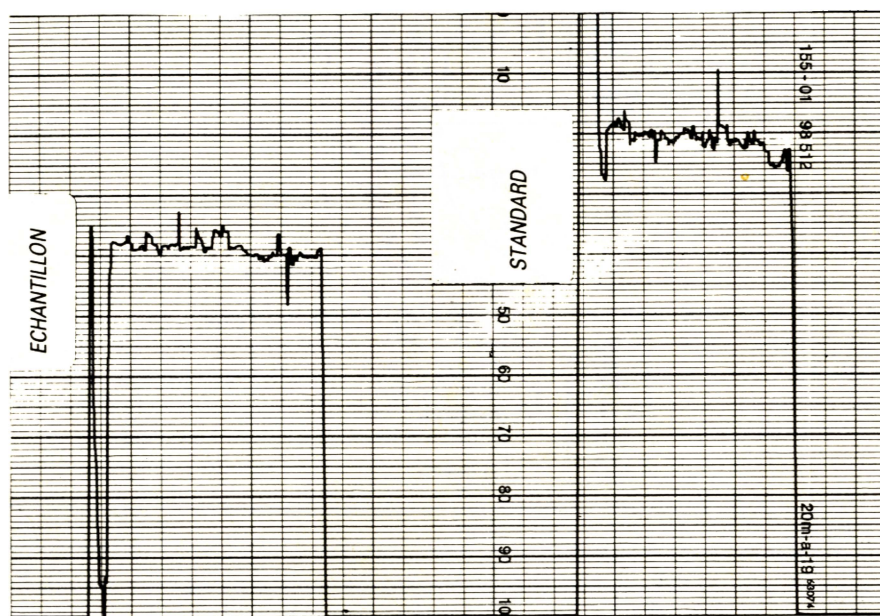


Fig. 21.

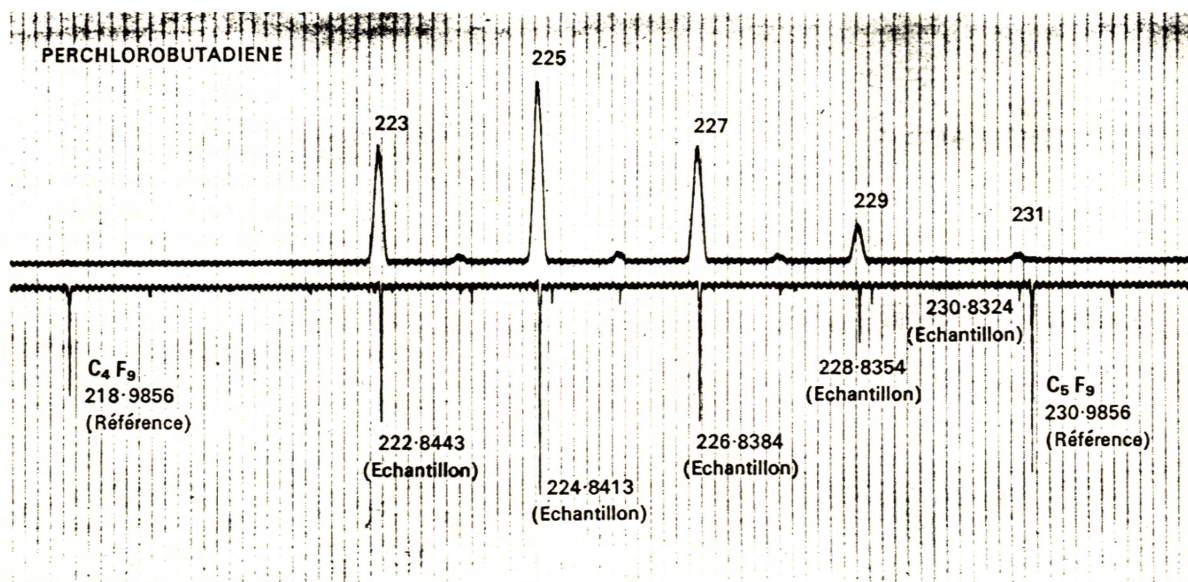


Fig. 22.

des autres. Le pic moléculaire correspond à une ionisation simple de la molécule. Si le gaz est constitué d'isotopes, on aura des pics isotopiques. Il existe également des pics d'ions polychargés correspondant aux molécules ayant perdu plusieurs électrons, des pics de fragmentations dans le cas où il y a rupture de liaison, des pics d'ions métastables, dus aux ions qui se dissocient pendant le trajet, et des pics d'ions secondaires qui proviennent de la collision entre un ion et une molécule.

Il n'est pas nécessaire de s'étendre plus longuement sur la reconnaissance des spectres ; en effet, un spectromètre de masse fait intervenir un ensemble de techniques comme la physique, l'électronique, les techniques du vide, la mécanique et la chimie. Plusieurs spécialistes ont donc leur place autour de cet appareil et l'analyse des résultats est, bien entendu, destinée au chimiste. Notons, toutefois, que l'identification est facilitée par comparaison avec un spectre de référence. Notons également que, du spectre de masse, on peut déduire la structure moléculaire.

A titre d'exemple, la **figure 19** donne le spectre du méthane et le **tableau 1** donne les calculs s'y rapportant. Un deuxième exemple est relatif à la mesure du rapport isotopique entre l'azote N^{15} et N^{14} . De telles mesures sont nécessaires quand on veut, par exemple, suivre le devenir de l'azote dans un sol. Comme il n'y a pas d'isotope radioactif de l'azote, on effectue un marquage à l'azote 15 et on mesure le rapport isotopique au spectromètre de masse. La **figure 20** donne le principe de la mesure. On constate que deux faisceaux d'ions de masses voisines vont être reçus simultanément sur deux collecteurs distincts. Ces deux courants ioniques sont amplifiés et dirigés vers une électronique qui en donnera le rapport. On compare donc les intensités de N^{28} ($N^{14} - N^{14}$) correspondant à l'isotope majeur, à N^{29} ($N^{14} - N^{15}$) correspondant à l'isotope mineur. Après avoir analysé l'échantillon, on envoie dans l'appareil un gaz standard servant de référence. Un développement mathématique montre que le pourcentage d'enrichissement est donné par la relation :

$$\epsilon = \frac{R_E - R_S}{R_S} \cdot 100$$

où R_E et R_S sont les rapports mesurés pour l'échantillon et le standard. La **figure 21** montre le spectre obtenu pour un échantillon et un standard. L'analyse a été effectuée avec un appareil AEI-MS20. Le pourcentage de N^{15} pour cet échantillon est de 0,36622301 %.

Un dernier exemple de spectre est montré en **figure 22** ; il y est représenté l'enregistrement obtenu avec un appareil à double faisceau tel que celui de la **figure 18**. Les mesures ont été faites avec un spectromètre de masse AEI MS30 qui comporte deux sources ioniques (et donc deux faisceaux) et deux collecteurs. Dans le cas qui nous occupe, l'échantillon est introduit dans les deux sources et une référence est introduite dans la source 2. Les spectres sont enregistrés simultanément et la mesure des masses est facilitée grâce à l'emploi d'une base de temps qui produit un « lignage » transversal superposé au spectre.

M. Lacroix

ELECTRONIQUE APPLICATIONS

ALBUM 1983

réunissant les 6 numéros de 1983
(numéros 27 à 32)

*luxueusement relié
sous couverture cartonnée noire
gravée argent*

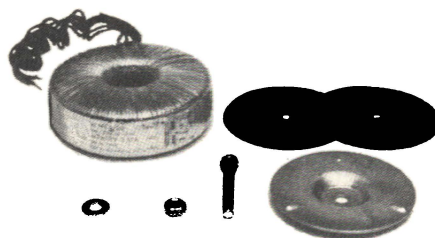
TIRAGE LIMITÉ

Prix : 80 F (+ 20 F de port)

Envoyez votre commande
accompagnée du règlement à :
ELECTRONIQUE APPLICATIONS
Vente au numéro

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

TRANSFORMATEURS TOROÏDAUX AVEL-LINDBERG (G.-B.)



Modèles de 15 à 530 VA fournis avec
3 rondelles et vis de fixation.

Stock permanent
— pour les modèles les plus courants —
Modèles de 15 à 63 VA en boîtiers plastique
avec picots pour circuits imprimés.

Qualité professionnelle,
isolement primaire/secondaire 4 kV-crête.
Autres transformateurs confectionnés
à la demande en prototypes et séries.

DOCUMENTATION SUR DEMANDE

tradelec

12, rue St Merri 75004 PARIS
887.40.90.
Télex : 220 190 F

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



OSCILLOSCOPE 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

- FREQUENCEMETRES - COMPTEURS
- GENERATEURS DE FONCTIONS
- ANALYSEURS LOGIQUES
- ALIMENTATIONS STABILISEES
- ALIMENTATIONS ININTERRUPTIBLES
- CONTROLEURS TRANSISTORS EN CIRCUIT
- TRANSISTOR METRES
- CAPACIMETRES
- GENERATEURS D'IMPULSIONS

— Catalogue sur demande —

BLANC MECA ELECTRONIQUE

FONTGOMBAULT ZI - 36220 TOURNON-SAINT-MARTIN

Tél. (54) 37.09.80 - Téléc 750446

SERVICE-LECTEURS N° 271

POUR TERMINAUX INFORMATIQUES

FILTRE OPTIQUE ORDI-FLEX - ANTI EBLOUISSANT -

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

INSTALLATION FACILE:

- Simplement inséré dans l'encadrement et devant le tube de la console.

INFORMATIENS — INFORMEZ-VOUS !

M A I R PRODUITS

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

SERVICE-LECTEURS N° 297

CONVERTISSEURS STATIQUES



**nouvelle
génération**

Ces appareils permettent d'obtenir une tension alternative de 220 V à 50 Hz. La tension d'entrée (12 V) peut être fournie par une batterie automobile ou autrè. Ils peuvent fonctionner également par l'intermédiaire de panneaux solaires ou d'un chargeur.

- Tension d'entrée 12 V continu
- Tension de sortie 220 V alternatif

EF 80/12	Puissance nominale 80 W Puissance maximum 120 W.
EF 150/12	Puissance nominale 150 W. Puissance maximum 200 W.
EF 250/12	Puissance nominale 250 W. Puissance maximum 290 W.

- Tension d'entrée 24 V continu.
- Tension de sortie 220 V alternatif.

EF 250/24 mêmes caractéristiques que EF 250/12.

CHARGEUR AUTOMATIQUE spécialement étudié pour l'entretien des batteries. Intensité de charge 4,5 A. Intensité de charge d'entretien 0,5 A. Tension de sortie 12 V.

Documentation détaillée sur demande



4 rue Etienne Marcel
92250 LA GARENNE COLOMBES
Tél. (1) 785.86.10.

SERVICE-LECTEURS N° 287

Mesure

Mesures de terre : principes et moyens

Guidés par de légitimes préoccupations de sécurité, les législateurs ont progressivement élaboré des normes précises concernant la nécessité et les caractéristiques des prises de terre. Voir en particulier à ce sujet les indications suggérées dans notre étude sur la foudre.

Pour tous les électriciens installateurs, et particulièrement les installateurs de paratonnerres, il en découle l'obligation de mesurer précisément les caractéristiques de ces prises. A cet effet, divers types d'appareils existent depuis déjà longtemps. La plupart sont lourds, encombrants, et d'un usage souvent malcommode.

Elargissant le remarquable système « CONPA », dont nous avons, voici peu, parlé dans la revue (« Electronique Applications » n° 33), la société Chauvin Arnoux propose un nouvel accessoire pour ses multimètres numériques CONPA 2010 et CONPA 2011 : il s'agit de l'adaptateur CRT 2010, objet de notre étude. Mais auparavant, qu'est-ce au juste qu'une « mesure de terre » ?

Résistance d'une prise de terre

Traditionnellement (et souvent à tort), on réalise une prise de terre sous la forme d'un piquet planté dans le sol, comme le montre la figure 1. Par ce piquet, et à travers les terrains environnants, s'écoulent les éventuels courants de défaut de l'installation.

Les potentiels ne se pouvant définir que par référence à un zéro arbitrairement choisi, les théories de l'électricité adoptent ordinairement, pour origine,

le potentiel d'un point à l'infini (sous-entendu : à une distance infinie de toute charge électrique.) Dans la figure 1, l'équipotentielle $U = 0$ serait alors une surface infiniment éloignée du piquet.

Dans la pratique, il suffit d'une distance de quelques dizaines de mètres pour que la mise en parallèle d'un très grand nombre de résistances élémentaires dR , puisse être assimilée à une résistance nulle : on arrive ainsi à la surface d'équipotentiel zéro.

Les distances nécessaires pour atteindre ce résultat dépendent de la

résistivité du terrain, très variable avec sa nature, son taux d'humidité, et sa température. Le tableau 1 fournit quelques ordres de grandeur. Les qualités d'une prise de terre, liées à sa géométrie et à sa surface, doivent évidemment tenir compte du terrain utilisé.

Rappelons que, conformément à la norme C15-100, le potentiel des masses ne doit jamais excéder 24 V. Ceci impose, pour un compteur différentiel de 500 mA, une résistance de terre inférieure ou égale à 50Ω (38Ω pour un différentiel de 650 mA).

Tableau 1.

NATURE DU TERRAIN	RÉSISTIVITÉ (en $\Omega \text{ m}$)
Terrains marécageux	de quelques unités à 30
Limon	20 à 100
Humus	10 à 150
Tourbe humide	5 à 100
Argile plastique	50
Marnes et argiles compactes	100 à 200
Marnes du jurassique	30 à 40
Sable argileux	50 à 500
Sable siliceux	200 à 3 000
Sol pierreux nu	1 500 à 3 000
Sol pierreux recouvert de gazon	300 à 500
Calcaires tendres	100 à 300
Calcaires compacts	1 000 à 5 000
Calcaires fissurés	500 à 1 000
Schistes	50 à 300
Micaschistes	800
Granits et grès	1 500 à 10 000
Granits et grès très altérés	1 500 à 600

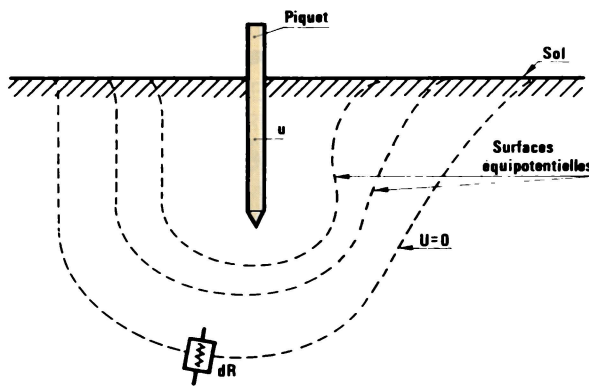


Fig. 1.

Principe des mesures de terre

Appelons A (fig. 2) la prise de terre dont on veut mesurer la résistance. A l'aide d'un générateur alternatif G, on fait circuler, à travers cette prise, un courant d'intensité i . Le retour, donc la fermeture du circuit, s'effectue par une prise auxiliaire C, dite « prise de courant ». On mesure alors la différence de potentiel alternative V entre A et un point à l'infini (potentiel zéro).

Dans la pratique, une électrode auxiliaire P, dite « prise de potentiel », matérialise ce point, si on l'éloigne suffisamment de A et de C, donc des potentiels non assimilables à zéro (zones d'influence des électrodes).

Les potentiels continus sont éliminés par le condensateur C. Il convient aussi, évidemment, de rejeter les potentiels alternatifs parasites, notamment aux fréquences industrielles et à leurs harmoniques (50 Hz, 100 Hz, 150 Hz... en Europe, 60 Hz, 120 Hz, 180 Hz... aux Etats-Unis). A cet effet, le voltmètre opère un redressement synchrone des signaux du générateur. La fréquence de 225 Hz, utilisée dans l'adaptateur CRT 2010, s'écarte de toutes les fréquences précitées.



Photo 1. – Associé au multimètre CONPA 2011 (ou CONPA 2010), l'adaptateur CRT 2010 constitue un mesureur de terre compact et précis.

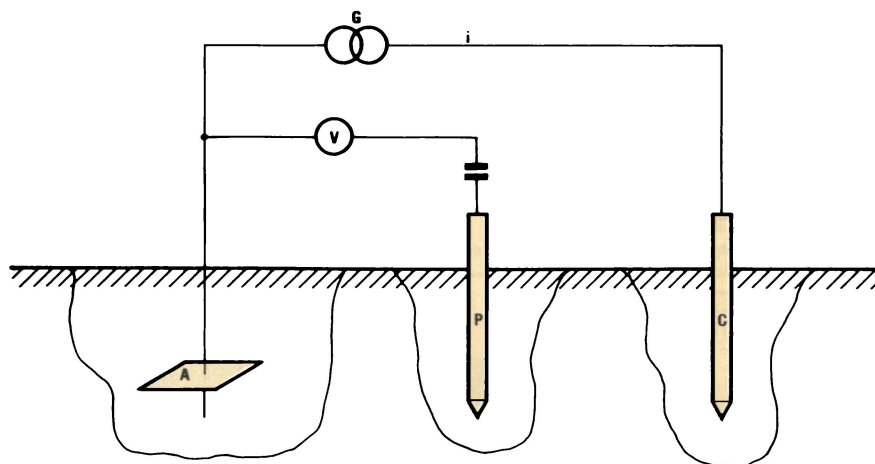


Fig. 2.



Photo 2. – Les différents adaptateurs se raccordent au multimètre par huit broches de connexion.

Choix de l'emplacement des prises auxiliaires

La figure 2, où sont matérialisées les zones d'influence de la prise de terre et des électrodes auxiliaires, montre l'importance de l'emplacement de ces dernières : tout recouvrement des équipotentielles « zéro » conduirait à d'inévitables erreurs de mesure.

Une connaissance – improbable – de la résistivité des terrains concernés, permettrait, par l'intermédiaire de calculs complexes, la détermination des distances minimales. Une approche expérimentale se révèle seule exploitable en pratique : son principe est illustré par le schéma de la figure 3.

Sur un axe horizontal, on porte l'éloignement relatif, exprimé en pourcentage, de la prise de potentiel à la prise de terre. La référence 100 % est la distance entre la prise de terre et la prise de courant. L'axe vertical du diagramme est gradué en résistances lues sur le mesureur de terre.

L'expérience montre que ces résistances varient avec la distance, tant au voisinage de la prise de terre A, qu'à celui de l'électrode auxiliaire C. Toutefois, pour un écartement suffisant, la courbe présente un point d'inflexion à tangente horizontale, autour duquel la résistance ne varie que faiblement (zones b, c du schéma). Couramment, les distances nécessaires entre C et A, ou P et A, atteignent quelques dizaines de mètres. On essaiera donc ces distances, en dépla-

çant la prise de potentiel de $\pm 10\%$ environ par rapport au point A supposé.

Dans une région géographique donnée, siège de ses activités, un électricien consciencieux tracera la courbe de la figure 3 pour différentes saisons, afin de tenir compte des variations de température et d'humidité : il archivera soigneusement ces mesures, pour des applications ultérieures.

Un adaptateur spécifique

Pour les caractéristiques du multimètre CONPA 2010, ou de son grand frère 2011, nous prions le lecteur de consulter l'article déjà cité (E.A. n° 33).

On sait que ces multimètres constituent le cœur d'un système modulaire aux nombreuses applications, grâce à une gamme d'adaptateurs se raccordant par les connecteurs que montrent nos photographies. Le CRT 2010, maintenant disponible, est l'un de ces adaptateurs. On y reconnaît les prises A, P, C de la figure 2, ici référencées X, Y et Z.

L'adaptateur renferme essentiellement le générateur G de la figure 2, et le détecteur synchrone. Il convertit les grandeurs alternatives, captées par la prise de potentiel, en tensions continues que mesure et affiche le multimètre. La pile de ce dernier fournit l'énergie nécessaire au fonctionnement des divers sous-ensembles.

Aux utilisateurs qui possèdent déjà un multimètre avec mesure des tensions continues, et une résistance d'entrée d'au moins $10\text{ k}\Omega/\text{V}$, Chauvin Arnoux propose l'accessoire

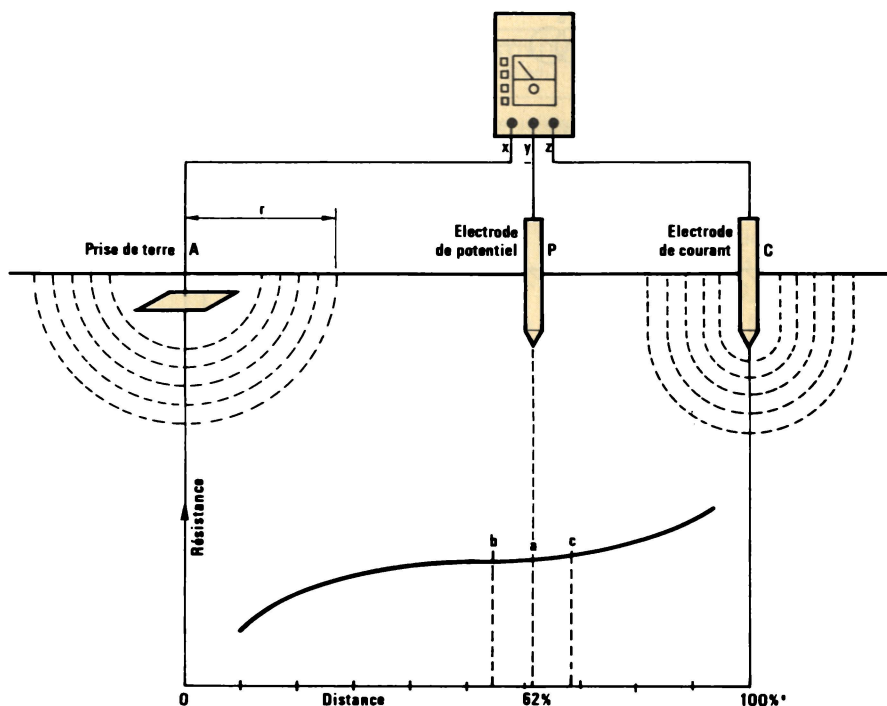


Fig. 3.

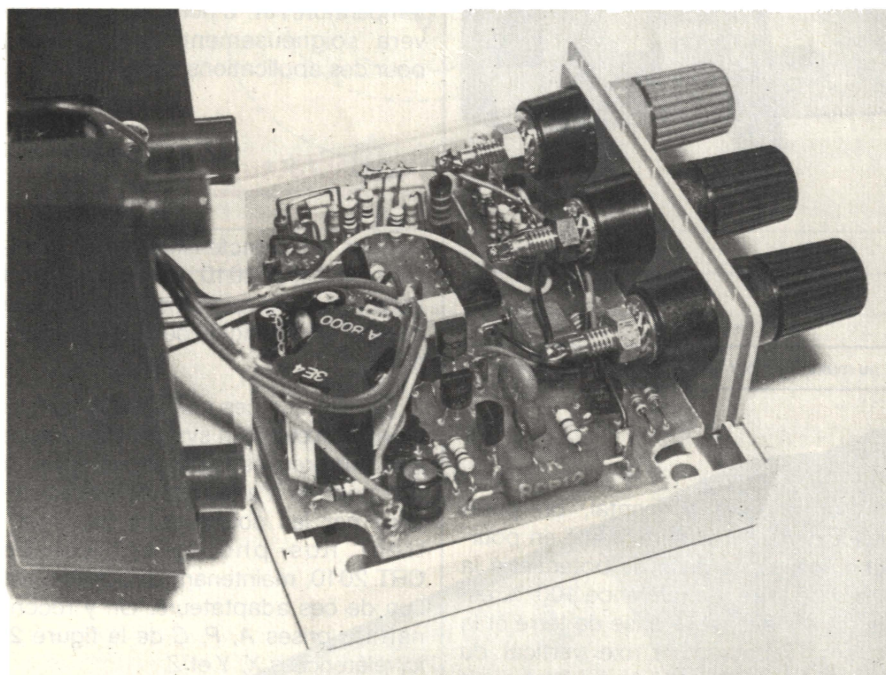


Photo 3. – Outre le générateur de courant alternatif et le détecteur synchrone, l'adaptateur CRT 2010 comporte un convertisseur de tension, dont on distingue la bobine, sur pot ferrite.

BA 2010 : celui-ci assure l'alimentation du CRT 2010, et délivre un signal analogique compatible avec le contrôleur associé.

Nous résumons, ci-dessous, les caractéristiques essentielles de l'adaptateur CRT 2010 :

- gamme de mesure : de 0 à 2 000 Ω ;

- précision : $\pm 1,5 \%$ de la mesure $\pm 0,1 \Omega$, de 0 à 200 Ω ; $\pm 2,5 \%$ de la mesure $\pm 1 \Omega$, de 200 à 2 000 Ω ;

- résistances maximales des prises auxiliaires Y et Z : de 3 000 Ω à 7 000 Ω , selon les courants telluriques présents dans le sol ;

- voyant de signalisation de défaut, indiquant soit une résistance trop éle-

vée de la prise auxiliaire Z, soit un niveau de signaux parasites trop important pour une mesure correcte ;

- protection statique contre les surcharges, jusqu'à 380 V ;

- tension de sortie (continue) : 1 mV/ Ω ;

- dimensions : 86 x 70 x 40 mm.

L'adaptateur est livré avec deux piquets-tarières (prises auxiliaires), et trois cordons de raccordement.

Pour conclure

Aucun électricien ne peut, maintenant, s'affranchir de la nécessité des mesures de terre. Avec le système CONPA, multimètre 2010 ou 2011, et l'adaptateur CRT 2010, il dispose d'un matériel précis et compact. D'autres adaptateurs (mesure des fortes intensités, des températures, etc.), lui permettront de compléter son équipement pour répondre à la majorité des besoins de la profession.

R. Rateau

COMMENT COMPRENDRE LES MICROPROCESSEURS ET LEUR FONCTIONNEMENT.

EXECUTER "PAS A PAS"
UN PROGRAMME.
CONCEVOIR ET REALISER
VOS APPLICATIONS ?



Le **MICRO-PROFESSOR™** structuré autour du **Z-80^R** vous familiarise avec les microprocesseurs. Son mini-interpréteur « **BASIC** » est une excellente initiation à la micro-informatique.

Le **MPF-1**, matériel de formation, peut ensuite constituer l'unité centrale pour la réalisation d'applications courantes ou industrielles.

C.P.U. : MICROPROCESSEUR Z-80^R haute performance comportant un répertoire de base de 158 instructions.

COMPATIBILITE : Exécute les programmes écrits en langage machine Z-80, 8080, 8085.

RAM : 2 K octets, extension 4 K (en option).

ROM : 4 K octets "Moniteur" + Interpréteur BASIC

MONITEUR : Le **MONITEUR** gère le clavier et l'affichage, contrôle les commandes, facilite la mise au point des programmes ("pas à pas", "arrêt sur point de repère", calcul automatique des déplacements, etc.)

AFFICHAGE : 6 afficheurs L.E.D., taille 12,7 m/m

INTERFACE CASSETTE : Vitesse 165 bit/sec. pour le transfert avec recherche automatique de programme par son indicatif.

OPTION : extension CTC et PIO.

CLAVIERS : 36 touches (avec "bip" de contrôle) dont 19 touches fonctions. Accès à tous les registres.

CONNECTEURS : 2 connecteurs 40 points pour la sortie des bus du CPU ainsi que pour les circuits CTC et PIO Z-80.

MANUELS : 1 manuel technique du MPF-1. Listing et manuel avec applications(18)

Matériel livré complet, avec son alimentation, prêt à l'emploi.

"MICROPROFESSOR" est une marque déposée
MULTITECH

Pour tous renseignements : Téléphone : 16 (4) 458.69.00



Z.M.C. 11 bis, rue du Colisée - 75008 PARIS

Veuillez me faire parvenir :

☐ MPF - 1B au prix de 1.495 F T.T.C.

☐ MPF - 1 Plus au prix de 1.995 F T.T.C.

avec notices et alimentation - port compris.

Les modules supplémentaires :

☐ Imprimante B ou Plus - 1.095 F port compris

☐ Programmeur d'EPROM - B - 1.595 F port compris

☐ Programmeur d'EPROM - Plus - 1.795 F port compris

☐ Votre documentation détaillée.

NOM : _____

ADRESSE : _____

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

EA

LES COMPOSANTS ACTIFS

de visu

Diodes

de très forte puissance en boîtier « E »

Ces diodes, présentées en boîtier « E » (forme d'un palet) sont présentées avec des temps de recouvrement « standard » ou « rapide ».

Les diodes à temps de recouvrement standard sont référencées 1001 PDE et 1201 PDE et spécifiées respectivement à 1 000 A jusqu'à 2 500 V et 1 200 A jusqu'à 1 400 V.

Le modèle à recouvrement rapide (851 PDE) a un courant nominal de 850 A avec trois options de temps de recouvrement : 2 μ s jusqu'à 800 V ; 2,5 μ s jusqu'à 1 200 V et 3 μ s jusqu'à 1 600 V.

La solution du boîtier « E » se révèle compacte et économique.

Des notices techniques relatives à ces produits peuvent être obtenues chez le fabricant sous les références PD2.063 (diodes 1 000 A), PD2.064 (diodes 1 200 A) et PD.062 (diodes 850 A à recouvrement rapide).

Fabricant : International Rectifier
17, boulevard Arago
ZI de Villemilan
91320 Wissous
Tél. : (6) 920.70.50.



trois fonctions de base d'un répéteur digital : égalisation, régénération des impulsions et des temps. En plus, le réseau ALBO (Automatic Line Build Out) intégré, permet des performances optimum en compensant les pertes en ligne. Les autres fonctions incluent l'amplification du signal et la détection de niveau. Le circuit fonctionne sous alimentation unique de 5,1 V à ± 5 %. Présenté en boîtier

DIL 18 broches, le CD 22301 fonctionne dans la gamme de -40° à $+85^{\circ}\text{C}$. Avec le boîtier hermétique céramique, la température est de -55°C à $+125^{\circ}\text{C}$.

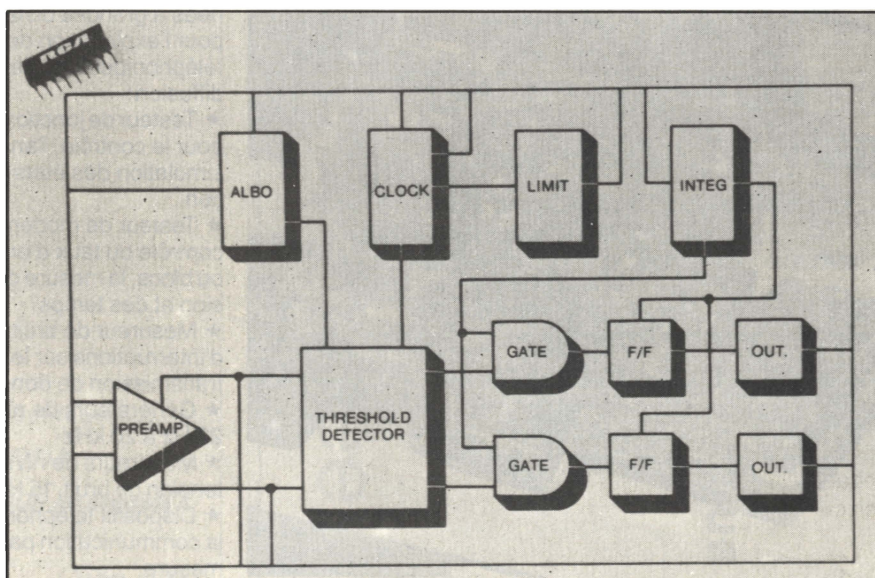
Fabricant : RCA
2-4, av. de l'Europe
78140 Vélizy
Tél. : (3) 946.56.56.
Tx : 697 060

Circuit répéteur téléphonique

Le CD 22301 est un circuit intégré monolithique, répéteur téléphonique, étudié pour les systèmes à porteuse digitale.

Ce circuit prend en charge la porteuse digitale T1 d'un signal bipolaire à 1,544 M bits/s, ou le signal ternaire T148 à 2,37 M-bits/s des lignes PCM (Pulse-Code-Modulation).

Le CD 22301 comprend toute la circuiterie nécessaire pour fournir les





COMPOSANTS ACTIFS

Transistor double

à faible bruit

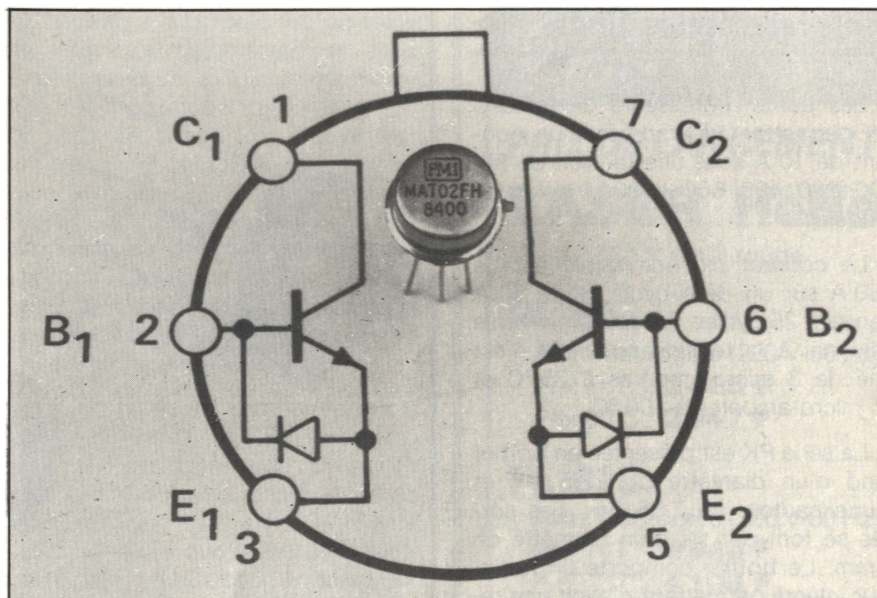
Destiné particulièrement à l'étage d'entrée des amplificateurs à gain élevé ou des comparateurs, le **MAT 02** est constitué d'une paire de transistors NPN bénéficiant d'un excellent appariage, un très faible bruit et un gain élevé.

Ces caractéristiques d'entrée sont, de plus, tenues pour des valeurs de courant collecteur de $1\mu\text{A}$ à 1mA . La tension collecteur-base peut varier de 0 à 40 V. La densité du bruit en tension maximum à 10 Hz, pour un courant collecteur de 1mA , est de $1\text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$. La tension de décalage et la dérive en température de celle-ci sont respectivement de $50\mu\text{V}$ maximum et de $0,3\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ maximum (avec ou sans ajustage de la tension de décalage).

Le **MAT 02** est disponible en boîtier métallique TO 78 en gammes de température militaire (-55 à $+125^\circ\text{C}$) et industrielle (-25 à $+85^\circ\text{C}$).

Fabricant : P.M.I. (USA)

Distribué par : Ohmic
21-23, rue des Ardennes
75019 Paris
Tél. : (1) 203.96.33.
Tx : 230 008



précautions jusqu'à 500 MHz. Présentes en boîtier de 40 broches, une seule source d'alimentation entre 4,75 et 15 V leur suffit.

Utilisant une technologie P.MOS à implantation ionique, ils sont, bien entendu, compatibles TTL et C.MOS. Par ailleurs, leur immunité au bruit a été particulièrement soignée. Leurs

entrées sont protégées et la consommation est très faible.

Fabricant : L.S.I. Computer Systems (USA)

Distribué par : ISC France
28, rue de la Procession
92150 Suresnes
Tél. : (1) 506.42.75.
Tx : 614 596

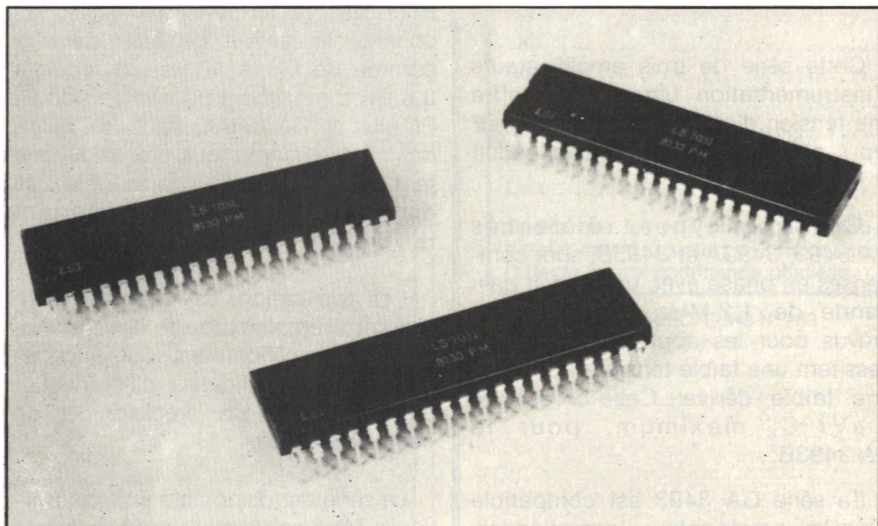
Compteurs

6 et 8 décades

Le **LS 7030** est un compteur huit décades à sorties multiplexées BCD ou 7 segments verrouillables.

Le **LC 7031** est un compteur six décades à sorties multiplexées BCD verrouillables sur 8 décades.

Ces deux circuits peuvent compter de 0 à 5 MHz et même avec certaines





COMPOSANTS ACTIFS

Ponts redresseurs 10 A

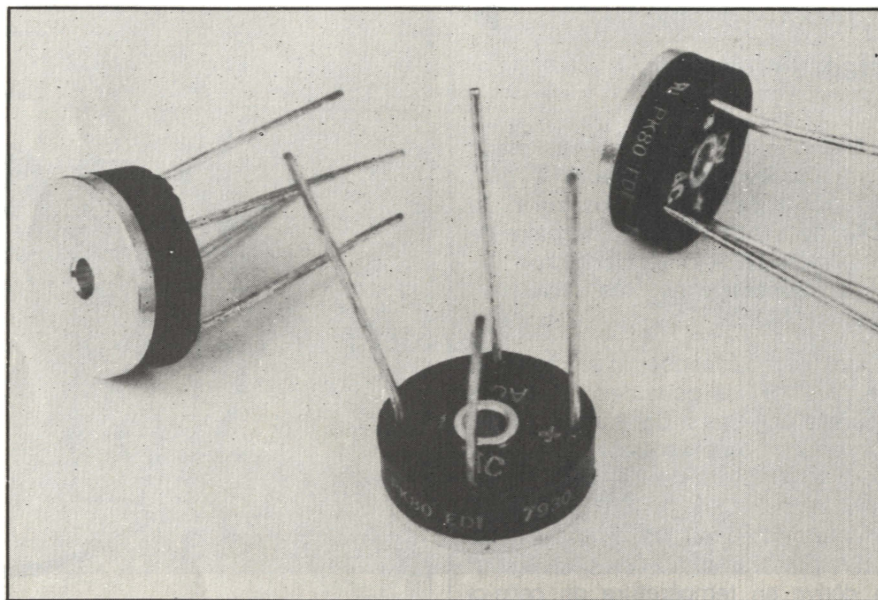
Les ponts redresseurs de la *série PK* permettent de redresser un courant de 10 A sous une tension de 50, 100, 200, 400, 600 ou 800 V selon les modèles.

Le courant pic admissible est de 150 A sur un demi-cycle et de 50 A pendant 25 cycles. Le courant inverse maximal à la tension nominale n'est que de 3 micro-ampères à 25 °C et 75 micro-ampères à 100 °C.

La série PK est présentée en boîtier rond d'un diamètre de 22,5 mm et d'une hauteur de 7,65 mm. Les sorties se font par fils d'un diamètre de 1 mm. Le boîtier comporte un radiateur intégré permettant d'avoir une résistance thermique de 5,1 °C/W.

Fabricant : E.D.I.

Distribué par : **ISC France**
28, rue de la Procession
92150 Suresnes
Tél. : (1) 506.42.75.
Tx : 614 596



Amplis op BIMOS à compensation d'offset positive

Cette série de trois amplificateurs d'instrumentation ultra-stables offre une tension d'offset très basse (40 μ V typ.) et un courant d'offset réduit (1 nA typ.).

Ces trois types, référencés *CA 3493*, *3493A* et *3493B*, sont compensés en phase avec un produit gain bande de 1,2 MHz. Ils sont tous prévus pour les applications qui nécessitent une faible tension d'offset et une faible dérive. Celle-ci est de 2 μ V/°C, maximum, pour le *CA 3493B*.

La série *CA 3493* est compatible avec les amplificateurs opérationnels

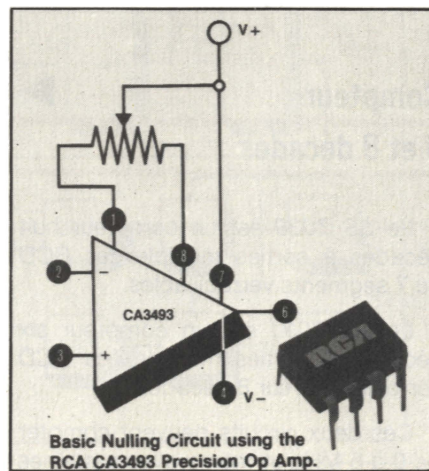
725, OP-5, OP-7, et LM-714. Elle les remplace avantageusement dans les applications qui demandent une compensation d'offset positive, et offre les performances les meilleures qui puissent être réalisées en technologie BIMOS (PMOS et transistors bipolaires sur un même circuit). Toutes les versions présentent un gain élevé (120 dB minimum pour la version B, 110 dB minimum pour la version A, et 100 dB minimum pour la *CA 3493*). Pour des performances précises en continu, le facteur de bruit dans la gamme de 0,1 à 10 Hz est réduit à 0,6 μ Vcc maximum pour la version B. En plus, le *CA 3493B* peut être utilisé dans un système qui demande une tension d'alimentation de ± 22 V. Les deux autres modèles supportent ± 18 V.

Les applications de cette famille intègrent : amplificateurs de thermocouples, amplificateurs pour jauge de contrainte, amplificateur différentiel et autres circuits de précision et de haute stabilité.

La série est disponible en trois boîtiers : TO-5 métal standard 8 broches

(suffixe T), dual in line 8 broches préformées TO-5 (suffixe DIL-CAN-S), et un dual in line 8 broches plastique (mini-DIP-E). La version B fonctionne dans la gamme de température de - 55° à + 125 °C, la version A de - 25° à + 85 °C, alors que la version de base accepte 0° à + 70 °C.

Fabricant : **RCA**
2-4, av. de l'Europe
78140 Vélizy
Tél. : (3) 946.56.56.
Tx : 697 060





COMPOSANTS ACTIFS

Base de temps programmable

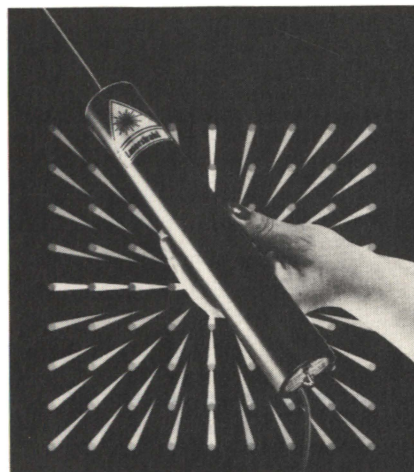
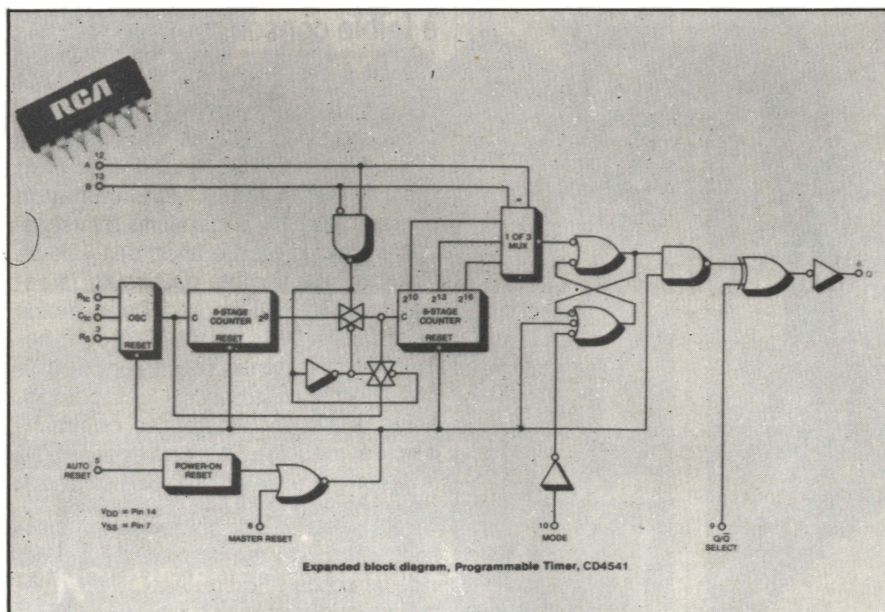
La base de temps C.MOS programmable **CD 4541B** opère dans les applications de logique générale comme un diviseur 2^n ou en mode « cycle unique ». Le boîtier dual in line 14 broches incorpore un compteur binaire de 16 étages, un oscillateur, un système automatique d'initialisation à la mise sous tension, ainsi qu'un contrôle des niveaux logiques et de l'état des sorties. Le CD 4541B est équivalent broche à broche avec le MC 14541B.

Tous les étages compteurs sont remis à zéro de façon asynchrone par une commande externe de deux façons : si la broche « auto » est au niveau logique 0, le compteur se remet à 0 quand l'alimentation est appliquée. Si la tension d'alimentation est déjà appliquée, un niveau logique 1 sur la broche « master reset » remet tous les étages à zéro. Un niveau logique 1 sur la broche « autoreset » place le circuit en mode faible consommation. Chaque opération de remise à 0 stoppe l'oscillateur, ce qui réduit la consommation.

L'oscillateur incorporé fonctionne à une fréquence déterminée par deux résistances et un condensateur externes. La fréquence maximale est 100 kHz. La sortie de l'oscillateur commande le compteur binaire, qui divise jusqu'à 2^{16} . Un parmi quatre diviseurs (2^8 , 2^{10} , 2^{13} , 2^{16}) peut être sélectionné via deux bits de contrôle. Si besoin, la sortie de l'oscillateur peut être remplacée par une horloge externe. L'entrée de l'horloge externe contient un trigger de schmitt.

Le CD 4541B est présenté en trois boîtiers différents. Les boîtiers céramique (D), et céramique frittée (F) fonctionnent dans toute la gamme de températures militaires - 55 à + 125 °C, alors que le boîtier plastique (E) est garanti pour un fonctionnement de - 40 à + 85 °C. La tension d'alimentation recommandée pour toutes les versions peut être choisie entre 3 et 18 V continus.

Fabricant : **RCA**
2-4, av. de l'Europe
78140 Vélizy
Tél. : (3) 946.56.56.
Tx : 697 060



PRIX DE LANCEMENT

LASER HeNe

632,8 nm - rouge

PL 605 0,5 mW

Alim. incorporée (220 V-50 Hz)

Prix H.T. : **2 485 F**

Prix TTC : **2 947 F**

PL 610 - 2 mW

Alim. incorporée (220 V-50 Hz)

Prix H.T. : **3 540 F**

Prix TTC : **4 198 F**

PL 710 - 2 mW

Alim. séparée (220 V - 50 Hz)

Prix H.T. : **3 950 F**

Prix TTC : **4 684 F**

RMP
Recherches Mécaniques et Physiques sa
18, RUE D'ARRAS, 92000 NANTERRE
TÉL. (1) 782.56.71. (1) 242.66.12. (1) 242.60.01
TELEX 610343 F FRANCE

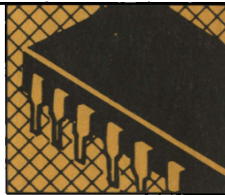
A RETOURNER A R.M.P.

INTENTION DE COMMANDE

Nom :
Sté ou :
Lab. :
Adresse :
.....
Modèle retenu :
Date :

Désire que les prix promotionnels ci-dessus soient maintenus 1 mois dans l'attente de ma commande officielle.

SERVICE-LECTEURS N° 283



COMPOSANTS ACTIFS

Circuit hybride pour régulateur à découpage

Commercialisé sous la référence *LSH 6301*, ce circuit complet de régulateur à découpage, en technologie hybride couche épaisse, permet, en partant d'une tension d'entrée maximum de 30 V, de délivrer une tension de sortie fixe de 5 V ou réglable de 2 à 15 V avec, dans les deux cas, un courant de 5 A.

Ce circuit comprend, outre le circuit intégré régulateur, tous les autres composants nécessaires, en particulier la diode Schottky et la self de filtrage.

Présenté en boîtier original avec embase métallique isolée, il ne nécessite l'emploi d'aucun composant extérieur à l'exception de deux condensateurs de découplage.

Fabricant : **Lambda**
BP 77
91403 Orsay Cedex
Tél. : (6) 012.14.87.
Tx : 691 617

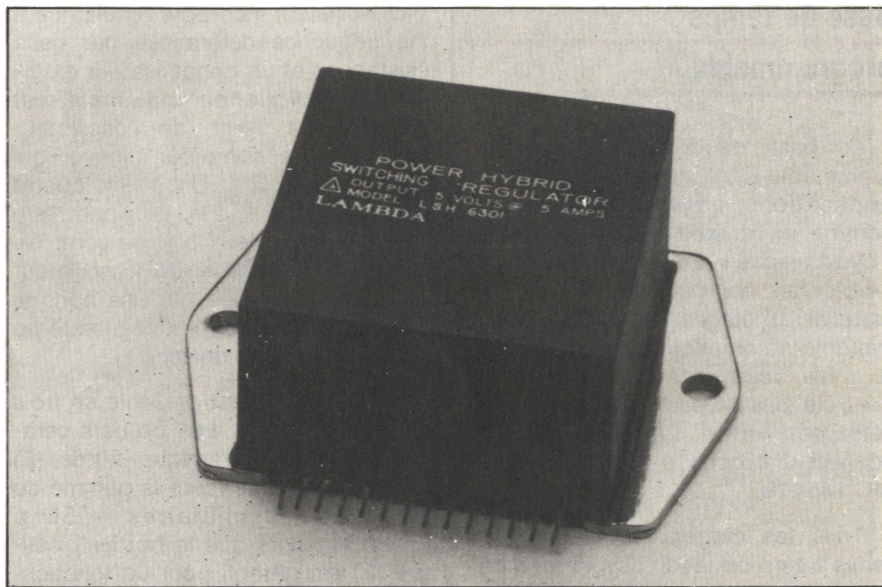
Thyristors 80 A économiques pour convertisseurs

Destinée aux applications générales des convertisseurs, cette nouvelle série de thyristors économiques est présentée en boîtiers TO 94 (référence 81 RIA) et TO 83 (référence 82 RIA).

L'abaissement des prix a été obtenu grâce à une automatisation poussée de la fabrication.

Un certain nombre de caractéristiques généralement associées à des dispositifs plus onéreux ont été introduites, telles les jonctions « passivées-verre », offrant ainsi une stabilité élevée.

Avec un courant nominal de 80 A, pour une température boîtier de 91 °C, ces modèles sont proposés

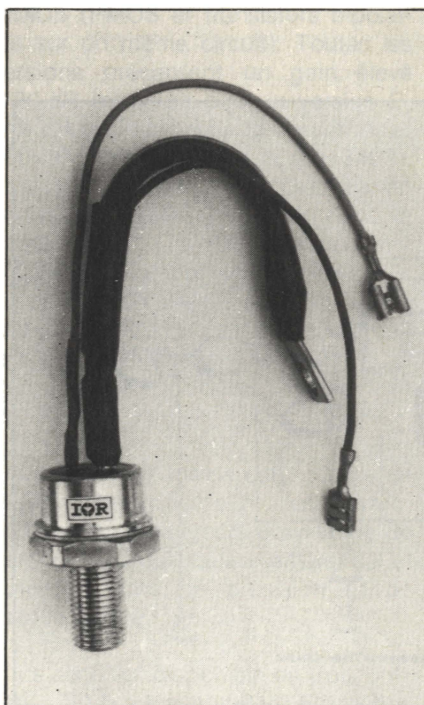


avec des tensions de blocage atteignant 1 200 V ; un courant crête élevé de 1 600 A rend aisés les problèmes de protection.

Le bulletin technique E2519 relatif à ces composants est disponible sur

demande chez le fabricant.

Fabricant : **International Rectifier**
17, boulevard Arago
ZI de Villemilan
91320 Wissous
Tél. : (6) 920.70.50.



Détecteur de proximité à faible consommation

Le circuit intégré *TCA 305* a une consommation typique maximale de 700 μ A dans les applications courantes. A cette faible consommation s'ajoute encore la capacité d'intégration correspondante avec des valeurs réduites : l'ensemble du circuit détecteur de proximité prend donc moins de place. Ces deux perfectionnements devraient élargir encore le champ d'application de ces composants, avec en vedette les commandes de machine qui positionnent au millimètre près les différentes pièces.

Les détecteurs de proximité utilisent un circuit oscillant intégré qui est « désaccordé » lorsqu'une pièce métallique s'approche. La bobine détec-



COMPOSANTS ACTIFS

mine avec exactitude la distance de réaction. La méthode ne comporte aucune usure ni contact. De plus en plus d'utilisateurs utilisent ce procédé précis et peu onéreux.

En sus du boîtier standard (DIL 14 broches) il existe un modèle SO 14 pour les circuits à couches et les versions miniaturisées. Un micro-boîtier est même disponible à la demande quand la quantité commandée est suffisante. L'exigence imposant une consommation maximale de 700 μ A allant de pair avec de nombreuses applications nouvelles est désormais satisfaite. Il est ainsi possible de réaliser avec le TCA 305 des détecteurs deux fils conformes aux normes.

Fabricant : **Siemens**
39-47, bd Ornano
93200 Saint-Denis
Tél. : (1) 820.63.16.
Tx : 620 853

Amplificateur d'instrumentation monolithique

L'AMP-01 peut fournir jusqu'à 90 mA crête et reste stable sur une capacité de charge de 1 μ F. La configuration de l'étage de sortie permet d'utiliser ce dernier comme générateur de tension ou de courant. Les autres caractéristiques importantes sont :

- un faible bruit ;
- une faible tension d'erreur ainsi qu'une faible dérive en température de cette tension ;
- une excellente réjection de mode commun de 130 dB.

De plus, un faible courant d'entrée (3 nA) minimise les erreurs introduites par des résistances de source élevées.

Le gain peut être ajusté dans une gamme de 0,1 à 10 000 par deux résistances extérieures. Une excellente précision et stabilité du gain sont obtenues pour toutes les valeurs de celui-ci.

L'AMP-01 peut aussi être monté en amplificateur opérationnel de précision à courant de sortie élevé.

Ce circuit est disponible en boîtier DIL céramique 18 broches en gammes de température militaire (- 55 °C à + 125 °C) et industrielle (- 25 °C à + 85 °C).

Fabricant : **P.M.I. (USA)**

Distribué par : **Ohmic**
21-23, rue des Ardennes
75019 Paris
Tél. : (1) 203.96.33.
Tx : 230 008

**NOUS, NOUS N'AVONS PAS D'IDÉES...
MAIS NOUS AVONS DES BOÎTES
POUR Y LOGER LES VOTRES !**

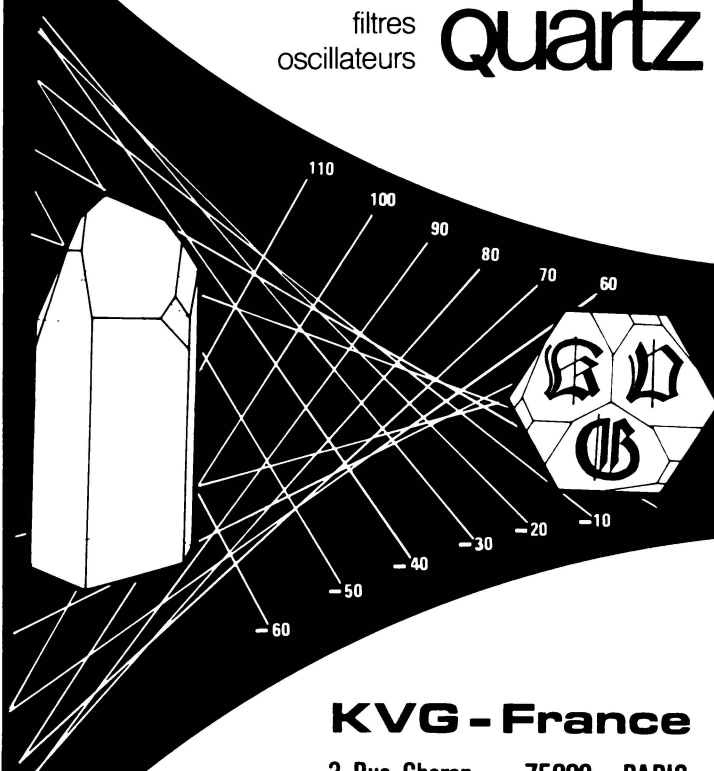
TEKO

**TOUS LES COFFRETS
POUR L'ELECTRONIQUE**

FRANCLAIR ELECTRONIQUE

B.P. 42 - 92133 ISSY-LES-MOULINEAUX
Tél. (1) 554.80.01 - Télex 201286.

filtres
oscillateurs **Quartz**



KVG - France

3 Rue Choron 75009 PARIS
Tel. 280-31-61 Telex 660243

LES PRODUITS CONNEXES

de visu

Feuilles de blindage

Dictés par la sensibilité des équipements numériques, les utilisateurs sont amenés à rechercher différents moyens de protection de leurs équipements. Une solution simple mais efficace consiste à grouper les équipements à protéger dans une même salle et de tapisser ses murs d'un papier à haute conductivité.

Pour répondre à ce besoin, l'Eccoshield WP existe en trois versions :

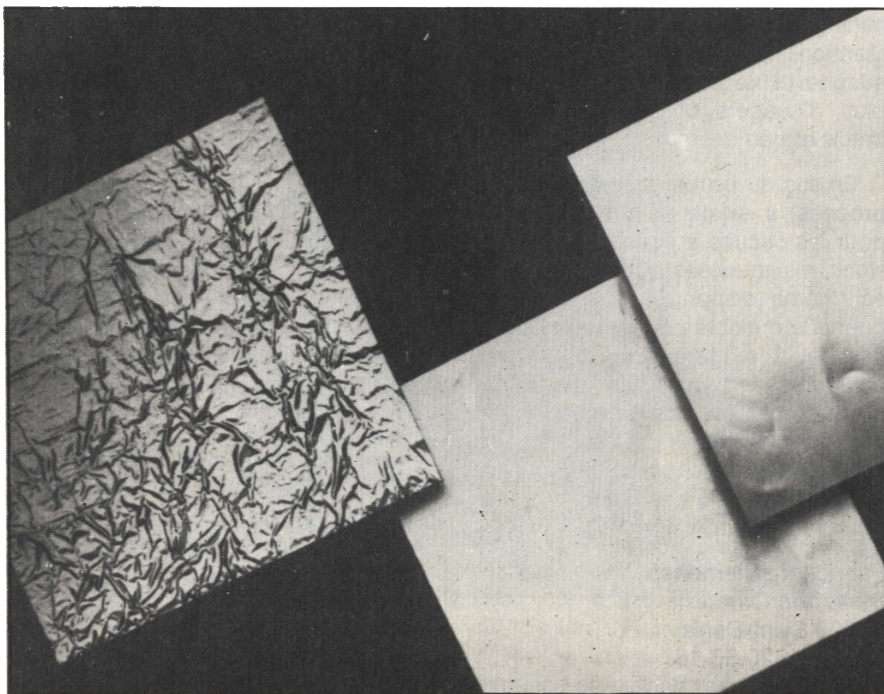
- **WP 3 SS** est une tôle d'acier spécial, à haute conductivité électrique et à haute perméabilité magnétique ;
- **WP 3 CU** est une feuille en cuivre très efficace pour le blindage contre les champs électriques ; elle est facile à mettre en place ;
- **WP 2 AL** est la version la plus économique et la plus facile à appliquer. Ses caractéristiques de blindage sont modérées pour les champs électriques à ondes planes, alors que les valeurs obtenues pour le champ magnétique sont nominales.

Afin d'atteindre une protection optimale contre la pollution des chambres, salles de contrôle ou enceintes, les feuilles de blindage sont à utiliser avec d'autres produits conducteurs tels que les rubans adhésifs, les revêtements de surface et les joints d'étanchéité de la gamme du constructeur.

Fabricant :
Emerson et Cuming France
6, rue Emile-Raynaud
93306 Aubervilliers Cedex
Tél. : (1) 835.80.45
Tx : 240.391

Capteur de pression

Ce capteur est du type à membrane affleurante et sa fixation est réalisée avec brides. Le modèle 050 est entièrement en acier inoxydable



et, par conséquent, ce capteur est susceptible d'être nettoyé sur site avec de la vapeur ou des produits chimiques. De plus, le système de fixation permet un démontage rapide en vue du nettoyage.

Les caractéristiques techniques sont les suivantes :

- étendue de mesure : 350 mbars à 70 bars en 16 gammes,
- version relative, absolue, scellée ou différentielle,
- classe de précision : meilleure que 0,5 %,
- écarts de linéarité : meilleurs que 0,4 %,
- hystérésis : meilleur que 0,1 %,
- répétabilité : meilleure que 0,1 %,
- temps de réponse : 1 ms pour 90 % de l'E.M.,
- plage d'utilisation en température : de - 60 à + 120 °C.

Ce capteur est disponible avec 3 niveaux de sortie :

- 10 mV/V pour des E.M. jusqu'à 5 bars,
- 3 mV/V pour des E.M. supérieures à 5 bars,
- 0-5 VDC et 4-20 mA pour les modèles à électronique incorporée.

L'ensemble des caractéristiques de ce capteur en fait un matériel bien adapté pour la majorité des industries alimentaires, pharmaceutiques et chimiques.

Fabricant :

Viatran

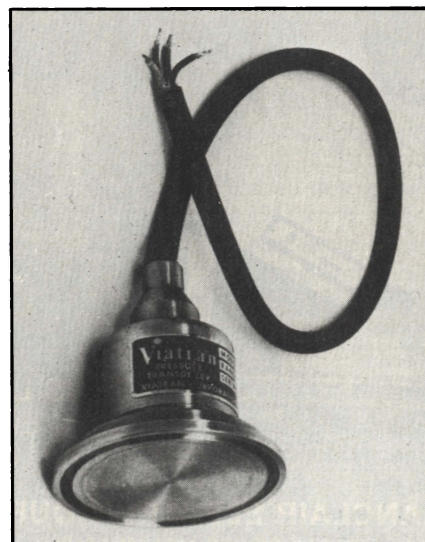
Distribué par :

FGP Instrumentation

BP 15, 78340 Les Clayes-sous-Bois

Tél. : (3) 055.74.92

Tx : 695.539.





PRODUITS CONNEXES

Support de « Chip Carrier »

Avec l'utilisation croissante des « LLCC » (JEDEC type C) sur circuit imprimé, un besoin de supports très économique est apparu.

Le **Pin Frame 68**, nouvellement introduit sur le marché, simplifie les problèmes d'implantation du « LLCC » et réduit les coûts tout en améliorant les qualités des connexions.

Le « LLCC » est soudé à la vague sur le support « Pin Frame 68 » ; les lames de contacts, flexibles, assurent le rattrapage des différents coefficients de dilatation thermique entre le « Chip Carrier » et le C.I. Le « Pin Frame 68 » équipé de sorties disposées en quinconce est aisément introduit sur le C.I. et l'ensemble « LLCC + Pin Frame 68 » est alors soudé comme tout autre composant.

Ce produit est actuellement disponible en 68 contacts (52, 84 et 100 contacts en cours de développement).

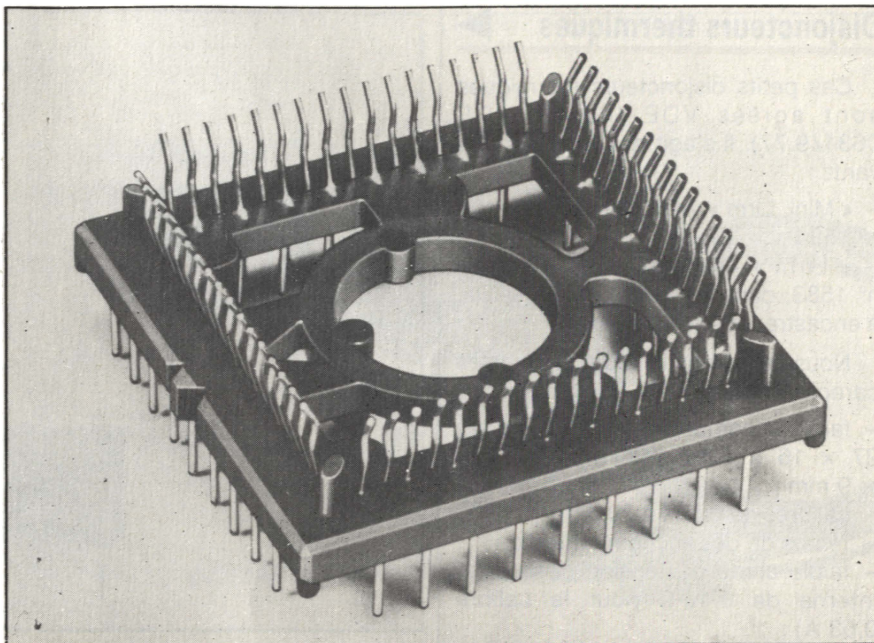
Fabricant :
ITT Composants et Instruments
157, Rue des Blains
92220 Bagneux.
Tél. : (1) 665.85.55
Tx : 260.712

Filtres secteur

Ce constructeur vient de mettre sur le marché trois séries de filtres secteur se différenciant par leurs modes de raccordement :

- connecteur secteur norme CEI,
- sur bornes,
- sur câbles à souder.

Ces filtres ont été particulièrement développés pour être associés à des alimentations à découpage, l'ensemble devenant conforme aux normes FCC Docket 20.780 classe A, régissant les rayonnements par conduc-



tion. Ces filtres présentent des atténuations considérables (jusqu'à 90 dB) dans la bande des fréquences parasites généralement générées par les alimentations à découpage, c'est-à-dire 150 kHz à 30 MHz. Les courants de fuite sont négligeables.

Sept modèles de 1 à 20 A sont actuellement développés.

Ces filtres sont conformes aux

normes VDE 0560/0565 - UL 478 - IEC 161 - CSA C 22.2 - BS 2135.

Fabricant :
Lambda Electronique
Route de Grivery, BP 77
91943 Les Ulis Cedex
Tél. : (6) 012.14.87
Tx : 691.617

