

ELECTRONIQUE APPLICATIONS

Trimestriel N° 14 - Eté 1980 - 18 F



SUISE : 9,00 FS - TUNISIE : 2070 MIL. - CANADA : CAN \$ 3,00 - ESPAGNE : 260 PESETAS - ITALIE : 4000 LIRES - BELGIQUE : 146 F.B.



Si vous ne jurez que
 par  **MOTOROLA**
 Semiconducteurs S.A
 faites-le sur la tête
 de **Feutrier**

SYSTEME DE DEVELOPPEMENT UNIVERSEL
 (EXORCISER "USE" - FLOPPY-DISK - EXORTERM 150 - IMPRIMANTE RAPIDE)

Cet équipement permet de développer, suivant sa configuration, logiciel et matériel des applications à base des microprocesseurs suivants :

- 4 bits : 14 1000 - ● 8 bits : 6800 - 6801 - 6802 - 6803 - 6805 - 6808 - 6809 - 3870
- 32 bits : 68000 - ● slices : 2900 - 10800.

Toutes les phases d'une étude sur le même outil :

- écriture du programme,
- simulation en temps réel du logiciel,
- prototype de l'application finale,
- inscription des mémoires-programme,
- analyse logique du bus,
- émulation du matériel construit par l'utilisateur.

 **Feutrier**

Feutrier Rhône-Alpes Rue des Trois-Glorieuses • 42270 Saint-Priest-en-Jarez • Tél. (77) 74.67.33 + • Télex 300021 F

Feutrier Ile-de-France 8, rue Benoît-Malon • 92150 Suresnes • Tél. (1) 772.46.46 + • Télex 610237 F

Feutrier Provence Avenue Laplace • Zone Industrielle • 13470 Carnoux • Tél. (42) 82.16.41

LA DISTRIBUTION PLUS L'ASSISTANCE TECHNIQUE



SUISSE : SAEM PS - TUNISIE : 200 MN - CANADA : CAR S L P - ESPAGNE : 200 PERMAN - ITALIE : 000 LINES - BELGIQUE : SA P A

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

Publicité pour la Belgique : Euro-Publi-Belgium,
Av. Marcel Gourdin 1, 5001, Belgrade Namur. Tél. : 081-22-03-13

Président-directeur général : Directeur de la publication

Jean-Pierre Ventillard

Rédacteur en chef

Jean-Claude Roussez

Ont participé à ce numéro : **Jean-Claude Baud, Robert Charles, Henri Copin, Jos De Neef, Jean Dufourquet, Daniel Heyden, Roger-Charles Houzé, Jacky Jégou, Félix Juster, Hubert Kadima, Pierre Lemeunier, J.-M. Malferiol, Jean Sabourin, Jacques Trémolières, André Troncy, Alain Vraix.**

Maquette : **Michel Raby**

Couverture : **Gilbert L'Héritier**

Ce numéro a été tiré à
66 500 exemplaires

Abonnements : 2 à 12, rue de Bellevue, 75019 Paris.

1 an (4 numéros) : **58 F (France) - 75 F (Etranger)**

Copyright 1980 - Société Parisienne d'Édition

Dépôt légal 2^e trimestre 80 N° éditeur : 863

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

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

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

Distribué par SAEM Transports Presse - Imprimerie : Edicis, 75019 Paris.

SOMMAIRE

Applications

Bloc de secours autonome 220 volts	31
Transmission d'informations par ondes électromagnétiques	48
Carte de commande universelle pour thyristors et triacs	67

Circuits intégrés

Convertisseurs continu/continu avec le TL 497CN	35
---	----

composants

Les photocoupleurs (1 ^{re} partie)	15
---	----

Electronique médicale

Ordinateur pour analgésie sur demande	53
La pléthysmographie	115

Etude

La réjection en mode commun dans les voltmètres numériques	21
Principes de réalisation des alimentations à découpage et convertisseurs de puissance	39
Théorie et pratique des atténuateurs à résistances	57
Evaluation des performances globales d'une chaîne d'acquisition de données en temps réel	91

Mesures

Philosophie et pratique du calibrage des voltmètres numériques	5
--	---



Automate programmable analogique et numérique	73
---	----

Physique

L'effet Branly, phénomène d'interface	97
---------------------------------------	----

Schémathèque

Presse technique internationale	125
---------------------------------	-----

Technologie

Le circuit imprimé : métallisation ; PTH ; méthodes additives	81
---	----

Fiches techniques circuits intégrés : circuits pour télécommande TV (1 ^{re} partie)	99
--	----

Les problèmes d'électricité statique	131
--------------------------------------	-----

La structure de la matière	136
----------------------------	-----

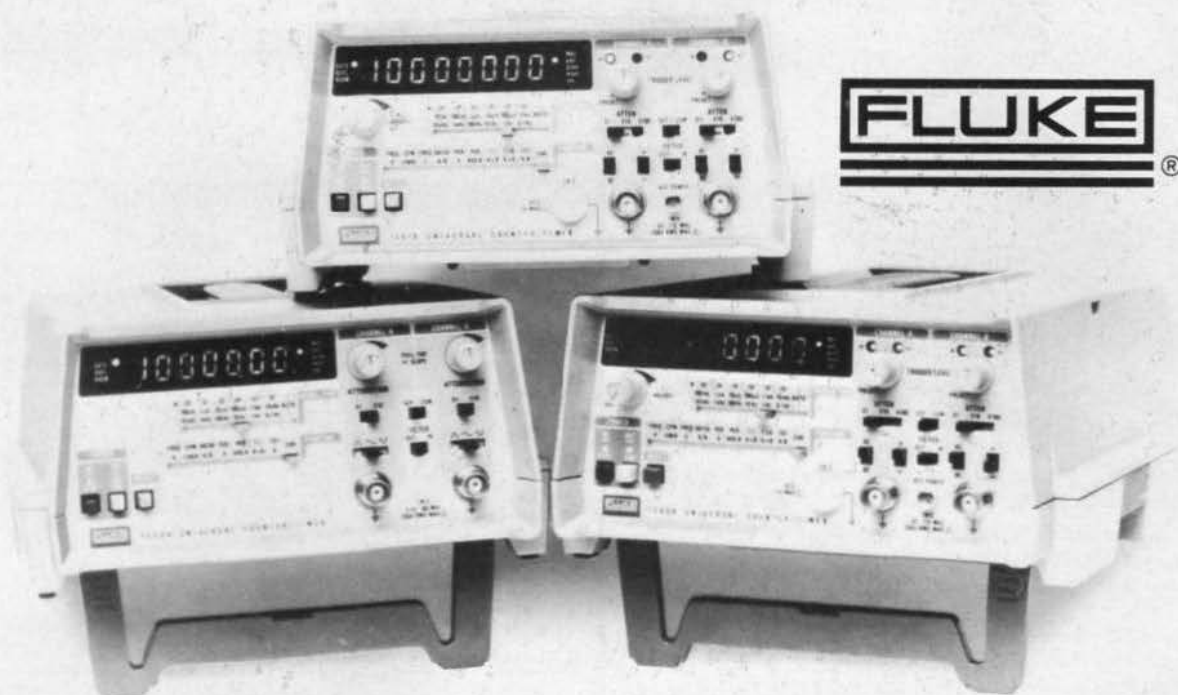
Stella : transmission de données scientifiques par satellite	141
--	-----

Bulletin d'abonnement	130
-----------------------	-----



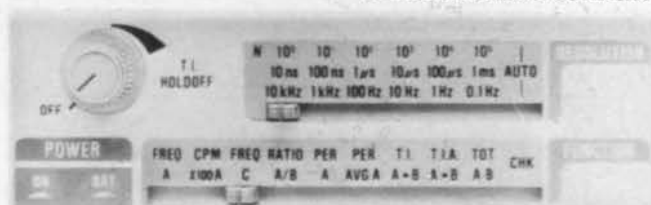
MB ELECTRONIQUE UN ATOUT DE PLUS

Compteurs fréquencesmètres Fluke Gamme 7200



légataires universels

Les Fluke 7220 A, 7250 A, 7260 A et 7261 A complètent une déjà longue lignée de compteurs fréquencesmètres mondialement connus.



- Atténuateurs calibrés
- Options :
 - fonctionnement batteries incorporées
 - TCXO haute stabilité
- Translateur IEEE - Modèle 1120 A
Il s'adapte à tous les compteurs de la gamme 7200

- Fréquences :
DC jusqu'à 1,3 GHz

- Fonctions
Fréquences, périodes, intervalles de temps, rapport de fréquences, totalisateur et tachymètre ...

- Intervalles de temps
RESOLUTION 10 ns (7261 A)

- Niveau de déclenchement variable



Compatible également avec la gamme de multimètres FLUKE.



électronique

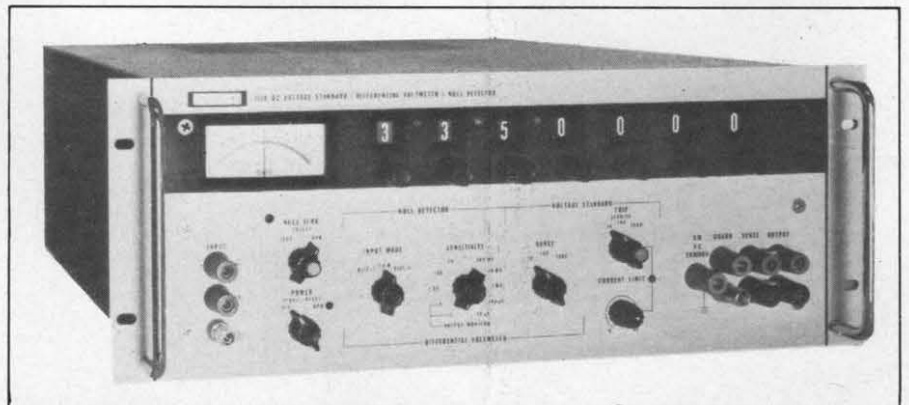
Zac de Buc - BP 31 - 78530 BUC - Tél. 956 81 31 - Telex: 695 414

Il n'y a pas très longtemps les multimètres numériques ayant une précision de base de $\pm 0,1\%$ étaient considérés comme des appareils de mesure de précision. Aujourd'hui, pour la plupart des applications industrielles, de laboratoire et plus précisément dans le domaine de la recherche, cette précision est de loin insuffisante et il est très fréquent de rencontrer des multimètres numériques précis à $\pm 0,001\%$ pour les mesures de tensions continues.

Philosophie et pratique du calibrage des multimètres numériques

En fait, depuis quelques années les multimètres numériques ont considérablement évolués et ce qui était une prouesse technique il y a quelques années est aujourd'hui très courant. Prenons seulement pour exemple les 3 1/2 digits actuels qui sont commercialisés à plusieurs dizaines de milliers chaque année, ils sont pratiquement tous d'une précision de base comprise entre $\pm 0,25\%$ et $\pm 0,1\%$. Mieux encore, les multimètres à 4 1/2 digits qui deviennent de plus en plus compétitifs en prix de vente (moyenne 3000 FHT) et dont le marché potentiel est très important, sont pour la plupart précis à $\pm 0,05\%$ quand ce n'est pas $\pm 0,02\%$. Enfin, pour se limiter aux multimètres numériques courants, la demande de 5 1/2 digits (200 000 points de mesure) est de plus en plus pressante parce que ces appareils de mesure répondent à un besoin de précision de l'ordre de $0,01\%$ sur un an nécessité par l'évolution des techniques nouvelles.

Ainsi, outre les nombreux avantages des multimètres numériques (simplicité d'utilisation, haute protection électrique, lecture numérique, etc.) c'est la ou les précisions qui sont les critères principaux du choix.



Standard de tension continue de très hautes précision et stabilité 335A Fluke.

Types de multimètres numériques	Précision V =	Précision V ~ *	Précision I = ⁽¹⁾	Précision I ~ * ⁽¹⁾	Précision Ω ⁽²⁾	observations
a) 3 1/2 digits (généralement 1 999 points de mesure)	± 0,25 % à ± 0,1 %	± 1 % à ± 0,3 %	± 1 % à ± 0,1 %	± 5 % à ± 1 %	± 0,5 % à ± 0,1 %	multimètre d'usage très courant
b) 4 1/2 digits (généralement 19 999 points de mesure)	± 0,05 % à ± 0,01 %	± 0,5 % à ± 0,2 %	± 0,5 % à ± 0,3 %	± 0,5 % à ± 0,2 %	± 0,3 % à ± 0,05 %	multimètre d'usage général
c) 5 1/2 digits (généralement 199 999 points de mesure)	± 0,01 % à ± 0,0006 % ⁽³⁾	± 0,3 % à < ± 0,1 %	± 0,1 % à ± 0,02 %	± 0,3 % à < ± 0,1 %	± 0,05 % à ± 0,006 %	multimètre de laboratoire
d) 6 1/2 digits (de 1 500 000 à 2 500 000 points de mesure)	± 0,005 % à ± 0,0006 % ⁽³⁾	< ± 0,1 %	< ± 0,02 %	< ± 0,1 %	± 0,01 % à ± 0,002 %	multimètre de haute précision pour la métrologie
e) 7 1/2 digits jusqu'à 20 000 000 points de mesure	# ± 0,0005 % ⁽³⁾	< ± 0,1 %	< ± 0,02 %	< ± 0,1 %	≤ ± 0,002 %	

Tableau I. Classification par précision moyenne des multimètres numériques du marché

Gamme	Précision : ± (% de l'entrée + nombre de digits)			
	24 h, 23 °C ± 1 °C	90 j, 23 °C ± 5 °C	1 an, 23 °C ± 5 °C	Coefficient de température ⁽⁵⁾
100 mV ⁽⁶⁾	± (0,002 + 4)	± (0,003 + 5)	± (0,005 + 8)	± (0,0003 + 0,5)
1 V	± (0,001 + 6)	± (0,002 + 8)	± (0,004 + 9)	± (0,0003 + 0,1)
10 V	± 0,0006 (total)	± (0,001 + 8)	± (0,002 + 9)	± (0,0002 + 0,5)
100 V	± (0,001 + 6)	± (0,002 + 8)	± (0,004 + 9)	± (0,0003 + 1)
1 000 V	± (0,001 + 6)	± (0,002 + 8)	± (0,004 + 9)	± (0,0003 + 0,5)

Tableau II. Exemple de spécifications de la précision d'un voltmètre continu de haute précision (8502A Fluke) avec 6 1/2 digits

(6) Sur 5 1/2 digits

(5) Applicable en dehors des limites de températures d'utilisation spécifiées

(3) Précisions sur 24 h, 23 °C ± 1 °C

* Fonction de la fréquence et du mode de conversion (moyenne ou efficace)

(1) Sauf sur les gammes courants forts

(2) Sauf sur les gammes > 2 MΩ

	Primaire	Secondaire	Tertiaire
Résistance	157 p.p.m. à 100 kΩ 10 p.p.m. à 1 MΩ	10 Ω à 12 MΩ 0,02 %	100 Ω à 12 MΩ 0,1 %
Tensions V =	0 à 1 200 V 5 à 10 p.p.m.	0 à 1 200 V 10 à 20 p.p.m.	0 à 1 200 V 0,02 %
Tensions V ~	0 à 1 200 V 10 Hz à 1,2 MHz 0,01 %	1 mV à 1 200 V 10 Hz à 1,2 MHz 0,02 % à 0,05 %	1 mV à 1 200 V 10 Hz à 100 kHz 0,2 %
Courant =	0 à 10 A 0,02 %	0 à 10 A 0,1 %	0 à 2 A 0,3 %
Courant ~	2,5 mA à 20 A 5 Hz à 100 kHz 0,03 %	0 à 10 A 5 Hz à 20 kHz 0,05 %	0 à 2 A 5 Hz à 20 kHz 0,5 %
Fréquence	10 Hz à 1 000 MHz 1 · 10 ¹¹	10 Hz à 1 000 MHz 2 · 10 ⁹	10 Hz à 1 000 MHz 5 · 10 ⁷

Tableau III. Les trois principaux niveaux de précision

La précision d'un multimètre numérique est spécifiée par le constructeur de la façon suivante pour une fonction (Mesure de $V =$ ou $V \sim \dots$) et pour une gamme considérée (1 V, 10 V... ou 1 Ω , 10 Ω ...). Précision de la mesure: \pm (% de l'entrée + nombre de digits), mais, et surtout, cette précision est spécifiée pour un temps et pour une température d'utilisation qui généralement peut varier autour de la température ambiante de 23 °C de ± 1 °C à 5 °C. Au-delà de cette plage de température d'utilisation spécifiée, il faut ajouter à l'imprécision de la mesure une valeur également exprimée en \pm (% de l'entrée + nombre de digits) et cela par °C également spécifiée par le constructeur.

Sans entrer dans les détails des définitions des précisions spécifiées par les fabricants, il faut retenir le fait que la précision étant spécifiée pour une durée déterminée, généralement 24 heures, puis 30 ou 90 jours, 6 mois, 1 an, il faudra, pour garder cette précision, calibrer l'instrument de mesure après la période de garantie de la précision du constructeur.

Pour effectuer cette opération de calibrage (plus généralement appelée calibration) plusieurs moyens et bien entendu de nombreux appareils sont à la disposition des services de métrologie et de maintenance même pour ceux ayant plusieurs milliers de multimètres numériques à calibrer. Ainsi, nous allons étudier la philosophie générale et la pratique du calibrage dans diverses conditions et pour diverses applications.

C'est, entre autres, avec les divers standards de tensions et de courants de FLUKE (représenté en France par M.B. électronique), leader incontesté depuis de nombreuses années dans ce domaine que nous allons examiner les différentes procédures de calibrage.

Généralités sur le calibrage

Nous avons mis en évidence le calibrage des multimètres numériques parce que le nombre de ces appareils est très important, mais il va de soi que de nombreux appareils de mesure doivent également être calibrés tels que voltmètres continus, voltmètres alternatifs basse ou haute fréquence, multimètres analogiques (également en quantité importante sur le marché), etc. En ce qui concerne l'oscilloscope les moyens de calibrage sont un peu différents et c'est généralement un produit plus spécifique auquel il est fait appel.

Un multimètre numérique pour

autant qu'il soit complet permet d'effectuer les mesures suivantes :

- Mesures de tensions continues.
- Mesures de tensions alternatives en réponse moyenne ou en valeurs efficaces vraies (alternatif seulement ou alternatif + composante continue).
- Mesures de résistances.
- Mesures de courants continus ou alternatifs en réponse moyenne ou en valeurs efficaces vraies (alternatif seulement ou alternatif + composante continue).

Et parfois, pour certains appareils la mesure de dBm (8050 A FLUKE par exemple).

Aussi, pour calibrer un tel appareil de mesure de quels moyens à besoin le service de maintenance ?

Pour répondre à cette question, il est indispensable de connaître la précision pour chacune des fonctions, du ou des multimètres considérés. En effet, c'est en fonction de celles-ci que seront déterminés les types de calibrateurs à utiliser. Il va de soi que le coût de ces calibrateurs est proportionnel à la précision avec laquelle ils délivrent des tensions ou des courants.

En fait, comme le montre le **tableau 1**, nous pouvons classer les multimètres numériques en plusieurs catégories de précision aussi bien pour les mesures de tensions continues ou alternatives que pour les mesures de courants ou de résistances. Le **tableau 1** nous montre bien à quel point la précision d'un multimètre d'usage courant est différente de celle d'un multimètre destiné à la métrologie. Donc des moyens différents (comme nous le verrons) qui doivent être utilisés pour le calibrage. En outre, dans chaque société ou laboratoire la précision nécessaire varie en fonction des objectifs recherchés et l'espace entre chaque recalibrage est variable en fonction de cette précision recherchée. C'est une des principales raisons pour laquelle les précisions spécifiées par les constructeurs sont données comme le montre le **tableau 2** ; sur 24 heures, 90 jours et 1 an. Encore qu'il faille bien distinguer la précision donnée à court terme dans une plage de température d'utilisation restreinte ± 1 °C et une précision donnée à plus long terme, 90 jours par exemple mais avec une plage de température d'utilisation beaucoup plus large puisque comprise entre 18 °C et 28 °C.

Dans le premier cas, pour justifier de cette précision, l'appareil doit être utilisé dans une salle de métrologie climatisée à 23 °C ± 1 °C (comme il en existe de nombreuses en France notamment à M. B. électronique et dans les grandes sociétés ayant un

département de métrologie ou de calibrage où généralement les appareils de mesure sont étalonnés ou certifiés par les grands de la précision tels que le bureau national de métrologie, le L.C.I.E....). Dans le second cas, l'instrument de mesure voit sa précision diminuée, puisque garantie dans une plage de température plus importante (± 5 °C autour de l'ambiance de 23 °C) et pour un temps très nettement supérieur, ce qui permet une utilisation plus étendue de l'appareil et une période entre recalibrages plus longue.

On comprendra très aisément que la haute précision est du domaine du spécialiste et à un certain niveau de cette précision le « p.p.m. » (partie par million) coûte très cher.

Dans le monde du calibrage ou de l'étalonnage, on distingue les instruments passifs et les instruments actifs. Les premiers, comme leur nom l'indique, ne comprennent aucun élément actif et ne nécessitent pas d'être raccordés au réseau, par exemple, une décade de résistances de précision est un instrument passif alors qu'un voltmètre numérique qui comprend de nombreux éléments actifs est classé dans la seconde catégorie citée.

Entre les instruments dits passifs et actifs il existe, en général, une différence assez sensible de niveau de précision et si les passifs peuvent être classés dans les hauts niveaux de précision, les actifs, du fait de l'utilisation de composants du même nom, ont des niveaux de précision nettement inférieurs.

En fait, nous distinguons dans les domaines de l'étalonnage et du calibrage trois principaux niveaux de précision : le niveau primaire, le niveau secondaire et le niveau tertiaire.

Dans le niveau primaire, nous trouvons les éléments passifs de très haute précision, ainsi que les ensembles d'éléments électrochimiques de type Weston saturés (conservés dans une enceinte thermostatée) communément appelés « piles étalon » et autres éléments tels que résistance de Thomas de 1 Ω ou résistance standard de 10 k Ω , capacité, inductance, fréquence, etc.

En ce qui concerne le niveau secondaire, comme nous pouvons le voir dans le **tableau III**, les niveaux de précision sont sensiblement inférieurs et nous trouvons dans cette catégorie les instruments actifs (qui sont déjà d'un haut niveau de précision) utilisés généralement en métrologie en recherche, pour le développement et surtout pour le calibrage des appareils de mesure tels que multimètres numériques.

Le troisième niveau de précision (Tertiaire) est considéré comme étant

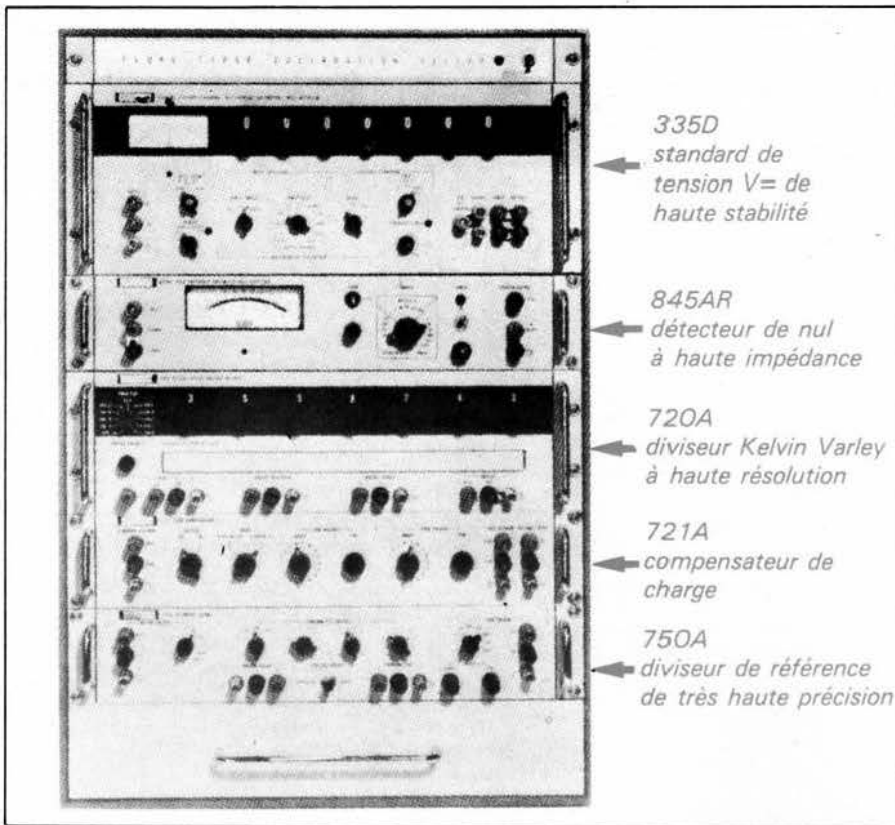


Fig. 1. Système de calibration de haute précision 7105 A. Fluke

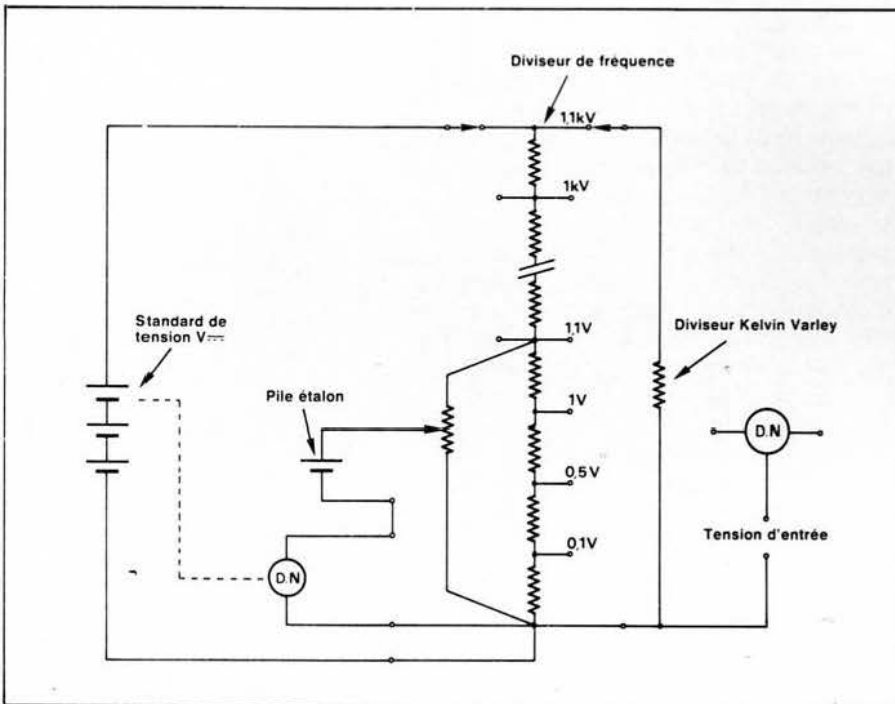


Fig. 2. - Système 7015 A utilisé en voltmètre différentiel (D.N. = détecteur de nul).

le niveau de précision industriel dans l'instrumentation. En effet, comme l'illustre le tableau III, 0,1 % en résistance ou 0,02 % en tension continue sont des niveaux de précision de « travail » très souvent rencontrés.

Standards de tensions de très haute précision

Dans le domaine de la haute précision, nous devons distinguer l'instrument qui génère une tension continue

ou alternative, ou un courant également continu ou alternatif et l'instrument capable de mesurer ces mêmes unités électriques. C'est en fait les deux possibilités qui sont nécessaires dans un laboratoire de métrologie. Nous allons étudier successivement dans ce paragraphe : un ensemble de très haute précision qui génère et mesure des tensions continues, un ensemble qui génère des tensions alternatives (également avec une excellente précision) et un ensemble

qui génère des courants continus et alternatifs.

1. Système de calibrage continu de haute précision 7105A

L'ensemble 7105A de Fluke est un système de calibrage de très haute précision qui est composé de cinq éléments montés dans une baie comme le montre la figure 1. Ces cinq éléments sont :

1° 335D, un standard de tension continue de haute précision et surtout de haute stabilité qui peut délivrer une tension de sortie comprise entre 0 et 1111, 1110 V et qui peut mesurer grâce à un voltmètre différentiel des valeurs comprises entre $10 \mu\text{V}$ et 1000 V=. La précision de la tension de sortie du 335D est de 0,001 % de l'affichage alors que la stabilité de la tension de sortie est de 5 p.p.m. (0,0005 %) + $7 \mu\text{V}$ par mois.

2° 845AR, un détecteur de nul à très haute impédance, à haute sensibilité et enfin à haute isolation.

3° 720A, un diviseur Kelvin Varley qui est un standard de rapport primaire à sept décades avec une linéarité absolue de 0,1 p.p.m. Ce diviseur est en outre autocalibrable, il est particulièrement adapté pour des comparaisons de résistances standards et de tensions primaire et secondaire.

4° 721A, un compensateur de charge qui est utilisé dans le système pour compenser les effets de câblage et des résistances de contact dans les circuits de mesure à diviseurs résistifs. Ce compensateur est bien entendu indispensable pour obtenir la meilleure précision possible notamment avec les diviseurs de performances 720A et 750A Fluke. La résolution de compensation du 721A est de $0,1 \text{ m}\Omega$.

5° 750A, un diviseur de tension de référence très stable et très précis. Ce diviseur de référence est, avec l'ensemble 7105A utilisé avec un détecteur de nul et une pile étalon ce qui permet ainsi, de comparer la tension de sortie du diviseur par rapport à celle de la pile étalon.

Lorsque le diviseur de référence 750A est utilisé avec une source de tension très stable, une pile étalon et un détecteur de nul, l'ensemble forme non seulement un système de calibrage en continu, mais peut être utilisé pour des mesures de stabilité en utilisant la tension de sortie du détecteur de nul. Dans ce cas, la stabilité de la référence est voisine de celle de la pile étalon.

L'ensemble de calibrage tel que celui décrit ci-dessus est non seulement auto calibrable et de très haute préci-

sion, mais il peut être utilisé dans plusieurs configurations :

a) En voltmètre différentiel, où, comme le montre la **figure 2**, il est fait appel à un standard de tension de haute précision et stabilité 335D, un détecteur de nul 845AB, une pile étalon thermostatée, un diviseur de référence et un diviseur Kelvin Varley. Dans cette application, la précision du système est de 5 p.p.m. jusqu'à 100 V et 20 p.p.m. jusqu'à 1,1 kV.

b) En calibrateur de voltmètres continu de haute précision, comme le principe de base illustré dans la **figure 3**, où, dans ce cas, le système se compose : du standard de tension continue et de son détecteur de nul, d'une pile étalon thermostatée et d'un diviseur de référence. Dans cette application, la précision obtenue est de 5 p.p.m. jusqu'à 100 V et de 8 p.p.m. jusqu'à 1,1 kV.

c) En calibrateur de sources de tension de précision où, comme le montre la **figure 4**, il est fait appel au diviseur de référence, à la pile étalon thermostatée, et à un détecteur de nul. Du fait du peu d'appareils mis en présence, la précision de ces mesures est dans ce cas de 4 p.p.m. jusqu'à 100 V et 5 p.p.m. jusqu'à 500 V.

d) En calibrateur de diviseurs de tension, en utilisant le standard de tension, le compensateur de charge 721A, le diviseur de référence et le détecteur de nul comme montré dans la **figure 5**. Pour cette application, la linéarité et la résolution sont de 0,1 p.p.m.

2. Étude des principaux éléments du système de calibrage continu

1° Le diviseur Kelvin Varley est comme nous l'avons vu, un diviseur de tension dont le schéma synoptique est illustré dans la **figure 6**. Sa principale caractéristique est son excellente résolution de 0,1 p.p.m. (de la tension d'entrée) avec un rapport tension d'entrée / tension de sortie variable de 0 à 1 ou 0 à 1,1. Le diviseur se compose de 11 résistances RA de valeurs égales pour la décade (A) et de 10 résistances RB (également de même valeur) pour la décade (B). Si les 10 valeurs de la décade B peuvent être égales à deux fois la valeur de la décade A, alors la tension de sortie sera un rapport linéaire de la tension d'entrée de 0,1, soit :

$$2 \cdot RA = (10 RB) \quad (1)$$

$$\text{et } RB = 1/5 RA \quad (2)$$

Il faut qu'en satisfaisant à l'équation (1), des décades successives peuvent être additionnées au schéma de prin-

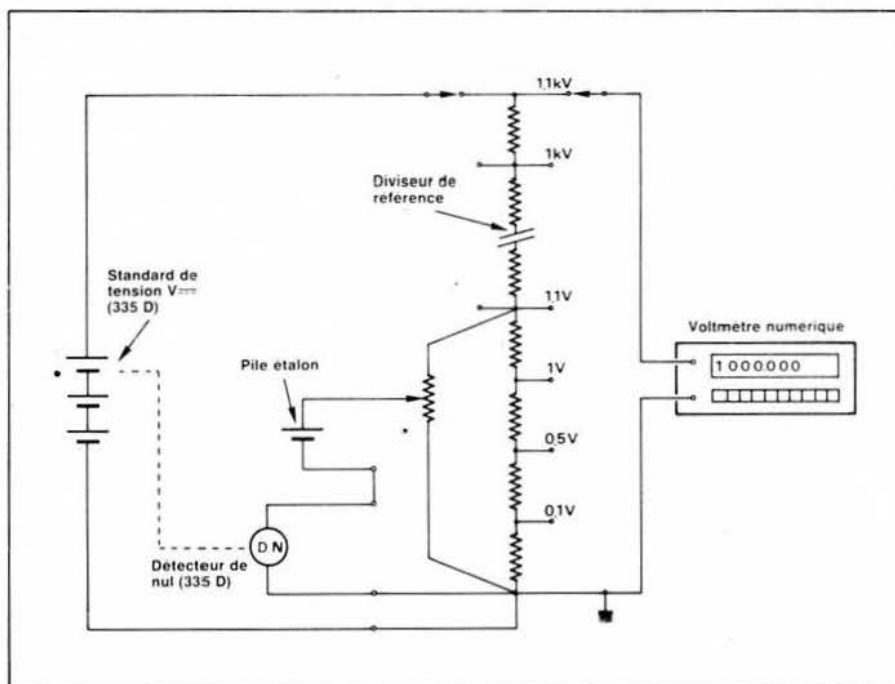


Fig. 3 Système 7015A utilisé en calibrateur de voltmètre de haute précision.

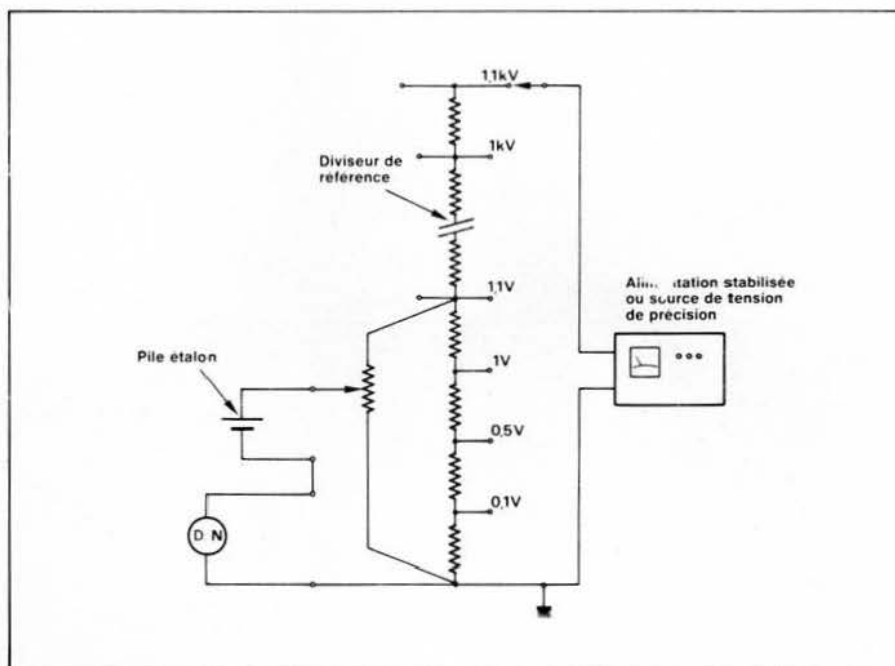


Fig. 4. Système 7015A utilisé pour calibrer une source de tension de précision.

cipe de la **figure 6**. Cependant, du fait de la difficulté d'obtenir un très haut niveau de précision de faibles valeurs de résistances, le nombre de ces décades successives est limité. Par exemple un diviseur à 7 décades, comme le 720A Fluke, nécessite des valeurs de résistances pour la 7^e décade égales à 1/15, 625 de la valeur de la première décade.

En principe, les valeurs des résistances dans les décades du diviseur Kelvin Varley ne sont pas inférieures à 1 kΩ et la sortie de chaque décade est « shuntée » pour satisfaire à l'équation (1). Ainsi, les décades D, E, F et G du 720A sont réalisées avec des résistances de 1 kΩ avec des résistances « shunt » aux bornes de chaque décade et pour la décade F, la combinaison en paral-

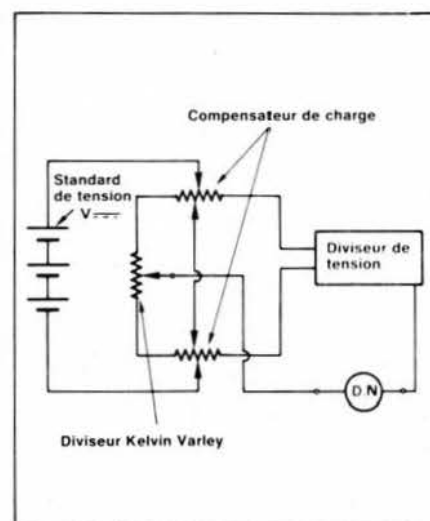


Fig. 5. - Système 7015 A utilisé pour calibrer un diviseur de tension.

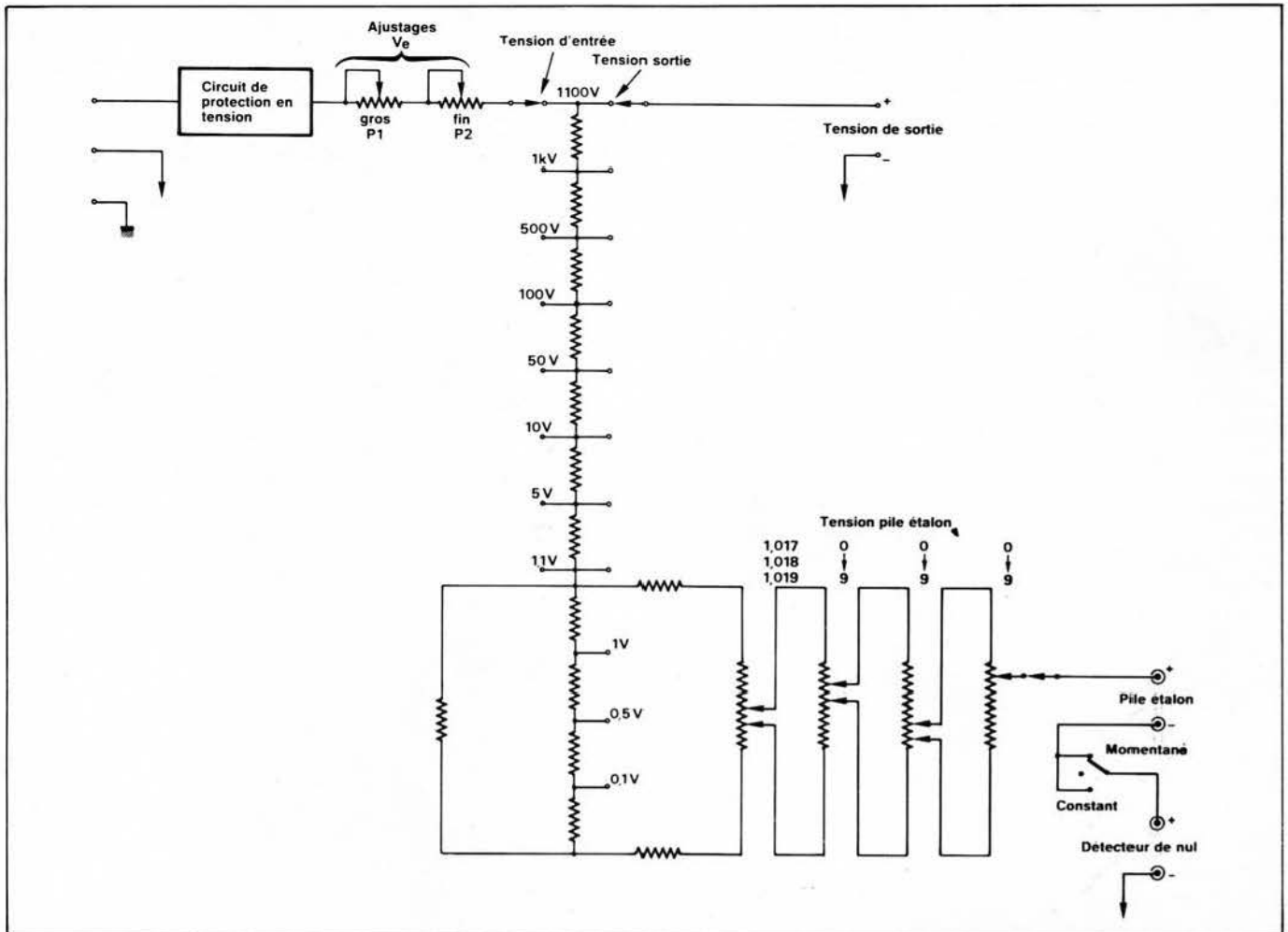


Fig. 8. Schéma simplifié du diviseur de référence 750A.

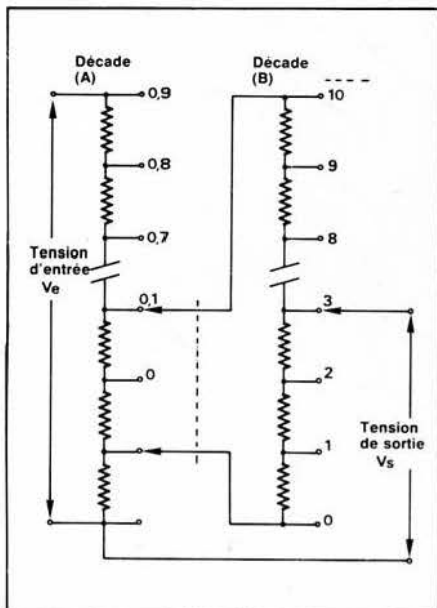


Fig. 6. - Schéma synoptique d'un diviseur Kelvin Varley.

lèle du shunt et des 10 résistances de $1\text{ k}\Omega$ de la décade G doit être de $2\text{ k}\Omega$ et :

$$2\text{ k}\Omega = \frac{x(10\text{ k}\Omega)}{x + 10\text{ k}\Omega} \quad x = 2,5\text{ k}\Omega$$

la résistance du shunt doit donc être de $2,5\text{ k}\Omega$.

Le processus utilisé dans les déca-

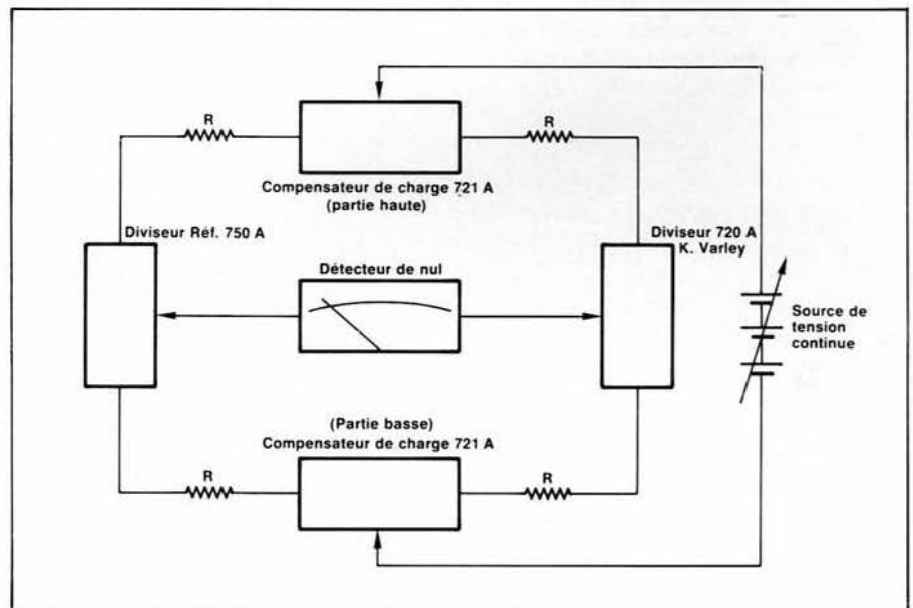


Fig. 9. Calibrage du diviseur de référence 750A.

des G à D pourrait être étendu à la décade A ; cependant, l'impédance d'entrée dans ce cas serait de $10\text{ k}\Omega$ ce qui poserait de sérieux problèmes de puissance dissipée lorsque la tension d'entrée serait de 1000 V , (tension qui en effet peut être injectée à l'entrée du diviseur) en fait, 100 W seraient dans ce cas dissipés dans le diviseur. Avec une tension d'entrée de 1 kV , cette puissance dissipée poserait de sérieux

problèmes. Aussi, l'impédance d'entrée est de $100\text{ k}\Omega$ pour un rapport 0 à 1 et de $110\text{ k}\Omega$ pour un rapport 0 à 1,1.

Dans ce cas, la résistance de shunt pour la décade B est déterminée par :

$$\frac{100\text{ k}\Omega(xB)}{xB + 100\text{ k}\Omega} = 20\text{ k}\Omega$$

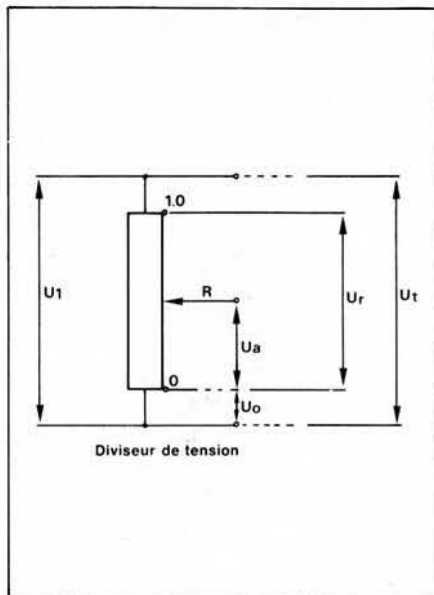


Fig. 7. Symboles pour le calcul de linéarité.

et $x_B = 25 \text{ k}\Omega$

puisque la résistance de shunt pour la décade C est :

$$\frac{x_C (40 \text{ k})}{x_C + 40 \text{ k}} = 20 \text{ k}\Omega$$

et $x_C = 40 \text{ k}\Omega$

Le diviseur Kelvin Varley dispose de deux entrées ; une entrée 1.0 qui permet avec la décade A de faire varier la tension de sortie en 9 sauts égaux et une entrée 1.1 qui, avec la même décade fait varier la valeur de sortie en 10 sauts égaux. Cette dernière entrée est plus particulièrement utilisée pour travailler avec une pile étalon thermostatée dont la f.e.m. est de 1,018 V ou 1,019 V.

L'une des caractéristiques les plus importantes d'un diviseur résistif tel que le Kelvin Varley est la linéarité absolue. Celle du 720A Fluke est de $\pm 0,1$ p.p.m. de l'entrée. En d'autres termes, les « sauts » de toutes les résistances des décades sont absolument uniformes à $\pm 0,1$ p.p.m. près.

En fait, nous distinguons deux types de linéarité : la linéarité r_t qui est la valeur maximale d'écart de linéarité avec une tension à l'entrée du diviseur, cette linéarité est donnée par :

$$r_t = \frac{U_a + U_o}{U_t} - R \quad (\text{voir fig. 7})$$

et la linéarité absolue qui est relative à la tension mise entre les positions minimale et maximale du diviseur et qui s'exprime par :

$$r_a = \frac{U_a}{U_r} - R$$

la linéarité absolue r_a contraste avec la linéarité r_t , elle est indépendante des facteurs d'erreurs extérieures tels que qualité de connexion, longueur des cordons de raccordement, etc.

Supposons que nous ayons un diviseur de 10 résistances d'égales valeurs, l'écart de linéarité absolue peut être donnée par comparaison mutuelle des résistances dans la décade. En d'autres termes, cela revient à mesurer 9 résistances par rapport à une résistance et :

$$R_n = R_s (1 + dn)$$

Ainsi, la linéarité absolue r_a peut être aisément convertie en termes de déviation de résistance dn .

$$r_a = 0.1 \sum_{n=1}^{10} (d_n - d_{10})$$

avec n = nombre de résistances mesuré

dn = écart de résistance de la $n^{\text{ème}}$ résistance

d_{10} = écart moyen de 10 résistances

R = rapport nominal du diviseur.

Une autre caractéristique intéressante du diviseur Kelvin Varley est due au fait qu'il peut être calibré très simplement grâce à des réglages directement accessibles sur la face avant de l'appareil. Pour cette opération de calibrage, seuls sont nécessaires un détecteur de nul et une source de tension continue.

2° Le 750A est un diviseur de tension de référence. Contrairement au diviseur Kelvin Varley qui est un standard de rapport primaire à 7 décades, le 750A dont le schéma synoptique de principe est illustré figure 8 doit en principe être utilisé avec un détecteur de nul et une pile étalon permettant ainsi de comparer la tension de sortie du diviseur à celle de la pile étalon. Avec les appareils cités plus haut, l'ensemble peut être utilisé pour des mesures de stabilité en utilisant la sortie analogique du détecteur de nul. La stabilité de la référence est alors voisine de celle de la pile étalon. Les tensions d'entrée du 750A varient de 1,1 V à 1100 V (commutables) alors que les valeurs de sortie peuvent, elles, varier de 0,1 à 1100 V (commutables). La sortie étalonnage peut varier de 1,017000 V à 1,019999 V par pas de $1 \mu\text{V}$. Le but du diviseur 750A est de comparer avec précision des tensions de 0,1 V à 1100 V à celle d'une pile étalon connue.

La résistance totale effective du diviseur est de $1,1 \text{ M}\Omega$ et sa résistance d'entrée est de $1 \text{ k}\Omega$ par volt jusqu'à 1,1 kV, ce qui correspond à un courant nominal de 1 mA.

La tension d'entrée du 750A peut être ajustée par les commandes P_1 et P_2 (réglages gros et fin) de la figure 8. Cette plage de réglage est de 10 mV avec une résolution meilleure que

$1 \mu\text{V}$. Chaque plot peut être calibré séparément dans les cas de dérive.

Comme nous pouvons le voir dans la figure 8, les commandes attenantes à l'entrée de la pile étalon forment une sorte de diviseur Kelvin Varley que nous venons d'étudier, ce qui permet l'affichage exact de la tension de la pile étalon. Cette tension appliquée est comparée à la sortie de la pile étalon à l'aide d'un détecteur de nul et l'entrée du diviseur est alors ajustée pour obtenir un nul.

Il faut noter que l'entrée du diviseur 750A dispose d'un circuit de protection qui déconnecte automatiquement l'étage d'entrée du diviseur. Ainsi, 2 kV peuvent être appliqués à l'entrée du 750A sans dommage pour l'appareil.

L'ensemble du système de calibrage de haute précision 7105 illustré dans la figure 1 permet de calibrer le diviseur 750A comme nous pouvons le voir dans la figure 9 où pour ce faire nous devons utiliser : le diviseur Kelvin Varley, le détecteur de nul, le standard de tension continue et le compensateur de charge.

3° Le voltmètre à haute impédance et détecteur de nul 845AB de Fluke permet de mesurer des tensions continues de $1 \mu\text{V}$ à 1000 V en 19 gammes.

Lorsqu'il est utilisé comme détecteur de nul, son impédance d'entrée est de $10 \text{ M}\Omega$ sur la gamme 0,1 V et au-dessous, cette impédance est de $100 \text{ M}\Omega$ pour les gammes supérieures.

Le 845A (ou 845AB, version avec bloc batteries rechargeables) est un amplificateur à photo-chopper stabilisé dont le gain est contrôlé avec précision par une contre-réaction négative. Les principaux circuits de l'appareil sont :

- Un diviseur d'entrée
- Un modulateur à photocellule
- Un galvanomètre
- Un convertisseur d'isolement
- Une commande par néon
- Un amplificateur alternatif
- Un multivibrateur 84 Hz
- Une alimentation

Le diviseur d'entrée a une impédance d'entrée constante pour des signaux d'une valeur $< 1 \text{ mV}$ et atténue les signaux $> 1 \text{ mV}$. Le photo-chopper module le signal d'entrée qui est envoyé à l'amplificateur alternatif à 84 Hz. Le photomodulateur est commandé par un néon, qui lui-même est commandé à 84 Hz par le multivibrateur. Cette fréquence de 84 Hz a été choisie du fait qu'elle est asynchrone avec les fréquences du secteur et leurs

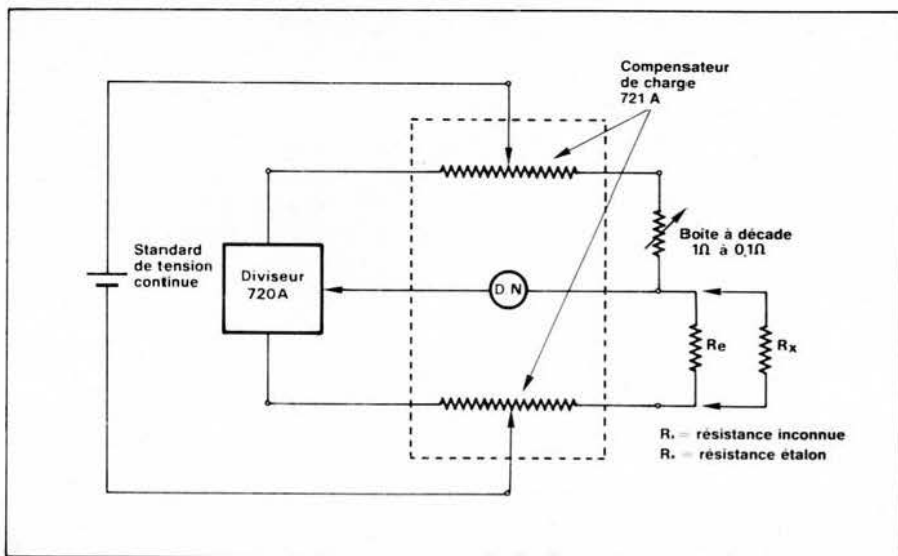


Fig. 10. Application du compensateur de charge 721A pour la mesure directe de valeurs résistives.

harmoniques. Le multivibrateur 84 Hz pilote également :

- les redresseurs d'alimentation des amplificateurs,
- le convertisseur d'isolement de la sortie « enregistreur »,
- le démodulateur synchrone qui démodule le signal continu amplifié.

L'amplificateur alternatif est un amplificateur à haute impédance dont le gain est commandé par une valeur résistive sélectionnée à partir du commutateur « choix des gammes ». Le signal ainsi amplifié est alors détecté par le démodulateur synchrone.

La démodulation du signal de sortie de l'amplificateur alternatif est assurée par un démodulateur synchrone. Il est piloté par le 84 Hz de référence et détecte le signal continu amplifié. Ce dernier signal est encore amplifié par un amplificateur continu dont le gain est commandé par une contre-réaction fixe. La sortie de cet amplificateur est entre autre dirigée sur un galvanomètre qui permet de lire la valeur et la polarité de la tension mesurée.

4° Le compensateur d'effets de charge 721A est un appareil qui a été conçu pour compenser les effets de câblage est de résistances de contacts dans les circuits de mesure à diviseurs résistifs. Le 721A, dont le schéma synoptique d'une de ses applications, est illustré dans la figure 10, est particulièrement utile dans le système 7105A du fait de l'utilisation de diviseurs de très haute performance.

Le 721A a une résolution de compensation de $0,00001 \Omega$ et peut compenser jusqu'à $150 M\Omega$, il peut en outre accepter une tension \geq à 1,5 kV.

5° Le standard de tension 335A Fluke (photo ci-contre), qui est également un voltmètre différentiel et un détecteur de nul, est l'un des éléments le plus important de l'ensemble

7105A. Cet appareil est une source de tension continue avec trois gammes pleine échelle ; 10 V, 100 V et 1 000 V et sa résolution est de 0,1 ppm. En fait, dans le système, les caractéristiques importantes du 335A sont, bien entendu, sa précision à long terme 20 p.p.m. sur 6 mois, mais surtout la stabilité de sa tension de sortie qui permettra au 335A d'être utilisé comme source de tension de compensation de haute stabilité.

Composé de ces cinq éléments et d'une pile étalon thermostatée, le système 7105A peut être utilisé pour de nombreuses applications de métrologie avec un très haut niveau de précision comme nous pouvons le voir dans le tableau résumé de la figure 11. Il va de soi, qu'il est préférable d'utiliser un tel ensemble, qui, soulignons-le, est autocalibrable et peut être référencé à tout moment à une pile étalon, dans une salle de métrologie climatisée à $23 \text{ }^\circ\text{C} \pm 1 \text{ }^\circ\text{C}$ afin d'obtenir les meilleures précisions.

Contrairement à ce que pourrait penser le lecteur, un tel ensemble de calibrage en V = est relativement simple d'emploi. Il est, en outre, très souvent utilisé dans toutes les grandes ou moyennes sociétés d'électronique (fabrication, maintenance, etc.). Enfin, sans qu'il soit bon marché, l'ensemble 7105A, rappelons-le, précis à quelque $1/1\,000\,000^{\text{e}}$ près, est commercialisé lorsqu'il est complet aux environs de 100 000F.

Système de calibrage alternatif de haute précision

En métrologie, dans les laboratoires de développement ou dans la recherche, il n'est pas seulement fait appel aux standards de calibrages continus, en effet, il est souvent nécessaire de

disposer de tensions alternatives de haute précision et cela, à des fréquences allant de quelques hertz à plus de 1 MHz.

Si nous avons étudié des niveaux de précisions de quelques p.p.m. en continu, il n'en est pas de même en ce qui concerne les standards de tensions alternatives qui, pour les plus précis, affichent 0,01 % sur 90 jours dans une température d'utilisation comprise entre 18 et 28 °C. Cette précision, convenons-en, est tout de même excellente.

Comme pour le continu, Fluke dispose d'un calibrateur pour tensions alternatives qui peut être associé à un amplificateur de précision et éventuellement un amplificateur de courant également de précision, jusqu'à 20 A~.

Un standard de tension alternative tel le 5200A Fluke se compose comme le montre le schéma synoptique de la figure 12.

- d'une alimentation stabilisée,
- d'un oscillateur,
- d'un circuit de commande de l'oscillateur,
- d'un convertisseur AC/DC qui est chargé de convertir la tension alternative de sortie de l'atténuateur en une tension continue qui commande le circuit oscillateur,
- d'un amplificateur de puissance,
- d'un atténuateur.

La principale fonction d'un standard de tension alternative est, bien entendu, de délivrer une tension alternative à sa sortie avec un maximum de précision et disposer d'une plage de tensions de sortie très vaste, mais en plus, cette précision doit être obtenue sur une large gamme de fréquences. En outre, le standard doit satisfaire à certaines caractéristiques telles que stabilité, régulation en fonction de la charge, courant inductif et capacité maximale admissible à la sortie.

Si nous prenons le 5200A Fluke (photo ci-dessous), comme élément de référence, nous pouvons étudier quelques-unes des caractéristiques les plus importantes d'un standard de tensions alternatives.

a) La précision dans le temps et en fonction de la fréquence.

Celle-ci est l'une des caractéristiques essentielles d'un tel appareil. Il faut souligner que cette caractéristique doit être donnée à long terme. En effet, les moyens de calibrage d'un tel standard sont plus complexes que pour le continu, il sera donc moins souvent recalibré.

La précision est spécifiée en \pm (% de la valeur affichée + $X \mu\text{V}$). Ainsi, dans



Le 5200A, standard de tensions alternatives de haute précision à large bande passante.

le cas du 5200A, nous obtenons la courbe de précision de la **figure 13** qui montre que de 1 mV à 100 V et de 30 Hz à 100 Hz, nous avons de très hauts niveaux de précision d'autant que cette dernière est donnée sur 90 jours entre 18 °C et 28 °C. Notons que le 5200A a une bande passante totale de 10 Hz à 1,2 MHz jusqu'à 100 V_≈.

b) La stabilité qui doit être la meilleure possible et notamment à court terme pour des opérations de calibration, celle du 5200A est de : $\pm 0,005\%$ sur 24 heures et de $\pm 0,1\%$ sur 6 mois sur les gammes allant de 1 mV à 100 V (elle est à peu près identique sur la gamme 1 000 V)

c) Les gammes et la résolution 1 nV à 1 000 V pour le 5200A (en général sur la gamme 1 000 V la fréquence de travail est plus limitée).

d) La distorsion : 0,04 % pour le 5200A de 10 Hz à 100 kHz.

e) La capacité maximale admissible à la sortie du standard qui doit être la plus importante possible 1 000 à 2 000 pF.

f) La charge inductive maximale qui, si elle est importante, permet d'utiliser le calibrateur pour tester des diviseurs de précision inductifs.

g) La régulation en charge.

h) La totale protection des circuits de sortie, etc.

Lorsque des tensions de fortes valeurs > 100 V à des fréquences élevées sont nécessaires pour, par exemple, calibrer les voltmètres alternatifs sur les hautes gammes, le standard de tension doit être associé à un amplificateur de puissance tel le 5215 A de Fluke qui permet de délivrer à sa sortie une tension alternative de 1,1 kV

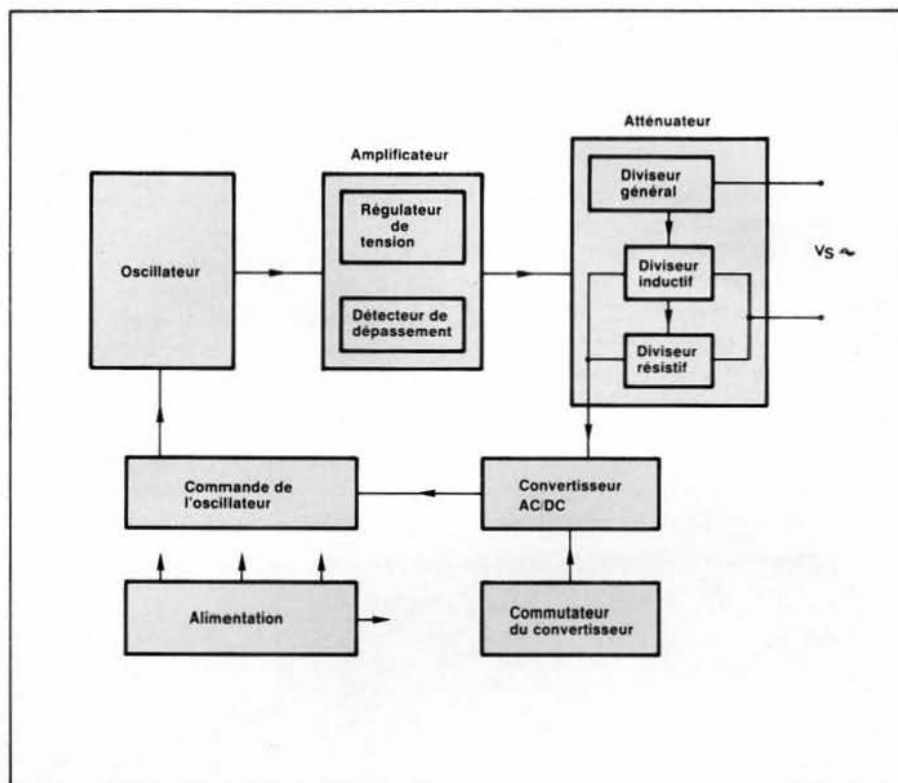


Fig. 12. - Schéma synoptique du standard de tensions alternatives 5200 A.

Utilisation du système 7105 A Fluke	Précision obtenues
Calibreur de voltmètres de Hte précision ou de sources de tensions continues	5 ppm jusqu'à 100 V 8 ppm jusqu'à 1,1 kV
Voltmètre différentiel	5 ppm jusqu'à 100 V 20 ppm jusqu'à 1,1 kV
Diviseur de Tension (calibrage)	0,1 ppm de l'entrée
Décteur de nul	19 gammes } 845 AR 1 μ V à 1 kV
	9 gammes } 335 A 10 μ V à 1KV

Fig. 11. Tableau des précisions du système 7015A en fonction des applications.

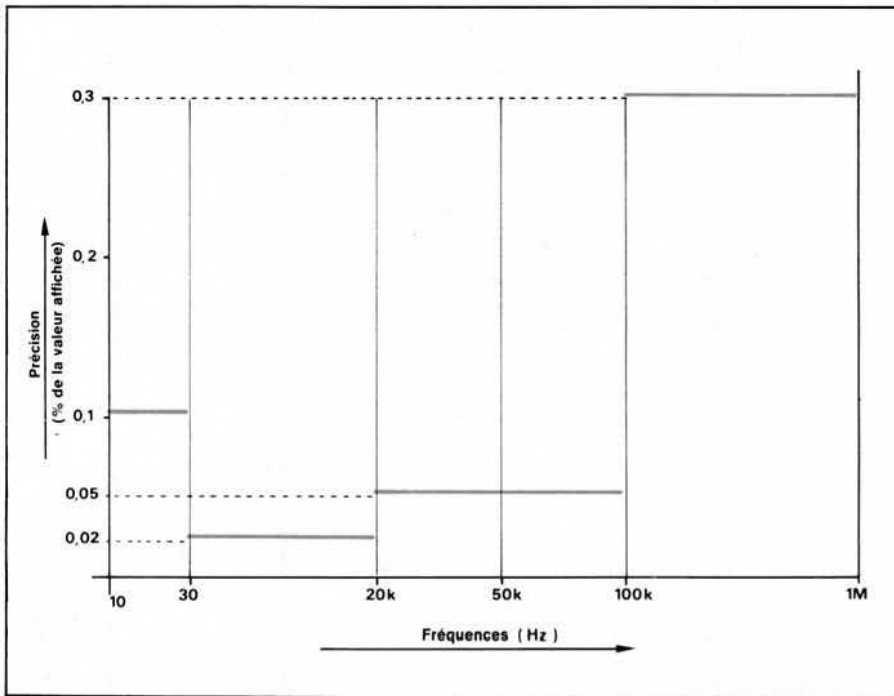


Fig. 13. Courbe de la précision en fonction de la fréquence du 5200A sur les gammes 1 mV à 100 V (le bruit en μ V doit être ajouté à cette précision).

jusqu'à 120 kHz, ce qui suffit largement à toutes les applications d'un standard de tensions alternatives de précision. En outre, cet amplificateur peut également délivrer 200 mA efficaces à sa sortie principale.

Il faut noter que, lorsque le 5200A est utilisé pour calibrer les voltmètres alternatifs de précision, un vernier spécial permet de déterminer l'erreur de lecture du voltmètre par rapport à la tension d'entrée qui lui est appliquée,

et cela directement en pourcentage.

Nous venons d'examiner deux systèmes de calibrages, l'un pour les valeurs continues, l'autre pour les valeurs alternatives. Indépendamment des résistances étalon et des standards de fréquences moins souvent utilisés, un laboratoire de métrologie est non seulement équipé de matériels qui délivrent, mais aussi d'instruments de mesure de haute précision pour les valeurs continues et pour la mesure

des valeurs alternatives. Si pour les premières valeurs citées, le système 7105A que nous avons étudié convient même pour les hautes précisions, pour ce qui concerne la mesure précise de valeurs alternatives, il est généralement fait appel à des appareils de mesures dits à transfert thermique qui en fait, transforment la tension alternative en une tension continue proportionnelle. Ce qui est actuellement l'une des meilleures solutions pour mesurer avec précision des tensions et des courants alternatifs.

Les standards, objet de ce présent article, sont destinés aux très hauts niveaux de précision et sont utilisables dans des conditions relativement particulières. Pour la fabrication, ou les calibrages à grande échelle (avec toutefois un bon niveau de précision pour de multiples fonctions) il existe des calibrateurs à μ P de la nouvelle génération ayant non seulement des caractéristiques métrologiques très bonnes, mais aussi spécialement étudiés pour faire face aux exigences de la production ou du calibrage à grande échelle comme cela est le cas dans les grandes sociétés de maintenance.

Les standards de transferts et cette nouvelle série de calibrateurs à μ P feront l'objet de la suite de cet article sur la philosophie et la pratique de la calibration.

J.C. Baud
Ingénieur responsable Fluke
M.B. Electronique

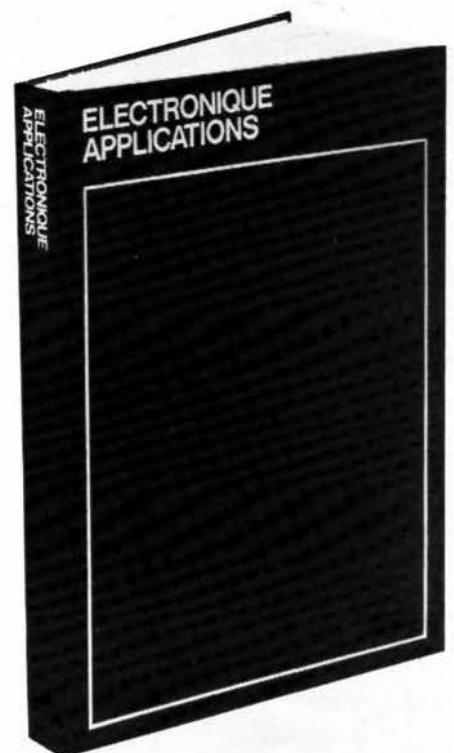
L'album 1979

Il réunit, par une luxueuse reliure à gravure argent sur fond noir, les quatre numéros d'Electronique Applications publiés en 1979 (numéros 9, 10, 11 et 12).

Même si vous possédez la collection complète en exemplaires séparés, cet album a sa place dans votre bibliothèque.

Son prix à notre siège est de **50 F**
(+ 14 F de frais d'envoi).

Envoyez votre commande accompagnée d'un chèque à : Electronique Applications, 2 à 12, rue de Bellevue, 75940 Paris Cedex 19.



L'optoélectronique est une discipline qui a pour objet l'étude et la mise en œuvre des phénomènes relevant à la fois de l'optique et de l'électronique. Le terme d'OPTOELECTRONIQUE qualifie aussi les composants à semi-conducteurs qui sont basés sur l'interaction des électrons et des photons.

Un grand nombre de dispositifs optoélectroniques ont été développés ; ils peuvent se classer en quatre familles :

- Les photorécepteurs.
- Les dispositifs émetteurs de lumière.
- Les photocoupleurs.
- Les cellules solaires.

Le photocoupleur est réalisé par l'association étroite entre un émetteur et un récepteur de lumière. Le nouveau composant électronique ainsi constitué utilise la lumière comme support du signal électrique à transmettre. La propriété la plus intéressante d'un tel dispositif est l'isolement électrique quasi parfait que procure la liaison optique entre les circuits d'entrée et de sortie.

Les photocoupleurs

L'analogie entre le relais électromagnétique et le photocoupleur est évidente : alors que pour le premier, la conversion courant-courant se fait par l'intermédiaire d'un champ magnétique actionnant une palette métallique, pour le second, cette même conversion est obtenue d'une manière statique par l'intermédiaire de photons.

Les avantages du photocoupleur sur le relais sont nombreux : fréquence de commutation élevée, réaction du circuit de sortie sur le circuit d'entrée très faible, inertie très faible, absence de parasites, excellente robustesse mécanique.

Le photocoupleur assure, en outre une fonction inaccessible aux relais : la transmission d'un signal analogique rendue possible par l'amélioration de la linéarité. Le photocoupleur est donc également un transformateur et même mieux, puisque les composantes continues peuvent être transmises.

De telles caractéristiques ouvrent aux photocoupleurs un champ d'applications très vaste : l'isolement entre les systèmes de traitement et les actionneurs, les liaisons entre ordinateurs et périphériques, la détection d'abonné en téléphonie, etc.

Les fabricants utilisent différents noms pour désigner ce composant :

- Opto-isolateur pour MONSANTO et HEWLETT-PACKARD.

- Optocoupleur pour TEXA-INSTRUMENTS et MOTOROLA.

- Photocoupleur pour R.T.C. (La Radiotechnique-Compelec).

Dans la suite de cette étude nous garderons le terme PHOTOCOUPLEUR.

Nous désignerons par LED (Light Emitting Diode) une diode électroluminescente.

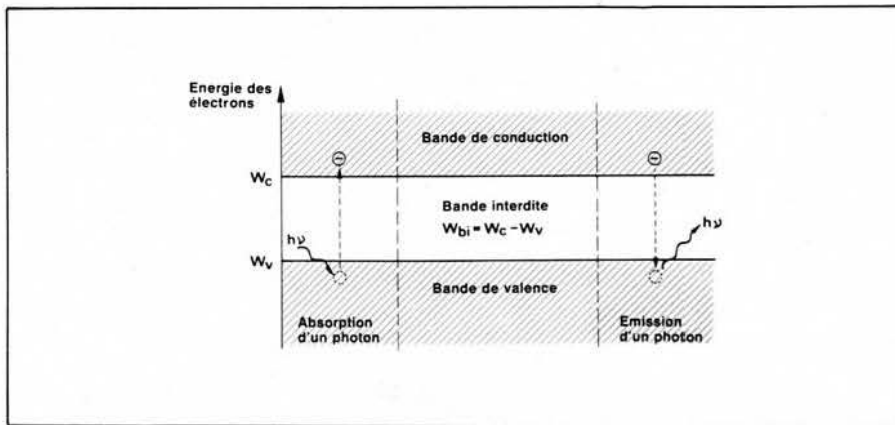


Fig. 1. - Bandes d'énergie et interaction dans un cristal parfait.

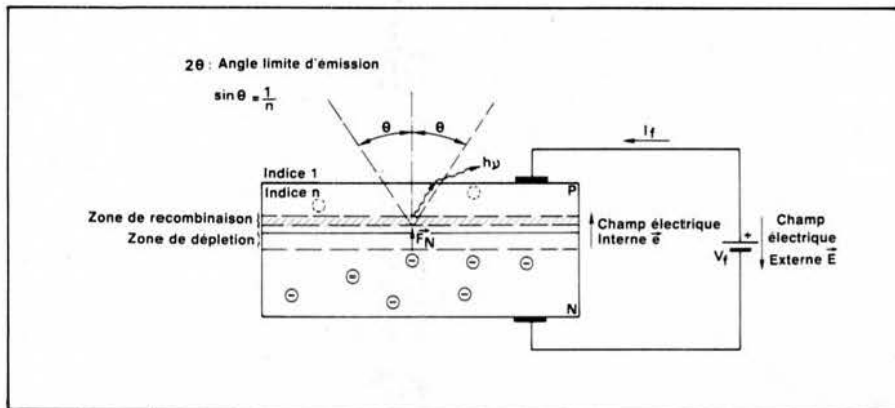


Fig. 2. - Description schématique et fonctionnement de la LED.

matériaux	longueur d'onde (μm)	couleur	W_{bi} moyen (eV)	rendement max. η_a en %
Ge	1,88	I.R.	0,66	} très faible (non utilisé)
Si	1,14	I.R.	1,09	
GaAs	0,95	I.R.	1,3	20
GaAs (Zn)	0,90	I.R.	1,37	5
GaAlAs	0,68	rouge	1,82	5
GaAsP	0,64	rouge	1,93	1
GaAsP (N)	0,58	jaune	2,13	1
GaP	0,54	vert	2,3	1
GaN	0,48	bleu	2,58	à l'étude

Dans le premier chapitre, nous étudierons les principes physiques des émetteurs de lumière à semi-conducteurs et des photorécepteurs ainsi que les possibilités d'association de ces éléments.

Dans le second chapitre, nous étudierons les caractéristiques des photocoupleurs et nous évoquerons leur fabrication.

Dans le troisième chapitre, nous donnerons des exemples d'application.

Principes physiques élémentaires

Le diagramme d'énergie d'un solide cristallin se compose d'une succession

de bandes d'énergie « permises » séparées entre elles par des régions « interdites ». Les propriétés électroniques sont dues aux trois dernières bandes indiquées sur la **figure 1**.

Dans le cas d'un semi-conducteur pur, si aucune énergie n'est communiquée aux atomes sous quelque forme que ce soit (température, rayonnement...) la bande de conduction est vide. Pour faire passer un électron de la bande de valence à la bande de conduction, il faut lui communiquer une énergie W_{bi} égale à la largeur de la bande interdite qui caractérise le cristal considéré. Les électrons de la bande de conduction et les trous qu'ils laissent dans la bande de valence permettent la conductivité électrique.

↳ Inversement, un électron de la bande

de conduction (électron libre) peut « tomber » dans un état libre de la bande de valence (trou) en cédant une énergie W_{bi} : une telle recombinaison peut être radiative et il y a alors émission d'un photon.

L'énergie d'un photon est liée aux caractéristiques du rayonnement associé :

$$W_p = h \cdot \nu = \frac{hc}{\lambda} \quad (1)$$

où : W_p est l'énergie du photon en joules

λ la longueur d'onde du rayonnement en mètres

ν la fréquence du rayonnement en hertz

h la constante de Planck ($6,62 \cdot 10^{-34}$ J.s)

c la vitesse de la lumière ($3 \cdot 10^8$ m.s)

Lors d'interactions électron-photon on a toujours :

$$\Delta W_{el} = W_p \quad (2)$$

où ΔW_{el} est la variation d'énergie de l'électron et W_p l'énergie du photon.

Photo-émetteurs à semi-conducteur

1. Moyens d'excitation des semi-conducteurs

La mise hors équilibre par excès d'électrons et de trous d'un volume de semi-conducteur, afin d'obtenir l'émission de rayonnement par recombinaisons radiatives, peut être effectuée par plusieurs procédés. **L'électroluminescence** est l'ensemble des procédés qui permettent d'obtenir l'excitation du semi-conducteur directement à partir des électrons de conduction donc du signal électrique. Le procédé le plus important, du point de vue des applications, est l'injection directe de porteurs minoritaires au moyen d'une jonction polarisée dans le sens direct. La **cathodoluminescence** est le processus de création de paires électron-trou par bombardement du semi-conducteur au moyen d'électrons accélérés. On peut citer aussi la **photoluminescence** où les paires sont créées par des photons d'énergie supérieure à la largeur de bande interdite et la **radioluminescence** où les paires sont créées par des rayons X.

2. Diode électroluminescente (LED)

L'examen des différents moyens d'excitation des semi-conducteurs permet de constater que seule l'élec-

oluminescence est utilisable pour la réalisation des photocoupleurs.

Une émission lumineuse importante implique à la fois une probabilité de transition radiative élevée et une grande densité de porteurs susceptibles d'effectuer cette transition. La première condition est obtenue par le choix des matériaux semi-conducteurs. Pour augmenter le nombre de porteurs libres, il faut introduire des impuretés dans le matériau de base donc utiliser un semi-conducteur extrinsèque et pour que des recombinaisons se produisent il faut les deux types d'impuretés. Sa seconde condition est donc obtenue en injectant des porteurs par polarisation, dans le sens direct, d'une jonction à semi-conducteur.

La diode électroluminescente est donc une jonction semi-conductrice dont la construction et les matériaux favorisent les recombinaisons radiatives. Une partie de l'énergie W_{bi} qui résulte de ces recombinaisons est libérée sous forme de rayonnement. L'électroluminescence peut être spontanée comme c'est le cas pour les LED ou stimulée dans les diodes à effet Laser.

On peut considérer schématiquement que la LED est constituée comme le montre la **figure 2**. La partie essentielle est la « puce » de semi-conducteur constituant la jonction PN émettrice. Le matériau dépend de la longueur d'onde d'émission recherchée (**tableau I**). La géométrie de la puce a une incidence importante sur le rendement de sortie du rayonnement créé à la jonction. En effet, l'indice de réfraction n des matériaux utilisés est élevé ($n = 3,6$ pour Ga As), l'angle limite θ est petit et, dans une structure plane, une faible fraction de la lumière émise de façon isotrope parvient à s'échapper du semi-conducteur.

3. Caractérisation des photo-émetteurs

Les transducteurs électro-optiques que constituent les photo-émetteurs peuvent être caractérisés sur trois points :

- paramètres optiques : ce sont les grandeurs de sortie
- paramètres électriques : ce sont les grandeurs d'entrée
- paramètre de transfert.

Les grandeurs de sortie relèvent de la photométrie pour laquelle il existe deux systèmes d'unités : les unités énergétiques utilisables quelle que soit la longueur d'onde, et où la puissance du rayonnement est mesurée en watts, et les unités lumineuses qui n'ont de signification que dans le spectre visi-

ble. On peut passer d'un système à l'autre en utilisant la courbe donnant l'efficacité lumineuse absolue, K_{λ} , en lumens par watt de rayonnement, en fonction de la longueur d'onde λ .

Les grandeurs d'entrée sont des grandeurs électriques familières aux électroniciens.

Un des principaux paramètres de transfert est le rendement de conversion qui peut être exprimé sous trois formes :

$$\begin{aligned} \text{rendement énergétique } \eta_e &= \frac{\Phi}{P} \\ &= \frac{\text{Flux de rayonnement en watts}}{\text{Puissance électrique appliquée}} \quad (3) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \text{rendement quantique } \eta_q &= \eta_e \frac{eV}{h\nu} \\ &= \frac{\text{Photons émis}}{\text{Électrons injectés}} \quad (4) \end{aligned}$$

$$\text{rendement lumineux } \eta_l = \eta_e \cdot K_{\lambda} \quad (5)$$

(Lm . W⁻¹)

La relation donnant le rendement quantique se déduit très simplement du rendement énergétique. Sachant que chaque photon transporte une énergie $W = h \cdot \nu$, si N est le nombre de photons par seconde on a :

$$\Phi = N \cdot h \cdot \nu$$

D'autre part, un courant I transporte n électrons de charge e par seconde :

$$I = n \cdot e = P / V$$

Puisque, par définition

$$\eta_q = N / n$$

on obtient

$$\eta_q = \frac{\Phi}{h \cdot \nu} \cdot \frac{e \cdot V}{P} = \eta_e \frac{e \cdot V}{h \cdot \nu}$$

Ces rendements ne sont généralement constants que dans des zones d'utilisation limitées. En particulier le rendement énergétique dépend de la température : il décroît quand la température augmente.

Un deuxième paramètre de transfert important est la vitesse de réponse caractérisé :

- En régime d'impulsions par un temps de montée et de descente.
- En régime sinusoïdal par une bande passante.

Photorécepteurs

1. Effets photo-électriques

Un barreau semi-conducteur comportant un contact ohmique à chaque extrémité forme le composant. Dans ce matériau semi-conducteur à la tem-

pérature normale de fonctionnement, les électrons des atomes sont presque tous liés au réseau cristallin (bande de conduction vide). Les photons d'énergie $W_p \geq W_{bi}$ peuvent libérer ces électrons qui contribuent à la conductivité électrique : l'augmentation de conductivité, consécutive à l'absorption de lumière constitue l'**effet photoconducteur**. On appelle détecteurs à photoconduction (ou photorésistance) les dispositifs homogènes basés sur ce principe. Dans ces dispositifs les électrons libérés vont se recombiner après une certaine « durée de vie » ; l'effet photoconducteur ne donne donc lieu à aucune transformation d'énergie. Pour cela, il faudrait séparer les porteurs de charge (électrons et trous) créés par les photons d'énergie suffisante. Une jonction PN constitue un moyen simple pour obtenir cette séparation. Lorsque cette jonction est illuminée par des photons d'énergie supérieure à W_{bi} ; il y a, en plus du fonctionnement normal qui dépend de la polarisation, génération de paires électron-trou (comme dans les dispositifs homogènes). Cependant, et contrairement à ce qui se produit pour les détecteurs homogènes, la présence du champ électrique de la jonction peut permettre la diffusion des électrons vers la zone N et des trous vers la zone P avant qu'ils ne se recombinent. Nous renvoyons les lecteurs intéressés par un développement complet aux ouvrages de physique des semi-conducteurs (**biblio 1 et 2**). Il résulte de la diffusion des porteurs d'origine photo-électrique un photocourant I_p , dans le sens N vers P, qui s'ajoute au courant de diffusion électrique et de génération thermique. Les détecteurs non homogènes ou à jonction sont basés sur l'**effet photovoltaïque**.

2. Éléments à effets photovoltaïque

On montre (**biblio 1**) que dans un détecteur à effet photovoltaïque le photo-courant I_p s'exprime par :

$$I_p = \frac{e \Phi (1 - R) n}{h \cdot \nu} = S \cdot \Phi \quad (6)$$

Φ flux de radiation incident en watt
 R coefficient de réflexion à la surface
 n probabilité de diffusion des paires électron-trou

e charge de l'électron ($1,6 \cdot 10^{-19}C$)

h constante de Planck ($6,62 \cdot 10^{-34}J.s$)

ν fréquence du rayonnement en hertz

S sensibilité énergétique en $A.W^{-1}$

Le courant total à travers une jonction photosensible est la somme du

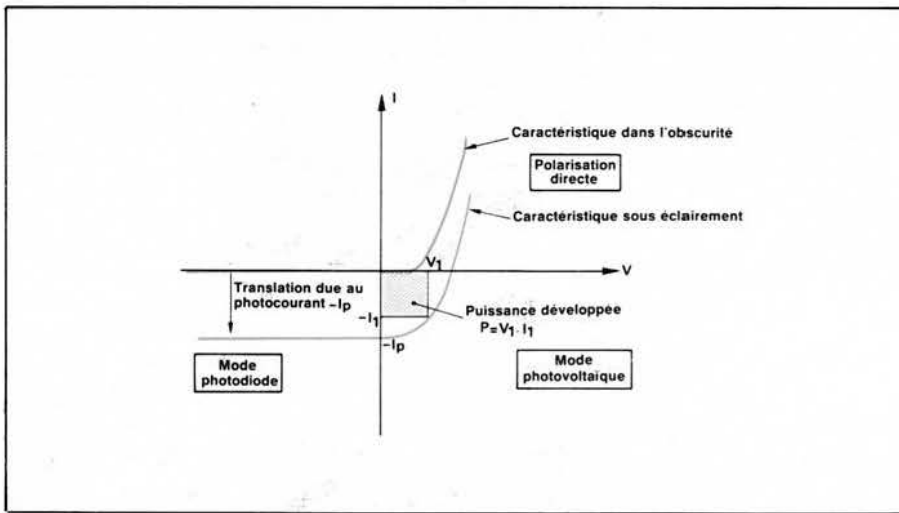


Fig. 3. - Caractéristique d'une jonction photosensible.

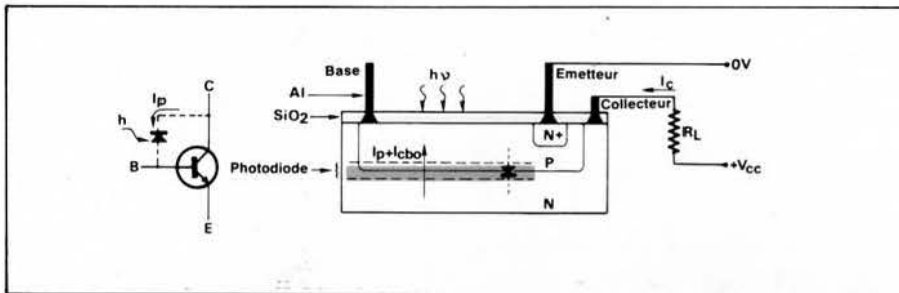


Fig. 4. - Phototransistor.

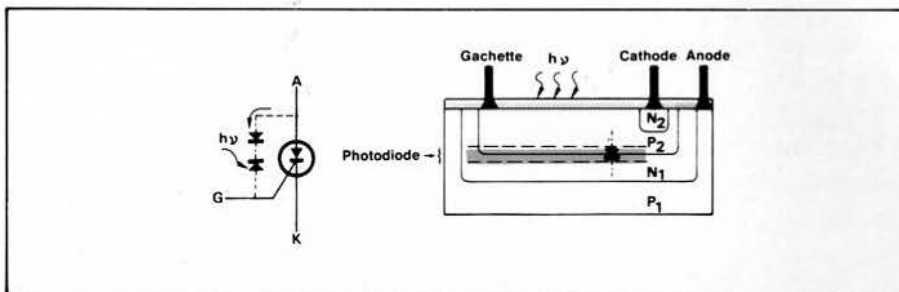


Fig. 5. - Photothyristor.

Tableau II (Biblio 3) : Caractéristiques de matériaux photosensibles			
Matériau de base	Longueur d'onde maximale (μm)	Seuil de couleur	Type et rendement quantique maximal
Zn S	0,35	UV	photodiode (50 %)
Cd S	0,5	bleu/vert	photoconducteur (100 %)
Cd Se	0,7	rouge	photoconducteur (100 %)
Si	1	IR	Photodiode (50 %)
Ge	1,8	IR	Photodiode (50 %)
In As	3,5	IR	photodiode (50 %)

courant de diffusion et du photocourant I_p , soit :

$$I = I_0 [\exp(eV/KT) - 1] - I_p \quad (7)$$

La représentation graphique de cette relation est donnée figure 3. A partir de cette figure, on peut expliciter les différents modes de fonctionnement basés sur l'effet photovoltaïque d'une jonction semi-conductrice.

- Fonctionnement en photodiode

Dans ce cas l'élément photovoltaï-

que est polarisé en inverse. Dans la relation (7) on a $V \ll 0$ donc :

$$I_{inv} = I_0 + I_p \quad (8)$$

Le courant dans la photodiode est une fonction linéaire du courant photo-électrique.

- Fonctionnement en photopile

Si on se limite au cas pour lequel $I = 0$ on obtient :

$$V = \frac{KT}{e} \ln \left(1 + \frac{I_p}{I_0} \right)$$

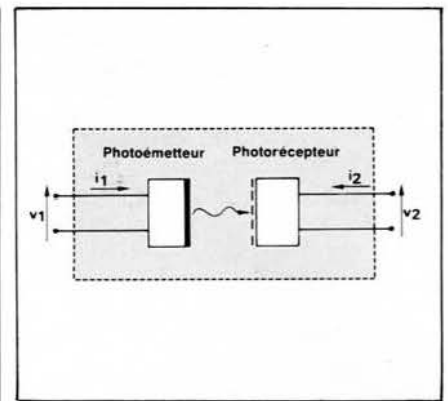


Fig. 6. - Composition d'un photocoupleur.

Lorsque $I_p \ll I_0$ il vient :

$$V = \frac{KT}{e} \cdot \frac{I_p}{I_0}$$

Par contre si $I_p \gg I_0$ on aura :

$$V = \frac{KT}{e} \cdot \ln \frac{I_p}{I_0}$$

La tension aux bornes de la photopile n'est une fonction linéaire de l'éclairage ou du flux de radiation que pour des valeurs très faibles de I_p . On constate ainsi que, lorsqu'une bonne linéarité est recherchée pour un photodétecteur, le fonctionnement en photodiode est seul utilisable.

3. Caractérisation des photorécepteurs

Les grandeurs d'entrée des transducteurs opto-électriques relèvent de la photométrie de la même manière que les grandeurs de sortie des transducteurs électro-optiques. Ces grandeurs sont le flux lumineux en lumens ou l'éclairage en lux pour les unités lumineuses et la puissance de rayonnement en watts ou le flux de rayonnement en watts par mètre carré pour les unités énergétiques. Il est nécessaire de connaître la surface efficace du photodétecteur lorsque ces deux types de paramètres ne sont pas donnés simultanément.

Les grandeurs de sortie sont les paramètres électriques classiques des composants assurant la détection et sont spécifiques à chaque catégorie.

La sensibilité est un des paramètres de transfert les plus usuels et donne le rapport entre la grandeur électrique de sortie et la grandeur optique d'entrée. Ainsi, pour les photodiodes normalement polarisées en inverse la sensibilité est exprimée en ampères par unité d'entrée ($w, w \cdot m^{-2}, lx$). Si l'unité d'entrée est le flux de radiation incident en watt (voir relation 6) la sensibilité est :

$$S = \frac{I_p}{\Phi} \quad (9)$$

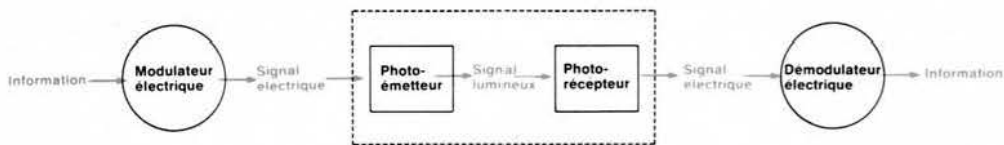


Fig. 7. - Transmission d'un signal par photocoupleur.

On peut également définir un rendement quantique par un calcul analogue à celui utilisé pour la relation 4, on trouve :

$$\eta_q = S \cdot \frac{h \cdot \nu}{e} \quad (10)$$

Le courant dans la photodiode s'exprime donc en fonction du flux de radiation incident par

$$I_{inv} = I_o + S \cdot \Phi \quad (11)$$

La réponse en fréquence du photorécepteur dépend le plus souvent du circuit électrique associé. Ainsi pour les photodiodes polarisées en inverse, elle est limitée par la constante de temps $R_c C_T$ (avec R_c la résistance de charge, C_T la capacité de transition de la diode).

En utilisant une diode PIN dont la capacité de transition est très faible ($C_T < 1$ pF), on peut améliorer la réponse en fréquence.

Le bruit de fond limite les performances ultimes d'un photorécepteur ; l'étude des caractéristiques des photocoupleurs permettra de préciser ces points particuliers.

Le **tableau II** donne les caractéristiques de quelques matériaux photosensibles.

4. Dispositifs à base de photodiodes

La photodiode peut être incorporée dans la structure de dispositifs tels que les phototransistors, photothyristors, etc.

Dans un phototransistor, l'élément sensible au rayonnement est la diode collecteur-base (**fig. 4**). Lorsqu'elle est illuminée, il s'ajoute au courant de fuite I_{cbo} un photocourant primaire I_p . Le courant collecteur a pour expression $I_c = \beta (I_p + I_{cbo})$ (12)

Notons que β n'est pas constant mais dépend de I_p . Si le phototransistor est à base accessible, le fonctionnement normal se superpose au fonctionnement photosensible.

Dans un photothyristor à structure P_1, N_1, P_2, N_2 (**fig. 5**), la jonction N_1-P_2 polarisée en inverse, est utilisée comme photodiode. Le photocourant s'ajoute au courant de gâchette et permet l'amorçage par un rayonnement lumineux.

Des photodétecteurs dont la structure est comparable à celle des transistors à effet de champ, sont utilisés dans les photocoupleurs récemment développés par General Electric.

Photocoupleurs

1. Constitution

Un photocoupleur est constitué par la réunion dans un même boîtier d'un photo-émetteur et d'un photorécepteur couplés optiquement et isolés électriquement (**fig. 6**). Le photocoupleur peut être considéré comme un quadripôle dont la principale caractéristique est d'avoir un isolement entre circuit d'entrée et circuit de sortie de l'ordre de 10^{10} à $10^{12} \Omega$. La tension de claquage entrée-sortie peut varier suivant les modèles entre 500 V et 10 kV.

Dans un photocoupleur tel qu'il est représenté sur la **figure 6**, l'information portée par le signal électrique d'entrée est transmise au flux lumineux, puis au photorécepteur qui la restitue sous forme d'un signal électrique de sortie (**fig. 7**).

Certains dispositifs dérivés du photocoupleur fonctionnent de manière différente. Ainsi que le montre la **figure 8**, l'information est appliquée directement au signal lumineux.

2. Association entre émetteurs et récepteurs de lumière

Soit W_{bi} la largeur de la bande interdite d'un corps semiconducteur. Les relations entre W_{bi} et les longueurs d'onde sont :

- en émission photo-électrique :

$h_c/\lambda_{em} \leq W_{bi}$ émetteur, λ_{em} étant la longueur d'onde d'émission ;

- en photoréception : $h_c/\lambda_{rec} \geq W_{bi}$ récepteur, λ_{rec} étant la longueur d'onde de réception.

La longueur d'onde d'un photo-émetteur est fixée par le matériau semi-conducteur utilisé pour la fabrication. Cette longueur d'onde est supérieure à la valeur théorique qui résulte de la largeur de bande interdite car les transitions ne s'effectuent pas entre bande de conduction et bande de valence par suite des niveaux accepteurs et donneurs, qui existent dans la bande interdite. Le photorécepteur est caractérisé par une longueur d'onde maximale (seuil photo-électrique) au-dessus de laquelle il ne détecte plus. Cependant, l'électron peut recevoir plus d'énergie que le minimum nécessaire pour franchir la bande interdite.

En associant un émetteur et un récepteur, on a :

$$\lambda_{em} = \lambda_{rec}$$

d'où la condition

$$W_{bi} \text{ émetteur} \geq W_{bi} \text{ récepteur}$$

La **figure 9** permet de choisir les matériaux qui ont le meilleur accord spectral comme par exemple l'arséniure de gallium ($W_{bi} \approx 1,3$ eV) en émission et le silicium ($W_{bi} \approx 1,1$ eV) en réception. Il est peut être utile de rappeler à cette occasion quelques caractéristiques de l'arséniure de gallium qui n'est pas un corps simple comme le silicium ou le germanium, mais composé de gallium qui possède trois électrons de valence et d'arsenic avec cinq électrons de valence. L'association des deux corps simples, constitue une molécule dont chaque atome peut être considéré comme possédant quatre électrons de valence et donc assimilable, du point de vue électrique, à un corps simple tel que le silicium. La largeur de bande interdite est de 1,3 eV (1,1 eV pour le silicium et 0,72 eV pour le germanium). La mobilité des électrons est quatre fois plus grande que pour le silicium et la température de fonctionnement peut

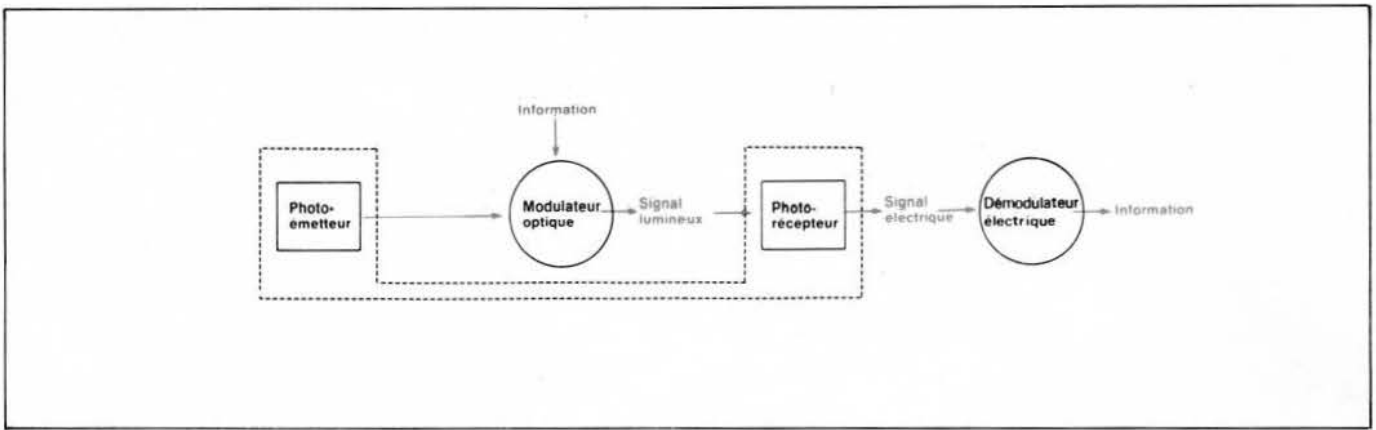


Fig. 8. - Photocoupleurs à modulation optique.

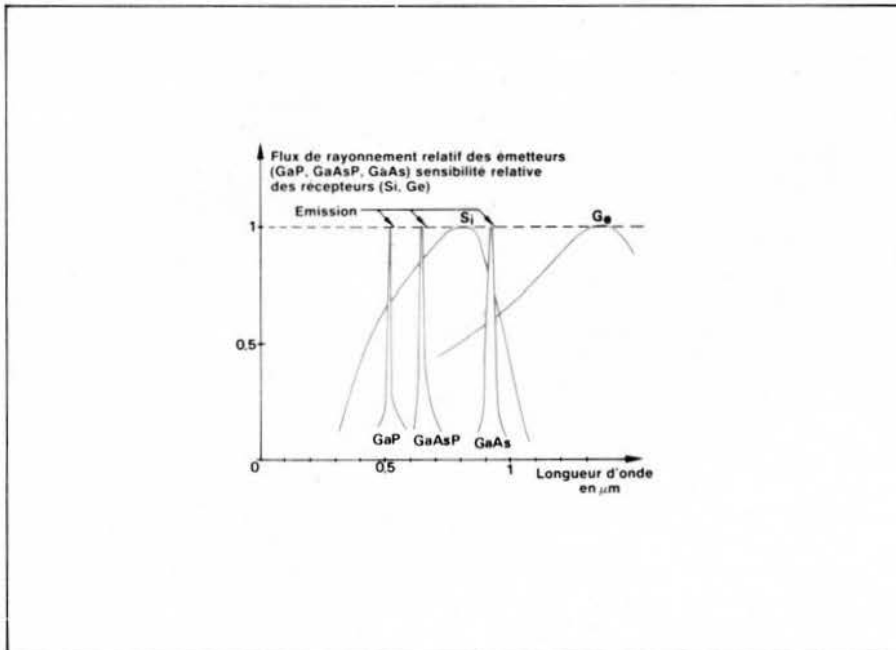


Fig. 9. - Courbes spectrales des principaux matériaux.

atteindre 370 °C (175 pour le silicium). L'inconvénient est que l'arsenic et surtout le gallium sont des corps beaucoup moins répandus dans la nature que le silicium et par conséquent, très chers.

3. Caractéristique fondamentale du photocoupleur

L'étude des principales caractéristiques des photocoupleurs en régime statique et dynamique, fait l'objet du chapitre suivant qui paraîtra dans notre prochain numéro. La figure 10 montre un photocoupleur constitué d'une LED et d'une photodiode. La caractéristique essentielle de cet élément est le rapport de transfert en courant désigné dans la littérature anglo-saxonne par CTR (Current Transfert Ratio).

$$CTR = \frac{I_p}{I_F} \quad (13)$$

I_p courant photo-électrique

I_F courant direct dans la LED

Connaissant les rendements, il est possible d'en tirer la valeur du CTR. En effet, si η_{q1} et η_{q2} sont respectivement

les rendements quantiques de la LED et de la photodiode, on obtient d'après les relations (4) et (10).

$$I_p = S \cdot \Phi_R = \frac{e}{h \nu} \eta_{q2} \Phi_r$$

$$I_F = \frac{P_e}{V_F} = \frac{\Phi_E e}{\eta_{e1} V_F} = \frac{\Phi_E e}{\eta_{q1} h \nu}$$

Soit

$$\frac{I_p}{I_F} = \eta_{q2} \Phi_R \cdot \frac{\eta_{q1}}{\Phi_E}$$

En posant η_{1-2} le rendement de transmission qui exprime le rapport du flux de rayonnement reçu Φ_R sur le flux de rayonnement émis Φ_E , il vient

$$CTR = \eta_{q1} \cdot \eta_{q2} \cdot \eta_{1-2} \quad (14)$$

Les performances et le comportement d'un photocoupleur dépendent essentiellement des trois rendements précédents.

J.M. Malferiol

La suite de ce dossier paraîtra dans notre prochain numéro.

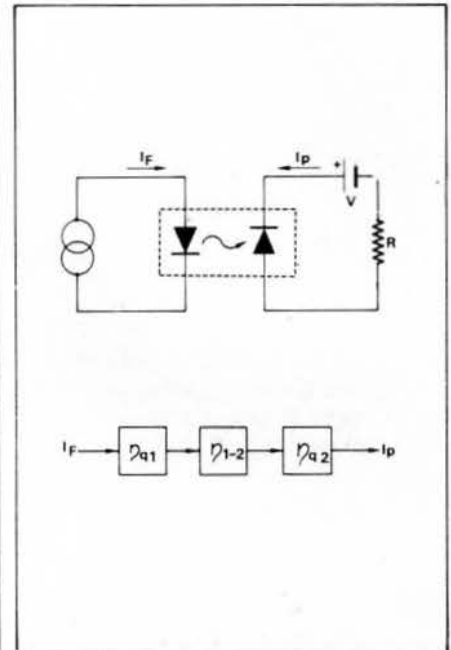


Fig. 10. - Photocoupleur LED-photodiode ; sens des courants.

Index bibliographique

(à compléter pour les chapitres à venir)

- 1 - ZIEL (A. Van der) : Solid state physical electronics, 3^e édition, Prentice-Hall, 1976.
- 2 - SZE (S.M.) : Physics of semiconductor devices John Wiley & Sons, 1969.
- 3 - CREMOUX (B. de) et LECLERC (P.) : Opto-électronique à semiconducteurs E1050, techniques de l'Ingénieur, 6 1973.

Dans une première étude (Bibl. 1), nous avons exposé le problème de la réjection des signaux en mode série.

Il existe une autre sorte de perturbation, dite « en mode commun » qui est particulièrement gênante lorsqu'il s'agit de mesurer des tensions très faibles, continues ou alternatives.

Une tension est dite « en mode commun » si elle agit simultanément sur les deux bornes d'entrée du voltmètre. Si une telle tension fait apparaître une d.d.p. non nulle sur l'entrée, elle provoque une erreur d'affichage correspondante. On peut même dire que le Rapport de Réjection en Mode Commun ou RRMCM (*) exprime le facteur de qualité d'un voltmètre numérique.

La réjection en mode commun dans les voltmètres numériques

Bibliographie

1. J. De Neef : La réjection en mode série dans les voltmètres numériques (E.A. n° 13, 1980, pp.41-44).
2. X. : Selecting the right DVM (Hewlett-Packard, Application note n° 158).
3. M.H. Van Erck : Guarding Techniques (T et M. News - Supplement, n° 1 et 2 - Philips).
4. J. Gobel : Combatting ground loops with double insulation (T et M. News, vol. 5, n° 2 - 1977, p. 3).
5. X. : Floating Measurements and guarding (HP Appl. Note 123).
6. C. Walter, H.Mc Juneau et L. Thomson : A new high-speed multi-function DVM (HP Journal, Jan. 1971, p. 2-13).
7. X. : Noise-suppression reference Manual (Notice LT 50 - July 1976 - Topaz Electronics). Line Noise suppressing Ultra-Isolators (LT 102- Aug. 1979 - Topaz Electronics).
8. Catalogues « Schlumberger », ITT-Matrix », - « Chauvin-Arnoux » « Hewlett-Packard », « Keithley ».
9. D. Huff, D. Hohnson et J. Wade : « X-Y Recorder Input Connexion configuration and input Noise », (Appl. Note HP-214-3,) « High-Sensitivity X-Y Recorder has few Input Restrictions » (Appl. Note HP 214-4).

Quelques sources de tension « en mode commun »

Soit à mesurer la tension de la source U_x dont une borne est reliée à la terre au point commun M' (fig. 1).

Nous utilisons un voltmètre numérique dont la borne d'entrée B est reliée à la masse métallique M de l'appareil, elle-même connectée à la terre via le cordon d'alimentation réseau.

Représentons par r_A la résultante de la résistance interne de la source à mesurer, en série avec la résistance du fil de raccordement vers la borne d'entrée A ; r_B représente la résistance du conducteur de retour de masse et Z_e est l'impédance d'entrée du voltmètre.

Si les points M et M' sont équipotentiels, aucun problème ne se pose : la résistance r_B est parfaitement court-circuitée par la liaison MM' supposée de résistance nulle : aucun courant ne traverse r_B .

Courants de circulation

Supposons que les points M et M' ne soient pas au même potentiel.

Ceci sera d'autant plus probable que le point M' sera plus éloigné de l'appareil de mesure (fig. 2a).

Par suite de la mise à la terre de la source et du voltmètre en des points différents, on peut facilement imaginer que des courants de circulation du réseau alternatif d'alimentation feront apparaître une tension parasite correspondante, de fréquence 50 Hz, et qui

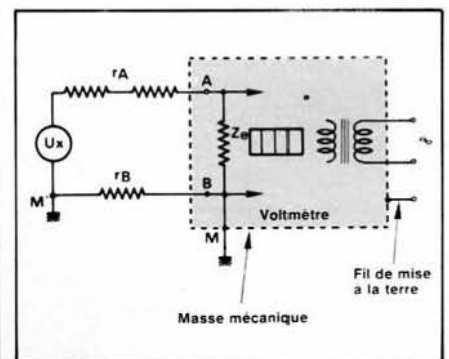


Fig. 1. - Circuit de mesure d'une tension ayant une borne à la masse. r_A et r_B représentent les résistances des fils de raccordement, augmentées des résistances internes de la source.

se manifeste entre les points M et M' comme une source de tension en « mode commun »

$$U_{cp} = U_{M'} - U_M$$

car elle est commune aux deux lignes de raccordement.

Boucles de masse

Le signal parasite U_{cp} peut encore provenir de courants induits par le champ de dispersion du transformateur d'alimentation.

Ce cas est illustré par la figure 3 qui ne diffère en réalité pas de la figure 2a. Dans le but d'éviter des tensions de mode commun dues à des courants à 50 Hz entre la masse métallique du voltmètre et la source (un capteur à thermocouple par exemple), la borne commune du voltmètre est mise à la terre à la source uniquement.

(*) En anglais : « Common mode rejection » ou CMR.

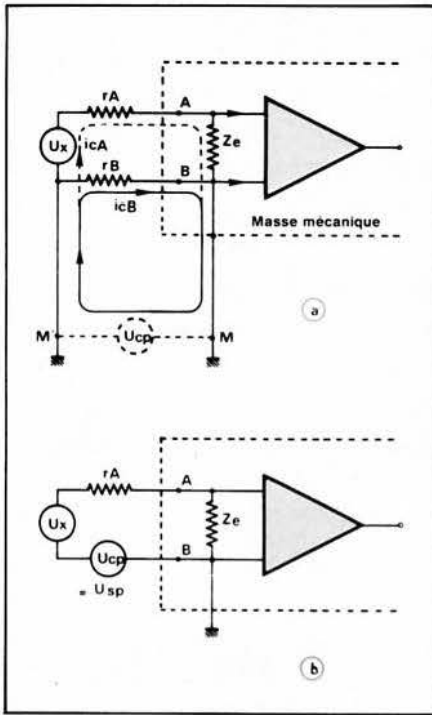


Fig. 2. - a) Les courants de circulation 50 Hz font apparaître une tension en mode commun entre les deux points de masse M et M' éloignés. b) La tension parasite U_{cp} est commune aux deux fils de raccordement.

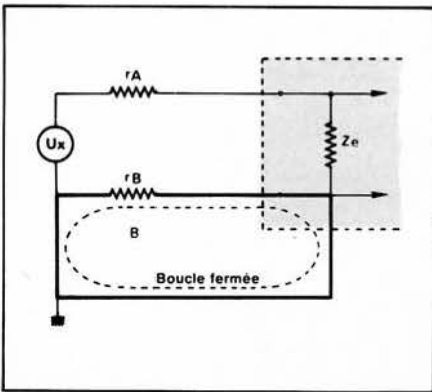


Fig. 3. - Une boucle de masse traversée par un champ d'induction B alternatif est le siège d'une f.é.m. induite.

Mais il existe toujours une **boucle fermée** (représentée en gros trait) dans laquelle une f.é.m. parasite peut être induite, soit par le flux de dispersion d'un transformateur, soit tout simplement par le flux entourant un conducteur traversé par un courant alternatif.

Cette f.é.m. induite aura comme expression :

$$E_{cp} = \frac{d\Phi}{dt} = -S \frac{dB}{dt}$$

et elle est donc proportionnelle à la vitesse de variation du flux inducteur et à l'aire S de la boucle.

Des connexions très courtes et rapprochées l'une de l'autre, permettront de réduire l'amplitude du signal induit (boucle très aplatie, de petite surface S).

L'induction de fuite au voisinage d'un transformateur d'alimentation est de l'ordre de $5 \cdot 10^{-4}$ à 10^{-3} Wb/m².

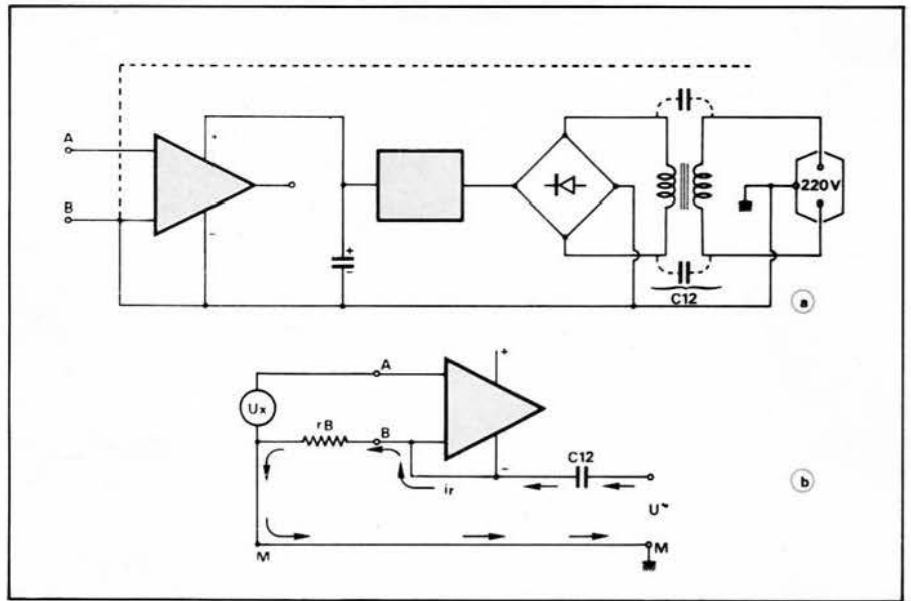


Fig. 4. - a) Couplage capacitif entre primaire et secondaire d'un transformateur d'alimentation, injectant un courant parasite dans le circuit d'entrée. b) Schéma équivalent mettant en évidence l'effet du couplage capacitif.

Si l'aire du circuit fermé traversé par le flux est de l'ordre de 5 cm², la tension parasite induite atteint facilement une valeur de crête-à-crête de plus de 0,15 mV.

Couplages capacitifs

Il existe encore bien d'autres sources de perturbation. Un cas assez fréquent est celui du couplage capacitif entre le réseau alternatif 50 Hz et le circuit d'entrée du voltmètre.

Considérons le schéma de la **figure 4a**, dans lequel on voit le transformateur d'alimentation, (non muni d'un écran électrostatique entre primaire et secondaire) et le circuit redresseur.

Via la capacité C_{12} (de l'ordre de 1 000 à 3 000 pF) entre les enroulements et la faible impédance du redresseur et du stabilisateur de tension, un courant i_r (**fig. 4b**) injecté dans le circuit, produit aux bornes de la résistance r_B du fil de raccordement, une chute de tension,

$$U_{cp} = i_r \cdot r_B = \omega \cdot C_{12} \cdot r_B \cdot U$$

Si $U = 220$ V ; $C_{12} = 1\,500$ pF et $r_B = 1 \Omega$, on trouve $U_{cp} = 0,1$ mV.

Mais si r_B fait partie d'un capteur de résistance 100Ω , la tension de mode commun pourra atteindre 10 mV_{eff}.

Le cas suivant se présente souvent dans la pratique : le signal d'un capteur est appliqué à l'entrée d'un amplificateur, et l'on se propose de mesurer ce signal à l'aide d'un voltmètre numérique. Les schémas de branchement possibles sont ceux de la **figure 5**.

En (a), la borne B' de l'amplificateur est mise à la masse. Un courant de fréquence 50 Hz passe via la capacité parasite du transformateur d'alimentation du voltmètre, dans la ligne de rac-

cordement BB' et provoque une tension de mode commun aux bornes de la résistance r_B de cette liaison.

En (b), c'est la borne B du voltmètre qui est mise à la masse. Le courant parasite provient maintenant du transformateur d'alimentation de l'amplificateur, et produit encore une chute de tension aux bornes de la résistance de la liaison BB'.

En (c), la situation est la même qu'en (b), mais dans la ligne de raccordement vers B', il se produit une tension perturbatrice supplémentaire qui se superpose au signal utile provenant du capteur.

Comme le montrent ces exemples, il est utile de savoir comment et où les appareils sont mis à la masse.

Signalons que l'utilisation d'un transformateur d'alimentation muni d'écrans électrostatiques permet de réduire à un niveau négligeable les tensions de mode commun dues au couplage capacitif.

La capacité parasite effective entre primaire et secondaire qui peut atteindre plusieurs milliers de pF sans écran, peut être réduite à des valeurs inférieures à 0,1 pF, grâce à un blindage particulièrement efficace (voir **bibl. 4 et 7**).

Tensions parasites continues

Des f.é.m. continues d'origine thermique ou électrochimique peuvent agir entre la source U_x et le voltmètre (couplages thermo-électriques entre métaux différents aux points de connexion).

Lors de la mesure d'une petite tension continue utile, ces f.é.m. parasites peuvent fausser complètement le résultat, car l'indicateur ne fera aucune distinction entre ces deux tensions.

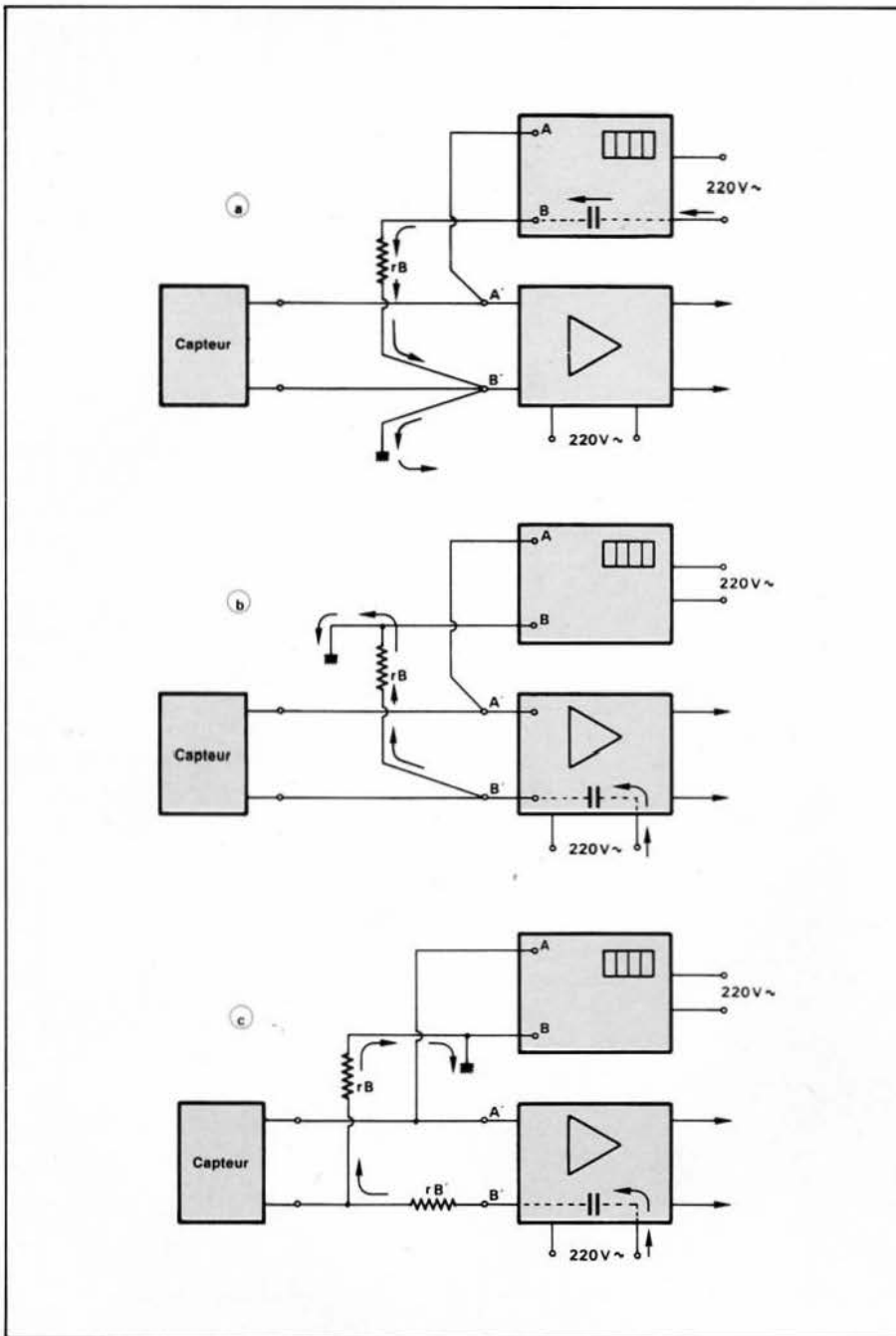


Fig. 5. - Quelques exemples de couplages capacitifs en présence d'un signal provenant d'un capteur.

On voit donc que la tension parasite U_{cp} peut être alternative ou/et continue. Des courants de mode commun i_{cB} et i_{cA} correspondants peuvent alors circuler via r_B ou via la source de signal utile U_x , r_A et Z_e (fig. 2a).

Dans le cas du **voltmètre à borne commune B mise à la masse**, l'ensemble série ($r_A + Z_e$) shunte r_B , et comme $Z_e \gg r_A$, toute la tension aux bornes de r_B , c'est-à-dire U_{cp} se manifeste alors aux bornes de Z_e . Il en résulte un affichage entaché d'une erreur dans la mesure où le voltmètre est sensible à une tension de mode série.

On voit en effet (fig. 2a et b) que la tension en mode commun U_{cp} se retrouve pratiquement intégralement sous la forme d'une tension perturbatrice en série avec la tension U_x à mesurer.

Le voltmètre à entrée flottante

Il arrive souvent que les tensions à mesurer existent entre deux points dont aucun n'est relié directement à la terre.

Le voltmètre doit dans ce cas avoir des « entrées flottantes » : la borne B (souvent désignée par LO = Low ou « entrée basse ») est isolée de la masse métallique de l'appareil.

Dans le montage de la figure 6a, il s'agit de mesurer la tension alternative U_x entre deux prises d'un secondaire de transformateur.

La tension U_x est superposée à une tension alternative de mode commun U_{cp} (100 V par exemple).

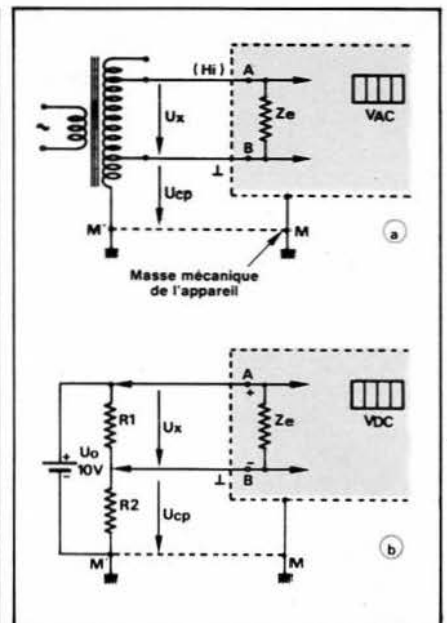


Fig. 6. - Mesure d'une tension isolée de la masse ; a) tension alternative ; b) tension continue.

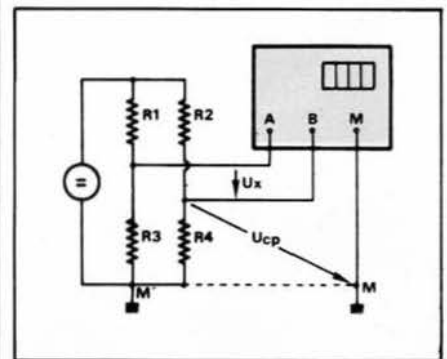


Fig. 7. - La mesure de la tension de déséquilibre U_x d'un pont de Wheatstone fait apparaître une tension en mode commun.

Dans le cas de la figure 6b, on désire mesurer la tension continue U_x aux bornes de la résistance R_1 qui forme avec R_2 , un diviseur de tension sur la source U_o dont une borne est à la terre. Si $R_1 = R_2$, la tension utile U_x de 5 V est en présence d'une tension continue en mode commun U_{cp} de 5 V également.

De plus, des courants de circulation à 50 Hz pourraient causer une tension de mode commun alternative correspondante entre les points de masse éloignés M et M'.

La figure 7 montre un montage en pont où la tension utile U_x est encore accompagnée d'une tension en mode commun U_{cp} .

Dans un système idéal, les tensions en mode commun ne feraient apparaître aucune tension perturbatrice entre les bornes d'entrée différentielles A et B du voltmètre.

Cette situation purement théorique est illustrée à la figure 8.

En (a), la tension en mode commun est alternative et la tension utile U_x est continue.

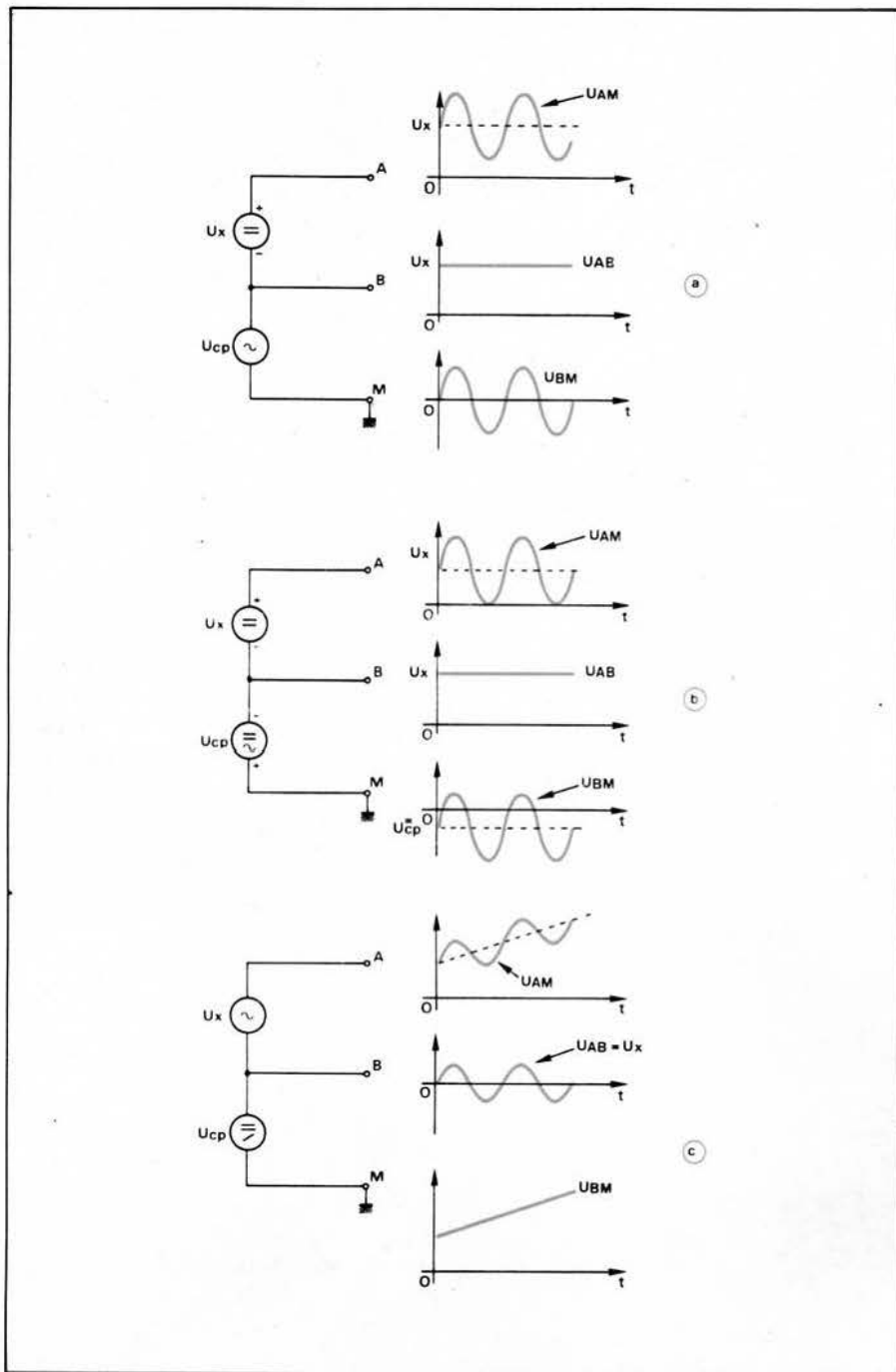


Fig. 8. - a) Une tension en mode commun alternative en présence d'une tension utile continue.
 b) La tension en mode commun est la somme d'une composante continue et d'une tension alternative.
 c) La tension utile alternative est en présence d'une perturbation en mode commun variable dans le temps.

La tension perturbatrice U_{cp} en mode commun existe entre les bornes d'entrée B et M. Entre A et M, on trouve la somme :

$$U_{AM} = U_x + U_{cp}$$

et entre A et B :

$$U_{AB} = U_{AM} - U_{BM} = U_x$$

La tension U_{cp} a, sur les deux bornes d'entrée, même amplitude et même phase : c'est la définition même d'une tension en mode commun.

En (b), le signal perturbateur se compose d'une composante continue U_{cp}^c et d'une composante alternative U_{cp}^a , soit :

$$U_{cp} = U_{BM} = U_{cp}^c + U_{cp}^a$$

Cette tension s'ajoute à U_x pour produire U_{AM} et, idéalement, seule U_x se retrouve entre A et B.

Enfin en (c), la tension en mode commun est une tension variable dans le temps (somme algébrique d'une composante continue moyenne et d'une composante alternative à basse fréquence), tandis que la tension U_x à mesurer est une tension alternative.

Théoriquement toujours, seule la composante U_x se retrouverait entre les bornes d'entrée différentielles A et B.

En réalité, par suite d'imperfections du circuit de mesure (asymétrie), des systèmes de mise à la terre, de la dis-

position des fils de raccordement, etc., une fraction plus ou moins importante de la tension en mode commun est transformée en une tension en mode série, provoquant une indication erronée de la tension mesurée.

Le circuit de mesure d'une tension

La borne d'entrée B du voltmètre n'étant pas reliée à la masse M, nous représentons par Z_{BM} (fig. 9a) l'impédance d'isolement constituée par une résistance de fuite R_{BM} , shuntée par une capacité C_{BM} qui existe entre le circuit de mesure du voltmètre et la masse mécanique.

Pour compléter le schéma, nous représentons également l'impédance d'isolement Z_{AM} qui existe entre la borne d'entrée A et le châssis.

La figure 9b montre la situation en présence d'une tension alternative de

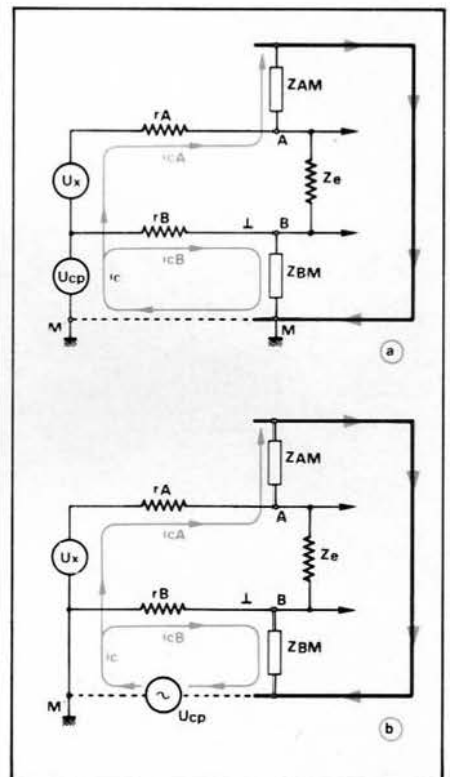


Fig. 9. - Le circuit de mesure d'une tension isolée de la masse, avec différentes impédances produisant une tension en mode commun.

mode commun, due à des courants de circulation entre les points M et M'.

D'une manière générale, le signal parasite peut être la somme d'une composante continue et d'une composante alternative.

La source perturbatrice de mode commun U_{cp} fait passer un courant i_c dans le circuit, qui se subdivise en i_{cB} et i_{cA} .

Ces courants produisent des chutes

de tensions aux bornes des impédances d'isolement Z_{AM} et Z_{BM} , faisant apparaître entre les bornes d'entrée A et B du voltmètre une d.d.p. U_{cAB} imputable à U_{cp} .

A la figure 10, nous avons représenté le circuit de mesure par un montage en pont, la source U_x étant remplacée par un court-circuit puisque les résistances de source sont comprises dans r_A et r_B .

La tension de déséquilibre suivant la diagonale de mesure AB, chargée par l'impédance d'entrée Z_e du voltmètre est donnée par la relation classique suivante (formule 1).

$$U_{cAB} = U_{cp} \frac{\bar{Z}_e (r_B \cdot \bar{Z}_{AM} - r_A \cdot \bar{Z}_{BM})}{(r_A + \bar{Z}_{AM}) \cdot r_B \cdot \bar{Z}_{BM} + \bar{Z}_e (r_B + \bar{Z}_{BM}) + r_A \cdot \bar{Z}_{AM} (r_B + \bar{Z}_{BM})} \quad (1)$$

Dans cette expression les valeurs de r_A et r_B sont toujours petites par rapport à Z_{AM} et Z_{BM} , d'où une première expression simplifiée (formule 2).

$$U_{cAB} = U_{cp} \cdot \frac{\bar{Z}_e (r_B \bar{Z}_{AM} - r_A \bar{Z}_{BM})}{\bar{Z}_{AM} \cdot \bar{Z}_{BM} (r_B + r_A + \bar{Z}_e)} \quad (2)$$

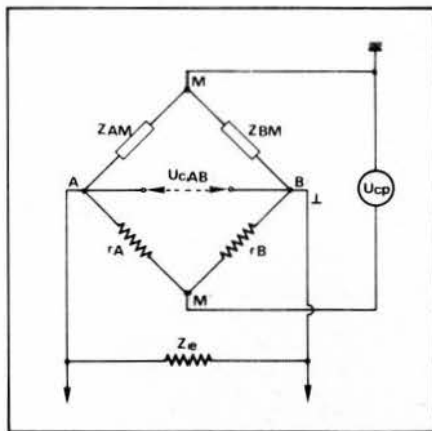


Fig. 10. - Le schéma équivalent en pont des circuits de la figure 9. La tension en mode commun U_{cp} se transforme en une tension en mode série U_{cAB} , qui n'est autre que la tension de déséquilibre du pont.

En divisant numérateur et dénominateur par Z_e , et en remarquant que,

$$\frac{r_A + r_B}{Z_e} \ll 1,$$

on trouve encore :

$$U_{cAB} = U_{cp} \left(\frac{r_B}{Z_{BM}} - \frac{r_A}{Z_{AM}} \right) \quad (3)$$

L'action du signal parasite U_{cp} en mode commun provient en fait de sa transformation en une tension de mode série U_{cAB} correspondante entre les bornes d'entrée du voltmètre.

Comme le montre l'expression (3), cette composante de mode série équivalente est déterminée par le déséquilibre du circuit en pont. Idéalement, il faudrait que U_{cAB} soit nulle, ce

qui correspond bien à l'équilibre du pont, répondant à la relation :

$$r_B \cdot Z_{AM} = r_A \cdot Z_{BM}$$

Dans le cas présent, cette condition ne pourra jamais être réalisée.

Quelques cas particuliers

Considérons le cas où les impédances Z_{AM} et Z_{BM} seraient égales, et supposons que la mesure de U_x se fasse à l'aide d'une sonde contenant une résistance de $1 \text{ M}\Omega$ (ceci afin d'éviter

de charger le circuit dans lequel on fait la mesure, par la capacité du câble de raccordement).

Nous aurons alors $r_A = 1 \text{ M}\Omega$ et r_B sera négligeable par rapport à r_A . L'expression (2) devient alors :

$$U_{cAB} = U_{cp} \frac{Z_e \cdot r_A}{Z_{AM} (r_A + Z_e)}$$

et si $r_A \ll Z_e$

$$U_{cAB} = U_{cp} \frac{r_A}{Z_{AM}} \quad (4)$$

Pour que le rapport U_{cp}/U_{cAB} soit au moins égal à 10^5 , il faudrait donc que :

$$Z_{AM} = Z_{BM} \geq r_A \cdot 10^5 = 10^{11} \Omega$$

En continu, une résistance d'isolement aussi élevée pourra être difficilement garantie dans des conditions d'humidité et de température extrêmes.

Si le signal en mode commun est une tension alternative 50 Hz, les impédances Z_{AM} et Z_{BM} seront pratiquement purement capacitives, de la forme :

$$Z_{AM} = (\omega \cdot C_{AM})^{-1} = Z_{BM} = (\omega \cdot C_{BM})^{-1}$$

Même en se contentant d'une valeur $(\omega C)^{-1}$ de $10^{10} \Omega$ seulement, ceci imposerait des valeurs de capacités parasites inférieures à $0,3 \text{ pF}$, ce qui est absolument impossible.

Le cas qui vient d'être examiné est purement hypothétique, car les impédances d'isolement Z_{AM} et Z_{BM} seront en réalité très différentes : Z_{AM} sera beaucoup plus grande que Z_{BM} , à tel point que l'on pourra, en première approximation considérer que Z_{AM} constitue un circuit ouvert ($Z_{AM} = \infty$). Le circuit équivalent est maintenant celui de la figure 11. La composante i_{cB} du courant de mode commun provoque une chute de tension aux bornes de r_B

$$U_{BM} = i_{cB} \cdot r_B = U_{cp} \frac{r_B}{r_B + Z_{BM}}$$

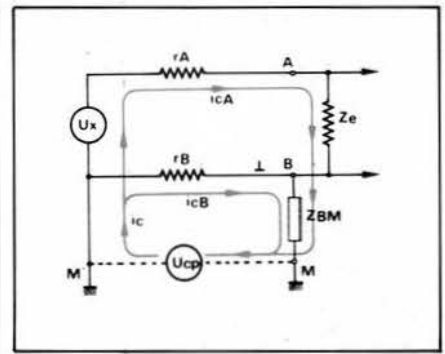


Fig. 11. - Le circuit équivalent lorsque $Z_{AM} = \infty$: le rapport Z_{BM}/r_B détermine la transformation du signal U_{cp} en une tension en mode série.

qui se retrouve aux bornes de l'ensemble série ($r_A + Z_e$), d'où

$$U_{AM} = i_{cA} \cdot r_A$$

Il en résulte une tension de mode commun entre A et B.

$$U_{cAB} = U_{BM} - U_{AM}$$

$$= i_{cB} \cdot r_B - i_{cA} \cdot r_A$$

Or, si $r_A \ll Z_e$ on a encore

$$U_{cAB} = i_{cA} \cdot Z_e$$

En exprimant i_{cA} en fonction de U_{cp} , soit :

$$i_{cA} = \frac{U_{BM}}{Z_e + r_A}$$

$$= U_{cp} \frac{r_B}{(r_B + Z_{BM}) (Z_e + r_A)}$$

on trouve, avec $r_B \ll Z_{BM}$

$$U_{cAB} = U_{cp} \frac{r_B \cdot Z_e}{Z_{BM} (Z_e + r_A)} \quad (5)$$

de plus, avec $r_A \ll Z_e$

$$U_{cAB} = U_{cp} \frac{r_B}{Z_{BM}} \quad (6)$$

On retrouve évidemment la même relation si, dans les expressions (1) ou (2), on fait tendre Z_{AM} vers l'infini, soit :

$$U_{cAB} = U_{cp} \frac{Z_e \cdot r_B}{Z_{BM} (r_A + r_B + Z_e)} \quad (7)$$

qui se réduit à (6) si $(r_A + r_B) \ll Z_e$.

Si on repasse au voltmètre à borne commune à la masse (soit donc $Z_{BM} = 0$), la relation (1) se réduit à :

$$U_{cAB} = U_{cp} \frac{Z_e}{Z_e + r_A} = U_{cp}$$

si $Z_e \gg r_A$

résultat déjà mentionné à la fin du premier paragraphe.

La tension d'erreur U_{cAB} due à une tension de mode commun U_{cp} sera donc essentiellement déterminée par le rapport r_B/Z_{BM} , et elle provient en fait de la transformation du signal U_{cp} en une tension en mode série.

La figure 12 représente la source de perturbation équivalente U_{cAB} en série avec la source U_x à mesurer

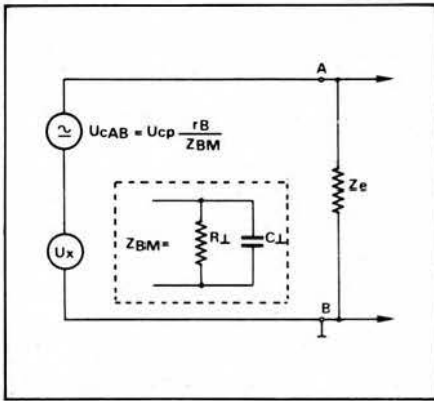


Fig. 12. - La source parasite équivalente U_{cAB} est en série avec U_x à mesurer.

L'erreur d'affichage qui en résulte sera donc déterminée par la réjection en mode série du voltmètre.

La réjection en mode commun

L'affaiblissement en mode commun, encore appelé « rapport de réjection en mode commun pur », n'est autre que le quotient du signal de mode commun U_{cp} sur le signal de mode série U_{cAB} qu'il produit.

Sa valeur numérique

$$a_{mc} = \frac{U_{cp}}{U_{cAB}} = \frac{Z_{BM} (r_A + r_B + Z_e)}{Z_e \cdot r_B} \quad (8)$$

est essentiellement défini par le circuit de mesure, et nous renseigne sur le pouvoir de réjection propre de l'appareil, sans tenir compte de l'effet de réjection de signaux parasites, qui doit être attribué à la conception des circuits de mesure internes (type de convertisseur A-N, présence éventuelle de filtres de bruit).

La connaissance de la valeur a_{mc} est particulièrement importante lorsque d'autres appareils doivent être connectés en parallèle sur l'entrée du voltmètre (voir fig. 5).

Ainsi, si le voltmètre numérique est utilisé pour mesurer la tension appliquée à l'entrée d'un amplificateur - ou d'un oscilloscope - le signal U_{cAB} se retrouve amplifié à la sortie de l'amplificateur (fig. 13).

Si U_{cAB} est un signal alternatif et U_x une tension continue, l'erreur d'affichage au voltmètre sera déterminée par le rapport de réjection en mode série (RRMS) du voltmètre utilisé.

Mais la tension à la sortie de l'amplificateur sera :

$$U_s = A (U_x + U_{cAB})$$

$$= A \cdot U_x + A \cdot \frac{U_{cp}}{a_{mc}}$$

tension perturbation
utile

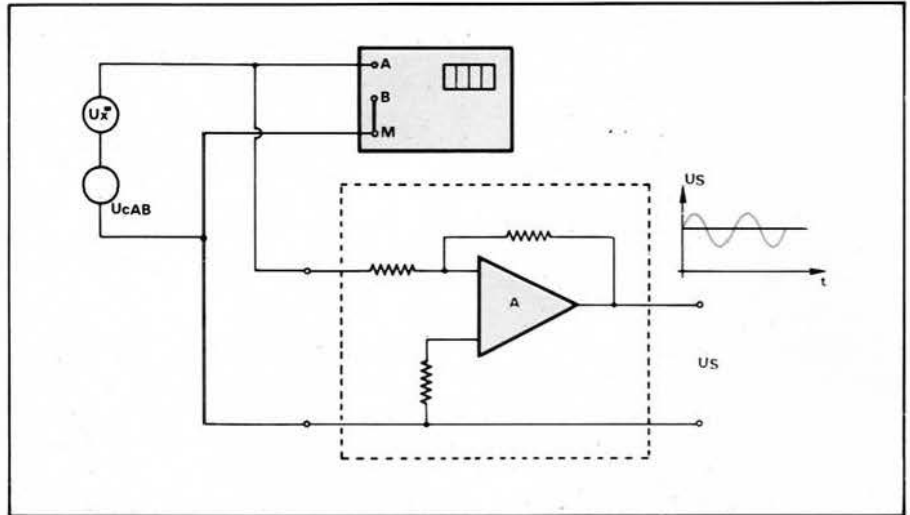


Fig. 13. - L'effet de la perturbation U_{cAB} se retrouve amplifié à la sortie de l'amplificateur.

Le rapport de réjection en mode commun effectif

Pour exprimer les performances du voltmètre, il est donc intéressant de combiner les réjections de mode commun et de mode série. Le RRMC effectif pour un voltmètre est le quotient de la valeur de la tension appliquée en mode commun, sur l'erreur de lecture provoquée par cette tension :

$$(RRMC) = \frac{U_{cp}}{\Delta U_m} \quad (9)$$

Dans le cas des voltmètres pour tensions continues, l'insensibilité à une tension d'entrée alternative s'exprime par le (RRMS) - (voir bibl. 1) et

$$(RRMS) = \frac{U_{cAB}}{\Delta U_m} = \text{tension alternative d'entrée}$$

variation d'affichage due à cette tension

Comme $U_{cp} = a_{mc} \cdot U_{cAB}$ (éq. 8), l'expression du RRMC devient,

$$(RRMC) = a_{mc} \frac{U_{cAB}}{\Delta U_m} = a_{mc} (RRMS) \quad (10)$$

ou encore

$$(RRMC) = 20 [\log a_{mc} + \log (RRMS)] \quad (11)$$

Comme la tension parasite U_{cp} peut être continue ou alternative, le RRMC devra être spécifié pour un voltmètre continu ou alternatif.

Le RRMC pour un voltmètre continu

Lorsque U_{cp} est une tension continue, la valeur de Z_{BM} dans les expressions (1) à (6) se réduit à la résistance de fuite R_{BM} entre la borne commune B et la masse. Cette résistance très élevée (de l'ordre de 10^8 à $10^{11} \Omega$) peut cependant varier dans un rapport de 10^2 à 10^4 sous l'effet des conditions d'environnement (humidité relative de l'air, dépôts poussiéreux, température). L'expression (6) donne maintenant :

$$a_{mc}^c = \frac{U_{cp}}{U_{cAB}} = \frac{R_{BM}}{r_B} \quad (12)$$

Si r_B se réduit à la seule résistance du cordon de mesure, qui peut être très faible, le rapport R_{BM}/r_B peut devenir très grand dans le cas d'un voltmètre numérique à entrée flottante.

Un voltmètre numérique pour tensions continues ne présente évidemment aucune réjection en continu (**), soit donc :

$$(RRMS)_{DC} = 1$$

et la réjection en mode commun du continu sera :

$$(RRMS) = a_{mc}^c$$

Si U_{cp} est une tension alternative, l'impédance Z_{BM} est la résultante de R_{BM} et de C_{BM} en parallèle, soit :

$$Z_{BM} = \frac{R_{BM}}{1 + j\omega \cdot C_{BM} R_{BM}} \quad (13)$$

et l'expression de l'affaiblissement en mode commun devient

$$a_{mc}^a = \frac{R_{BM}}{r_B} \frac{1}{1 + j\omega C_{BM} R_{BM}} = \frac{a_{mc}^c}{1 + j\omega C_{BM} R_{BM}} \quad (14)$$

Pour les fréquences telles que $\omega C_{BM} R_{BM} \gg 1$, l'impédance de Z_{BM} devient purement capacitive :

$$Z_{BM} = (\omega C_{BM})^{-1}$$

et l'expression (6) prend la forme

$$U_{cAB} = U_{cp} \cdot \omega C_{BM} \cdot r_B \quad (15)$$

d'où, l'affaiblissement en mode commun qui se réduit à

$$a_{mc}^a = \frac{1}{\omega \cdot C_{BM} \cdot r_B} \quad (16a)$$

soit encore

$$a_{mc}^a = -20 \log (\omega \cdot C_{BM} \cdot r_B) \quad (16b)$$

A partir de la fréquence f_1 telle que $\omega \cdot C_{BM} R_{BM} = 1$, soit $f_1 = 1/2\pi R_{BM} C_{BM}$, a_{mc}^a diminue à raison de 20 dB/décade (fig. 14). Avec C_{BM}

(**) Dans la formule (5) de l'article sur la réjection en mode série (Bibl. 1), on voit que le rapport $U_p/U_{sp} = 1$ si l'on fait $f = 0$.

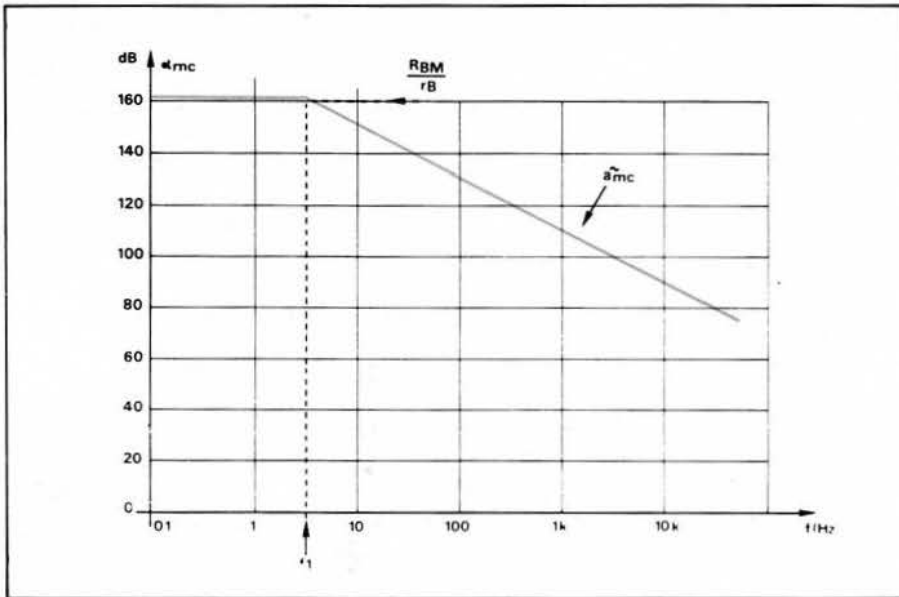


Fig. 14. - L'affaiblissement en mode commun a_{mc} diminue avec la fréquence à raison de 20 dB par octave au-delà de la fréquence f_1 .

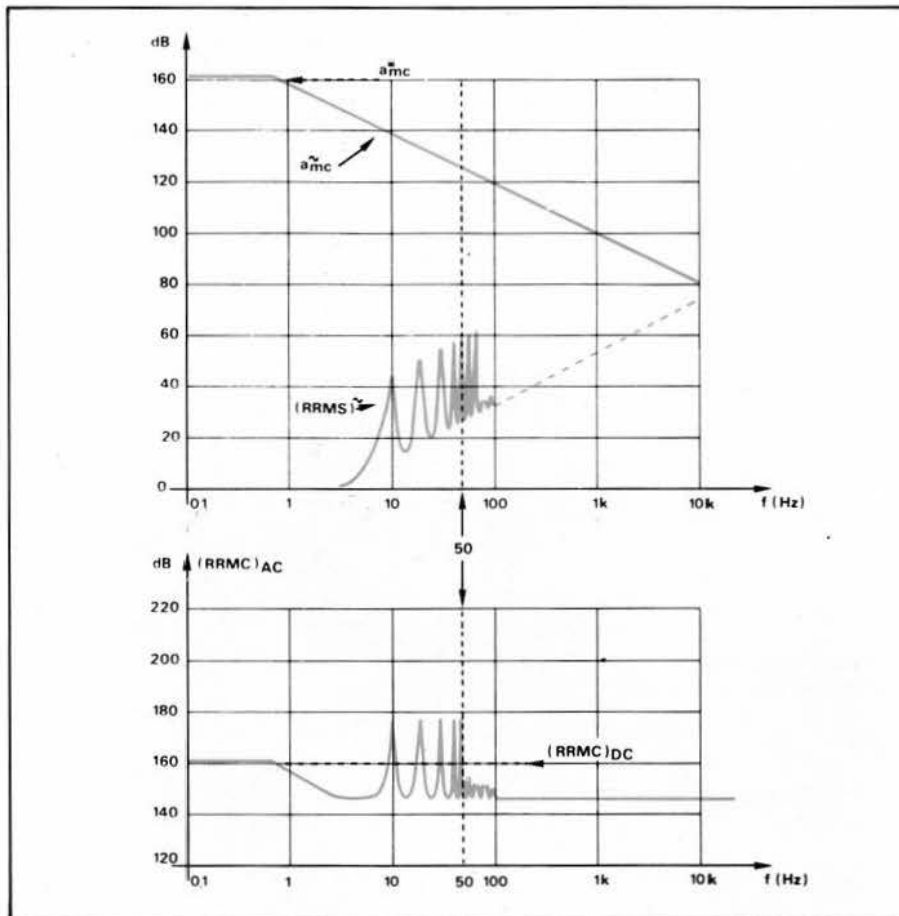


Fig. 15. - La combinaison de la courbe d'affaiblissement en mode commun a_{mc} et de la caractéristique de réjection en mode série (RRMS) donne, sur le graphique inférieur, la courbe de variation du RRM C en fonction de la fréquence.

$= 1 \text{ nF}$ et $R_{BM} = 10^8 \Omega$, on trouve $f_1 = 1,6 \text{ Hz}$. Avec $r_B = 100 \Omega$, l'affaiblissement du mode commun à 50 Hz est :

$$\omega C_{BM} r_B = 3,14 \cdot 10^{-5}$$

d'où $a_{mc} = 90 \text{ dB}$

On remarquera que a_{mc} est d'autant plus faible que la résistance de déséquilibre r_B est grande.

$$(RRMC)_{AC} = a_{mc} \cdot (RRMS)$$

Les figures 15 montrent comment les courbes de réjection en mode commun pur (a_{mc}) et en mode série (RRMS) dans le cas d'un voltmètre intégrateur se combinent pour donner la variation du RRM C effectif en fonction de la fréquence.

Aux très basses fréquences - et en particulier en continu - on constate bien que $a_{mc} = (RRMC)_{DC}$.

Il convient de bien se rappeler que la caractéristique de réjection en mode commun n'est valable que pour une valeur donnée de la résistance de déséquilibre r_B .

Le RRM C pour un voltmètre alternatif

Lorsque la tension de mode commun U_{cp} est une tension continue, l'expression (12) est encore valable. De plus, on trouvera généralement des condensateurs de blocage qui empêcheront une tension continue extérieure de pénétrer dans les circuits du voltmètre.

Pour un signal de mode commun alternatif, la réjection de mode série du voltmètre est égale à l'unité (0 dB). Seul l'affaiblissement en mode commun, intervient donc pour réduire l'action d'une perturbation en mode commun U_{cp} . La tension U_{cAB} correspondante (éq. 15) s'ajoute vectoriellement à la tension utile à mesurer, d'où :

$$(RRMC)_{AC} = a_{mc} \quad (17)$$

$$= \frac{R_{BM}}{r_B} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega C_{BM} \cdot R_{BM})^2}}$$

Aux fréquences élevées, $(\omega C_{BM} R_{BM}) \gg 1$, et l'expression précédente se réduit à l'équation (16a) :

$$(RRMC)_{AC} = (\omega \cdot C_{BM} \cdot r_B)^{-1} \quad (18)$$

Remarque : D'après les formules (12), (14), (16) et (17), il apparaît qu'une réjection infinie puisse être obtenue avec une source et des connexions de résistance nulle ($r_B = 0$). Dans la pratique, cet idéal n'est jamais atteint, car des phénomènes secondaires viennent dégrader les performances (plus particulièrement, les capacités par rapport à la masse mécanique du voltmètre, qui sont réparties sur les circuits, et non concentrés en deux points (bibl. 2, 6 et 8).

Signification pratique du RRM C

Supposons que l'on désire mesurer la tension de déséquilibre d'un pont de Wheatstone (fig. 16a).

La résistance totale dans les connexions reliant la diagonale de mesure A'B' aux bornes d'entrée A et B du voltmètre numérique, sera essentiellement déterminée par les éléments constitutifs du pont.

La tension de déséquilibre qui apparaîtra entre A et B peut se représenter par le générateur équivalent (fig. 16b) de f.é.m. U_x (tension utile) et dont la résistance interne est formée par $r_A = R_1/R_2$ et $r_B = R_3/R_4$.

Les valeurs de r_A et de r_B seront généralement différentes, et peuvent

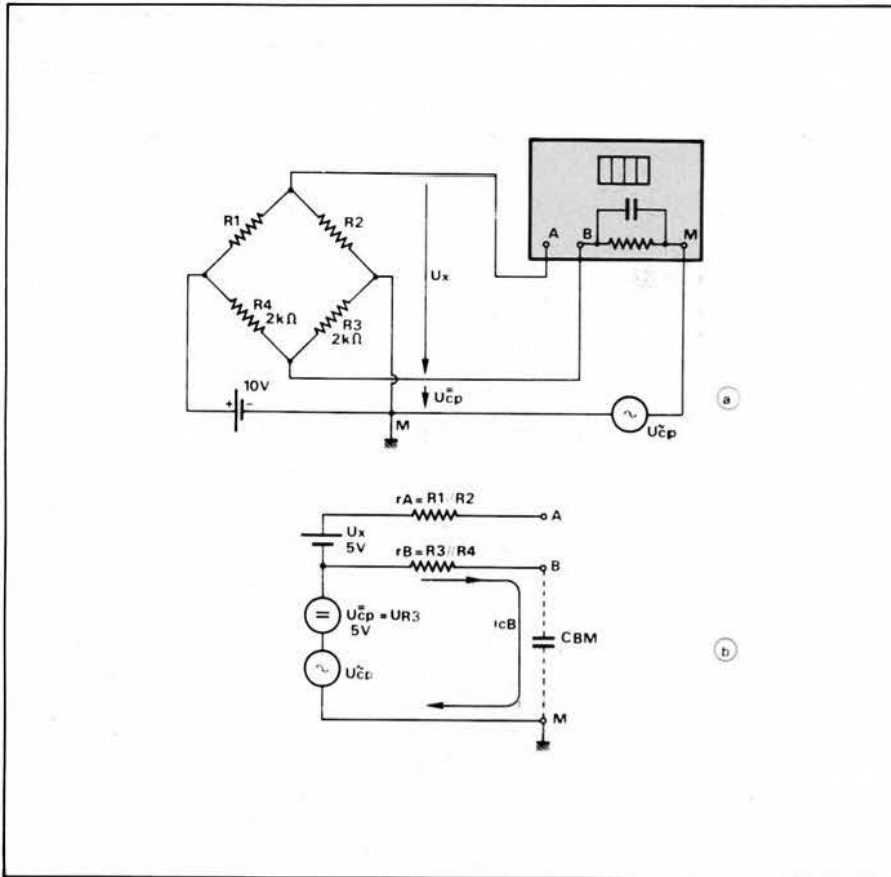


Fig. 16. -a) Mesure de la tension de déséquilibre d'un pont de Wheatstone à l'aide d'un voltmètre à entrée flottante.
 b) Schéma équivalent avec les résistances de déséquilibre et l'influence de la capacité entre borne d'entrée « base » et la masse mécanique du voltmètre.

se situer entre quelques dizaines d'ohms et plusieurs milliers d'ohms.

Si l'on considère une résistance de déséquilibre total ramenée à la borne B, telle que $r_B = 1\,000\ \Omega$, on trouve, avec $R_{BM} = 10^8\ \Omega$,

$$(RRMC)_{DC} = \log(10^8/10^3) = 100\text{ dB}$$

Dans le montage de la figure 16a, il existe deux sources de tension de mode commun :

- l'une, continue ($U_{cp}^=$) qui correspond à la chute de tension continue aux bornes de R3. (dans l'exemple considéré, $U_{cp}^= = 5\text{ V}$),
- l'autre, alternative (U_{cp}^{\sim}), due à la boucle de masse.

Supposons que l'on désire mesurer une faible tension de déséquilibre du pont, soit par exemple $U_x = 2\text{ mV}$, le voltmètre numérique à 4 digits étant utilisé sur le calibre 10,00 mV.

Si ce voltmètre a un RRMC de 100 dB (rapport 10^5) en continu, on devra s'attendre à une erreur d'affichage,

$$U_{CAB} = \frac{U_{cp}^=}{(RRMC)_{DC}} = \frac{5}{10^5} = 0,05\text{ mV}$$

ce qui correspond à une erreur relative de 2,5%.

Si l'on désire une résolution d'au moins 0,5% (soit une tension d'erreur inférieure à $10\ \mu\text{V}$), le voltmètre

devrait avoir une réjection en mode commun du continu,

$$(RRMC)_{DC} \geq \frac{5}{10 \cdot 10^{-6}} = 5 \cdot 10^5 \text{ (114 dB)}$$

La tension de mode commun alternative U_{cp}^{\sim} (50 Hz) fera passer un courant capacitif dans la capacité C_{BM} entre la borne B du voltmètre et la masse. Ce courant de mode commun provoquera aux bornes de r_B (fig. 16b) une chute de tension,

$$U_{CAB} = U_{cp}^{\sim} \cdot \omega \cdot C_{BM} \cdot r_B = 3,14 \cdot 10^{-4} \cdot U_{cp}^{\sim} \text{ (V)}$$

L'affaiblissement en mode commun du 50 Hz sera donc :

$$a_{mc} = (\omega C_{BM} r_B)^{-1} = 3,183 \cdot 10^3, \text{ soit } 70\text{ dB},$$

ceci en admettant que $C_{BM} = 1\text{ nF}$ et $r_B = 1\text{ k}\Omega$.

Si le (RRMS) du voltmètre est de 40 dB à 50 Hz, on aura :

$$(RRMC)_{AC} = 20 \log a_{mc} + (RRMS)_{dB} = 70 + 40 = 110\text{ dB} = \text{rapport } 0,3 \cdot 10^6$$

Si nous supposons que la composante en mode commun 50 Hz est de 1 V, il en résultera une erreur d'affichage (éq. 9).

$$\Delta U_m = \frac{U_{cp}^{\sim}}{(RRMC)_{AC}} = \frac{1}{0,3 \cdot 10^6} = 3,3\ \mu\text{V}$$

Augmentation de la réjection en mode commun

Avec un voltmètre numérique « classique », on arrive à des valeurs du (RRMC) de 80 à 100 dB. Dans certains cas, ceci est insuffisant comme le montrait l'exemple ci-dessus.

L'artifice de l'**anneau de garde** permet d'augmenter considérablement la réjection en mode commun (bibl. 3 et 5).

Il consiste à isoler les circuits d'entrée de l'appareil de la masse mécanique par un **blindage électrostatique** qui augmente l'impédance Z_{BM} entre la borne d'entrée « basse » (B) du voltmètre et la masse (fig. 17).

On voit ainsi apparaître les impédances Z_{AG} et Z_{BG} entre les bornes d'entrée et l'**anneau de garde G**.

Ce dernier est isolé de la masse M par l'impédance Z_{GM} .

Idéalement, l'anneau de garde annulerait tout effet capacitif direct entre les bornes d'entrée A et B et la masse mécanique.

Pour se rapprocher de cet idéal, il serait indispensable d'utiliser des connexions blindées pour la transmis-

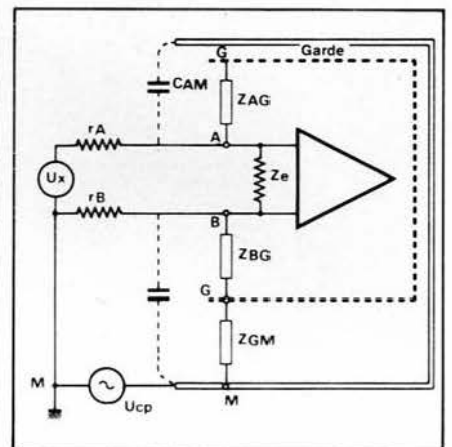


Fig. 17. - Le circuit de mesure d'une tension à l'aide d'un voltmètre à anneau de garde.

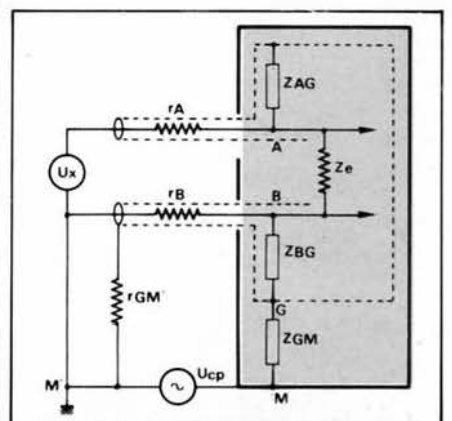


Fig. 18. - Les connexions entre la source et le voltmètre sont blindées de façon à réduire au minimum l'effet des capacités parasites.

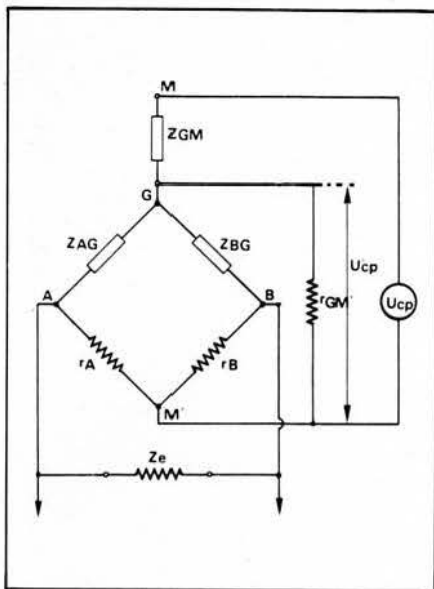


Fig. 19. - Schéma équivalent en pont du circuit de mesure de la figure 18.

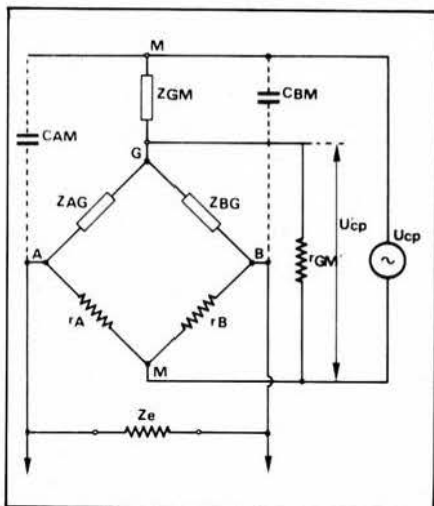


Fig. 20. - Le montage de la figure 19, complété par les capacités CAM et CBM.

sion du signal U_x à mesurer (fig. 18). Ce blindage, continuité de l'anneau de garde, est relié au point M' (borne inférieure de la source U_x).

Nous représentons par $r_{GM'}$ la résistance totale du blindage entre G et M'.

Le circuit équivalent en pont (fig. 19) est maintenant alimenté suivant la diagonale GM' par une fraction seulement de la tension parasite U_{cp} :

$$U'_{cp} = U_{cp} \frac{r_{GM'}}{r_{GM'} + Z_{GM}} \quad (19)$$

$$= U_{cp} \frac{r_{GM'}}{Z_{GM}}$$

La tension de déséquilibre suivant la diagonale AB, imputable à la source U_{cp} pourra donc s'exprimer par la relation (2) dans laquelle il suffit de remplacer U_{cp} par U'_{cp} , soit :

$$U_{cAB} = \frac{r_{GM'}}{Z_{GM}} \cdot U_{cp} \left(\frac{r_B}{Z_{BG}} - \frac{r_A}{Z_{AG}} \right) \quad (20)$$

$$\text{Si } \frac{r_A}{Z_{AG}} \ll \frac{r_B}{Z_{BG}}$$

l'affaiblissement en mode commun du

voltmètre à anneau de garde idéal s'exprime par

$$a_{mc} = 20 \left(\log \frac{Z_{BG}}{r_B} + \log \frac{Z_{GM}}{r_{GM'}} \right) \quad (21a)$$

En principe, on peut également considérer le cas où $r_B \ll r_A$, ce qui conduit à la relation :

$$a_{mc} = 20 \left(\log \frac{Z_{AG}}{r_A} + \log \frac{Z_{GM}}{r_{GM'}} \right) \quad (21b)$$

La valeur de a_{mc} est donc augmentée dans le rapport :

$$K = \frac{Z_{GM}}{r_{GM'}} = \frac{\text{impédance entre G et M}}{\text{résistance ohmique du blindage}}$$

Avec $Z_{GM} = 10^8 \Omega / 1\,000 \text{ pF}$, soit $Z_{GM} = 3 \cdot 10^6 \Omega$ à 50 Hz et $r_{GM'} = 1 \Omega$, on trouve $K = 3 \cdot 10^6$, soit 130 dB.

Si le voltmètre à entrées flottantes, considéré dans l'exemple du paragraphe précédent assurait une réjection en mode commun du 50 Hz de 110 dB, le fait de le munir d'un anneau de garde idéal porterait cette valeur à $(RRMC)_{AC} = 110 + 130 = 240 \text{ dB}$

Effet des capacités parasites

Malgré le blindage des connexions, les capacités C_{AM} et C_{BM} (fig. 17) ne sont jamais nulles. Le circuit équivalent en pont devient alors celui de la figure 20.

Les résistances r_A , r_B et $r_{GM'}$ étant toujours petites comparativement aux impédances Z_{AG} , Z_{BG} et Z_{GM} , les potentiels « mode commun » des points A et B peuvent s'exprimer par la superposition de la tension entre chacun de ces points et le point M', due à la tension U'_{cp} (relation (19)) et la tension produite entre ces mêmes points, due aux diviseurs de tension $C_{AM}-r_A$ et $C_{BM}-r_B$ sur la source U_{cp} , d'où

$$U_{AM'} = U_{cp} \left[\frac{r_{GM'}}{Z_{GM}} \cdot \frac{r_A}{Z_{AG} + r_A} + \frac{r_A}{r_A + (j\omega C_{AM})^{-1}} \right]$$

et

$$U_{BM'} = U_{cp} \left[\frac{r_{GM'}}{Z_{GM}} \cdot \frac{r_B}{Z_{BG} + r_B} + \frac{r_B}{r_B + (j\omega C_{BM})^{-1}} \right]$$

$$\text{Avec } r_A \ll Z_{AG} \text{ et } r_B \ll Z_{BG}$$

$$r_A \ll (\omega C_{AM})^{-1} \text{ et } r_B \ll (\omega C_{BM})^{-1}$$

on obtient $U_{cAB} = U_{BM'} - U_{AM'}$ soit encore

$$U_{cAB} = U_{cp} \left[r_B \left(\frac{r_{GM'}}{Z_{BG} \cdot Z_{GM}} + j\omega C_{BM} \right) - r_A \left(\frac{r_{GM'}}{Z_{AG} \cdot Z_{GM}} + j\omega C_{AM} \right) \right] \quad (22)$$

Si $C_{AM} = C_{BM} = 0$ (anneau de garde idéal), on retrouve évidemment la relation (20).

Par contre, si les capacités parasites sont importantes, les termes en $j\omega C$ dans l'expression (22) deviennent prépondérants, d'où, en valeur absolue

$$U_{cAB} = U_{cp} \cdot \omega (C_{BM} \cdot r_B - C_{AM} \cdot r_A)$$

à comparer avec la relation (3) dans laquelle on introduirait $Z_{BM} = Z_{CBM}$ et $Z_{AM} = Z_{CAM}$: l'anneau de garde sera alors sans effet, puisqu'on retrouve la formule du voltmètre sans anneau de garde.

En réalité, C_{AM} et C_{BM} sont petites mais non négligeables, et en considérant le cas défavorable où $r_A \approx 0$, l'équation (22) devient

$$U_{cAB} = U_{cp} \left[\frac{r_B \cdot r_{GM'}}{Z_{BG} \cdot Z_{GM}} + j\omega C_{BM} \cdot r_B \right] \quad (24)$$

L'affaiblissement en mode commun pur s'écrit alors

$$a_{mc} = \frac{Z_{BG}}{r_B} \left[\frac{Z_{GM}}{r_{GM'} + j\omega C_{BM} \cdot Z_{BG} \cdot Z_{GM}} \right] \quad (25)$$

ou encore

$$a_{mc} = a_{mc}(\text{sans garde}) \cdot \frac{1}{\omega \cdot C_{BM} \cdot Z_{BG}} \quad (26)$$

en négligeant $r_{GM'}/Z_{GM}$ par rapport à $(\omega C_{BM} \cdot Z_{BG})$

Pour que la mesure avec un voltmètre à anneau de garde commence à présenter un intérêt, il faudra donc que $\omega \cdot C_{BM} \cdot Z_{BG} < 1$

or, à 50 Hz, Z_{BG} se réduit pratiquement à $1/\omega C_{BG}$, ce qui conduit à la condition $C_{BM}/C_{BG} < 1$. L'équation (25) s'écrit alors

$$a_{mc} = \frac{Z_{BG}}{r_B} \cdot \frac{C_{BG}}{C_{BM}}$$

ou encore

$$a_{mc} = (\omega \cdot C_{BM} \cdot r_B)^{-1}$$

C'est donc le rapport de la capacité parasite interne C_{BG} du voltmètre, à la capacité parasite C_{BM} (qui est une capacité interne au voltmètre augmentée d'une capacité externe) qui détermine pratiquement l'amélioration de la réjection en mode commun apportée par l'anneau de garde.

Le rapport de réjection en mode commun pour l'alternatif s'exprime maintenant par

$$(RRMC)_{AC} = (RRMS) \cdot \frac{1}{\omega \cdot C_{BM} \cdot r_B}$$

ou encore

$$(RRMC)_{AC} = (RRMS)_{dB} - 20 \log (\omega \cdot C_{BM} \cdot r_B) \quad (29)$$

Un exemple numérique nous permettra d'illustrer ce qui précède. Considérons un voltmètre avec les caractéristiques suivantes :

$$R_{GM} = 10^8 \Omega ; C_{GM} = 500 \text{ pF, soit } Z_{GM} = 6 \cdot 10^6 \Omega \text{ à } 50 \text{ Hz}$$

$$R_{BG} = 10^8 \Omega ; G_{BG} = 1000 \text{ pF, soit } Z_{BG} = 3 \cdot 10^6 \Omega \text{ à } 50 \text{ Hz}$$

$$r_{GM} = 1 \Omega ; r_B = 1000 \Omega \text{ et } C_{BM} = 10 \text{ pF}$$

Si le voltmètre n'était pas muni d'un anneau de garde (donc, $Z_{GM} = 0$ et par conséquent $Z_{BG} = Z_{BM}$) on aurait (éq. 25).

$$\begin{aligned} a_{mc} &= \frac{Z_{BM}}{r_B} = \frac{3 \cdot 10^6}{10^3} \\ &= 3 \cdot 10^3, \text{ soit } 70 \text{ dB} \end{aligned}$$

$$a_{mc}^* = \frac{R_{BM}}{r_B} = 10^5, \text{ soit } > 100 \text{ dB}$$

Avec un anneau de garde idéal (éq. 21)

$$a_{mc} = \frac{Z_{BG}}{r_B} \times \frac{Z_{GM}}{r_{GM}} = 3 \cdot 10^3 \times 6 \cdot 10^6 = 70 + 135 = 205 \text{ dB}$$

$$a_{mc}^* = \frac{R_{BG}}{r_B} \times \frac{R_{GM}}{r_{GM}} = 10^5 \times 10^8 = 100 + 160 = 260 \text{ dB}$$

Anneau de garde avec effet des capacités parasites (éq. 27)

$$\begin{aligned} a_{mc} &= \frac{Z_{BG}}{r_B} \times \frac{C_{BG}}{C_{BM}} = 3 \cdot 10^3 \times \frac{1000}{10} \\ &= 70 + 40 = 110 \text{ dB} \end{aligned}$$

Les capacités parasites étant sans effet en continu

$$a_{mc}^* = 260 \text{ dB}$$

Spécification et mesure du RRM

Comme nous l'avons montré dans les paragraphes qui précèdent, la résistance de source intervient toujours dans la réjection en mode commun. Ceci implique que l'on devra spécifier le RRM pour une valeur donnée de la résistance de déséquilibre entre les deux bornes.

Conventionnellement, cette valeur est fixée à 1000Ω , dans l'une des deux configurations suivantes :

$$r_A = 1000 \Omega ; r_B = 0$$

ou

$$r_B = 1000 \Omega ; r_A = 0$$

Normalement, c'est le cas $r_B = 1000 \Omega$ (simulant la résistance de source placée en série avec l'entrée B) qui est le plus défavorable.

Le montage de mesure sera celui de

la figure 21 dans lequel la tension parasite en mode commun est représentée par la source U_{cp} , les entrées étant déséquilibrées à l'aide d'une résistance r_B de 1000Ω . Cette résistance doit être placée aux bornes mêmes du voltmètre, ceci afin d'éviter que le circuit puisse capter une tension parasite supplémentaire à 50 Hz, qui interviendrait directement en mode série.

La mesure s'effectue en deux temps :

a) Annuler la tension U_{cp} et noter l'indication U_m du voltmètre (cette valeur U_m pourra souvent être nulle)

b) Augmenter U_{cp} jusqu'à la valeur maximum de la tension de mode commun spécifiée par le constructeur et lire l'indication U'_m . Le RRM se calcule par la relation suivante (éq. 9) :

$$RRM = 20 \log \frac{U_{cp \text{ max}}}{\Delta U_m}$$

$$\text{avec } \Delta U_m = U'_m - U_m$$

Dans le cas d'un voltmètre à anneau de garde (fig. 21b), on remarquera que la source de tension commune est connectée au voltmètre à l'aide d'un câble blindé.

Si le commutateur de fonction du voltmètre se trouve dans la position « Tension continue », on obtient :

- le RRM pour le continu, si $U_{cp} =$ tension continue

- le RRM pour l'alternatif, si $U_{cp} =$ tension alternative 50 Hz maximum admissible (valeur efficace) (*).

Dans ce dernier cas, l'affichage de la valeur U'_m est instable et oscille entre deux valeurs extrêmes. On utilisera la lecture maximale, ce qui donne une limite inférieure du RRM.

Dans les notices des constructeurs, le RRM est spécifié pour la fréquence du réseau, avec une certaine variation de celle-ci, le plus souvent 50 Hz $\pm 1\%$, et parfois même 50 Hz $\pm 0,1\%$.

En reprenant les mêmes mesures avec le voltmètre en position « Tension alternative », on obtient les valeurs du RRM en alternatif, pour le continu, resp. pour l'alternatif.

Remarques

Le plus grand rapport de réjection mesurable d'un voltmètre correspond au rapport de la tension maximum admissible ($U_{cp \text{ max}}$) à la valeur d'entrée minimum détectable (résolution) U_{min} , soit donc :

$$(RRM)_{mes} \leq \frac{U_{cp \text{ max}}}{U_{min}}$$

(* Certains constructeurs considèrent la valeur de crête de la tension alternative parasite, ce qui conduit à une valeur apparemment plus élevée (+ 3 dB) du RRM.

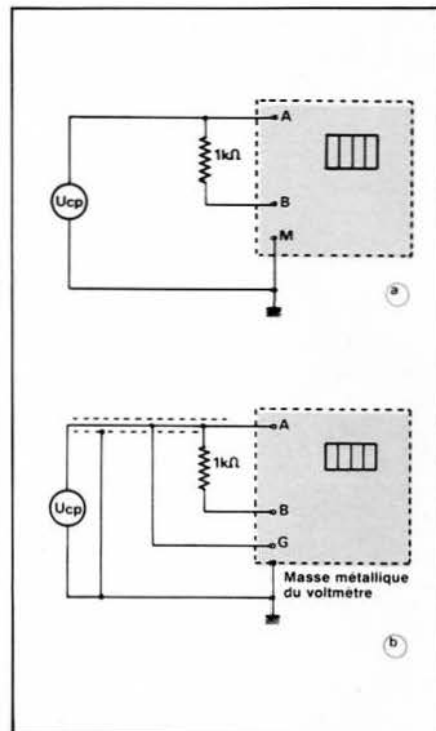


Fig. 21. - Montage de mesure du RRM
a) Voltmètre classique à entrée flottante
b) Voltmètre à anneau de garde.

$$\text{Si } U_{cp \text{ max}} = 500 \text{ V et } U_{min} = 1 \mu\text{V}$$

$$(RRM)_{mes} \leq 20 \log \frac{500}{1} 10^6 = 174 \text{ dB}$$

Il s'avère souvent difficile de mesurer le RRM avec une résistance de déséquilibre de $1 \text{ k}\Omega$ seulement, particulièrement dans le cas d'un voltmètre à 3 ou à 4 digits. Dans ce cas, on peut utiliser une résistance de mesure de $10 \text{ k}\Omega$ (ou même $100 \text{ k}\Omega$).

Les relations (8), (12), (16) et (18) montrent qu'une augmentation de la résistance de déséquilibre entraîne une diminution correspondante de la réjection. Ainsi, une mesure effectuée avec une résistance de déséquilibre de $10 \text{ k}\Omega$ conduira à une valeur du RRM qui sera 10 fois plus petite que celle que l'on obtiendrait avec $r_B = 1 \text{ k}\Omega$ (donc : 20 dB par décade).

Pour conclure cet article, faisons remarquer que la notion de « réjection en mode commun » s'applique à tous les systèmes à entrée différentielle (amplificateur opérationnel, oscilloscope à entrée différentielle, enregistreur X-Y). Le RRM définit en effet la qualité avec laquelle un montage qui n'a pas une entrée au zéro électrique, fait la différence entre les tensions appliquées sur ses deux entrées (bibl. 8 et 9).

Jos De Neef
Ingénieur industriel
Chargé de cours à l'Institut
Supérieur Industriel de
l'Etat - Bruxelles

Les convertisseurs continu-alternatif sont désormais des appareils courants. L'ensemble dont nous proposons ici la construction à nos lecteurs présente l'avantage de se suffire entièrement à lui-même puisqu'il regroupe une batterie, un convertisseur, et un chargeur automatique. Branché sur le réseau 220 V, ce bloc de secours délivre du 220 V envers et contre tout, dans les limites bien sûr de la charge de sa batterie. Remarquons que le chargeur peut être également utilisé seul sur une batterie extérieure, de même que le convertisseur.

Bloc de secours autonome 220 volts

Le synoptique général

On peut le voir à la **figure 1**. La conception du système fait appel à une technologie aussi classique que sûre : un robuste relais 220 V 3 × 15 A est branché directement aux bornes de l'entrée 220 du bloc. Étant normalement collé, c'est à travers un contact travail qu'il doit relier la prise de sortie « utilisation » au cordon d'entrée. Un autre contact travail connecte la batterie à un chargeur automatique devant combiner deux importantes caractéristiques : fort régime de charge pour effacer rapidement les souvenirs d'un fonctionnement en mode « secours » et mise automatique en attente dès que la pleine charge est atteinte. Ce mode « attente » n'est pas assimilable à une disjonction puisque la charge doit reprendre d'elle-même si la batterie, longtemps inutilisée, est le siège d'un phénomène d'auto-décharge parfaitement normal pour les batteries au

plomb. Charge de récupération et charge d'entretien seront donc les deux fonctions de ce chargeur. Lors d'une défaillance du secteur, la sortie 220 V se trouve basculée sur le convertisseur qui, simultanément, se trouve alimenté par la batterie, théoriquement au mieux de sa forme grâce au chargeur d'entretien.

Notons que cette configuration exige, si on souhaite réduire à quelques millisecondes la microcoupure due à ce basculement, que le convertisseur puisse démarrer à coup sûr sous sa pleine charge. Nous verrons plus loin qu'un circuit annexe se charge de remplir cette condition.

Les schémas de principe retenus

Le schéma de la **figure 2** réunit la totalité du montage. Le chargeur est constitué d'un régulateur de courant

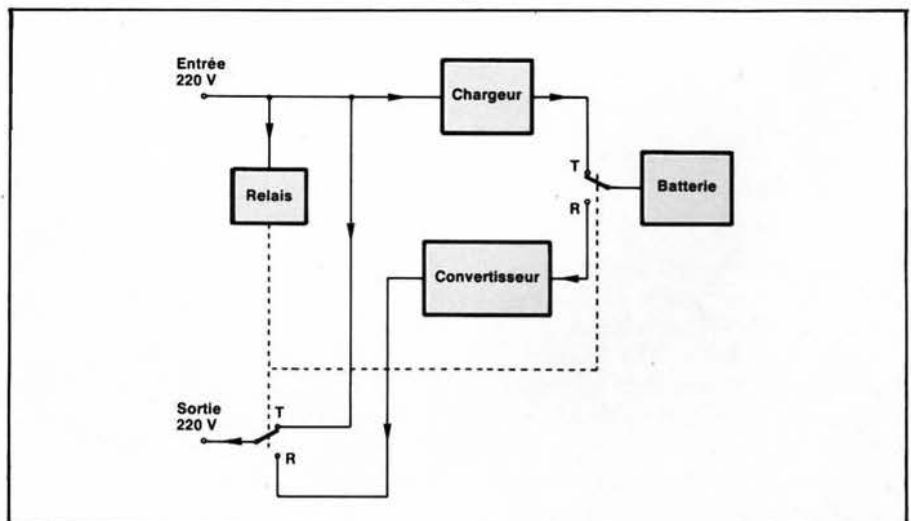


Fig. 1. - Synoptique général.

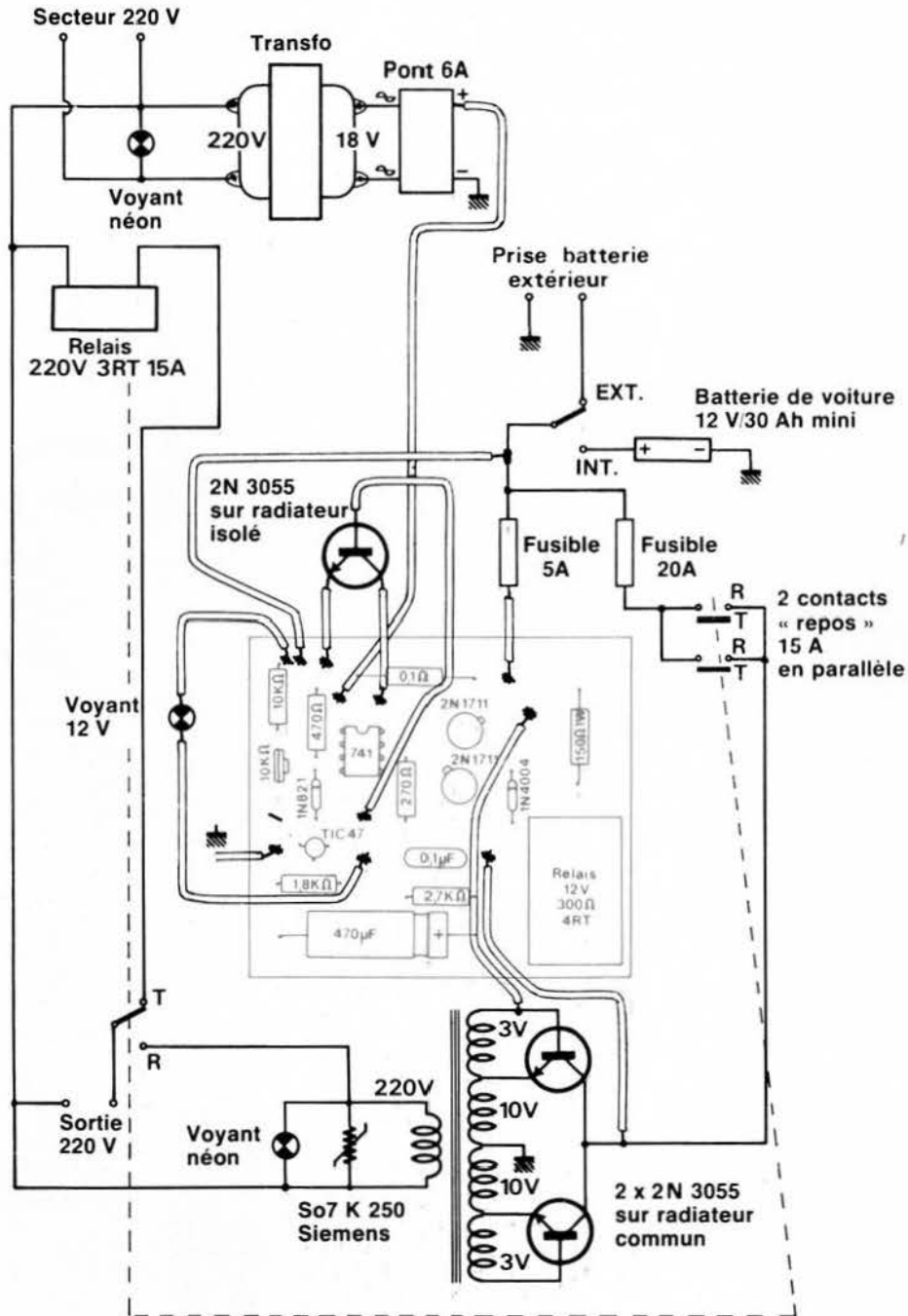


Fig. 4. - Plan de câblage.

Réalisation pratique

Un circuit imprimé dont le tracé est donné en **figure 3** réunit les composants de faibles dimensions, mais un montage sur châssis est à prévoir pour les transformateurs, le pont redresseur, le relais 220 V, les porte-fusibles, les voyants, le varistor, les prises et inverseurs, et surtout les 2N3055 qui devront être munis d'un très sérieux refroidisseur, à choisir suivant la puissance prévue. Le 2N3055 équipant le chargeur sera isolé du radiateur par un

intercalaire mica. Le plan de câblage de la **figure 4** indique donc à la fois l'implantation du circuit imprimé et les liaisons extérieures à cette carte (utiliser du fil de câblage souple de section 2,5 mm²).

Utilisation

La mise en service se limite à raccorder la batterie (qui sera de préférence logée dans le même coffret que l'électronique) et le secteur. Selon l'ordre de

ces raccordements, le voyant mémoire peut s'allumer ou non. Le bouton-poussoir prévu à cet effet permet de l'éteindre. A partir de ce moment, du 220 V est disponible en sortie de l'appareil et ce, quoi qu'il arrive. Il faut bien noter que toute interruption, même volontaire, de l'entrée 220 V déclenche le convertisseur et fait donc débiter la batterie, ce que signale le voyant « secours ». En conséquence, on débranchera toujours la batterie en cas de non-utilisation du bloc de secours. □

VISHAY

NOUVEAU

Réseaux standard
et spéciaux



TO 99



Boîtier DIL



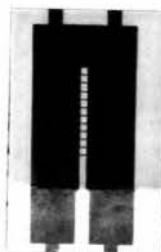
Résistances
série S 102 J
E 102 J

250 K max

Résistances de puissance

“ZERO ppm/°C”

Série HP 100



40 W

NOM	TEL.
SOCIETE	DESIRE RECEVOIR
SERVICE	<input type="checkbox"/> une documentation
ADRESSE	<input type="checkbox"/> une visite

Les convertisseurs continu-continu de petite puissance sont de plus en plus largement utilisés au niveau de la conception ou de la modification d'équipements électroniques. Ils permettent, en effet, de reconstituer à peu près n'importe quelle tension réclamée par tel ou tel sous-ensemble, à partir d'une alimentation monotension standard. Ces convertisseurs doivent donc pouvoir remplir des fonctions de type abaisseur, élévateur et inverseur de tension continue. La gamme de modules que nous présentons ici en version « faites-les vous-même » répond à ces impératifs généraux.

Convertisseurs continu-continu avec le TL 497 CN

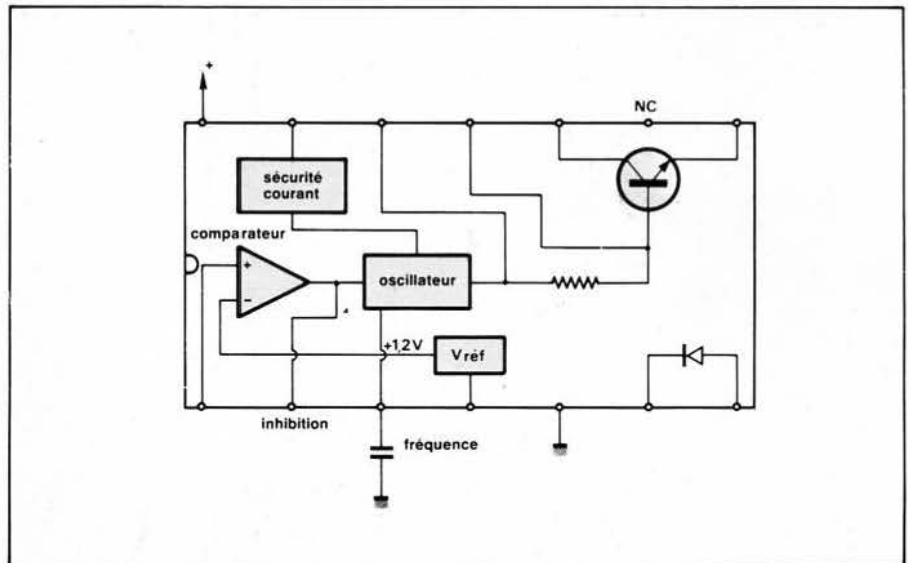


Fig. 1. - Organisation interne du TL497CN.

Principes généraux utilisés dans la conception des modules

L'utilisation de circuits « à découpage » s'impose pour la réalisation d'une gamme homogène de convertisseurs DC/DC, même de faible puissance, pour les raisons suivantes :

- Tirant l'énergie à convertir d'une alimentation générale que l'on ne souhaite généralement pas surdimensionner trop largement, ces modules se doivent de présenter un rendement aussi élevé que possible.
- Les fonctions « élévateur » et « inverseur » ne peuvent être valablement réalisées qu'en mettant en œuvre des techniques de découpage.

Cette orientation étant définie, il reste à choisir le procédé de décou-

page entre les deux options possibles :

- modulation de largeur d'impulsion à fréquence fixe ;
- modulation de fréquence à largeur d'impulsion fixe.

Dans le domaine des petites puissances, on préfère généralement recourir à la seconde solution, dont la mise en œuvre se révèle nettement plus simple, d'autant qu'il existe des circuits intégrés spécifiques regroupant l'essentiel des composants nécessaires. Notre choix à ce niveau s'est porté sur le TL497CN de Texas Instruments, qui permet de réaliser à très peu de frais les trois fonctions qui viennent d'être définies, à l'intérieur des limites suivantes :

- courant de sortie ou d'entrée : 750 mA
- tension de sortie : 30 V
- tension d'entrée : 15 V

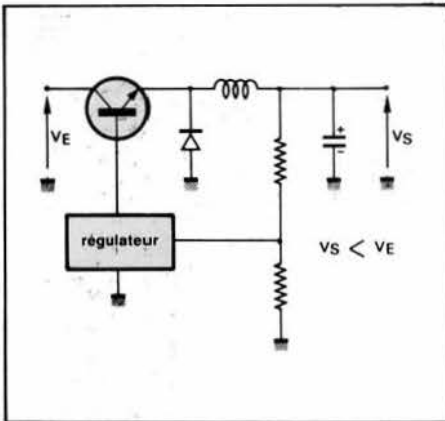


Fig. 2. - Convertisseur-abaisseur série.

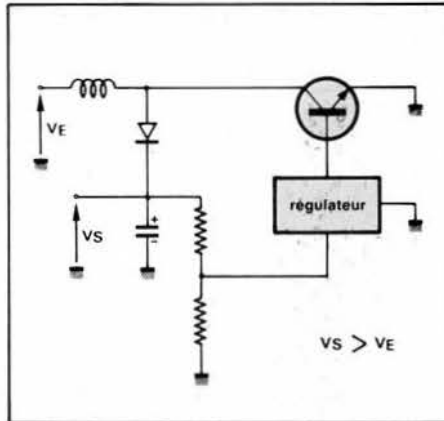


Fig. 3. - Convertisseur-élévateur parallèle.

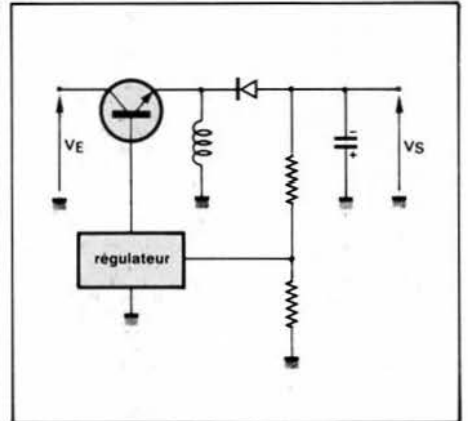


Fig. 4. - Convertisseur-inverseur parallèle (signe de VS = - signe de VE).

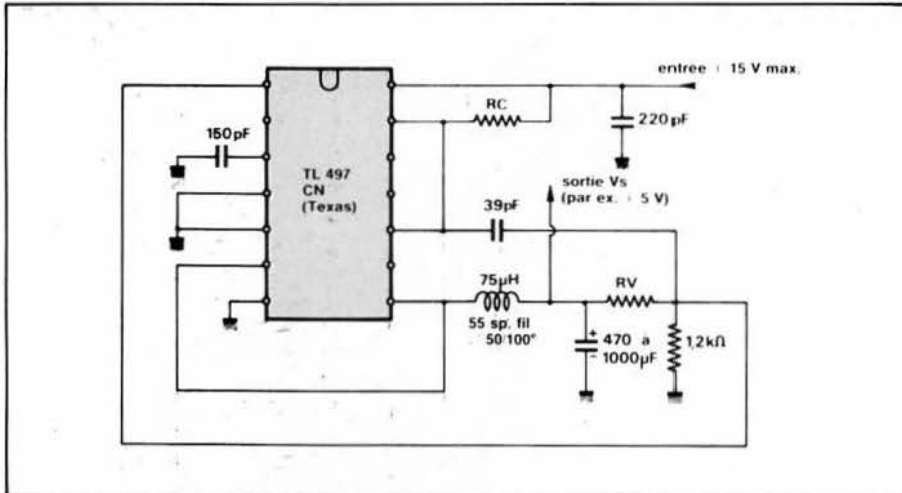


Fig. 5. - Convertisseur continu-continu abaisseur (tension de sortie positive).

V_S (en volts) = R_V (en $k\Omega$) + 1,2.

I entrée de disjonction = $0,7 V / R_C$.

I_E max. = 750 mA.

I_S max. = 750 mA.

La self est bobinée sur une carcasse de transfo BF (0,5 VA) sans tôle.

Rendement = environ 65 % pour $V_E = 15 V$, $V_S = 5 V / 200 mA$.

Valeurs des résistances pour $V_E = + 15 V$, $V_S = + 5 V$, $I_E = 105 mA$, $I_S = 200 mA$: $R_C = 1 \Omega$; $R_V = 3,8 k\Omega$.

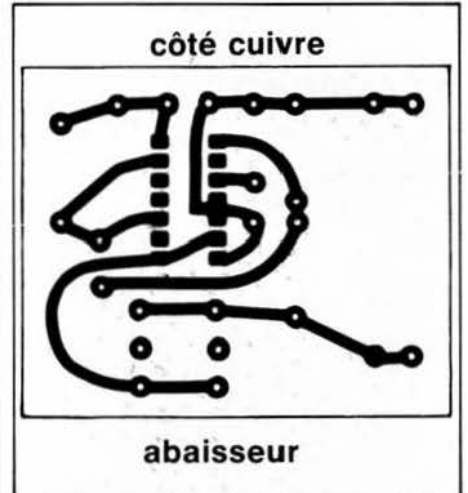


Fig. 6.

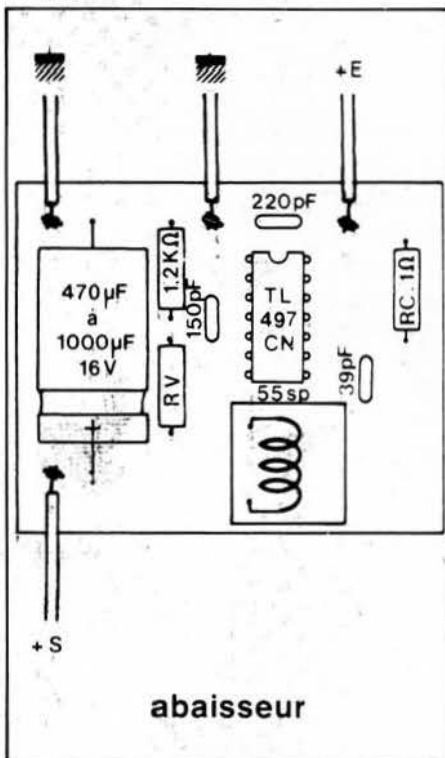


Fig. 7.

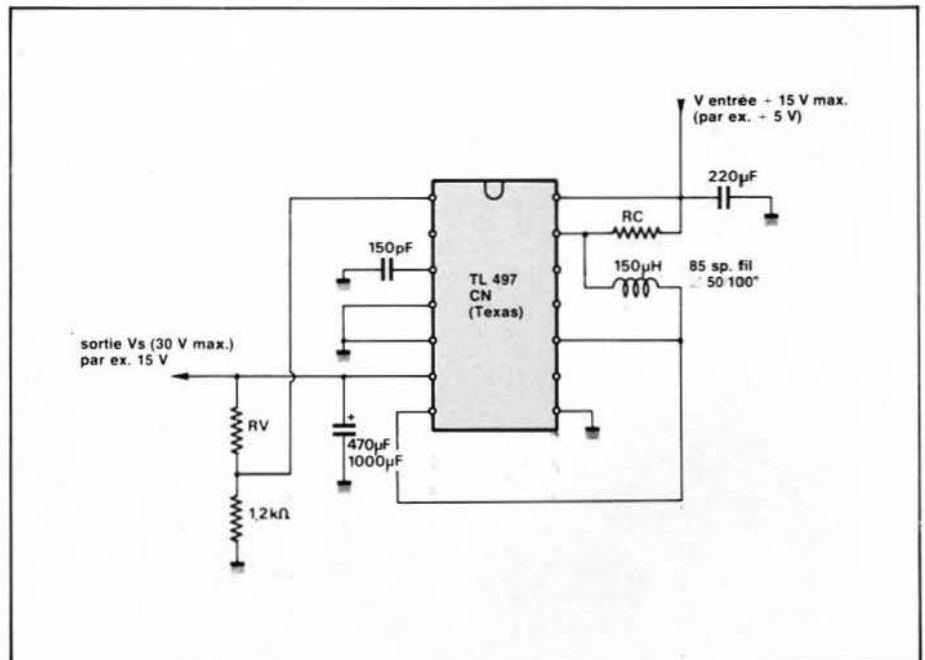


Fig. 8. - Convertisseur continu-continu élévateur (tension de sortie positive).

V_S (en volts) = R_V (en $k\Omega$) + 1,2.

I entrée de disjonction = $0,7 V / R_C$.

I_E max. = 750 mA.

I_S max. = 750 mA.

La self est bobinée sur une carcasse de transfo BF (0,5 VA) sans tôle.

Rendement = environ 75 % pour $V_E = 5 V$ et $V_S = 15 V$.

Valeurs des résistances pour $V_E = + 5 V$, $V_S = + 15 V$, $I_E = 300 mA$, $I_S = 75 mA$: $R_C = 1 \Omega$; $R_V = 13,8 k\Omega$.

La figure 1 montre que ce boîtier à 14 broches regroupe tous les circuits de modulation et de régulation, mais aussi le transistor de découpage, une diode à temps de recouvrement rapide, et une sécurité de courant capable de protéger efficacement le montage réalisé.

L'accessibilité séparée des différentes parties de ce circuit intégré permet de réaliser par interconnexion externe, diverses configurations dont les trois que nous avons retenues lors de la définition de nos modules :

- Convertisseur **abaisseur de tension** (alimentation à découpage de type série) ; voir figure 2.
- Convertisseur **élevateur de tension** (alimentation à découpage de type parallèle) ; voir figure 3.
- Convertisseur **inverseur de tension** (alimentation à découpage de type parallèle) ; voir figure 4.

Réalisation pratique des modules convertisseurs

Nous avons défini une dimension et un brochage universel pour nos : ois types de modules de base, qui utilisent chacun un circuit imprimé mesurant 45 x 55 mm. Le bloc ainsi constitué peut être enrobé dans une résine, ce qui conduit à un module compact de 47 x 57 x 20 mm, équipé de quatre broches soudables ou enfichables pour les connexions d'entrée et de sortie.

1. Convertisseur abaisseur

Le schéma de la figure 5 donne les valeurs des éléments du montage, qui peuvent être assemblés suivant les indications des figures 6 et 7. La self sera constituée de 55 spires de fil émaillé 5/10 bobinées sur une carcasse de transfo BF Isolectra de dimensions 16 x 16 mm (modèle à picots pour circuit imprimé). Il s'agit d'une self à air, donc dépourvue de noyau à tôles. Dans un souci de miniaturisation, on pourra utiliser une autre self de 75 μ H, à fer ou à ferrite, mais on veillera à ce que le noyau ne vienne jamais en saturation.

2. Convertisseur élévateur

Le schéma de la figure 8 permet d'obtenir, à partir d'un +5 V, par exemple, une tension positive pouvant atteindre 30 V. Le rendement est d'environ 75 %. Le tracé du circuit imprimé apparaît en figure 9, et le plan de câblage en figure 10. On notera

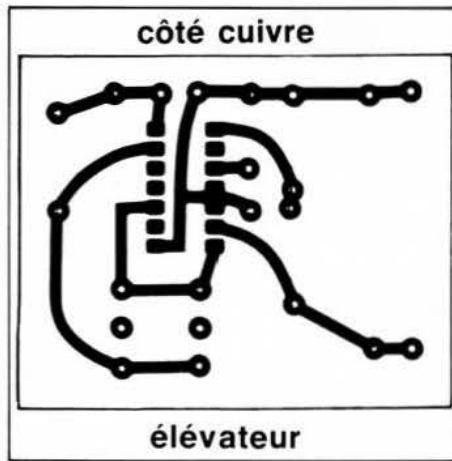


Fig. 9.

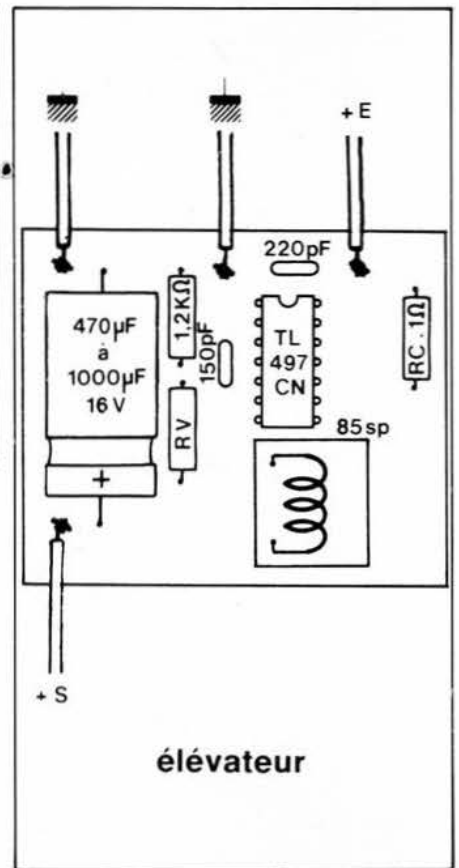


Fig. 10.

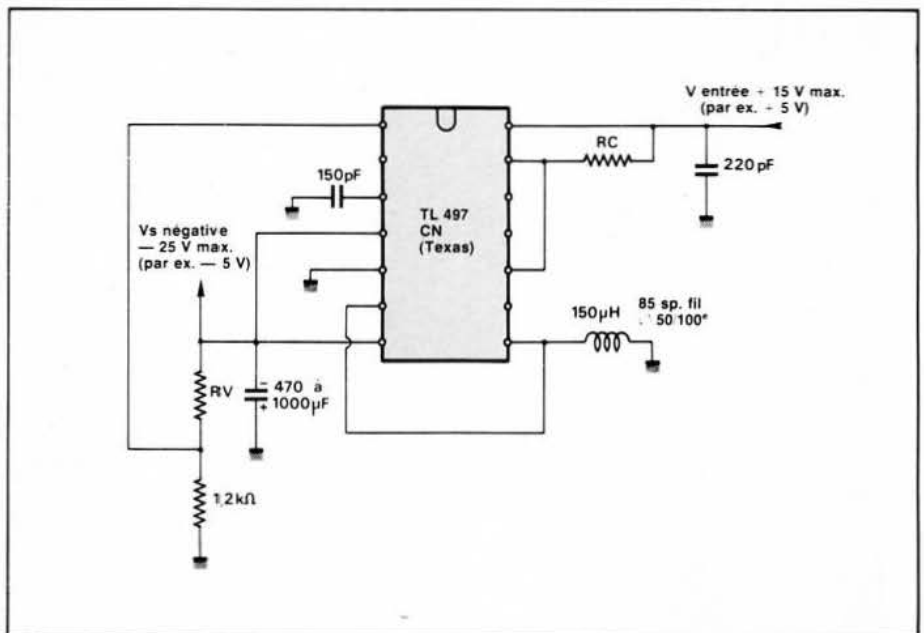


Fig. 11. - Convertisseur continu-continu inverseur de polarité (tension de sortie négative).
 V_S (en volts) = R_V (en $k\Omega$) + 1,2.
 L'entrée de disjonction = $0,7 V / R_C$.
 I_E max. = 750 mA.
 I_S max. = 750 mA.

La self est bobinée sur une carcasse de transfo BF (0,5 VA) sans tôle.
 Rendement = environ 60 % pour $V_E = V_S = 5 V$.
 Valeurs des résistances pour $V_E = +5 V$, $V_S = -5 V$, $I_E = 165 mA$, $I_S = 100 mA$: $R_C = 1 \Omega$; $R_V = 3,8 k\Omega$.

que la self est une 150 μ H (85 spires de fil 5/10 sur la même carcasse que dans le montage précédent).

3. Convertisseur inverseur

Le schéma de la figure 11 permet d'obtenir une tension négative pouvant atteindre 25 V à partir d'une ten-

sion positive. Le cas d'application le plus fréquent est $V_S = -V_E$ (alimentation symétrique d'amplis opérationnels par exemple), mais il ne s'agit pas là d'une obligation. La valeur de R_V permet de fixer la tension négative à la valeur désirée. Le câblage se fait d'après les figures 12 et 13, la self étant à nouveau une 150 μ H.

Convertisseurs abaisseurs :

- Sortie + 5 V ; entrée 12 à 15 V
- Sortie + 6 V ; entrée 12 à 15 V
- Sortie + 9 V ; entrée 12 à 15 V
- Sortie + 12 V ; entrée 15 V

Courants de sortie 200mA à 500mA environ

Convertisseurs éleveurs

- Sortie + 6 V ; 500 mA
 - Sortie + 9 V ; 300 mA
 - Sortie + 10 V ; 200 mA
 - Sortie + 12 V ; 100 mA
 - Sortie + 15 V ; 100 mA
 - Sortie + 18 V ; 75 mA
 - Sortie + 24 V ; 50 mA
- entrée + 5 V environ

Convertisseurs inverseurs

$V_E = -V_S$; $I = 100$ à 500 mA

- 5 V
- 6 V
- 9 V
- 10 V
- 12 V
- 15 V (max.)

Cette gamme peut être étendue jusqu'à 750 mA moyennant vérification individuelle de chaque montage.

Définition d'une gamme homogène

Nous avons défini une gamme de tensions d'entrée et de sortie répondant aux besoins industriels courants. Les indications de courant ne représentent pas des valeurs limites absolues mais plutôt ce que l'on peut demander sans surprise à ces montages, sans précaution particulière. Les exemples de valeurs de R_C et R_V mentionnés sur les figures 5, 8 et 11 correspondent aux cas d'emploi les plus fréquents.

Le tableau de la figure 14 regroupe pour sa part tous les éléments de notre gamme, à titre purement indicatif bien sûr, car bien d'autres combinaisons peuvent être envisagées pour satisfaire à tout besoin particulier dans les limites fixées en début d'étude.

Jean Dufourquet

Fig. 14. - Projet de gamme de convertisseurs DC/DC.

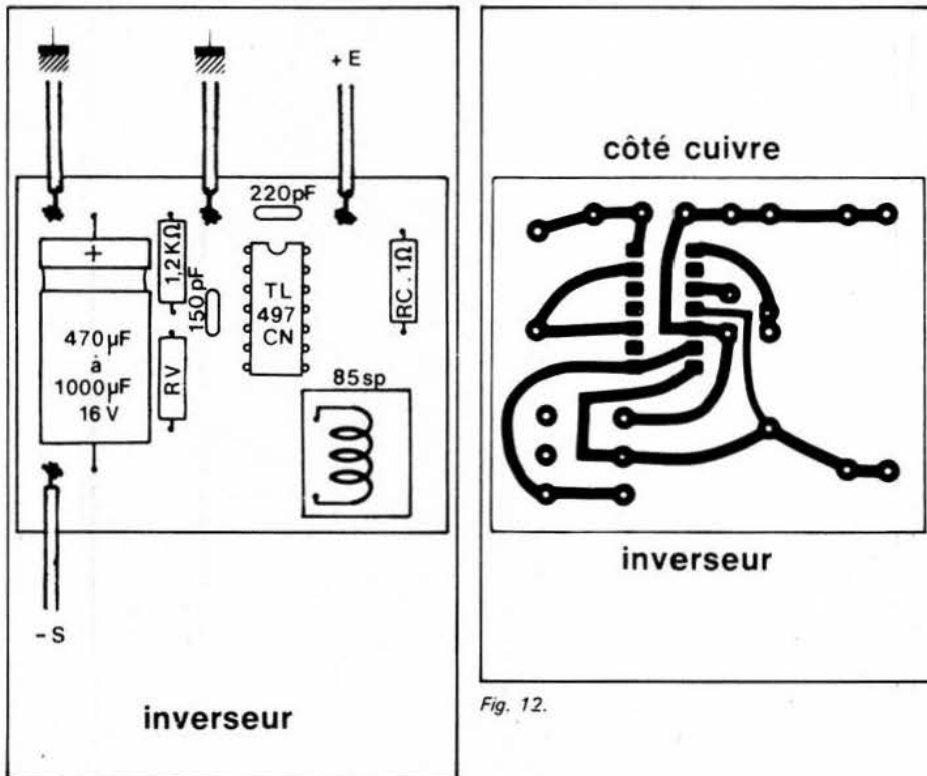


Fig. 13.

Fig. 12.

L'alimentation en courant d'appareils et d'installations électroniques s'effectue par des blocs d'alimentation ou des batteries. Dans la conception classique, ils se composent d'un transformateur d'alimentation, d'un redresseur, d'un condensateur de lissage, d'une inductance et d'un condensateur de filtrage. On obtient une alimentation en courant et en tension stabilisée au moyen d'un élément de stabilisation.

Les montages de stabilisation de forme traditionnelle avec transistors de régulation ont souvent des pertes élevées et exigent un gros transformateur d'alimentation. Ainsi l'ensemble des pertes augmente, l'échauffement de l'appareil s'élève et doit être limité dans les cas critiques au moyen d'un ventilateur. Il en résulte dans l'ensemble un rendement médiocre et le transistor de régulation doit absorber toute la puissance différentielle.

Principes de réalisation des alimentations à découpage et des convertisseurs de puissance

Introduction

Dans les années à venir, ces alimentations traditionnelles seront de plus en plus remplacées par les alimentations dites à découpage. Les alimentations à découpage « hachent » la tension redressée et filtrée. La régulation est effectuée soit par une modification de la durée du cycle à fréquence constante, soit par une modification de la fréquence pour une durée d'impulsions effective constante. La tension ainsi hachée peut être transformée et redressée en une tension quelconque. La fréquence de cette tension alternative de forme rectangulaire, trapézoïdale ou sinusoïdale est de l'ordre de 15 à 50 kHz. En raison de cette fréquence effective élevée, on peut utiliser de plus petits transformateurs à noyau de ferrite. Ces alimentations à découpage fonctionnent en mono-alternance ou push-pull. On les utilise de préférence lorsqu'il s'agit de puissances supérieu-

res à 50 W et lorsque des tensions ou des courants stabilisés sont imposés.

Les transistors de puissance utilisés sont des transistors de commutation rapides à triple diffusion et à des tensions de service élevées.

Par suite du couplage, les alimentations à découpage présentent de faibles pertes.

Les avantages des alimentations à découpage par rapport aux alimentations traditionnelles sont :

- un faible poids (20 à 50 %);
- un faible volume (25 à 50 %);
- un bon rendement (65 à 90 %);
- une bonne régulation de la tension < 1 à 2 %;
- plusieurs tensions de sortie préstabiliées;
- une moindre dépense en moyens de filtrage (C, L);
- pas de vibrations perceptibles à l'oreille si $f > 16$ kHz;

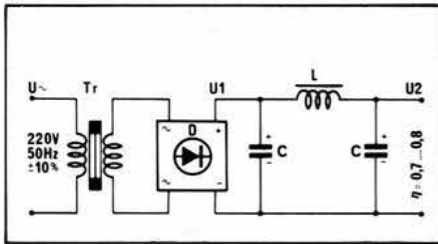


Fig. 1. - Montage de principe d'une alimentation 50 Hz classique non-régulée.

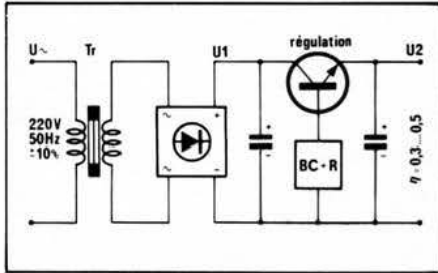


Fig. 2. - Montage de principe d'une alimentation 50 Hz classique avec régulation

BC + R = bloc commande et régulation

- une séparation galvanique des sorties de l'alimentation.

Les domaines d'utilisation des alimentations à découpage sont les suivants :

- téléviseurs, amplificateurs de puissance BF, appareils de mesure ;
- projecteurs de films et de diapositives > 100 W ;
- machines comptables, calculatrices et machines à écrire ;
- appareils à tension et à courant constants pour l'industrie et les laboratoires ;
- alimentation de lampes fluorescentes ;
- générateurs HF et BF ;
- réglages de moteurs, étages de stabilisation, appareils pour charger les accumulateurs ;
- technique de l'énergie, convertisseur courant alternatif/courant alternatif ;
- appareils basse tension avec séparation galvanique du réseau.

Nous présentons ici une introduction générale dans le domaine des alimentations à découpage et un résumé des divers montages de base et leurs critères de choix.

Alimentations avec transformateurs 50 Hz

1. Alimentations classiques

Les figures 1 et 2 montrent les montages de principe des alimentations actuellement utilisées.

La figure 1 représente une alimentation à transformateur 50 Hz non

régulée avec redressement par pont et filtrage C-L-C. Ces alimentations donnent des rendements de 0,7 à 0,8.

2. Alimentation classique avec régulation

La figure 2 comporte en plus un système de régulation de la tension continue (transistor de puissance) avec un organe de commande. Les pertes qui en résultent sont relativement élevées. De ce fait, le rendement ne s'élève qu'à 0,3 ... 0,5. Les résistances internes dynamiques de telles sources de tension sont très faibles, c'est-à-dire que l'équilibrage est très rapide. Par contre, les résistances internes dynamiques des sources de courant constant sont très grandes.

Alimentations à découpage

1. Rapports de transmission

La figure 4 montre le schéma de montage d'un convertisseur par inductance à une alternance, c'est-à-dire d'un convertisseur de blocage dont l'inductance n'a pas de secondaire.

L'inductance L1 est chargée pendant la phase de conduction au semi-conducteur et déchargée pendant la phase de blocage.

La durée de passage du courant à travers le transistor de commutation est désignée par t_1 , l'intervalle de commutation dans lequel la tension U_2 se produit est désignée par t_2 et la période totale de l'oscillation par

$$T = 1/f = t_1 + t_2$$

Conformément à la loi sur l'induction

$$-U = \frac{\Delta i}{\Delta t} L$$

On obtient un courant

$$\Delta i = \frac{-U \cdot \Delta t}{L}$$

lorsque l'on applique une tension sur une inductance.

La tension

$U_1 = U_s - U_2$, aux bornes de l'inductance, implique un courant s'élevant ou s'amortissant selon les constantes de temps

$\tau = L/R$ et qui modifie son sens, selon t_1 ou t_2 . (voir fig. 4 a).

Les variations du courant sont à considérer comme linéaires lorsque $\tau \gg T$. L'énergie pendant t_1 est identique à l'énergie pendant t_2 :

$$U_1 \cdot \Delta i_1 \cdot t_1 = U_2 \cdot \Delta i_2 \cdot t_2$$

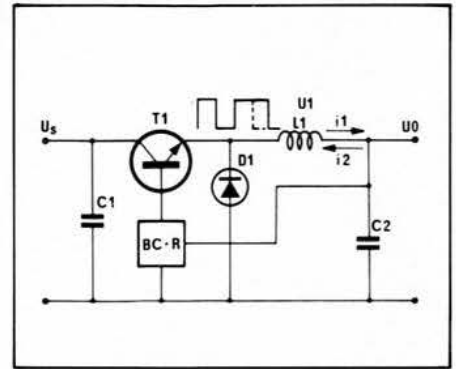


Fig. 4. - Schéma de montage d'un convertisseur à inductance monoalternance.

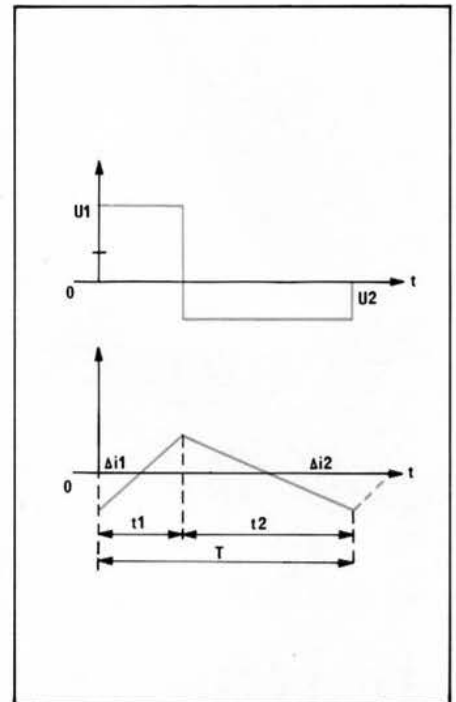


Fig. 4a - Formes de la tension et du courant pour un convertisseur à inductance monoalternance.

$$U = -L \frac{\Delta i}{\Delta t} \text{ d'où } \Delta i = -\frac{U \Delta t}{L}$$

$$U_1 = U_s - U_2 \quad Z = \frac{L}{R}$$

Variations de courant linéaire si $\tau \gg T$

$$U_1 \cdot \Delta i_1 \cdot t_1 = U_2 \cdot \Delta i_2 \cdot t_2$$

$$\text{or, } \Delta i_1 = \Delta i_2$$

$$U_1 \cdot t_1 = U_2 \cdot t_2$$

$$\text{d'où } \frac{U_1}{U_2} = \frac{t_2}{t_1} = \frac{T - t_1}{t_1}$$

$$\text{rapport cyclique } v = \frac{t_1}{T}$$

$$\frac{U_1}{U_2} = \frac{T}{t_1} - 1 = \frac{1}{v} - 1$$

$$\text{exemple : } U_s = 300 \text{ V et } U_2 = 30 \text{ V} \\ U_1 = U_s - U_2 = 270 \text{ V}$$

$$v = \frac{U_1}{U_2} + 1$$

$$= \frac{1}{\frac{270}{30} + 1} = \frac{1}{10}$$

Comme les variations du courant $\Delta i_1 = \Delta i_2$ sont de même grandeur (elles correspondent au courant magnétique qui croît et décroît), les surfaces correspondantes au produit temps-tension sont égales

$$U_1 \cdot t_1 = U_2 \cdot t_2$$

Il en résulte le rapport d'amplitude des tensions avec :

$$\frac{U_1}{U_2} = \frac{t_2}{t_1} = \frac{T - t_1}{t_1}$$

Si l'on considère le rapport cyclique $v = t_1/T$ on obtient alors :

$$\frac{U_1}{U_2} = \frac{T}{t_1} - 1 = \frac{1}{v} - 1$$

Pour une transmission de tension donnée

Exemple : $U_s = 300 \text{ V}$ et $U_2 = 30 \text{ V}$ on obtient

$$U_1 = U_s - U_2 = 270 \text{ V}$$

Le rapport cyclique exigé devient alors :

$$v = \frac{1}{\frac{U_1}{U_2} + 1} = \frac{1}{\frac{270}{30} + 1} = \frac{1}{10}$$

c'est-à-dire que la durée de l'impulsion est $1/10^e$ de T et les temps t_1/t_2 sont dans un rapport de $1/9$.

2. Forme de tension et sens du courant, comportement à la coupure.

Les formes de tensions collecteur utilisées pour transmettre la puissance peuvent être rectangulaires, trapézoïdales, demi-sinusoïdales. Les formes purement rectangulaires offrent un bon rendement. Leur spectre d'ondes harmoniques est très étendu et produit des parasites importants. Les transformateurs sont sujets à une suroscillation et doivent montrer une très petite inductance de fuite. Les courants collecteurs sont le plus souvent triangulaires. Mais, ils peuvent aussi être choisis de forme pratiquement rectangulaire, surtout dans le cas d'un fonctionnement en push-pull.

Les convertisseurs à monoalternance et en push-pull ayant des formes de tension rectangulaires commutent presque dans la zone de saturation du transistor. Les pertes de commutations de semi-conducteur sont donc faibles. Cependant, elles peuvent être parfois trop fortes, alors pour les

maintenir petites et les limiter à la zone non dangereuse de la caractéristique de fonctionnement, on est parfois amené à prendre des mesures adaptées.

On obtient également des bons rendements avec des tensions de formes trapézoïdales ou demi-sinusoïdales. Les courants sont de forme triangulaire et présentent, dans le cas de quelques schémas de principe, une dépendance inverse vis-à-vis de la charge.

Les pertes de flanc peuvent être relativement faibles et maintenues dans la zone non-critique de la caractéristique de fonctionnement. Ceci permet d'éviter les forts courants pour des hautes tensions.

Le spectre de parasites en fonctionnement trapézoïdal ou demi-sinusoïdal est sensiblement inférieur à celui obtenu en fonctionnement rectangulaire. Les transformateurs doivent ou peuvent alors présenter une inductance de dispersion supérieure. Il n'existe guère de conséquences relatives à des suroscillations critiques.

On choisira des tensions approximativement sinusoïdales dans les cas où le spectre parasite HF doit avant tout être maintenu très petit. Les rendements sont plus petits que ceux obtenus avec le fonctionnement rectangulaire et les puissances de pertes sont plus grandes pour l'étage de sortie du semi-conducteur. Les puissances à transmettre sont donc limitées.

3. Fonctionnement à commande extérieure ou à oscillation libre.

Les alimentations à découpage, ayant une fréquence fixe exigent un générateur stable en fréquence, diverses caractéristiques de fonctionnement et de fiabilité par exemple des protections contre les surtensions, le courant crête, la surcharge, des mesures au démarrage et au redémarrage. Une variation de la fréquence, due à des variations de charge ou d'alimentation dans l'intervalle audible, doit être soigneusement évitée.

La principale utilisation des alimentations à découpage à fréquence stable est essentiellement située dans le domaine professionnel où d'importantes exigences sont posées en matière d'alimentation.

La commande extérieure s'adapte mieux à la conversion des fortes puissances, les transistors pouvant être mieux exploités, en ce qui concerne le courant collecteur. Il est préférable d'utiliser la commande extérieure, même pour les applications comportant un domaine de réglage et d'ajustement.

Il faut prêter la plus grande attention au comportement des alimentations à découpage au moment de la mise en circuit ou de la remise en circuit. Les circuits de commande qui accomplissent correctement les fonctions souhaitées peuvent être montés aussi bien avec des transistors qu'avec des circuits intégrés de commande spéciaux.

4. Régulation

Le processus de réglage des variations de l'alimentation ou de la charge s'effectue, pour les alimentations à découpage, par la variation du rapport cyclique des impulsions pour une fréquence fixe ou variable. La commande peut s'effectuer soit avec des composants discrets, soit avec des circuits intégrés.

La disposition du montage de régulation, au primaire ou au secondaire, est importante ainsi que la transmission du signal de régulation ou éventuellement des signaux de protection à couplage optique ou par transformateur.

Lorsque plusieurs tensions sont produites, il faut choisir l'une d'elles comme grandeur de réglage. Cette tension est ensuite réglée avec la plus grande précision. Le réglage des autres tensions est moins réussi. Elles doivent être éventuellement stabilisées par des régulateurs à distance ou en parallèle bien adaptés. Lors du développement d'appareils électroniques, il fallait déjà veiller tout particulièrement à ce que ceux-ci soient insensibles à la variation de la tension. Par ce moyen, on peut économiser beaucoup de frais de filage et de réglage ultérieurs.

5. Parasites

Les alimentations à découpage produisent des parasites. La découpe du signal provoque des parasites sous forme de bandes étroites qui ne doivent pas dépasser les valeurs limitées fixées en général à partir de 10 kHz .

Par un montage pourvu d'une bonne protection pour l'alimentation à découpage et tout particulièrement pour le transformateur, on parvient à limiter l'émission de tensions parasites et à diminuer les coûts d'antiparasitage.

Dans la **figure 3a**, le transformateur est conçu pour la séparation galvanique, en plus de la transformation. Si l'on monte dans le circuit primaire un semi-conducteur (Tr) commutant périodiquement à haute fréquence, il se forme sur chaque enroulement primaire et secondaire une oscillation rectangulaire dont les fronts sont très rai-

Puissance (W) >	1-10	10-100	100-300	300-1000	1000	> 3000
Transformateur de blocage mono-alternance	x	x	x			
Transformateur à passage à mono-alternance	x	x	x			
Demi-pont en push-pull			x	x		
Pont en push-pull			x	x	x	
Alimentation parallèle en push-pull			x	x	x	x

Tableau 1. - Choix d'un transformateur en fonction de la puissance

Figure	1*)	2*)	4	5 a	5 b	5 c	5 d	6	7	8	9 a	9 b	10 a	10 b	11	12	13	14
Transfo de blocage monoalternance			x	x	x			x	x									
Transfo à passage à monoalternance						x	x		x	x								
Transformateur en push-pull													x	x				x
Demi-pont en push-pull											x	x			x		x	x
Pont en push-pull											(x)	(x)				x	(x)	x
Commande extérieure			x	x			x	x	x	x	x		x		x	x	x	x
Oscillation libre			x	x	x	x	x	x	x	x		x		x	x	x	x	
Séparation du réseau	x	x		x	x	x	x	x	x	x	x	x	x	x	x	x	x	x
Régulation des variations de l'aliment.		x	x	x	x	x	x	x	x	x	(x)	(x)	x	(x)	(x)	(x)	(x)	(x)
Régulation des variations de la charge		x	x	x	x	x	(x)	x	x	x	(x)	(x)	x		(x)	(x)	(x)	(x)
Vaste domaine de réglage		x	x	x			(x)	x	x	x			x					
Tension de sortie réglable		x	x	x		(x)	(x)	x	x									
Redresseur demi-pont			x	x	x	x	x	x	x	(x)	(x)							
Redresseur double alternance	x	x				x	(x)				x	x	x	x	x	x	x	
Pont redresseur	x	x				x					x	x	x	x	x	x	x	
Redresseur avec cond. de filtrage	x	x		x	x	(x)	x	x	x	x	x	x	x	x	x	x	x	
« Charge de lampe » sans redresseur	x	x			x	x		x		x	x	x	x	x	x	x	x	x
Rendement élevé	x		x	x	x	x		x	(x)	x	x	x	x	x	x	x	x	x
Faible tension de blocage du transist.		x	x						x		x	x			x	x	x	
Faible tension parasite		x			x	x	(x)					x		x			(x)	
Convertisseur 60 Hz/ 50 Hz																		x

* Alimentation classique (x) sous certaines conditions

Tableau 2. - Critères pour le choix du principe de conversion adéquate

des et englobent un vaste spectre de fréquences. Dans la **figure 3b**, l'enroulement primaire et l'enroulement secondaire sont reliés entre eux par la capacité d'enroulement C_3 et sont couplés magnétiquement. Les condensateurs C_1 et C_2 provoquent un court-circuit partiel de la tension parasite primaire et secondaire, mais les générateurs produisent également une tension parasite dirigée vers la masse, et par conséquent vers la terre. De plus, les générateurs ont un effet additif sur la capacité d'enroulement C_3 vers le réseau et la charge. Il en résulte donc en principe un dipôle ouvert, lié à la fréquence et asymétrique (**fig. 3c**). Pour diminuer l'effet d'antenne qui en résulte, on peut relier à la terre ou mettre au neutre le côté primaire et secondaire, lorsque cela est autorisé.

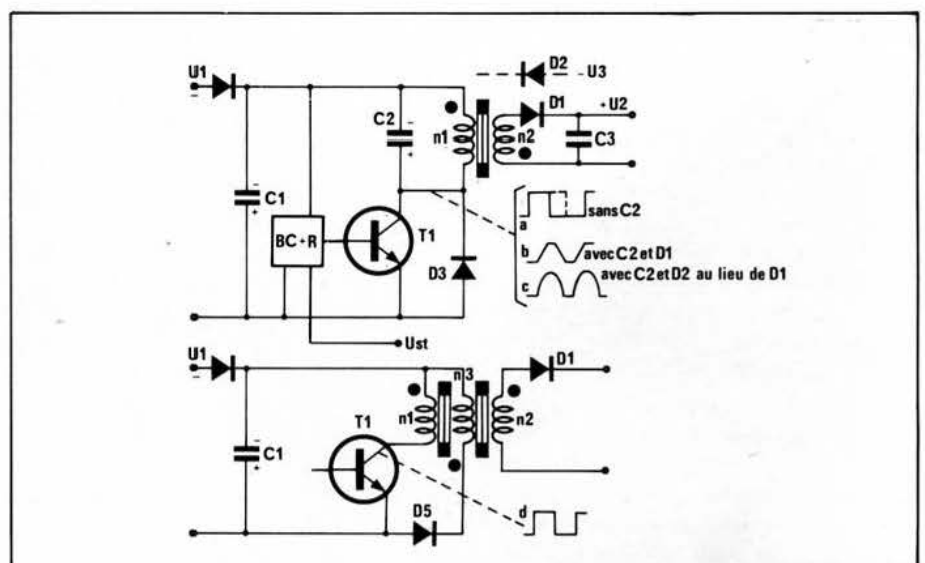


Fig. 5a. à 5d. - Transformateur monoalternance avec séparation du secteur.

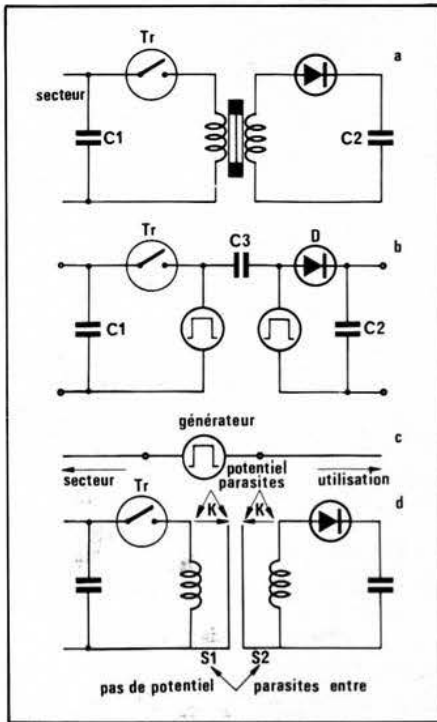


Fig. 3a à 3d - Apparition des parasites et leur diminution en isolant séparément les enroulements primaires et secondaires du transformateur.

Si la mise à terre primaire ou secondaire n'est pas possible, on obtient une nette diminution de C_3 en isolant séparément les enroulements primaires et secondaires du transformateur (fig. 3d).

Chaque protection provoque un court-circuit HF grâce à un couplage capacitif de sorte que les protections présentent un potentiel parasite fortement affaibli. Si la sortie « chaude » de l'enroulement est disposée à l'intérieur de la protection et si l'extrémité « froide » est éloignée de la protection, l'effet de cet antiparasitage est encore amélioré.

Dans les protections mêmes, seule la tension d'un bobinage est induite. Il importe que les tensions d'antiparasitage s'annulent mais ne s'additionnent pas.

Il faut veiller à ce que les écrans de protection ne produisent pas de pertes, c'est-à-dire qu'ils doivent être minces et ne pas présenter de court-circuit. L'isolation de la tension se situe entre les deux protections. Il est à noter que d'autres parasites, moins importants, sont provoqués par les diodes et peuvent être supprimés en utilisant des éléments RL appropriés.

6. Critères de choix

Le tableau 2 indique les critères les plus importants pour choisir le principe de conversion approprié. Le choix du transformateur en fonction de la puissance de conversion s'effectue d'après

le tableau 1. Les limites indiquées ici ne sont à considérer que comme des indications et peuvent différer d'un cas à un autre. Le transformateur de blocage à monoalternance est particulièrement adapté pour la production de fortes tensions secondaires, la conversion de la tension dépendant non seulement du rapport de conversion, mais aussi du rapport cyclique. Le transformateur à passage et le transformateur en push-pull ne donnent en principe qu'une conversion de tension qui correspond au rapport de transformation du transformateur. Pour les fortes tensions, seul le transformateur en push-pull entre en ligne de compte car il peut être connecté électriquement dans le cas d'un fonctionnement polyphasé.

Montages de base

Nous allons décrire ci-dessous quelques montages de base concernant des alimentations à découpage tout en tenant compte du résumé, toutes les variantes possibles ne sont pas mentionnées ici.

1. Transformateur à fuites

La figure 4 montre le principe de montage d'un transformateur à fuites. Le transistor commute jusqu'à la saturation périodiquement. La tension U_s est hachée à la fréquence de 20 kHz, par exemple, puis, au moyen d'une self qui fonctionne comme réservoir d'énergie, transformée en une tension de sortie U_2 .

Le rapport de la tension de sortie sur la tension d'entrée correspond au rapport cyclique des impulsions.

Le transformateur à fuites peut fonctionner commandé à fréquence fixe ou avec une fréquence libre. Son application principale est la modulation à faible puissance.

2. Transformateur de blocage rectangulaire à monoalternance avec séparation galvanique du secteur

Dans le montage de la figure 5, mode de fonctionnement a, apparaît une tension rectangulaire. Pendant la phase de blocage du transistor, le récepteur est chargé sur la diode D_1 et le condensateur C_3 . Le montage peut être commandé par un couplage de réaction, par une commande extérieure ou par oscillation libre. L'inductance de fuite du transformateur doit être maintenue la plus petite possible sinon il apparaît des suroscillations de très grande amplitude. Cette oscillation possède des harmoniques, ce qui crée de fortes tensions parasites. On

peut régler ou moduler la tension de sortie par le rapport cyclique en complétant le montage. Le courant du collecteur est de forme triangulaire et n'a pas de partie négative. Le côté secondaire est séparé galvaniquement du côté alimentation.

3. Transformateur de blocage trapézoïdal avec séparation galvanique du secteur

Dans le montage figure 5, fonctionnement mode b, apparaît une tension trapézoïdale due au fait que le condensateur C_2 ralentit les commutations de tension, c'est-à-dire incline les flancs. Pendant la phase de blocage du transistor, le transformateur est chargé sur la diode D_1 . Ce mode de couplage ne peut fonctionner qu'en oscillation libre. Comme en fonctionnement rectangulaire, le transistor est porté à la saturation ($R_{sat} = 0$). Des moyens simples de commande du transistor permettent de très faibles pertes dues aux flancs et une bonne tenue aux surtensions et aux courts-circuits. Certaines limites sont fixées pour le domaine de réglage et le facteur de filtrage. Les transistors nécessaires au fonctionnement en 200 V ~ doivent pouvoir supporter 1000 V = .

Le courant du collecteur est de forme triangulaire et a une partie négative qui peut être diminuée ou éliminée par la diode de récupération.

4. Transformateur de passage sinusoïdal à monoalternance avec séparation galvanique du secteur

Il apparaît dans la figure 5 c une tension en forme de sinusoïde tronquée qui est chargée sur la diode D_2 pendant la phase de conduction (au lieu de la diode D_1). Ce qui a été dit au paragraphe précédent est également valable dans ce cas. L'inductance de fuite du transformateur doit être assez importante pour permettre d'obtenir une régulation suffisante. Le courant collecteur a une forme triangulaire et peut avoir une partie négative lors de la décharge de l'alimentation à découpage. Le montage peut supporter des courts-circuits et des surcharges.

5. Transformateur de passage rectangulaire à monoalternance avec séparation galvanique du secteur

La figure 5d montre un transformateur dont la phase de conduction est transmise par la diode D_1 . Ce transformateur peut fonctionner aussi bien de façon synchronisée qu'en oscillation libre.

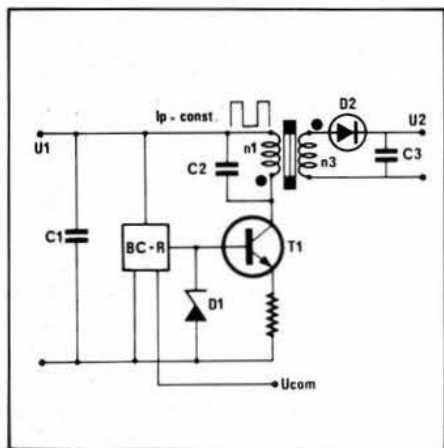


Fig. 6. - Transformateur de blocage avec impulsions de courant constantes.

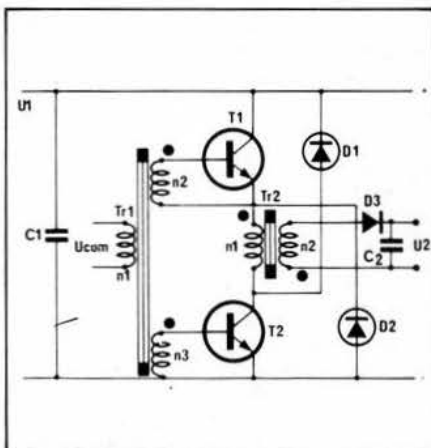


Fig. 7. - Transformateur à monoalternance avec deux transistors.

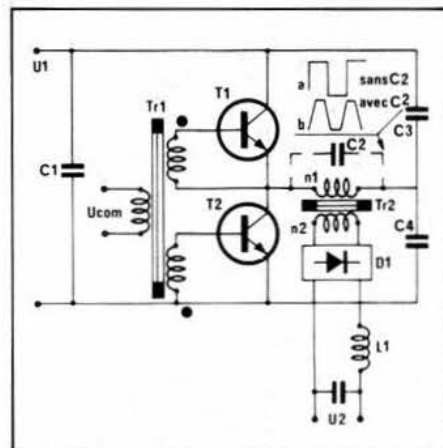


Fig. 9. 9a, 9b - Transformateur push-pull dans un montage en pont (alimentation série).

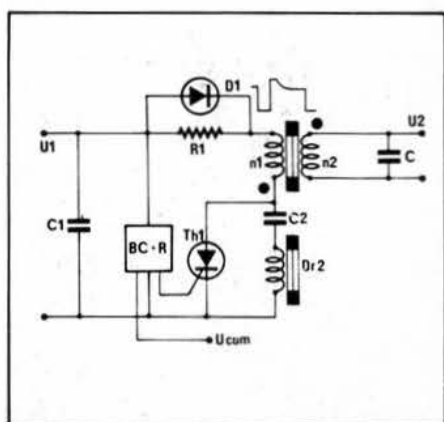


Fig. 8. - Transformateur de blocage à monoalternance avec un thyristor rapide.

Pendant la phase de blocage, l'énergie est récupérée par la bobine n_3 et ramenée à l'alimentation par la diode D_5 . Les comportements en commutation et parasites sont décrits plus haut et doivent être améliorés. La tenue en surcharge et aux courts-circuits doit être assurée par une limitation du courant de crête collecteur. Outre une forme triangulaire, le courant collecteur peut prendre une forme pratiquement rectangulaire, ce qui permet de mieux utiliser le courant de crête du transistor de commutation.

6. Transformateur de blocage avec impulsions de courant constantes

La figure 6 montre un transformateur de blocage alimenté en impulsions de courant constantes par le transistor. Le transistor de commutation est commandé sur sa base par des impulsions de tension régulées par une diode zéner. Il fournit ainsi une impulsion de courant collecteur constant dans le transformateur.

Le transistor fonctionne en tant que commutateur et aussi en tant que générateur de courant constant dans la partie active du réseau de courbes caractéristiques. Cette alimentation

possède donc une très grande résistance interne. De plus l'énergie fournie dans le transformateur et à la sortie est totalement indépendante des variations de la tension du secteur. La dissipation au transistor est relativement importante. Dans une configuration avec condensateur C_2 et transformateur à dispersions, on peut alimenter une lampe à incandescence sans redressement (projecteurs de films et diapositives). Une bonne résistance aux courts-circuits est assurée.

7. Transformateur à monoalternance avec deux transistors

Le transformateur représenté en figure 7 fonctionne avec deux transistors commandés simultanément. Les deux diodes D_1 et D_2 limitent les tensions de blocage des transistors à la valeur de la tension d'alimentation. Il ne peut donc pas apparaître de fortes tensions de blocage sur les transistors. Autre avantage : il ne peut apparaître qu'un très faible courant transitoire, au cours de la mise en circuit, à travers les transistors à cause du transformateur branché en série. Si les diodes sont très rapides, pratiquement aucun courant de dérivation ne peut passer.

8. Transformateur de blocage à monoalternance avec un thyristor rapide

La figure 8 montre un transformateur à monoalternance avec un thyristor tel que ceux utilisés dans les téléviseurs couleurs pour la déflection horizontale. Il faut ici un circuit particulier pour assurer le blocage du thyristor. Pour ce faire, on se sert d'un circuit oscillant (circuit résonnant LC série).

La diode D_1 évite une chute de tension pendant la conduction du thyris-

tor. Elle amortit l'ondulation pendant la phase de blocage t_2 . Le montage peut fonctionner en oscillation libre ou avec une commande extérieure. La régulation de la tension de sortie s'effectue par variation de la fréquence. Les pertes dues aux flancs et les tensions parasites sont élevées. La régulation (ou le réglage) de la tension secondaire peut s'obtenir en faisant varier la fréquence (variation indirecte du rapport d'impulsion). Le thyristor s'est révélé être un composant sûr dans les alimentations à découpage.

9. Transformateur push-pull dans un montage en pont (alimentation série)

Les transistors T_1 et T_2 sont montés en série (fig. 9) et forment un montage en pont avec les condensateurs C_3 et C_4 . La tension de blocage des transistors est inférieure à la tension d'alimentation. La tension continue est hachée en une oscillation rectangulaire d'amplitude $U_1/2$ transformée par le transformateur Tr_2 et redressée par la diode D_1 . L'oscillation rectangulaire est convertie en une oscillation trapézoïdale avec le condensateur C_2 (fig. 9b). Ceci a l'avantage de permettre une mise en circuit idéale du fonctionnement auto-oscillant, et d'éviter des courants de dérivation dangereux. Les flancs deviennent moins raides et les tensions parasites s'affaiblissent. A la place de la diode D_1 , on peut mettre en place un doubleur de fréquence ou un redresseur en pont. Les diodes sont chargées uniformément. L'oscillation rectangulaire ou trapézoïdale doit être symétrique ($t_1 = t_2$). Si l'on prend à la place des condensateurs C_3 et C_4 des transistors comme dans la branche gauche du pont, on obtient un pont complet où les demi-périodes ont pour amplitude la tension d'alimentation. Les courants collecteurs peuvent avoir une forme triangulaire ou une forme approximativement rectangulaire.

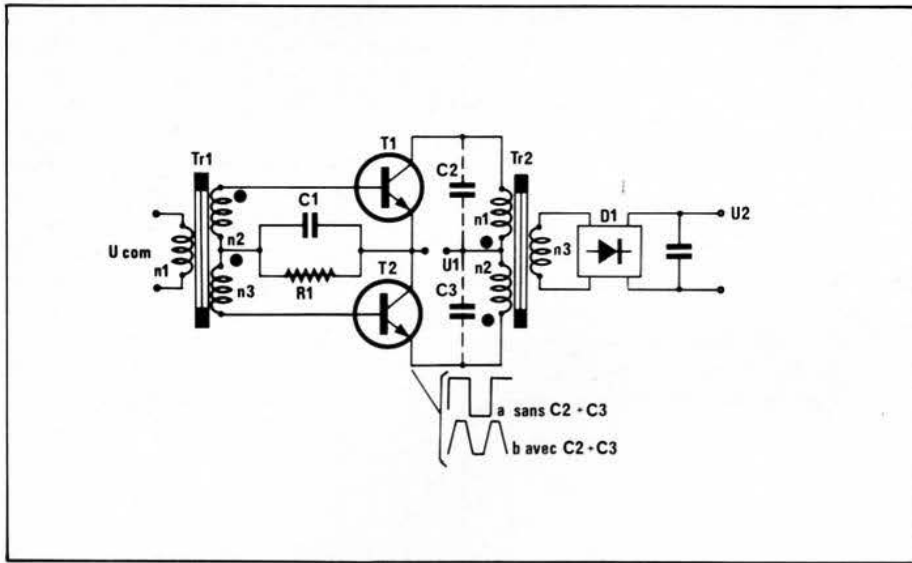


Fig. 10. - Transformateur push-pull (alimentation parallèle).

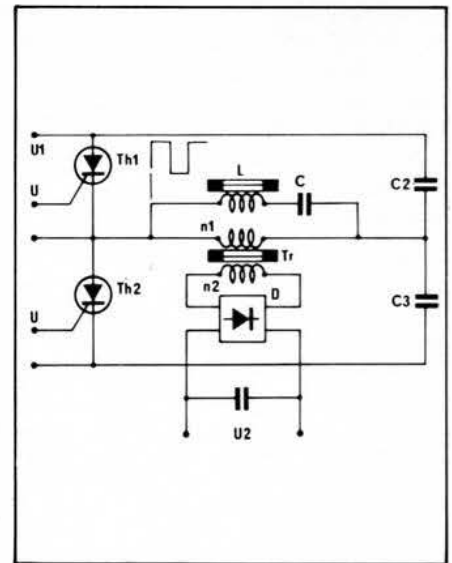


Fig. 11. - Transformateur à thyristor en push-pull montage en demi-pont.

10. Transformateur push-pull avec tension de sortie réglable

Dans la figure 9a, la diode D₁ est montée comme un redresseur monoalternance, la tension de sortie peut varier sur Tr1 en fonction de la commande extérieure du rapport d'impulsion. Pour chaque réglage, la sortie peut être chargée ou déchargée sans que la tension de sortie ne dépasse pour autant les limites admises. Ceci est également valable sans réglage pour le courant de charge dans une certaine plage. Ce principe peut être réalisé avec des transistors complémentaires et évite ainsi le transformateur pilote.

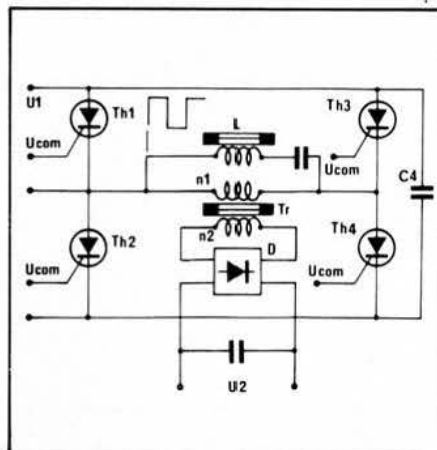


Fig. 12. - Transformateur à thyristor en push-pull montage en pont.

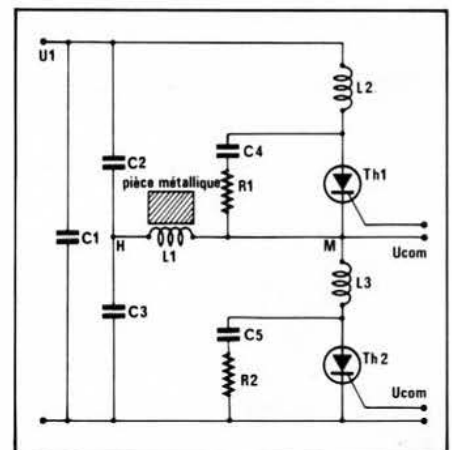


Fig. 13. - Demi-pont à thyristor pour échauffement inductif.

11. Transformateur push-pull (alimentation parallèle)

Le montage figure 10 est un montage push-pull classique. Il est essentiellement utilisé pour de petites ou moyennes tensions d'alimentation. Les transistors commutent alternativement sur le bobinage push-pull du transformateur et de ce fait le circuit primaire ne fonctionne qu'à moitié. Le volume occupé par la bobine n'est donc pas pleinement utilisé. En fonctionnement sur tension secteur (250 V~), il apparaît des tensions de collecteur d'au moins 700 V. Ce montage présente cependant l'avantage de pouvoir transposer une puissance doublée comme dans le montage figure 9, pour un courant collecteur constant. Le redressement s'effectue également en double alternance. Les courbes de tension peuvent avoir des formes rectangulaires, trapézoïdales ou sinusoïdales. Pour une commande de base et une connexion collecteur (C₂, C₃) correctes, les pertes dues aux flancs sont extrêmement faibles.

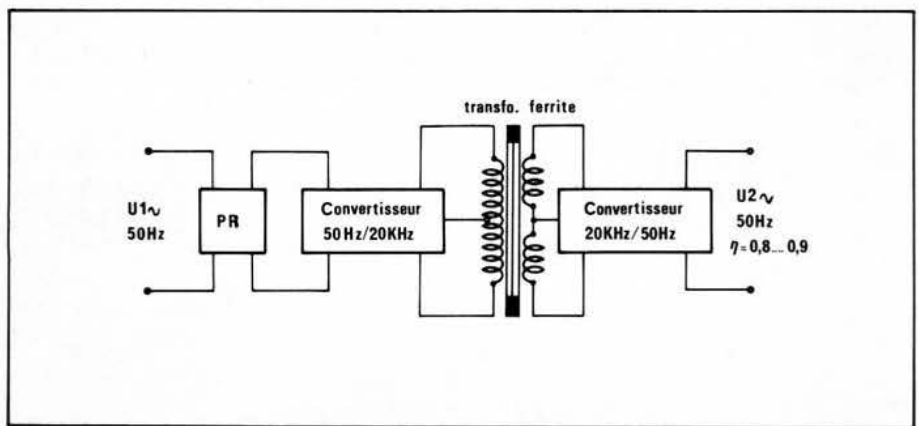


Fig. 14. - Transformateur 50 Hz/50 Hz avec transformateur en ferrite > 2 kW.

12. Montage en pont avec thyristors rapides

Dans la figure 11, les thyristors Th1 et Th2 sont situés dans une branche du pont, les condensateurs C₂ et C₃ étant situés dans l'autre. Pour le montage des thyristors, il est nécessaire d'avoir un circuit de commutation de haute qualité se composant d'un condensateur (C₁) ayant de faibles pertes et d'une self inductance L.

Plus la tension sortie est grande, plus

l'impédance caractéristique $\sqrt{L/C}$ du circuit de commutation doit être petite. La période du circuit de commutation doit être inférieure à la demi-période de la fréquence de base du générateur. Un générateur commande alternativement Th1 et Th2. Le transformateur de sortie est ainsi actionné en push-pull. Le doublement de la puissance est une propriété du pont complet à thyristor (fig. 12). Les condensateurs C₂ et C₃ sont remplacés par les thyristors Th3 et Th4.

La figure 13 montre un montage en demi-pont adapté pour le chauffage inductif et ne contenant pas de circuit de désexcitation. La désexcitation s'effectue grâce au circuit série $L_1 / (C_2 + C_3)$. Avec une faible consommation de puissance, il se produit au point H une forte tension de résonance.

Pour des hautes puissances à fournir, on utilise pour le refroidissement des « diodes de courant inverse » séparées, c'est-à-dire qui ne sont pas intégrées avec le thyristor.

Les éléments R_1, C_4, L_2 et R_2, C_5, L_3 servent à atténuer les suroscillations et à régler les pentes correspondantes de tension et de courant.

13. Transformateur 50 Hz/ 50 Hz

Les convertisseurs de courant alternatif 50 Hz/ courant alternatif 50 Hz

peuvent remplacer les lourds transformateurs à tôles. La figure 14 montre la disposition de base d'un tel convertisseur.

Le principe de fonctionnement est identique à celui d'une alimentation à découpage, mis à part que les demi-ondes sinusoïdales négatives et positives sont associées pour former au secondaire une tension alternative, conformément à leur polarité et à la fréquence de commutation. Il est donc nécessaire d'utiliser en plus un deuxième convertisseur de retour à 50 Hz.

Conclusion

Il résulte de l'étude précédente que dans un proche avenir, les systèmes à découpage devraient prendre de plus en plus la relève des circuits à fonc-

tionnement linéaire chaque fois qu'une conversion de puissance doit se faire avec un excellent rendement, c'est-à-dire essentiellement dans les domaines des moyennes et fortes puissances. Economie d'énergie donc, mais aussi gain de volume et de poids découlant d'un fonctionnement à fréquence élevée, tels sont les arguments essentiels en faveur des alimentations à découpage, aussi bien en environnement industriel que grand public, à la condition essentielle que soient parfaitement maîtrisés les problèmes d'anti-parasitage vis-à-vis de l'appareil alimenté autant que vis-à-vis de son environnement électrique et électronique.

A. Vraix

d'après des documents Siemens



MB ELECTRONIQUE

UN ATOUT DE PLUS



Multimètres **FLUKE**
2000 pts

la race des gagnants

8020 A ● 7 fonctions ● précision : 0,1% (1 an 23°C ± 5°C).
● garantie portée à 2 ans ● résistance de 0,1Ω à 10 GΩ...
● testeur de transistors. ● 998 F HT*.
8024 A ● 9 fonctions ● mesure de °C de -20 à +1200°C avec thermocouple ● mémoire sur les fonctions V et I ● test de continuité et détecteur de niveaux avec signal sonore ● précision : 0,1% (1 an 23°C ± 5°C). ● 1.295 F HT*.
8022 A ● 6 fonctions ● précision : 0,25% (1 an 23°C ± 5°C)
● testeur de diodes ● cordons de mesure protégés ● 780 F HT*.
Ces multimètres sont disponibles partout en France, chez tous les distributeurs CDME. * Prix au 1/12/79.

m
B électronique

Tél. 956 81 31
Telex : 695 414
Zac de Buc - BP 31
78530 BUC

M.
Société Activité.....
Adresse Tél.....
est intéressé par les 8020A 8024A 8022A

Le montage décrit dans cet article permet de transmettre des informations codifiées en hexadécimal à partir d'un clavier sur des distances de plus de trois cents mètres en terrain découvert ou entre étages d'un même immeuble.

Transmission d'informations par ondes électromagnétiques

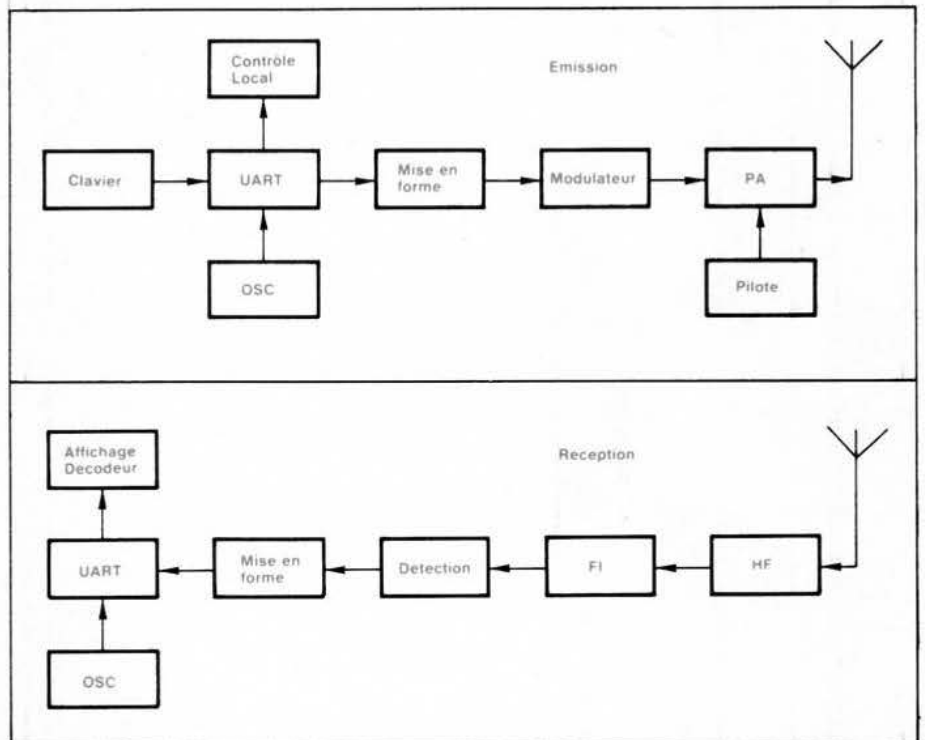


Fig. 1. - Schéma de principe.

Principe

On peut le voir à la figure 1.

a) L'émetteur

Les informations du clavier arrivent directement sur les bornes d'entrées d'un U.A.R.T. (AY 1014 ou AY 1015) circuit bien connu (voir Electronique Application n° 8 page 85).

Ces informations sont retransmises en série sur la borne SO de l'U.A.R.T. passent par un photocoupleur pour adaptation de tension. Elles sont mises en forme et commandent le modulateur. Le mélange des signaux du pilote

et du modulateur se retrouvent sur le PA et attaquent l'antenne.

b) Récepteur

C'est un superhétérodyne. Un étage HF et oscillateur local donne une fréquence intermédiaire de 475 kHz. Après amplification et détection il y a une mise en forme logique du signal et celui-ci est reçu sur la borne SI d'un U.A.R.T. Il transforme le message série en message parallèle (translation). Les bornes de sorties parallèles commandent un décodeur hexadécimal. Le code reçu est affiché sur la LED correspondante (1 à F).

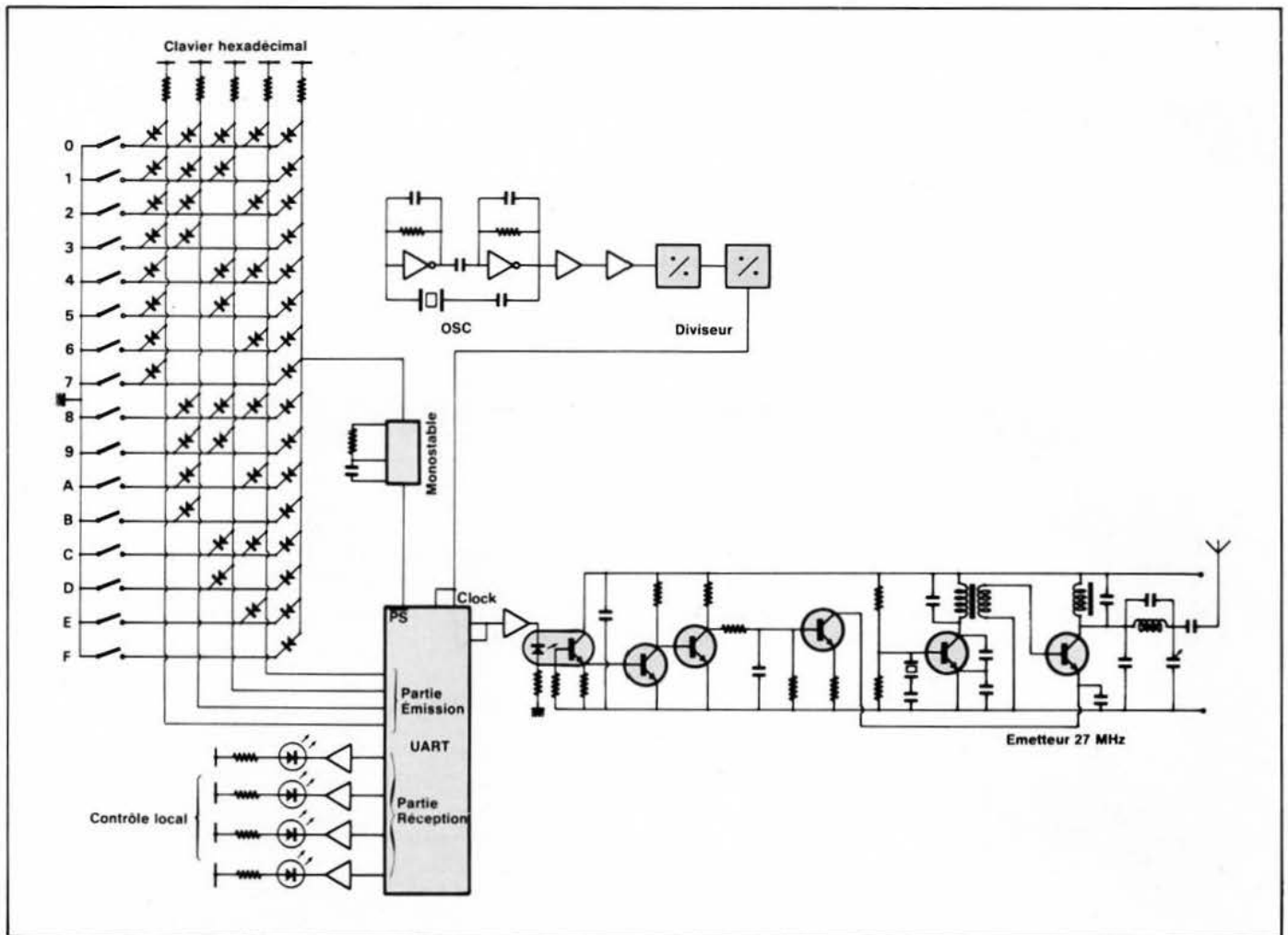


Fig. 2. - L'émetteur.

Description

1. L'émetteur (fig. 2) 27,275 MHz

a) Le clavier (fig. 3)

A partir de touches classiques celles-ci sont codifiées en hexadécimal sur quatre fils 1-2-4-8. Un cinquième fil permet d'avoir la reconnaissance d'une touche enfoncée.

b) U.A.R.T.

(Voir *Electronique Applications* n° 8, page 85) (fig. 3)

Les informations codifiées du clavier sont transmises sur les bornes 26.27.28.29. de l'U.A.R.T. Le cinquième fil commande un monostable (1/2 74C221) qui délivre le signal DS sur la borne 23 de l'U.A.R.T. Son oscillateur est un montage classique à quartz et après division par les deux 4024, on obtient une fréquence de 9600 Hz ce qui correspond à une émission de 600 Bd. A la réception du signal, l'U.A.R.T. transmet sur la borne 25 (SO) le message série.

c) Contrôle local (fig. 3)

La liaison entre la borne SO et SI permet de mettre en évidence sur LED

le code émis du clavier qui se retrouve sur les fils 12.11.10.9.

d) Mise en forme - Modulateur (fig. 4)

La sortie du message série commande un photocoupleur qui permet d'adapter la tension logique de 5 V avec la tension 9 V de l'émetteur. On trouve ensuite une mise en forme faite par deux transistors 2N2222 et le modulateur AC187.

e) Le pilote (fig. 5)

Le quartz travaille en résonance série ; la réaction est entretenue par le condensateur de 10 pF entre émetteur et collecteur.

La fréquence pilote est recueillie par un enroulement couplé serré autour de L₁. Point B.

f) Le PA (fig. 6)

L'étage de puissance HF est réalisé par un 2N2218. Il reçoit d'une part la fréquence pilote sur sa base et d'autre part la modulation sur son émetteur. Il travaille en classe C. Les impulsions du modulateur correspondent en réalité à des interruptions d'émission.

La sortie est filtrée par un circuit en π jouant le rôle d'adaptation d'impédance

(grande tolérance d'antenne). En l'absence d'émission (PA = 0 ; pilote = 1), le pilote rayonne toujours (30 à 50 mW). Faire attention aux courtes distances.

2. Le récepteur (fig. 7)

a) Étage HF (fig. 8) : 26,8 MHz

Un oscillateur local utilise un quartz en partiel 3 et travaille en résonance série. La réaction est entretenue par une capacité entre émetteur et collecteur ; l'inductance de charge du collecteur L₄ est couplée sur le circuit d'entrée. Le battement qui en résulte fait apparaître une composante à la fréquence F = FO celle-ci est recueillie sur L₅ et est transmise au point O.

b) Étage FI (fig. 9) : 475 kHz

Quatre étages d'amplification accordés sur FO permettent d'avoir une bonne sélectivité. On remarque également la ligne de CAG en E. La fréquence FI est recueillie sur l'enroulement FG.

c) Étage détection (fig. 10)

Une diode au silicium est polarisée par une résistance de 22 k Ω . Le tran-

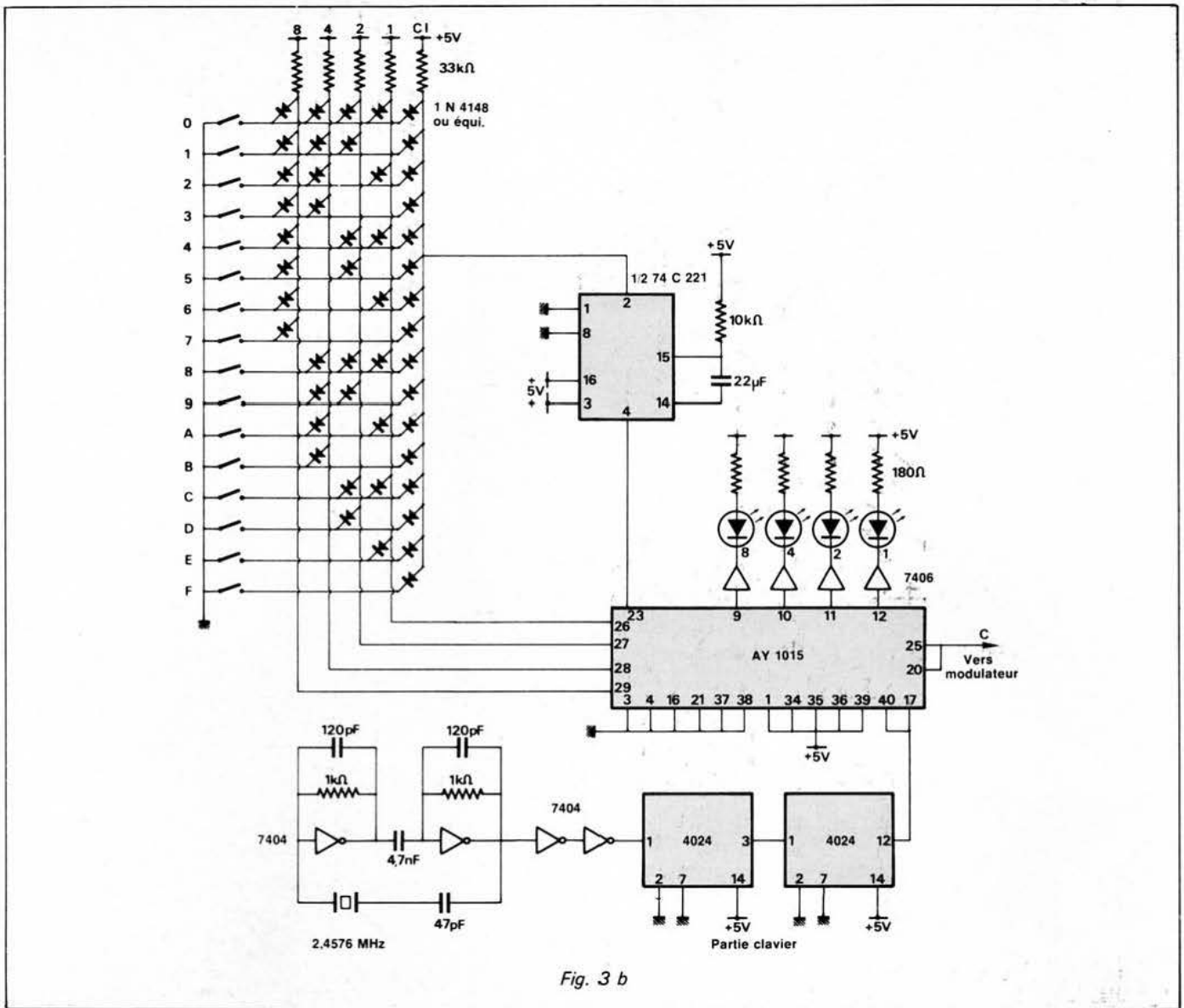


Fig. 3 b

Fig. 3. - Partie clavier et code hexadécimal.

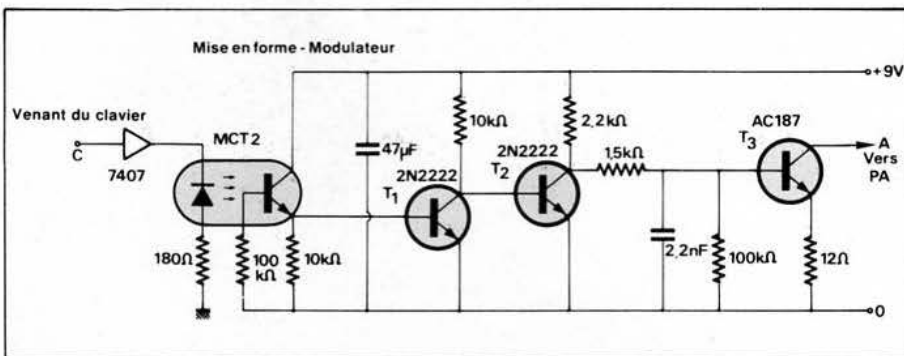


Fig. 4. - Mise en forme. Modulateur.

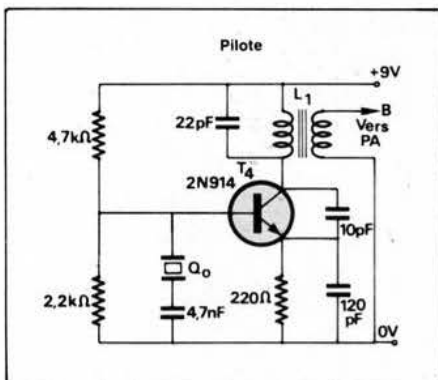


Fig. 5. - Le pilote.

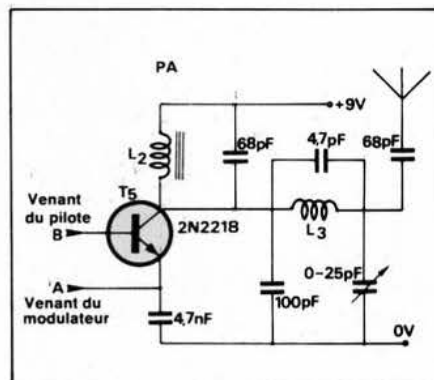


Fig. 6. - Le PA.

Touche	8	4	2	1
0	0	0	0	0
1	0	0	0	1
2	0	0	1	0
3	0	0	1	1
4	0	1	0	0
5	0	1	0	1
6	0	1	1	0
7	0	1	1	1
8	1	0	0	0
9	1	0	0	1
A	1	0	1	0
B	1	0	1	1
C	1	1	0	0
D	1	1	0	1
E	1	1	0	0
F	1	1	1	1

Code hexadécimal

Fig. 3 a

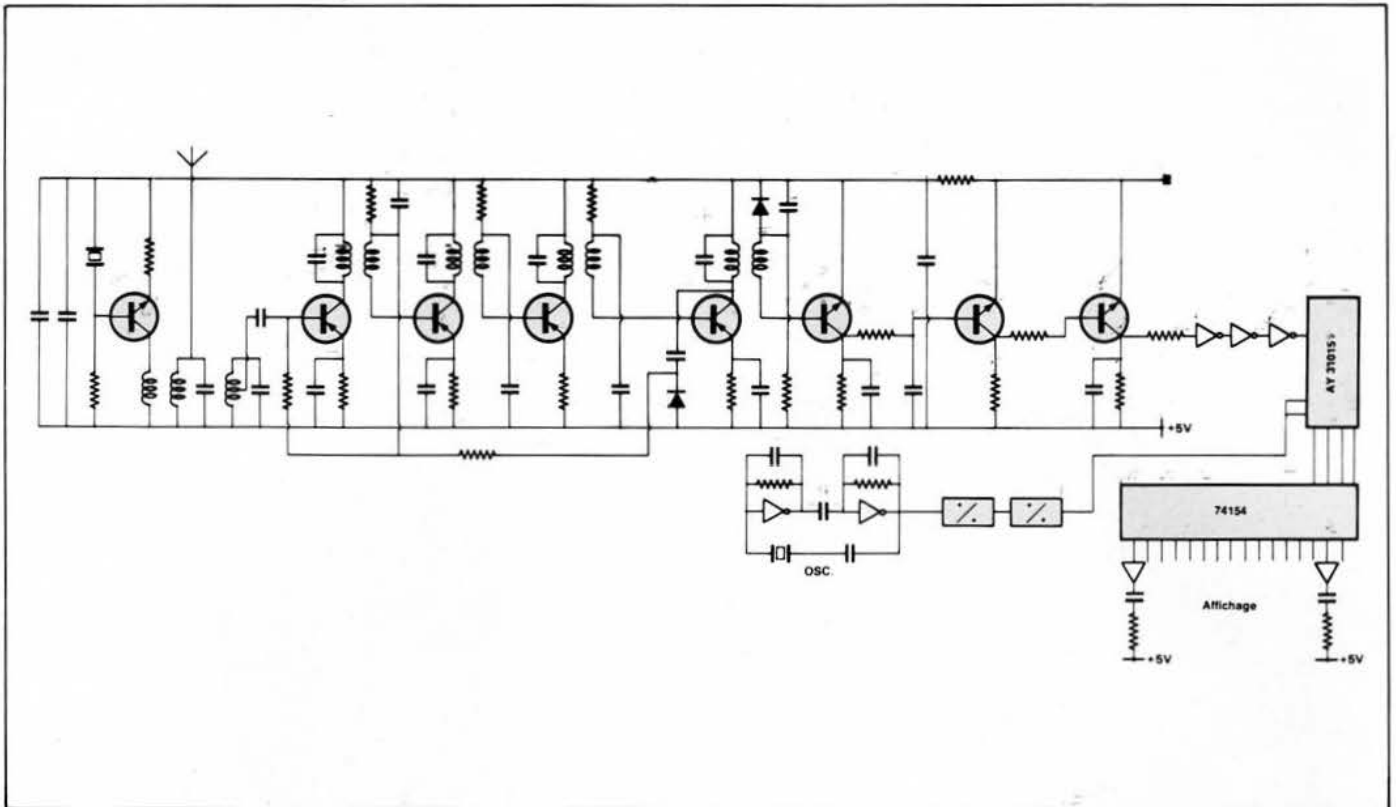


Fig. 7. - Le récepteur.

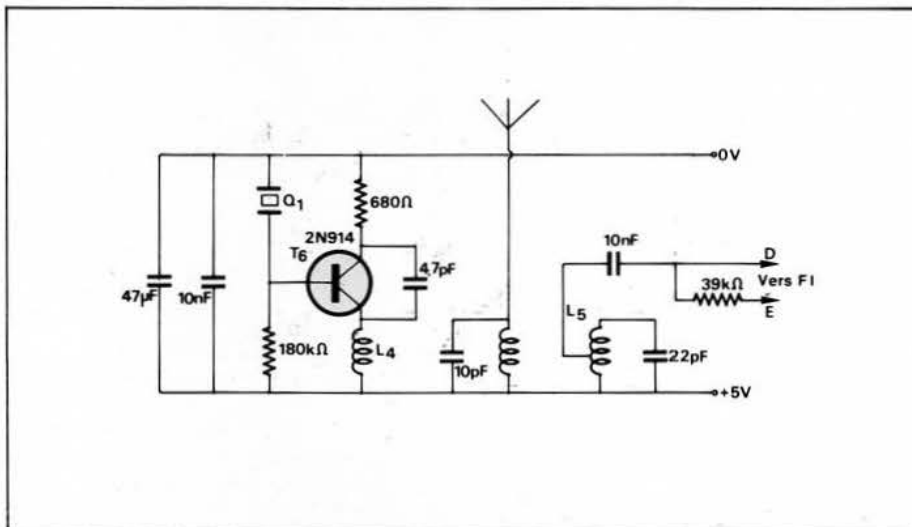


Fig. 8. - L'étage HF et l'oscillateur local.

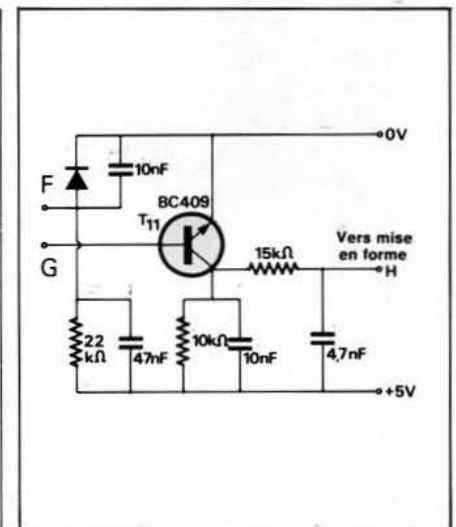


Fig. 10. - Détection.

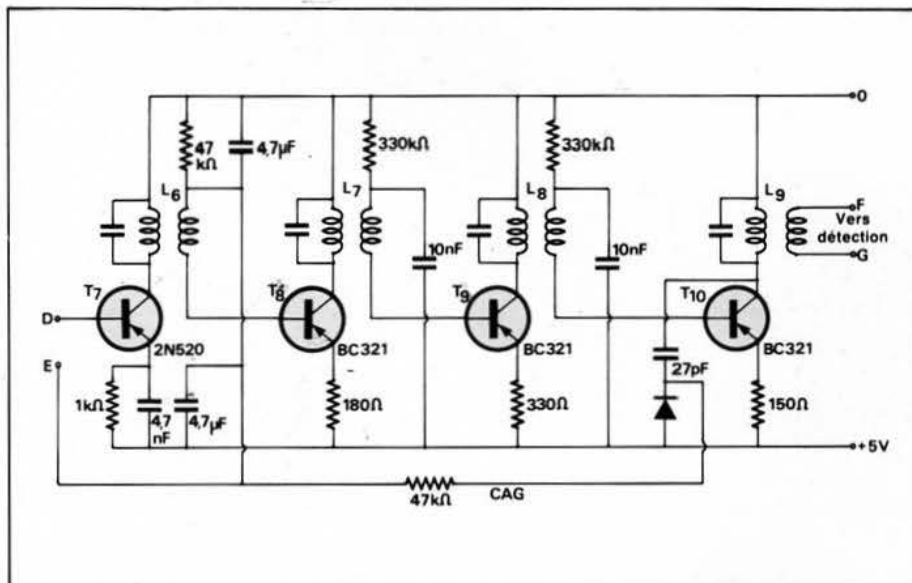


Fig. 9. - Étage F.I.

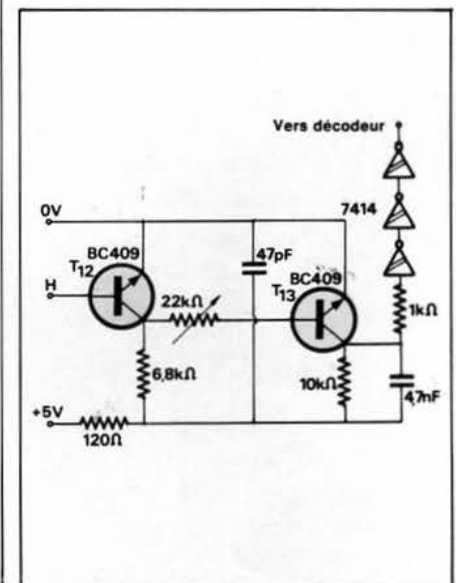


Fig. 11. - Étage de mise en forme.

sistor préamplificateur BC/409 est soumis lui aussi à cette polarisation à travers l'enroulement FG. En présence de la FI, les tensions négatives annulent la polarisation de la base, la tension détectée est recueillie au point H.

d) Mise en forme (fig. 11)

Elle est réalisée par deux BC409 ainsi que trois portes logiques 7414.

e) Décodeur et affichage (fig. 12)

Après la mise en forme les informations arrivent sur la borne entrée série de l'U.A.R.T. Celui-ci transforme cette information série en une information parallèle sur les bornes 12-11-10-9. Ces mêmes bornes sont reliées à un décodeur 74154. Une LED (de 1 à F) est alimentée suivant le code reçu. La position 0 correspondant à (0-0-0-0) est retenue comme position de repos, ce qui permet d'avoir la LED allumée en permanence suivant le code reçu ou par impulsion si ce code est suivi d'un 0.

3. Alimentation (fig. 13)

L'émetteur : + 5 V et 9 V.

Le récepteur : + 5 V.

A partir d'un transformateur de 220 V / 12 V, un pont de diode et une capacité de filtrage, on utilise des circuits de régulation 78L09 pour le 9 V et 7805 pour le 5 V.

Il est possible d'utiliser pour l'émetteur une batterie de 12 V sachant que la consommation est d'environ 150 mA.

Essais partie émission

Lorsque l'on met une tension positive ou un « 1 » à l'entrée du photocoupleur MCT2 on obtient un « 1 » sur l'émetteur du MCT2, un « 1 » sur la base du T₁, un « 0 » sur la base du T₂, un « 1 » sur le collecteur de T₂, « 1 » sur la base de T₃ et de ce fait on polarise l'émetteur du PA T₅ à travers la résistance de 12 Ω. On obtient donc une émission de porteuse de 26,800 kHz.

Lorsque l'on met une tension de 0 V ou « 0 » à l'entrée du photocoupleur MCT2, on obtient un « 0 » sur l'émetteur du MCT2, un « 0 » sur la base de T₁, un « 1 » sur la base de T₂, un « 0 » sur le collecteur de T₂, un « 0 » sur la base de T₃, on retire de ce fait la résistance de polarisation de l'émetteur et la porteuse disparaît.

En résumé : lorsque l'on applique un « 1 » on a émission de porteuse. Lorsque l'on applique un « 0 » on n'a pas d'émission. Bit à « 1 » émission. Bit à « 0 » pas d'émission.

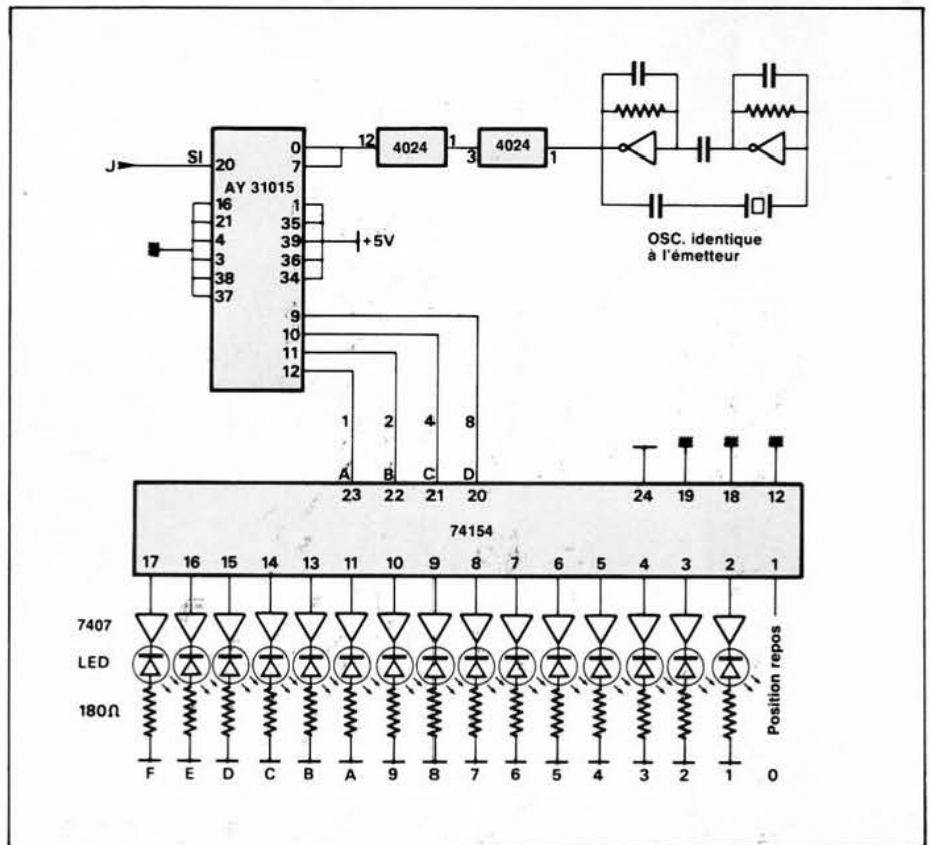


Fig. 12. - Décodeur et affichage.

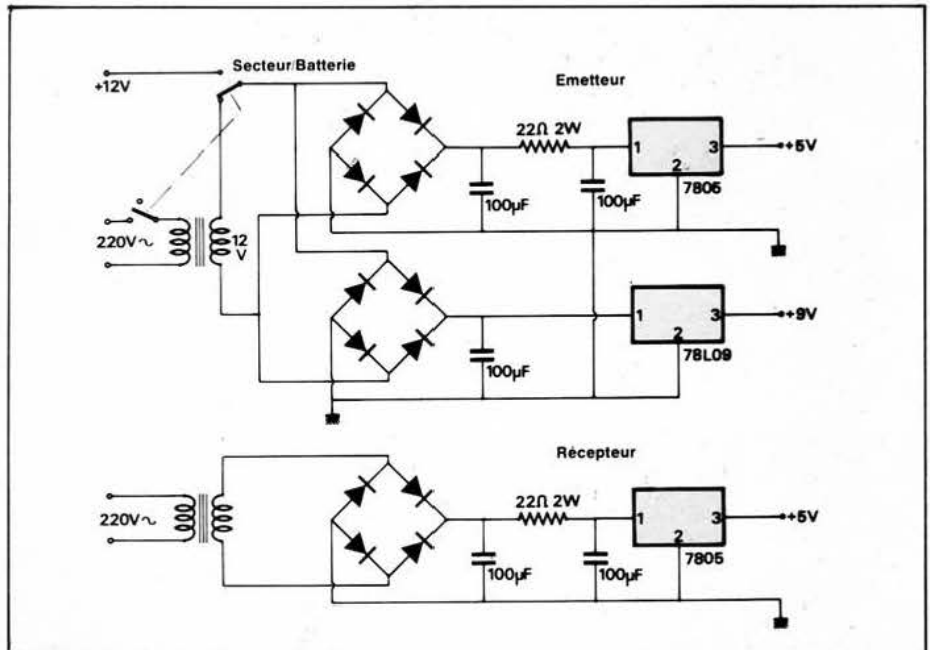


Fig. 13. - L'alimentation.

Références de quelques composants

L₁ = Ø 6,5 mm sur noyau 10 sp 40/100 jointives

L₂ = 22 μH moulé

L₃ = Ø 8 mm sur air 14 sp 60/100 jointives

L₄ = Ø 6,5 mm 2 sp 1/2 11 sp 40/100 jointives

L₅ = Ø 6,5 mm 14 sp 25/100 jointives

L₆ = F1 LLC 4827

L₇ = F2 LMC 4100A

L₈ = F3 LLC 4827

L₉ = F4 LLC 4827

Q₀ = 26,800 MHz

Q₁ = 27,275 MHz

MF = 475 kHz

Robert Charles
Ingénieur E.E.I.P.

Note

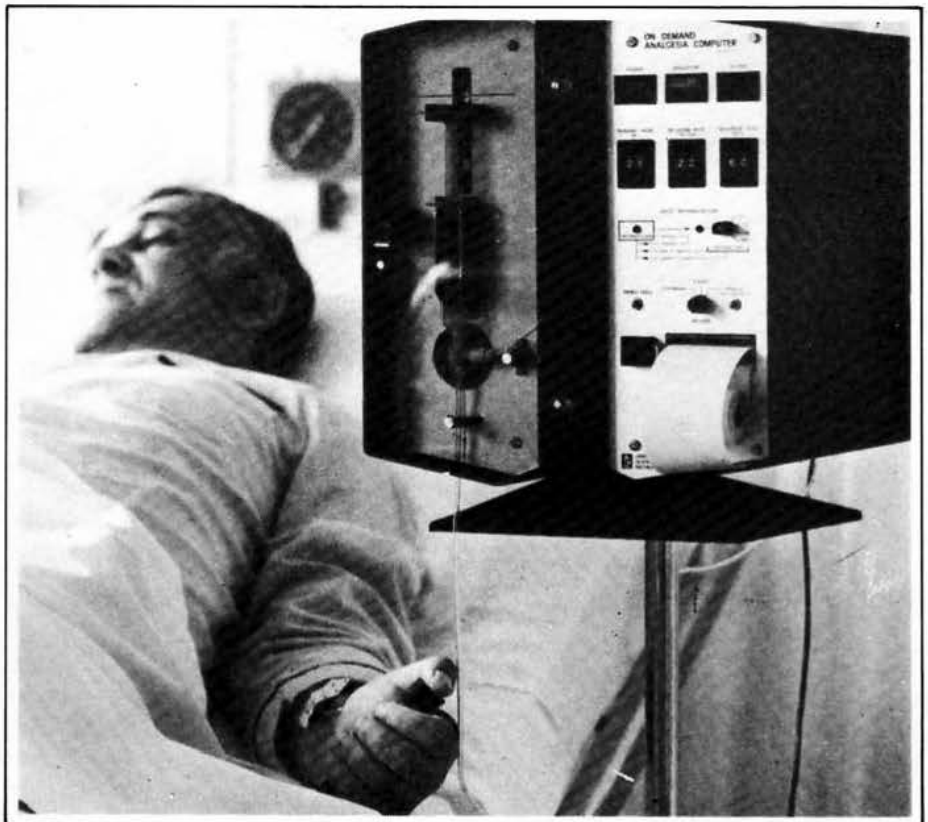
L'utilisation de ce système doit faire l'objet d'une autorisation émanant des P.T.T.

Dans l'avant propos de l'ouvrage de R. Dubois sur « l'anesthésie physiologique » (1894), l'éditeur n'hésite pas à écrire que « de toutes les découvertes dont la science a doté l'humanité, la plus merveilleuse et la plus bienfaisante est, sans contredit, celle de l'anesthésie, qui, depuis un demi-siècle, a épargné aux hommes et aux animaux tant de souffrances inutiles ».

La douleur n'est pas seulement une impression pénible, c'est également un facteur de réactions, par voie réflexe, dont les effets ne facilitent pas l'acte chirurgical. La suppression de la douleur peut se faire par analgésie : perte de la sensibilité, ou par anesthésie : perte de la sensibilité avec en plus perte de la conscience et résolution musculaire.

Ordinateur pour analgésie sur demande

Dans le premier cas, le patient est conscient et il peut contrôler lui-même l'intensité de la douleur. Cela représente un progrès certain et une amélioration de son confort. Que ce soit après une intervention chirurgicale (douleurs post-opératoires) ou au cours d'une surveillance médicale dans une unité de soins intensifs, l'emploi d'un ordinateur pour obtenir une analgésie sur demande est une solution intéressante. C'est le but de l'ODAC – On Demand Analgesia Computer.



La douleur n'est pas seulement une impression pénible, c'est également un facteur de réaction dont la suppression peut se faire par analgésie.

doses moindres. Le temps d'apparition de l'analgésie est plus long à obtenir, mais les doses d'entretien, plus faibles, assurent une analgésie durable sans risque de surdosage (fig. 2). Notons toutefois qu'en post-opératoire, l'organisme contient des traces d'analgésique qui formeront la base de départ.

Cette façon de procéder n'est pas possible avec les moyens traditionnels (notamment le personnel infirmier qui ne pourrait être aussi facilement disponible). D'autre part, la douleur n'est pas forcément un phénomène continu. Elle apparaît souvent par accès qui peuvent durer quelques minutes ou plusieurs heures, entrecoupés par des périodes d'accalmie, également de durée variable.

La solution idéale correspond donc à injecter de petites doses de produit au cours des périodes douloureuses. Comme il s'agit d'analgésie chez un sujet conscient, il suffit que celui-ci commande les injections selon la douleur qu'il ressent, au moment voulu.

Bien sûr cet acte est médical et il doit être entouré d'une certaine sécurité pour éviter des demandes répétées (surdosage). C'est la raison d'une programmation dans l'action et de la prise en charge du processus par un ordinateur.

L'ordinateur d'analgésie sur demande

L'ODAC (On Demand Analgesia Computer) est une pompe à perfusion d'analgésiques, contrôlée par un microprocesseur mais actionnée par le patient (fig. 3). L'appareil comprend deux parties bien distinctes : la pompe et l'ordinateur.

La pompe est conçue pour utiliser les « sets de perfusion » (jeu de tubulures standard, à usage unique) permettant l'administration continue des solutions par voie intraveineuse et sous contrôle volumétrique. La perfusion est réalisée par un moteur pas à pas qui commande un mécanisme entraînant la seringue sous le contrôle du microprocesseur. Ce dernier vérifie également la position et le déplacement du système d'entraînement. En cas de coupure de courant, l'appareil fonctionne sur batterie pendant 30 mn. Le moteur pas à pas entraîne la seringue avec une précision de $0,8 \mu\text{l}/\text{pas}$ (fig. 4).

L'ordinateur interroge le patient pour détecter le besoin d'une dose d'analgésique (analgésique). La dose est administrée lorsque le patient pousse un bouton en réponse à l'interrogation

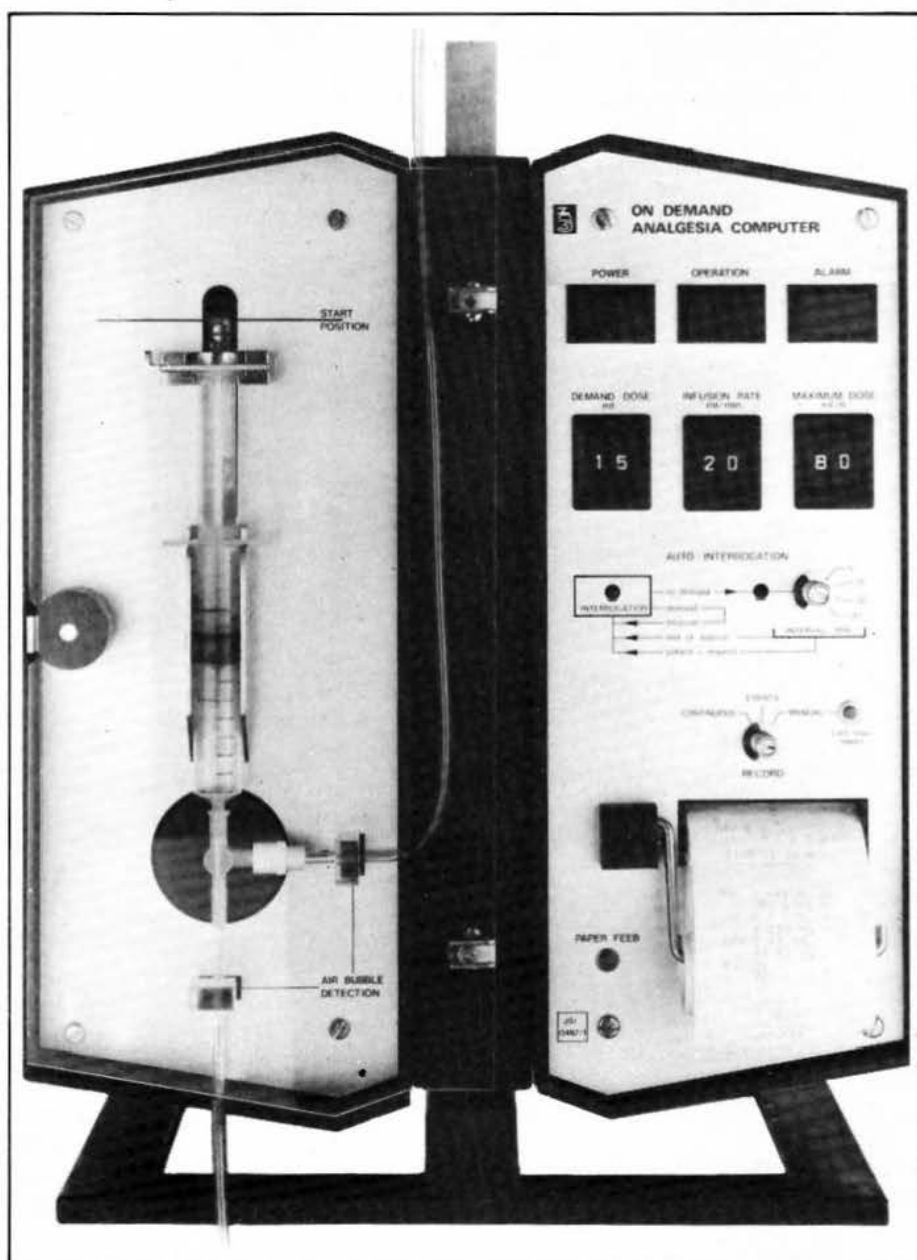


Fig. 3. - L'ordinateur d'analgésie sur demande ODAC de Janssen Scientific Instruments France.

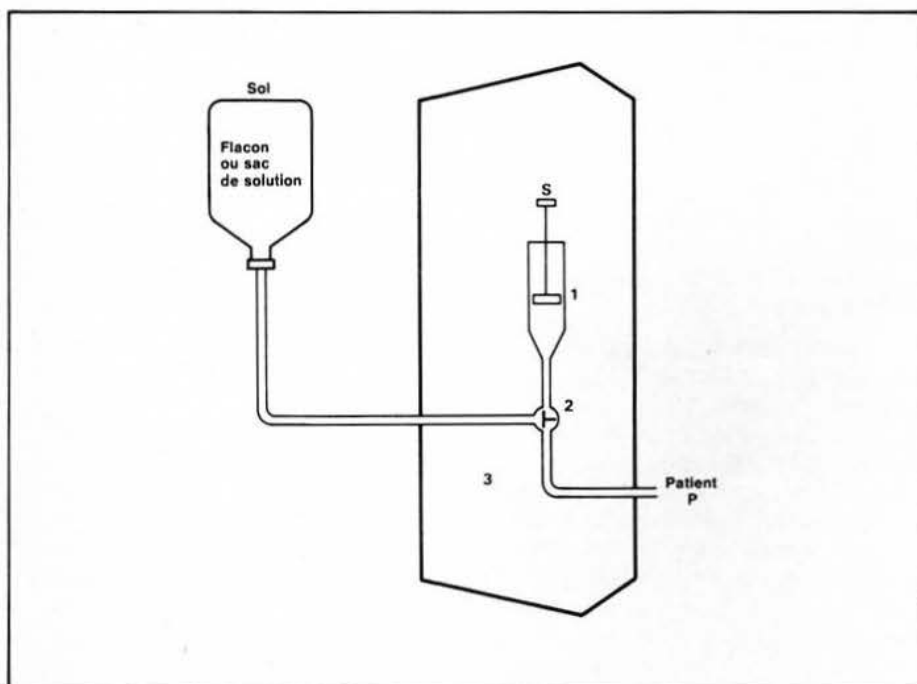


Fig. 4. - Schéma de présentation de l'ordinateur d'analgésie sur demande (doc. Janssen Scientific Instruments France).

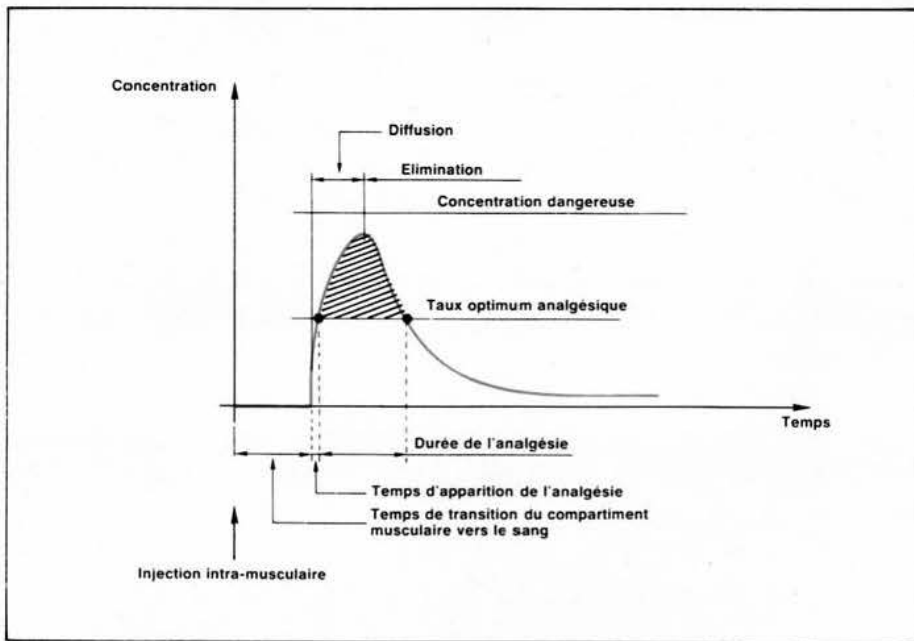


Fig. 1. - Variation de la concentration dans le sang d'une seule injection d'une substance médicamenteuse (analgésique, par exemple).

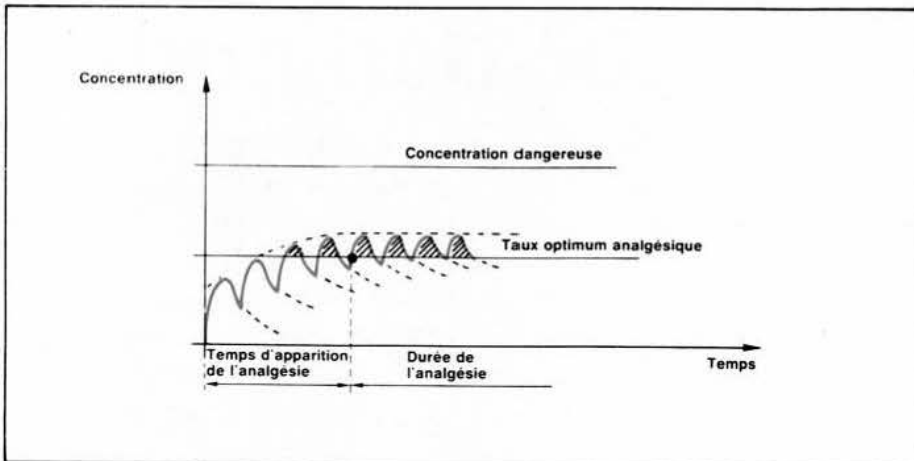


Fig. 2. - Variation de la concentration dans le sang de plusieurs injections (de faible volume) d'une substance médicamenteuse.

La douleur est une sensation pénible que redoutent la plupart des gens normaux ; pour ceux-ci, le désir le plus ardent est la suppression d'une souffrance qu'ils trouvent illogique et dont il faut les débarrasser à tout prix, à tel point qu'une fois calmée, ils en oublient souvent de traiter la maladie dont cette douleur est le symptôme. La cristallisation de l'esprit autour de cette sensation montre que si la souffrance n'était pas engendrée par la maladie, le monde s'accommoderait fort bien de cette dernière. C'est la douleur qui entraîne le patient chez le médecin ou le dentiste ; c'est pour ce patient qui souffre dans sa chair que la médecine a été créée.

Nous ne ferons pas l'historique de l'anesthésie, puisque c'est un problème physico-chimique à incidence médicale, et cela nous éloignerait trop de l'électronique. Sachons cependant que l'arsenal thérapeutique est actuellement très varié et offre des drogues sous forme de gaz, de vapeurs ou de liquides injectables. Les voies d'admini-

stration sont l'inhalation et les diverses voies d'injection (intraveineuse, intramusculaire, intrarachidienne, etc.). Parmi ces drogues, nous avons des sédatifs, des anesthésiques, des hypotenseurs (technique d'hypotension contrôlée), des relâchants musculaires (curare), des modificateurs de la conduction nerveuse (permettant de réfrigérer l'organisme sans réaction, dans la technique d'hypothermie), des hypnotiques.

La combinaison de diverses substances permet de cumuler les avantages tout en réduisant les doses de chacun des produits, s'ils étaient administrés seuls. A la notion d'anesthésie équilibrée vient s'ajouter celle d'anesthésie potentialisée où des substances, ne jouant qu'un faible rôle dans la suppression de la douleur, visent surtout à mettre l'organisme en état de vie ralentie, grâce à l'inhibition du système nerveux végétatif. Cette potentialisation permet l'emploi à des doses réduites d'agents anesthésiques dont l'action est parfois faible mais suffi-

sante pour apporter la perte de conscience et l'absence de réaction douloureuse de la part du malade.

On devine aisément que l'administration des drogues ne se fait pas inconsidérément, le surdosage provoquant des incidents graves. Comment juger l'efficacité d'un anesthésique, ou la profondeur de l'anesthésie provoquée ? Habituellement, c'est l'examen clinique du patient qui renseigne sur la profondeur du sommeil, car la mesure, même précise, des débits gazeux dans les appareils ne suffit pas à en rendre compte.

Il existe plusieurs étapes dans le déroulement de l'anesthésie. La première étape est caractérisée par une insensibilité à la douleur sans perte de conscience : c'est l'analgésie. La deuxième étape est la phase la plus délicate car elle correspond à la perte de la conscience. La troisième étape est véritablement la phase chirurgicale car elle se traduit par une modification des réflexes, des signes oculaires et surtout par des signes respiratoires.

La recherche d'un moyen permettant de contrôler et d'asservir l'anesthésie n'a pas encore abouti à des solutions faciles à mettre en œuvre. On peut aider la clinique en procédant à des mesures et à des analyses permettant d'objectiver certains signes, mais s'il est aisé de contrôler une dilatation pupillaire, il est par contre beaucoup moins facile de connaître le taux de saturation du sang en oxygène ou le taux de gaz carbonique dans l'air alvéolaire.

Lorsque nous sommes en présence d'un patient sous analgésie, donc conscient, la surveillance est plus aisée. Actuellement, ce patient n'a aucun moyen de réduire sa douleur, sauf d'appeler une infirmière qui, si elle le juge utile et avec l'accord du médecin, pourra lui administrer une injection d'un analgésique.

Il est certain que pour obtenir une analgésie durable, ou tout au moins une douleur supportable, il est nécessaire de maintenir dans le sang un taux d'analgésique optimum. Pour cela une seule injection (intramusculaire en général) ne fournit pas le résultat escompté. La dose est en général trop forte, car il faut tenir compte de la diffusion rapide et de l'élimination beaucoup plus lente du produit dans le sang, si l'on veut obtenir un taux optimum analgésique pendant une durée relativement longue (fig. 1).

Au cours des premières minutes qui suivent l'injection, le taux de médicament dans le sang peut être élevé et atteindre une valeur non dépourvue de danger (surdosage). C'est pourquoi on lui préfère de multiples injections à

Bibliographies

- 1 - NORMAN J.: The On Demand Analgesia Computer in post-operative care. V^e Congrès Européen d'Anesthésiologie. Table ronde sur les morphinomimétiques. Paris, septembre 1978.
- 2 - BATEN A., ROMBOUITS J., HELSEN H., DE PROOST L., PEETERS M.: The On Demand Analgesia Computer. V^e Congrès Européen d'Anesthésiologie. Table ronde sur les morphinomimétiques. Paris, septembre 1978.
- 3 - WHITE W.D., PEARCE D.J., NORMAN J.: Postoperative analgesia: a comparison of intravenous on demand fentanyl with epidural bupivacaïne. British Medical Journal, 1979, 2, 166-167.
- 4 - HULL C.J.: New developments in demand analgesia. Anesthetists Information Service, Janssen Pharmaceutical Ltd, mai 1979, 15-16.

Adresse utile

Janssen Scientific Instruments
France: Etris 14, rue de la Comète,
75007 Paris.

par l'appareil. Le microprocesseur contrôle et vérifie la perfusion d'après les données prescrites par le médecin anesthésiste, c'est-à-dire l'injection en continu (perfusion), l'injection de doses supplémentaires, la fixation des limites à ne pas dépasser, etc. Ajoutons que le compartiment ordinateur contient un module microprocesseur à mémoire ROM et RAM pour le stockage des instructions et des données, une imprimante thermosensible pour l'enregistrement des événements ainsi qu'un système de reproduction à bande magnétique pour la communication verbale avec le patient.

Avec ce moyen, le patient a accès à des quantités prescrites d'analgésique injectées par voie intraveineuse. Il se procure ces doses pour soulager sa douleur, c'est une réponse au stimulus douloureux; mais il évalue lui-même l'effet de soulagement d'une dose reçue préalablement sur demande. Ainsi, le schéma de dosage est caractérisé principalement par la stratégie de la boucle fermée. C'est l'appareil lui-même qui ferme la boucle, permettant au patient d'agir sur celle-ci selon son propre jugement, mais dans des limites fixées (fig. 5).

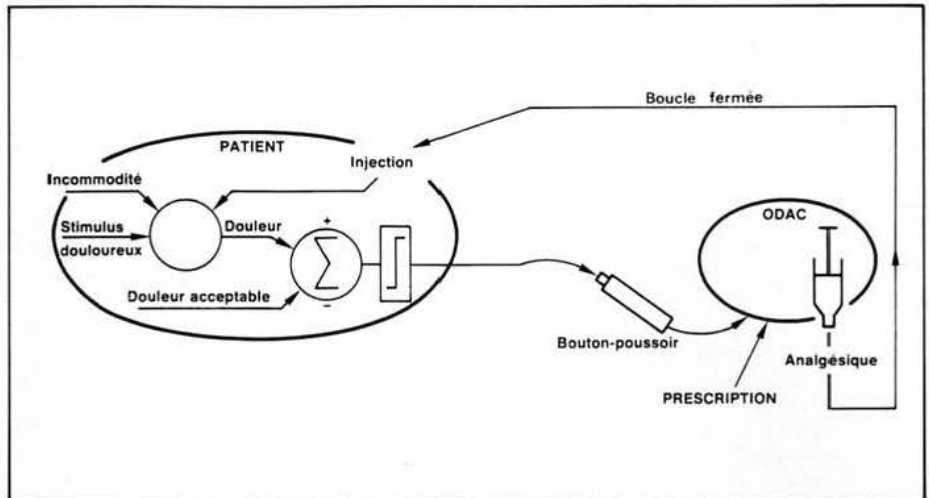


Fig. 5. - Schéma de fonctionnement de l'ODAC montrant la boucle de réaction négative permettant au patient de s'administrer un analgésique selon des limites fixées par le médecin.

Nous avons affaire à une boucle de contre-réaction, puisque les perfusions contrôlées et administrées sur demande tendent à diminuer la demande. On peut ainsi réaliser une analgésie optimale, si difficile à obtenir autrement en raison du délai inhérent. Ce délai est inévitable, puisque le médecin, même s'il connaît l'intensité de la douleur perçue, doit d'abord évaluer l'effet rapporté d'une dose préalable, avant de pouvoir fixer une nouvelle dose adaptée à injecter par voie intramusculaire.

La prescription n'est cependant pas changée: le médecin décide de toute la posologie en fixant les doses de perfusion sur demande, les limites de la dose accumulée par heure, de la perfusion continue si nécessaire, etc.

Il est certain que la qualité de l'analgésie délivrée par l'appareil est limitée par les propriétés inhérentes à l'analgésique utilisé. En effet, celui-ci doit être puissant et à effet rapide, en vue de préserver la performance optimale de la boucle fermée chez le patient, qui doit rapidement évaluer le soulagement associé à une dose préalable reçue.

Les applications cliniques

Les essais en milieu hospitalier ont confirmé le bien fondé des idées émises dans ce type d'analgésie. L'expérience démontre que la présence de l'appareil auprès du patient réduit considérablement la douleur anticipée, due à la peur de souffrir, puisque l'accessibilité tout court le rassure déjà.

Mais il est évident que l'on observe de grandes variations individuelles dans le nombre des demandes. La douleur est un phénomène subjectif et l'analgésie offre justement au patient la liberté de son propre jugement. Les observations conduisent à la conviction que le patient cherche un niveau de douleur acceptable, et qu'il n'a aucune raison de se surdoser. Ces observations justifient l'emploi de cette méthode, puisqu'elle tient compte de la variabilité biologique individuelle. Des essais faits en « double aveugle », ou même par simple comparaison avec des méthodes classiques montre que l'effet est réel et que nous n'avons pas affaire à un effet « placebo ».

Ainsi, White et Coll. ont procédé à des essais pour supprimer les douleurs post-opératoires après chirurgie sur les artères périphériques. La comparaison s'est effectuée entre des injections épidurales de bupivacaïne et la perfusion de fentanyl ajustée par le patient. Les deux techniques ont produit une analgésie satisfaisante sans dépression respiratoire.

On peut citer également les travaux de Rosen et Coll. qui ont utilisé l'analgésie à la demande avec de la péthidine (dolosal) en intraveineuse, notamment en obstétrique, chez les femmes en travail. Ils obtinrent un niveau acceptable de l'analgésie et ce, en toute sécurité.

Dans des applications autres que la thérapie humaine, nous trouvons le vaste domaine de la recherche, notamment pharmaceutique, puis des études plus ponctuelles comme celles relatives à la douleur.

Jacques Trémolières

Le calcul des atténuateurs en T ou en π rebute généralement le technicien car il doit manipuler des formules qui mélangent des données essentielles : l'impédance caractéristique et l'affaiblissement.

L'article qui suit, appliquant la théorie générale des quadripôles, simplifie les problèmes rencontrés dans le compromis précédent et généralise l'application pratique à l'emploi d'un tableau de données déterminées à partir d'une machine à calculer scientifique (1).

Théorie et pratique des atténuateurs à résistances

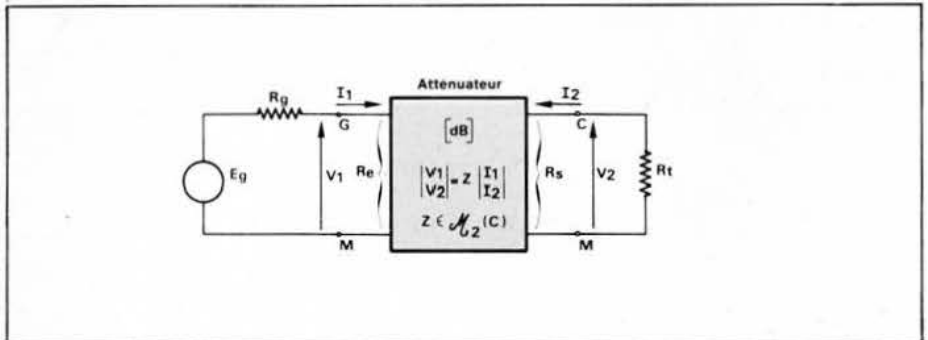


Fig. 1. - Schéma de base d'un atténuateur chargé.

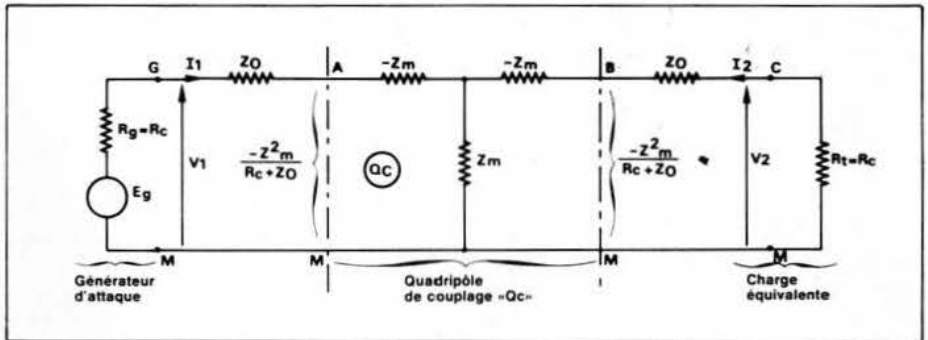


Fig. 2. - Quadripôle en T.

Quelle que soit la constitution interne d'une cellule atténuatrice, l'approche théorique s'opère au moyen d'une matrice en impédance :

$$\begin{aligned} V_1 &= Z_{11}I_1 + Z_{12}I_2 \\ V_2 &= Z_{21}I_1 + Z_{22}I_2 \end{aligned} \quad (1)$$

que nous allons simplifier en considérant le schéma équivalent de la figure 1. Dans cette représentation, il y a lieu d'identifier les résistances itératives d'entrée et de sortie afin de permettre l'adaptation des impédances au

dipôle équivalent de Thévenin. On aura donc l'égalité suivante :

$$R_g = R_e = R_s = R_t = R_c \quad (2)$$

R_c étant l'impédance caractéristique de l'atténuateur qui devient alors symétrique, d'où la matrice carrée :

$$\begin{aligned} V_1 &= Z_o I_1 + Z_m I_2 \\ V_2 &= Z_m I_1 + Z_o I_2 \end{aligned} \quad (3)$$

Voir figure 2, le quadripôle correspondant.

(1) HP67 Hewlett-Packard avec programmes.

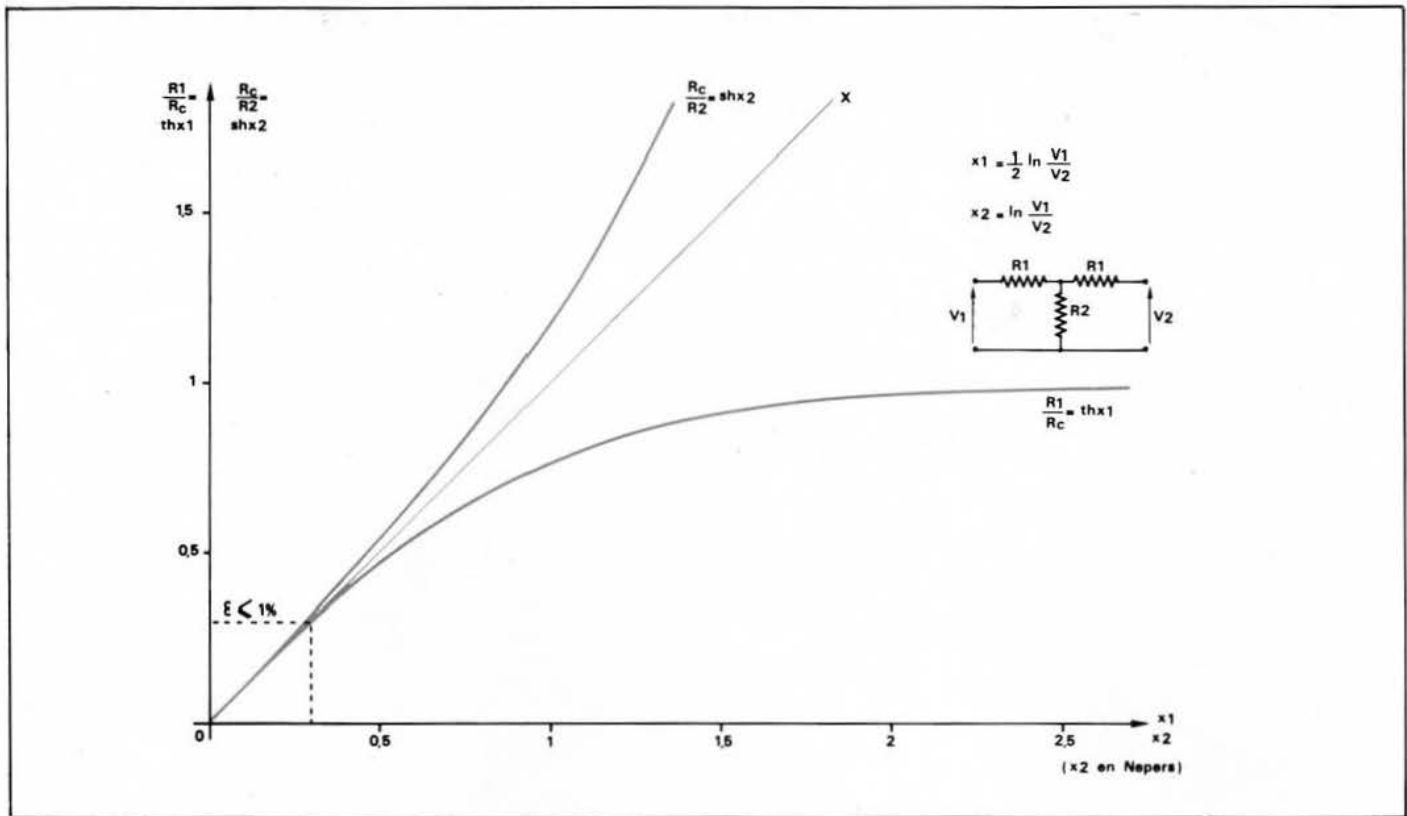


Fig. 5. - Abaque donnant les résistances R_1 et R_2 pour une atténuation inférieure à 2,5 nepers.

formule équivalente extrêmement simple :

$$R_1 = R_c \left(\frac{1 - e^{-x}}{1 + e^{-x}} \right) = R_c \cdot \text{th} \frac{x}{2} \quad (12)$$

En pratiquant de même pour tirer R_2 de (10) avec la conclusion (12), on aboutit à une égalité tout aussi simple :

$$R_2 = R_c \cdot \frac{1}{\text{sh} x} \quad (13)$$

Arrivé à ce stade des calculs, il semblerait que l'application soit immédiate étant donnée l'existence de tables de lignes hyperboliques dans tous les formulaires usuels. En réalité, la précision de ces tables s'avère insuffisante pour les faibles valeurs de x , celles-ci correspondant aux affaiblissements inférieurs à 3 dB.

Pour lever le handicap, on peut soutenir, sans créer trop d'erreur ($\pm \leq 1\%$), l'approximation $\text{sh} x \neq x$ et

$$\text{Th} \frac{x}{2} \neq \frac{x}{2};$$

les courbes de la figure 5 montrent assez clairement l'assimilation des deux fonctions à la médiane OX, pour $x < 0,3$.

Pour les affaiblissements plus importants, on peut utiliser les courbes de la figure 5 ; x_2 correspond à l'atténuation exprimée en nepers et $x_1 = x_2/2$. Néanmoins, la profusion de machines à calculer scientifiques et l'emploi devenu fréquent de mini-ordinateurs de table apportent la solution

à notre problème. Le tableau A regroupe les données obtenues par ces moyens précis. La précision n'est pas inutile car il peut s'avérer nécessaire de réaliser des atténuateurs intégrés équipés de résistances ajustées au LASER. Une remarque doit être formulée à propos des chiffres du tableau. Les calculs ont été faits pour des affaiblissements comptés en décibels de 1 à 10 dB puis de 10 en 10 jusqu'à 60 dB. Il n'est pas utile de dépasser la valeur de 60 dB ou au-delà, les atténuateurs ne sont plus fiables.

Il faut aussi souligner le fait que la précision de ces résultats varie quelque peu avec l'affichage des machines à calculer. On pourrait ainsi pousser plus loin le nombre des chiffres significatifs du rapport V_1/V_2 , lequel a été calculé avec une NOVUS scientifique à huit caractères; nous aurions, alors, des résultats sensiblement différents. Les lignes hyperboliques découlant d'une Hewlett-Packard HP67 à 10 digits et muni d'un programme adéquat, constituent des résultats évidemment plus précis.

On ne retiendra donc de tout ceci que le principe - voire la nécessité - de l'emploi d'une machine à calculer fort élaborée ou d'un mini-ordinateur. Enfin, on notera le processus initialement choisi : les atténuations en dB sont imposées et l'on recherche le rapport V_1/V_2 correspondant, grâce à la relation fondamentale :

$$\frac{V_1}{V_2} = 10^{N/20} \text{ avec } N \text{ (dB)}$$

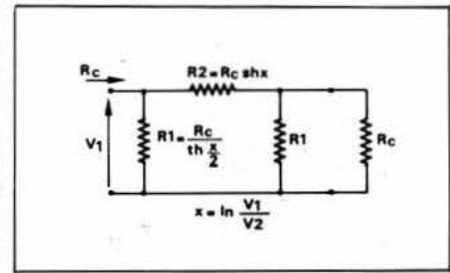


Fig. 6. - Atténuateur en π avec valeurs des composants.

On trouvera, dans de nombreuses brochures, l'inverse qui consiste à chercher des rapports V_1/V_2 entiers; exemple :

$$\frac{V_1}{V_2} = 2$$

ce qui ne correspond pas à 6 dB mais à 6,0206 dB, en étant raisonnablement précis.

Il est évident que toutes ces considérations ne se justifient que pour des atténuateurs précis à mieux de 0,5 %. Pour $\pm = 1\%$, on peut arrondir les chiffres du tableau à 4 ou 5 chiffres significatifs; exemple : pour $\text{sh} x = 0,476967017$ (4 dB) on arrondira à 0,477 à cause du chiffre 9 du cinquième rang.

Atténuateur en π

L'intérêt d'une telle théorie réside dans une généralisation d'application à n'importe quelle forme de circuit. Notamment, si l'on se reporte à la structure en π de la figure 6, on peut recou-

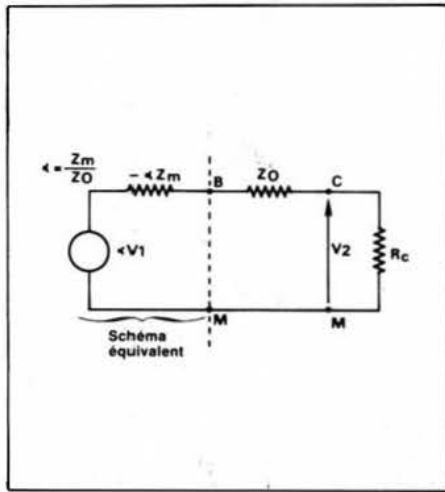


Fig. 3. - Schéma équivalent au circuit situé à gauche de la ligne BM (voir fig. 2).

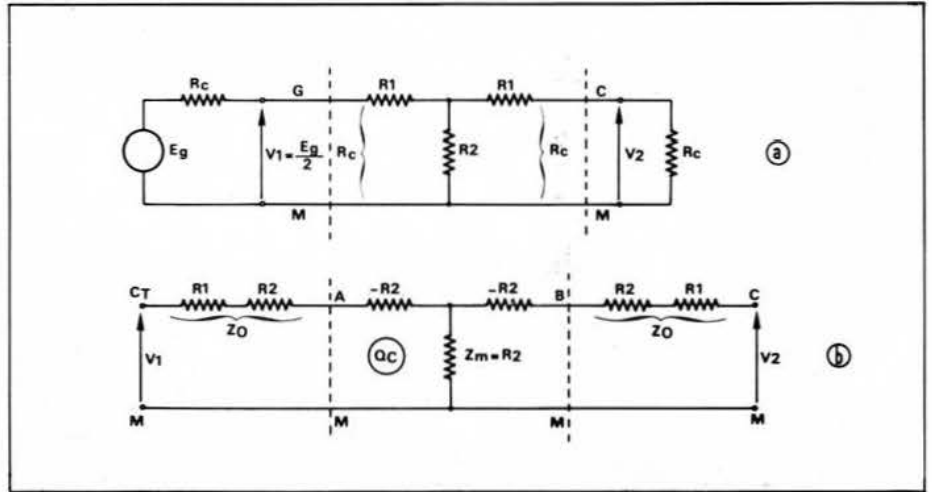


Fig. 4. - Atténuateur réel en T (a) et mise en évidence de la forme canonique du quadripôle équivalent (b).

N	V_1/V_2	$x = \ln V_1/V_2$	R_c/R_2	R_1/R_c
dB	$10^{N/20}$	neper	sh x	th x/2
1	1,122018	0,1151288	0,115383300	0,057500901
2	1,258925	0,2302581	0,232298169	0,115383552
3	1,412537	0,3453873	0,352295388	0,170997132
4	1,584892	0,4605162	0,476967017	0,226273252
5	1,778278	0,5756454	0,60796821	0,280129597
6	1,995261	0,6907748	0,747036633	0,332278525
7	2,238719	0,8059037	0,896017320	0,382471843
8	2,511885	0,9210333	1,056888558	0,430505202
9	2,818381	1,0361620	1,231782721	0,476155706
10	3,162274	1,151292	1,423023997	0,519493653
20	10	2,3025	4,949570298	0,818167753
30	31,62274	3,452	15,76588697	0,938581458
40	100	4,6051	49,99149048	0,980196643
50	316,2274	5,7566	158,1340075	0,993696245
60	1000	6,9077	499,9718612	0,998001888

Tableau A. - Rapports des résistances d'une cellule en T par rapport à la résistance caractéristique

Dans la théorie des quadripôles, on a coutume de poser le rapport :

$$\alpha = \frac{Z_m}{Z_0} \quad (4)$$

Il intervient dans le schéma équivalent situé à gauche de BM, quadripôle de couplage compris (fig. 3) ; le rapport V_2/V_1 découle donc de la chaîne de résistances évoquées sur le schéma :

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{\alpha R_c}{Z_0 + R_c - \alpha Z_m} \quad (5)$$

Par ailleurs si l'on veut retrouver $R_0 = R_c$ quand $R_t = R_c$ (voir fig. 1), on doit poser :

$$R_c = Z_0 - \frac{Z_m^2}{Z_0 + R_c}$$

... relation découlant des propriétés de transfert des quadripôles de couplage. On satisfait donc à la relation :

$$R_c^2 = Z_0^2 - Z_m^2$$

Combinant les relations (4) et (6), l'équation (5) peut s'écrire :

$$\frac{V_1}{V_2} = \frac{1}{\alpha} + \sqrt{\frac{1}{\alpha^2} - 1} \quad (7)$$

La forme d'équation nous suscite l'emploi des lignes hyperboliques ; soit : $1/\alpha = \operatorname{ch} x$.

Dans ce cas, le rapport qualifiant l'atténuation peut se simplifier :

$$\frac{V_1}{V_2} = \operatorname{ch} x + \operatorname{sh} x = e^x$$

Donc, la variable x devient l'affaiblissement exprimé en neper :

$$x = \ln \frac{V_1}{V_2} \quad (8)$$

Comme par ailleurs on définit $\operatorname{ch} x$ à l'aide du rapport Z_0/Z_m (4), les propriétés du quadripôle se trouvent parfaitement qualifiées. Rappelons que cette théorie est générale ; elle peut s'appliquer à n'importe quelle forme de circuit à caractère symétrique. Pour défi-

nir Z_0 ou Z_m , il suffit de rendre nuls séparément les courants I_1 ou I_2 dans le système d'équations (3) mais il est souvent plus facile d'identifier le schéma réel avec l'équivalence du quadripôle.

Atténuateur en T

En application, considérons l'atténuateur en T de la figure 4. Pour faire apparaître le quadripôle de couplage, on ajoute et on retranche R_2 en série avec R_1 . Dans ce cas, on voit que $Z_m = R_2$ et $Z_0 = R_1 + R_2$

D'où :

$$\alpha = \frac{R_2}{R_1 + R_2} = \frac{1}{\operatorname{ch} x} \quad (9)$$

Comme par ailleurs la relation (6) s'écrit :

$$R_c^2 = R_1^2 + 2 R_1 R_2 \quad (10)$$

la formule générale (7) peut se transformer en la relation simple :

$$\frac{V_1}{V_2} = \frac{R_1 + R_2 + R_c}{R_2}$$

L'astuce consiste à remplacer R_2 par sa valeur tirée de (10) ; il vient, après simplification et regroupement :

$$\frac{V_1}{V_2} = \frac{R_c + R_1}{R_c - R_1} \quad (11)$$

En retournant l'expression afin de dégager R_1 et, en remplaçant V_1/V_2 par e^x , nous obtenons une relation trigonométrique qui débouche sur une

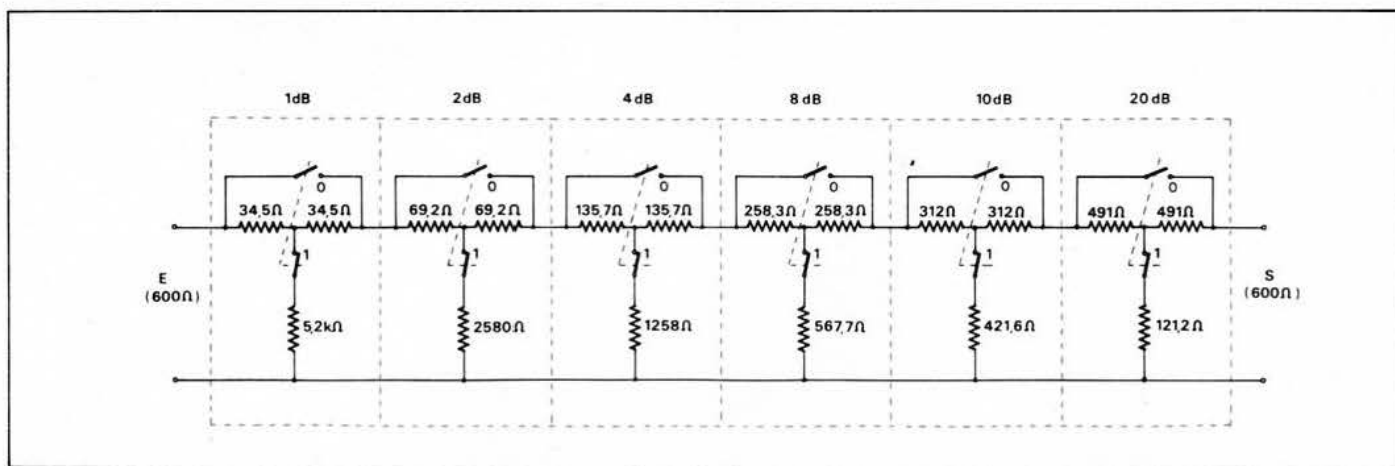


Fig. 7. - Chaîne d'atténuateurs à progression numérique.

dB	Affichage						
	N	20	10	8	4	2	1
0	0	0	0	0	0	0	0
1	0	0	0	0	0	0	1
2	0	0	0	0	0	1	0
3	0	0	0	0	0	1	1
4	0	0	0	0	1	0	0
5	0	0	0	0	1	0	1
6	0	0	0	0	1	1	0
7	0	0	0	0	1	1	1
8	0	0	1	0	0	0	0
9	0	0	1	0	0	0	1
10	0	1	0	0	0	0	0
11	0	1	0	0	0	0	1
12	0	1	0	0	0	1	0
			etc				
20	1	0	0	0	0	0	0
21	1	0	0	0	0	0	1
22	1	0	0	0	0	1	0
			etc				
30	1	1	0	0	0	0	0
31	1	1	0	0	0	0	1
32	1	1	0	0	0	1	0
			etc				
40	1	1	1	0	1	0	0
41	1	1	1	0	1	1	1
42	1	1	1	1	0	0	0
43	1	1	1	1	0	1	1
44	1	1	1	1	1	0	0
45	1	1	1	1	1	1	1

Tableau B. - Combinaison d'affichage numérique.

rir soit au raisonnement développé ci-dessus, soit au théorème de Kemely (transformation « étoile-triangle »). Les lignes hyperboliques interviennent alors de manière inverse :

$$\left. \begin{aligned} R_1 &= \frac{R_c}{Th \frac{x}{2}} \\ R_2 &= R_c shx \end{aligned} \right\} \quad (14)$$

Nous ne développerons pas ce type d'atténuateur car sa mise en chaîne itérative complique la commutation, dans le cas d'un choix d'affaiblissement progressif.

Chaîne d'atténuateurs commutables

L'atténuateur commutable « 600 Ω » de la figure 7 s'adresse plus spécialement aux basses fréquences de 0 à 100 kHz. Bien réalisé, c'est-à-dire câblé avec des connexions courtes dans des compartiments isolés par des blindages, le système proposé peut encore fonctionner jusqu'à 10 MHz, à la restriction près que les résistances utilisées le permettent toutefois (voir plus loin), ce qui élimine évidemment l'emploi des résistances bobinées ordi-

naires. On constatera la présence d'inverseurs fonctionnant couplés 2 à 2 mais câblés en opposition, de telle sorte que les résistances R_1 soient court-circuitées et R_2 débranchée lorsqu'on veut éliminer la cellule d'affaiblissement correspondante. La limitation en fréquence provient d'ailleurs essentiellement de la présence de ces inverseurs doubles ; on les choisira de très faibles dimensions, à contacts d'argent ou d'or et constitués sans rebond ni passage progressif ; on en réalise désormais d'excellents pour les commutations de logique séquentielle ou sur équipements à microprocesseur. L'équipement comporte six cellules. Les quatre premières progressent en dB selon la numération binaire 1-2-4-8 dB ; avec ces cellules on peut évidemment réaliser tous les affaiblissements de 1 à 16 dB (voir tableau B). En ajoutant une cellule de 10 dB et une autre de 20 dB, il devient possible de créer des affaiblissements de 0 à 45 dB, de 1 dB en 1 dB. Le tableau B donne le détail des commutations à effectuer pour obtenir ces affaiblissements : le chiffre 1 correspond à la mise en circuit de la cellule c'est-à-dire avec la commutation indiquée sur la figure 7 (R_1 non court-circuitées et R_2 en circuit). Les valeurs des résistances découlent des formules et des chiffres exposées dans le tableau A. Il est évident que ces composants doivent être réalisés sur commande, avec toute la précision souhaitable, c'est-à-dire avec trois chiffres significatifs au moins.

Choix de la technologie

Les firmes capables de fournir des résistances précises sont assez connues : DACO, ITT-Metrix, COGECO, SERNICE, etc. La technologie conseillée est la couche métallique usinée, ou non, en spirale mais conditionnée de telle sorte que la capa-

citée répartie « c » s'accorde avec l'inductance « l » présentée en série avec la résistance ; on rappelle que la sujétion en fréquence s'avère minimale lorsque la relation suivante est satisfaite :

$$R = \sqrt{\frac{l}{c}}$$

les résistances peuvent alors fonctionner en vidéo fréquence jusqu'à 10 et même 20 MHz dès lors que la résistance ne dépasse pas 5 k Ω . Pour les valeurs supérieures, l'équilibre n'est pas possible. Il en est de même pour les très faibles valeurs où l'on choisit, pour technologie, des versions bobinées en épingle (type Airton-Perry).

Pour les fréquences supérieures à 20 MHz, les résistances sont du type « graphite » à tube ou à couche. On se gardera de trop réduire les dimensions de ces composants car, pour les basses puissances admissibles (versions 1/8 et 1/4 de watt), la résistance risque de varier avec la tension appliquée aux bornes, si les puissances à atténuer s'avèrent assez grandes.

Pour les fréquences VHF et au-delà, une technologie intégrée ou l'emploi d'un circuit imprimé aselfique est plutôt conseillé. Une compensation peut s'imaginer mais l'équilibre s'avère difficile à réaliser lorsque la nature de l'impédance externe à la cellule atténuatrice n'est pas connue avec précision ; signalons qu'une compensation déséquilibrée réagit plus mal qu'une absence de compensation !...

Pour les atténuateurs devant fonctionner en VHF et au-delà, l'impédance caractéristique doit tomber à 50 ou 75 Ω ; il n'est pas conseillé de commuter les cellules au moyen d'inverseurs mais plutôt d'employer un rotacteur qui isole cellule par cellule ; dans ce cas la structure en π peut se justifier.

Il est toutefois assez rare d'être amené à construire un atténuateur VHF, des réalisations industrielles existant sur les marchés à des prix accessibles, compte tenu l'importance des précautions prises pour solutionner les problèmes d'ordre mécanique.

Dispersion dues à l'imprécision des composants

Les résistances ne peuvent être exactement ajustées à la valeur exigée ; une imprécision demeure par suite de l'insuffisance des moyens de mesure en cours de fabrication. Une sélection des échantillons peut s'entreprendre mais au détriment du prix de revient qui s'accroît. Aussi, ce sont les moyens

N (dB)	R ₁ (Ω)	R ₂ (Ω)	Valeurs marquées :		R _e mesurée (Ω)	Ecart relatif	Précision calculée (%)
			R ₁ (Ω)	R ₂ (Ω)			
10	311,6	421,6	270 + 39	330 + 100	602	+ 0,33 %	± 1,85
20	490,9	121,2	390 + 100	100 + 22	599	- 0,16 %	± 2
30	563,1	38	560	39	597,5	- 0,4 %	± 2,1
40	588,1	12	560 + 27	12	597	- 0,5 %	± 1,98

Tableau C \rightarrow

Tableau D \rightarrow

N (dB)	V ₁ (V)	V ₂ sur 600 Ω (V)	V ₁ /V ₂		Ecart relatif	Ecart en dB	Précision calculée (%)
			mesuré	théorique			
10	2	0,637	3,14	3,16227	- 0,7 %	- 0,0614	± 2,5
20	2	0,198	10,101	10	+ 1,01%	+ 0,087	± 4,1
30	2	0,0629	31,8	31,6227	+ 0,56%	+ 0,048	± 4,7
40	2	0,0204	98	100	- 2 %	- 0,18	± 4,9

Tableaux C et D : Comparaison entre les erreurs théoriques et pratiques résultant de l'imprécision des composants.

qui imposent la précision de l'atténuateur.

Pour apprécier ladite précision en fonction des composants, on pratique le calcul de la dérivée logarithmique sur l'expression dont on veut connaître la dérive éventuelle. Compte tenu du fait que l'on doit raisonner sur des formules complètes c'est-à-dire qui regroupent tous les éléments de la cellule atténuatrice, considérés différents des valeurs marquées, le mode de calcul devient vite très compliqué voire difficilement applicable.

Par ailleurs, l'avis du mathématicien est vite controversé par celui du praticien car l'estimation du premier se fait dans des conditions assez favorables alors que l'expérience s'avère moins optimiste (voir annexes I et II).

Nous pensons, quant à nous, que la vérité se situe à mi-chemin entre les deux jugements et qu'une bonne mesure lève le doute. La généralisation des appareils à affichage numérique assure, en effet, un contrôle précis à plus de quatre chiffres significatifs près.

Deux sources d'erreur peuvent être évoquées : la relative imprécision des résistances R₁ et R₂ et la variation de R_t autour de R_c. Si l'on compare ces deux anomalies, on constate que la seconde est beaucoup plus gênante car les variations sont souvent dispersées d'une charge R_t à l'autre. Nous verrons l'un et l'autre de ces problèmes mais reportons-nous tout d'abord aux **tableaux C et D** qui regroupent les écarts relatifs comparés entre les calculs et les mesures, les calculs découlant des formules d'incertitudes exposées dans les annexes I et II et les mesures résultant du banc d'essai de la **figure 8**. Ces mesures ont été effec-

tuées sur des cellules en T atténuant globalement de l'affaiblissement indiqué dans les **tableaux C et D** ; pour la mesure de la résistance R_c, il est utilisé un ohmmètre numérique à 4 digits (70404 metrix) ; pour apprécier V₁ et V₂, on utilise un multimètre numérique 179 Keithley, l'atténuateur étant alimenté en continu.

Par ailleurs, afin d'éviter l'évidente contrainte qui consiste à utiliser des échantillons très précis, nous avons sélectionné des résistances au graphite Cogéco 1/4 W dont les valeurs marquées s'approchent de celles calculées, soit directement, soit par l'association de deux résistances placées en série (précision globale voisine de 2 %). La charge terminale est fixée à 600 Ω (boîte ADIP de 0,2 %).

On constatera que les mesures donnent des résultats meilleurs que les appréciations théoriques découlant des règles habituelles de calculs d'incertitude. Ceci vient bien confirmer le fait que celles-ci s'établissent dans des conditions trop défavorables ; les mesures, seules, lèvent le doute, à condition, bien entendu, que l'instrumentation se révèle suffisamment précise. On constate également que malgré l'imprécision relative des résistances choisies (2 %) les écarts de résistance apparente d'entrée et ceux sur l'atténuation restent très faibles par rapport aux valeurs théoriques.

Incidence de la charge terminale R_t

La précision de l'affaiblissement et la valeur de l'impédance d'entrée dépendent de la charge R_t fixée à 600 Ω dans

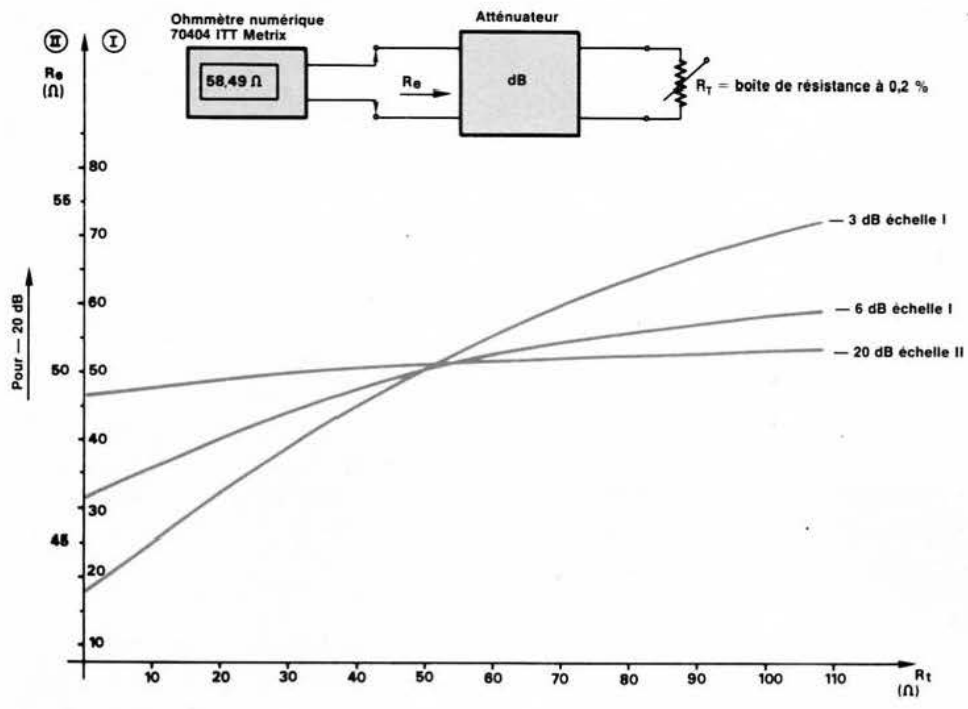


Fig. 9. - Variation de R_e en fonction de R_t .

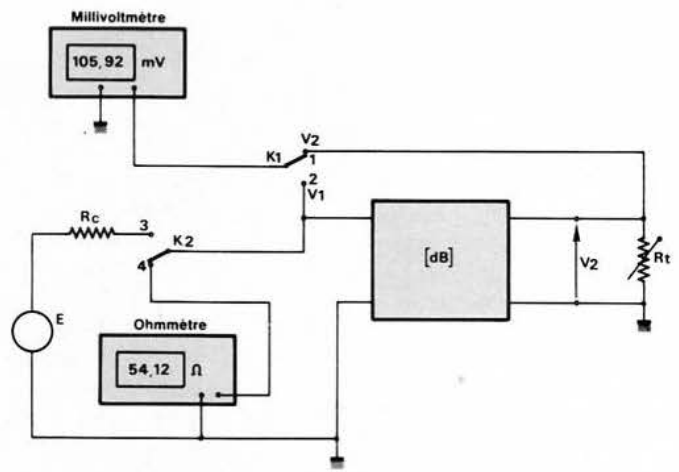


Fig. 8. - Banc d'essai mesurant l'affaiblissement V_1 / V_2 (K_2 sur 3) ou la résistance d'entrée R_e (K_2 sur 4).

les essais. Si cette résistance varie autour de cette valeur, des bouleversements sont constatés dans l'un et l'autre de ces paramètres.

Considérons tout d'abord les atténuateurs utilisés pour les mesures suivantes : les valeurs des composants ont été choisies pour raccorder une charge de 52Ω à une ligne de 50Ω en respectant les affaiblissements de 3,6 et 20 dB. Ceci a été obtenu après ajustement des résistances R_1 et R_2 . La charge de 52Ω correspond à une antenne dont la résistance a été mesurée avec un admittancemètre Général-Radio. Les résistances sont constituées par des rubans de carbone dépo-

sés sur des plaques de résine epoxy, elles-mêmes fixées sur un radiateur thermique ; les rubans sont imprimés en épingle de telle sorte que l'effet sel-fique se trouve minimisé.

Erreurs sur la résistance d'entrée R_e

Comme l'impédance d'une antenne varie avec la fréquence, il est intéressant d'observer la variation de la résistance d'entrée R_e de l'atténuateur qui la précède. On constate, dans la figure 9 résumant les essais à l'ohmmètre numérique sur les trois types

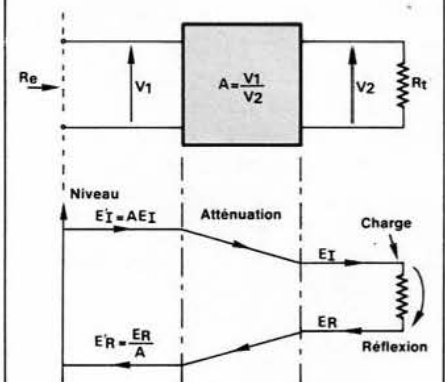


Fig. 10. - Action d'un atténuateur sur une ligne de transmission.

d'atténuateurs disponibles, que la variation de R_2 est d'autant plus faible que l'atténuation est grande. Cela peut se vérifier en considérant la formule générale de R_e soit :

$$R_e = R_1 + \frac{R_2 (R_t + R_1)}{R_1 + R_2 + R_t} \quad (15)$$

Mais il est plus élégant de ramener le problème à l'adaptation d'impédance d'une ligne de transmission. Soit ρ_t le TOS du circuit de la charge :

$$\rho_t = \frac{R_t}{R_c} \text{ ou } \frac{R_c}{R_t}$$

selon que $R_t > R_c$ ou $R_c > R_t$.

pour $R_t = 52 \Omega$. Evidemment, les comparaisons deviennent plus difficiles mais l'on constate que les TOS obtenus par rapport à 50Ω restent très voisins de ceux obtenus à l'aplomb de $R_t = 60 \Omega$. Pour obtenir un calcul rigoureux, il faudrait reprendre le raisonnement ci-dessus avec $R_t = 52 \Omega$ pour la sortie et $R_e = 50 \Omega$ pour l'entrée. Les divergences n'excéderaient pas 1 %.

Erreurs sur l'atténuation

On remarquera que les atténuations ne restent valables que pour une plage assez réduite de 45 à 55Ω environ, en admettant une dérive maximale de $\pm 5 \%$ de la tension de sortie V_2 .

Si l'on calculait l'incidence de la variation de R_t sur V_2 , on appliquerait la relation établie en annexe II mais dans laquelle on annule les variations de R_{11} , de R_{12} et de R_2 . Il resterait la formule :

$$\frac{\Delta V_2}{V_2} = \Delta R_t \left(\frac{1}{R_t} - \frac{R_1 + R_2}{D} \right) \quad (17)$$

formule établie rigoureusement avec $D = R_1 R_2 + (R_t + R_1)(R_1 + R_2)$

Application

Admettons $\Delta R_t = 5 \Omega$, avec $V_2 = 0,1 \text{ V}$ si $R_t = 52 \Omega$ dans le cas de la cellule de -6 dB ; calculons tout d'abord $D = 6732,83 \Omega$. Appliquons avec les données ci-dessus :

$$\frac{\Delta V_2}{V_2} = +3,54 \%$$

Pour vérifier sur la **figure 11B**, il faut raisonner par rapport au niveau correspondant à $R_t = 57 \Omega$ soit $V'_2 = 103,6 \text{ mV}$. On obtient par calcul : $\Delta V_2 = 3,54 \text{ mV}$ puis : $V'_2 = V_2 + \Delta V_2 = 103,54 \text{ mV}$.

Sur l'essai de la **figure 10B**, on a trouvé $V'_2 = 103,6 \text{ mV}$ ce qui correspond à un écart maximal de $0,05 \%$, résultat tout à fait honorable, eu égard la précision de 1% choisie pour les valeurs de R_1 et R_2 .

Annexe 1

Le calcul des incertitudes permet d'apprécier les erreurs qui entachent les paramètres d'un atténuateur.

L'imprécision des composants en est la cause. En fait, dans l'imprécision des composants, il est de règle de suspecter toutes les valeurs énoncées. Soit, par conséquent, R_{11} et R_{12} les

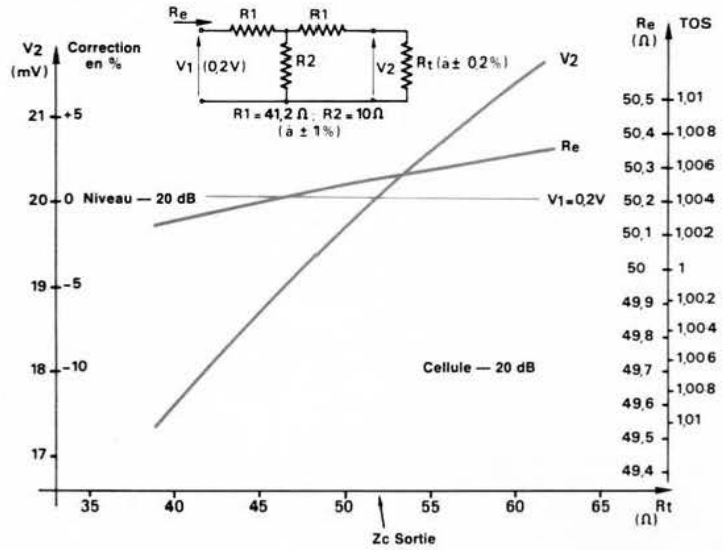


Fig. 11 C

Fig. 11 A. B. C. - Essais sur diverses cellules à 50Ω et mise en évidence de l'imprécision sur l'atténuation et de la désadaptation sur R_e (TOS).

résistances qui encadrent R_2 , R_t la résistance de sortie et R_e la résistance apparente d'entrée. On considère, en effet, que l'incidence réactive reste nulle à la fréquence considérée. La résistance d'entrée s'élève à :

$$R_e = R_{11} + \frac{R_2 (R_t + R_{12})}{R_2 + R_{12} + R_t} \quad (15)$$

L'erreur globale s'obtient en calculant la dérivée logarithmique qui conduit à :

$$\frac{dR_e}{R_e} = \frac{dR_{11}}{R_{11}} + \frac{dR_2}{A} + \frac{dR_{12}}{B} + \frac{dR_t}{B} \quad (20)$$

... relation dans laquelle on a regroupé certains termes :

$$\frac{1}{A} = \frac{1}{R_2} \pm \frac{1}{R_2 + R_{12} + R_t}$$

et

$$\frac{1}{B} = \frac{1}{R_t + R_{12}} \pm \frac{1}{R_2 + R_{12} + R_t}$$

C'est évidemment laborieux mais aucun moyen autre que celui-ci ne permet d'aboutir à une relation plus simple. L'application doit se faire en assimilant les dérivés à des écarts réels.

Exemple :

Soit la cellule de 10 dB où les valeurs exprimées s'élèvent à :

$$R_{11} = R_{12} = 312 \Omega \pm 0,5 \%$$

$$R_2 = 421,6 \Omega \pm 0,5 \%$$

$$R_c = 600 \Omega$$

Les terminaisons de chaque cellule (voir **fig. 7**) étant l'impédance d'entrée de la cellule suivante, il est difficile d'apprécier la précision de R_t . Supposons que ce soit 600Ω , valeur réalisée par une résistance de précision à $0,5 \%$. Calculons les termes $1/A$ et $1/B$ en choisissant les sommes car c'est un cas défavorable ramené aux rapports dR_2/A , dR_{12}/B et dR_t/B .

On obtient :

$$\frac{1}{A} = 3,12177 \cdot 10^{-3}$$

$$\frac{1}{B} = 1,84634 \cdot 10^{-3}$$

(précision de la machine à calculer TI-30 Texas Inst.). On a tout d'abord $dR_{11}/R_{11} = 0,5 \%$.

Calculons maintenant les écarts absolus :

$$\Delta R_2 = \frac{421,6 \times 0,5}{100} = 2,108 \Omega$$

$$\Delta R_{11} = \Delta R_{12} = \frac{312 \times 0,5}{100} = 1,56 \Omega$$

$$\Delta R_t = \frac{600 \times 0,5}{100} = 3 \Omega$$

La précision globale devient :

$$\frac{\Delta R_e}{R_e} = 5 \cdot 10^{-3} + 2,108 \cdot 3,12177 \cdot 10^{-3} + (1,56 + 3) \cdot 1,84634 \cdot 10^{-3} = 2 \%$$

(estimation maximale).

Une première conclusion s'impose : la résistance d'entrée réagit beaucoup avec la précision des résistances en présence.

Annexe 2

Pour évaluer la dérive occasionnée par l'imprécision sur le rapport V_1/V_2 , on se penche sur la formule complète de l'affaiblissement :

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{R_2 R_t}{(R_t + R_{12})(R_{11} + R_2) + R_{11} R_2} = \frac{N}{D} \quad (21)$$

...équation qui peut se dériver sous la forme complexe suivante :

$$\frac{\Delta V_2}{V_2} = \frac{\Delta R_2}{R_2} + \frac{\Delta R_t}{R_t} \pm \frac{\Delta D}{D}$$

La complexité réside dans le calcul de la troisième dérivée logarithmique et dans le regroupement des expres-

sions. Après un laborieux travail algébrique on aboutit à :

$$\begin{aligned} \frac{\Delta V_2}{V_2} = & \Delta R_2 \left(\frac{1}{R_2} - \frac{R_t + R_{11} + R_{12}}{D} \right) \\ & + \Delta R_t \left(\frac{1}{R_t} - \frac{R_2 + R_{12}}{D} \right) \\ & + \Delta R_{11} \left(\frac{R_{12} + R_2 + R_t}{D} \right) \\ & + \Delta R_{12} \left(\frac{R_{11} + R_2}{D} \right) \quad (22) \end{aligned}$$

Dans les conditions les plus défavorables les signes - des parenthèses pourront être remplacés par des signes positifs ; néanmoins, ceci se fait au détriment de la rigueur mathématique et donne des résultats souvent trop éloignés de la réalité.

Application

Reprenons les données de l'annexe 1 et appliquons avec les rela-

tions (21) et (22) : nous avons tout d'abord pour la cellule 10 dB :

$$D = 800582,4$$

avec $R_t = 600 \Omega$, $R_1 = 312 \Omega$ et $R_2 = 421,6 \Omega$.

Si ces composants sont estimés à $\pm 0,5 \%$, on obtient successivement (voir précédemment) :

$$\Delta R_2 = 2,108 \Omega$$

$$\Delta R_{11} = \Delta R_{12} = 1,56 \Omega$$

$$\Delta R_t = 3 \Omega$$

En calculant les parenthèses des relations (22) on obtient finalement :

$$(\Delta V_2/V_{2min}) = 0,0012 + 0,00225 + 0,0026 + 0,00143 = 0,748 \%$$

$$(\Delta V_2/V_2)_{max} = 0,0088 + 0,00775 + 0,0026 + 0,00143 = 2,058 \%$$

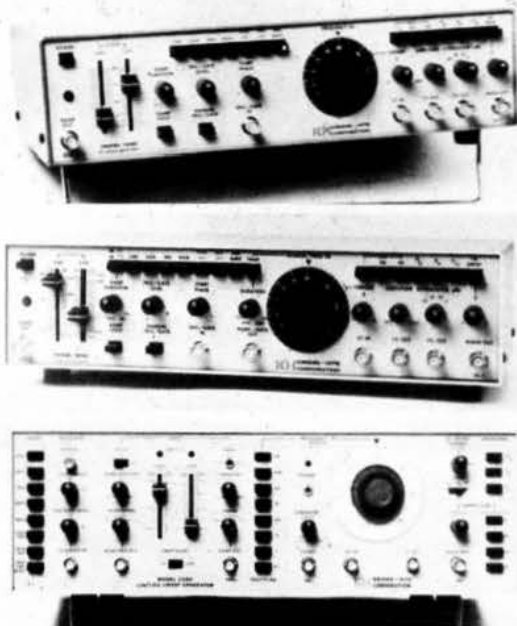
La dérive constatée en pratique se situera entre ces valeurs extrêmes.

R. Ch. Houzé
Professeur à l'ECTE



MB ELECTRONIQUE

UN ATOUT DE PLUS



Générateurs de fonctions **Krohn-Hite**

ils cumulent les fonctions

- Fonctions sinus, carré, triangle, rampe, impulsions.
- Jusqu'à 14 MODES DE FONCTIONNEMENT.
 - Fréquence de 0,0001 Hz à 30 MHz.
 - Balayage LIN, LOG.
 - Marqueur.
- Atténuateur calibré ● Phase variable ● Offset ± 10 V.

mb électronique

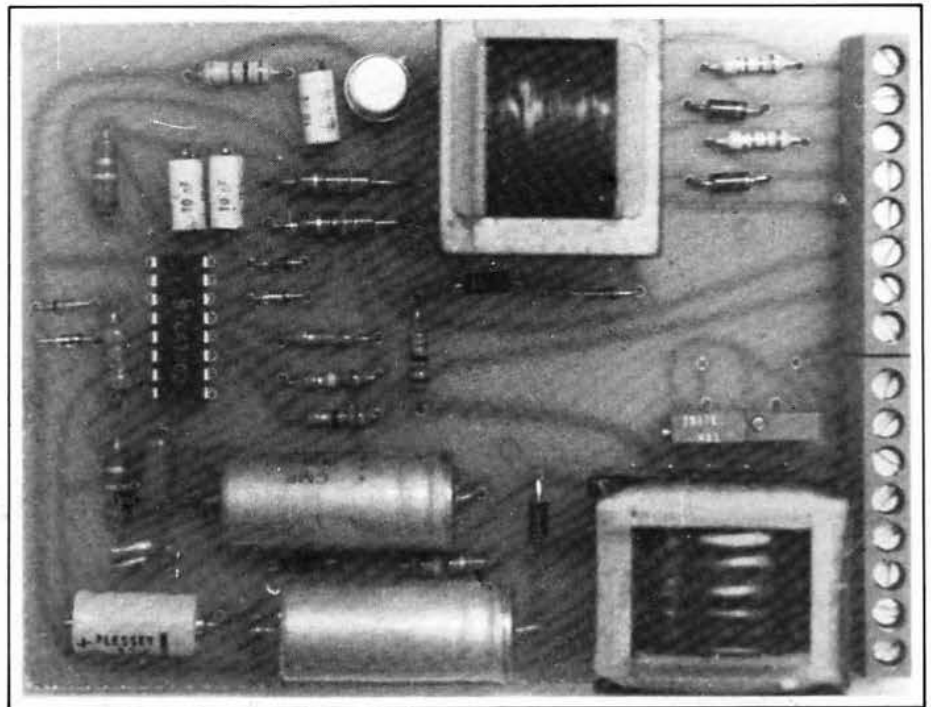
Zac de Buc - BP 31 - 78530 BUC - Tél. 956 81 31 - Telex: 695 414

L'utilisation de semi-conducteurs de puissance, tels que les thyristors et les triacs dans les équipements électrotechniques, exige l'emploi de circuits électroniques de commande pour déclencher ces composants à des instants correspondant au type de fonctionnement souhaité.

Nous proposons ici un schéma de carte de commande à peu près universelle puisque capable de piloter triacs et thyristors dans les configurations les plus courantes de variateurs de puissance en alternatif et de redresseurs contrôlés, en monophasé comme en polyphasé.

La commande peut être proportionnelle, tout ou rien ou dans certains cas une combinaison des deux. La tension de commande peut provenir d'un potentiomètre, d'un équipement électronique extérieur ou d'un circuit de régulation incorporé. Il va de soi que tous les circuits de commande sont galvaniquement séparés du secteur.

Carte de commande universelle pour thyristors et triacs



Conception générale de la carte

Cette carte fait appel à un circuit intégré spécialement développé par Siemens pour la commande des semi-conducteurs de puissance, transistors, thyristors ou triacs. Plusieurs entrées

de programmation et plusieurs sorties permettent de synthétiser toutes les formes classiques de signaux de déclenchement. Les lecteurs désirant étudier une application particulière de ce composant performant et fiable pourront se reporter utilement à la notice du fabricant.

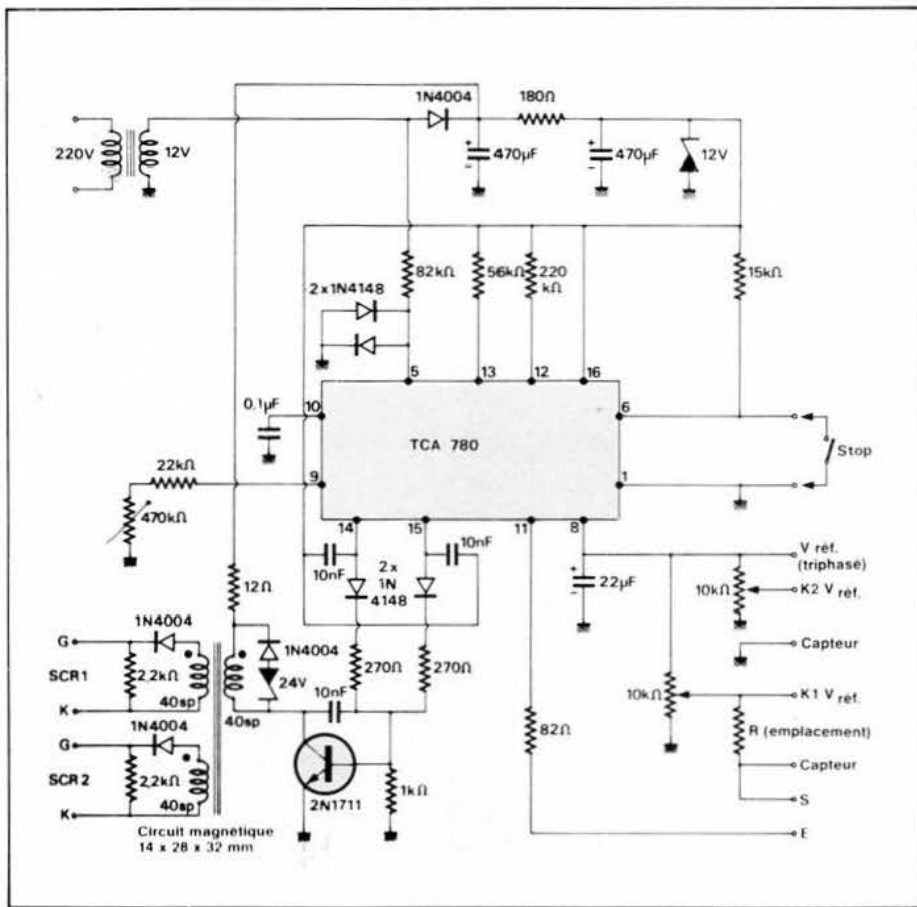


Fig. 1. - Schéma de principe.

Pour notre part, nous avons sélectionné le mode de fonctionnement permettant au TCA780 de générer des impulsions positives de durée de 30 μ s pendant les alternances positives aussi bien que négatives de la tension secteur et avec un retard de phase réglable de façon continue entre 0 et 180°. Il existe par ailleurs une possibilité d'inhibition extérieure permettant au circuit de fonctionner en interrupteur commutant au passage par zéro de la tension secteur, indépendamment de l'angle de phase ajusté.

Pour remplir ces fonctions, le TCA780 a besoin de trois types d'informations :

- une tension de synchronisation à 50 Hz pilotant le détecteur de passage par zéro (référence du zéro degré) ;
- une tension de référence générée intérieurement mais devant être mise en commun entre les circuits de chaque phase d'un système polyphasé ;
- une tension de commande représentant l'angle de phase que l'on veut ajuster.

Le schéma de la figure 1 montre les solutions technologiques qui ont été adoptées ici.

Un transfo d'alimentation 220 V/12 V fournit trois alimentations distinctes, séparées galvaniquement du secteur :

- la tension de synchronisation, écrê-

tée par deux diodes silicium montées tête-bêche ;

- le + 12 V alimentant le TCA780 ;
- un + 18 V non stabilisé servant à alimenter l'amplificateur de puissance pour les impulsions de commande.

La perte de conversion tension de commande/angle de phase est fixée par un condensateur de 0,1 μ F et une résistance ajustable de 470 k Ω . En 400 Hz, il conviendrait d'employer un condensateur de 10 nF.

On notera à ce niveau les points suivants :

- La tension de commande maximum correspond au retard de phase maximum donc à une puissance commandée minimum.
- La puissance de sortie maximum n'est pas atteinte pour une tension de commande nulle, mais au contraire légèrement positive. Ceci permet d'introduire des sécurités en cas de coupure du circuit de commande, car à tension de commande nulle, la puissance de sortie tombe à zéro.
- La puissance de sortie minimum est atteinte pour une certaine valeur de la tension de commande, inférieure à la tension de référence, qui dépend du réglage choisi pour la pente.

C'est pour ces raisons que deux trimmers alimentés par la tension de référence ont été prévus, soit pour l'alimentation d'un potentiomètre, soit à

des fins de pré-réglage, soit encore de façon à fournir une référence compatible avec d'éventuels circuits situés en amont.

Les broches 14 et 15 fournissent donc des impulsions de durée 30 μ s, de façon distincte pour les alternances positives et négatives. Une porte à diodes effectue le mélange de ces impulsions de façon à pouvoir utiliser les sorties de la carte pour la commande de triacs aussi bien que de thyristors. Nous verrons plus loin que dans les cas qui le justifient, certaines impulsions peuvent être éliminées par simple suppression de l'une des deux diodes.

Le transistor amplificateur débite des impulsions d'amplitude au moins égale à 1 A dans le primaire d'un transfo d'impulsions permettant le déclenchement de deux semi-conducteurs dans n'importe quelle configuration et ce, avec une isolation galvanique totale des circuits de commande.

Réalisation pratique

La figure 2 donne un exemple de tracé du circuit imprimé, dont l'implantation est indiquée en figure 3. Les accès aux circuits sont prévus à travers deux borniers Weidmüller mais le tracé de la figure 2 pourrait être facilement adapté à tout type de connecteur utilisé couramment.

Les trimmers peuvent être des modèles monotour ou mieux multitours, le pastillage permettant l'emploi indifférent des deux versions.

Notons que le transformateur d'impulsions et celui d'alimentation sont réalisés avec un circuit magnétique 14 x 28 x 32 mm. Pour le transfo d'impulsions, les tôles doivent obligatoirement être imbriquées, les trois enroulements étant bobinés dans le même sens en fil émaillé 50/100^e (40 spires par enroulement, isolement de 1 500 V continu entre couches).

Schémas d'utilisation

1. Alimentation

Relier les deux bornes repérées « 220 V » à la phase et au neutre de la même alimentation que les thyristors ou triacs à commander. Si cette tension n'est pas 220 V, utiliser un transformateur intermédiaire ou remplacer le transfo de la carte. En triphasé, utiliser le neutre (éventuellement un neutre artificiel) et la phase sur laquelle agit le circuit (un circuit par phase). Relier ensemble les broches « V_{ref} » de chaque carte, leurs entrées et leurs masses.

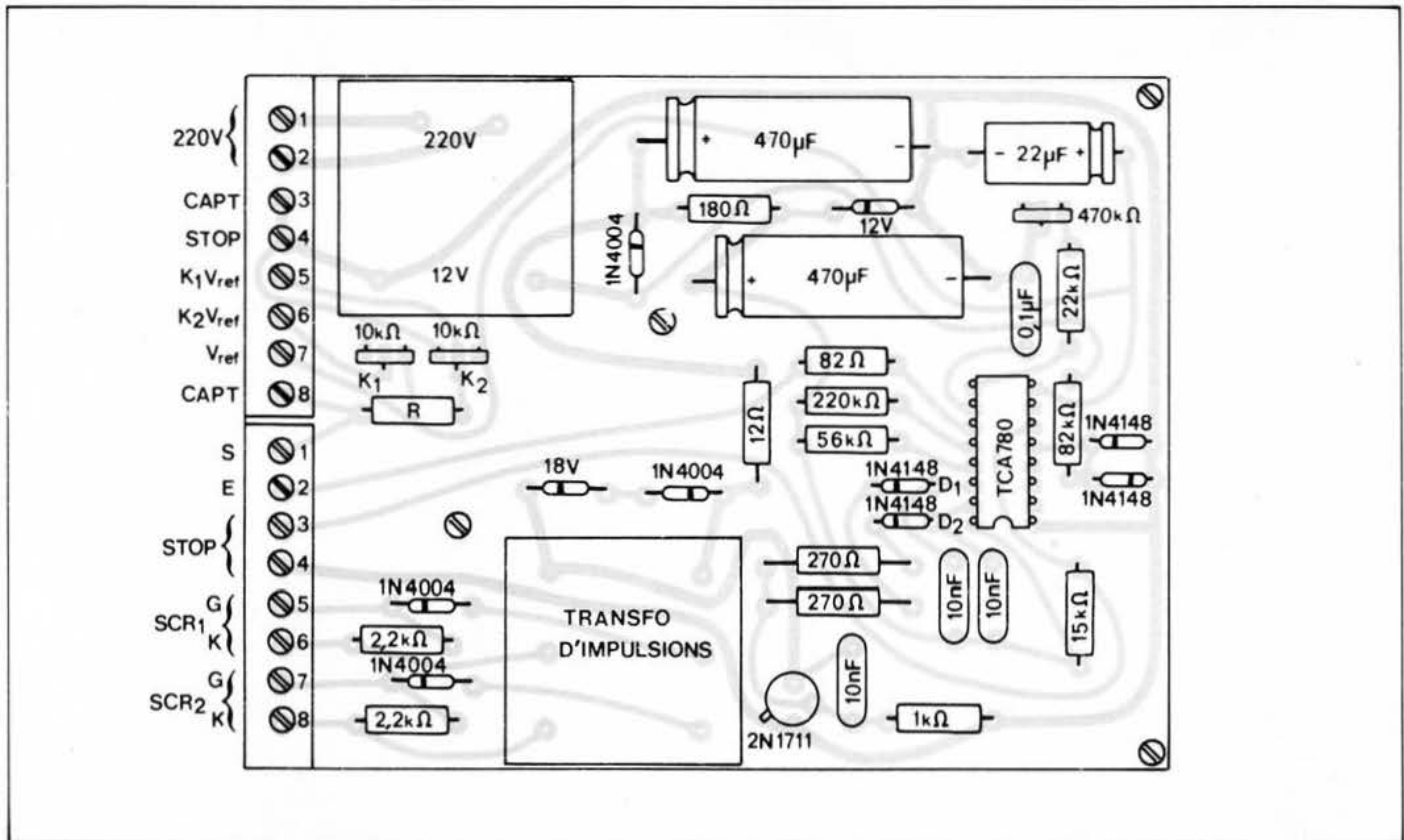


Fig. 2. - Le circuit imprimé.

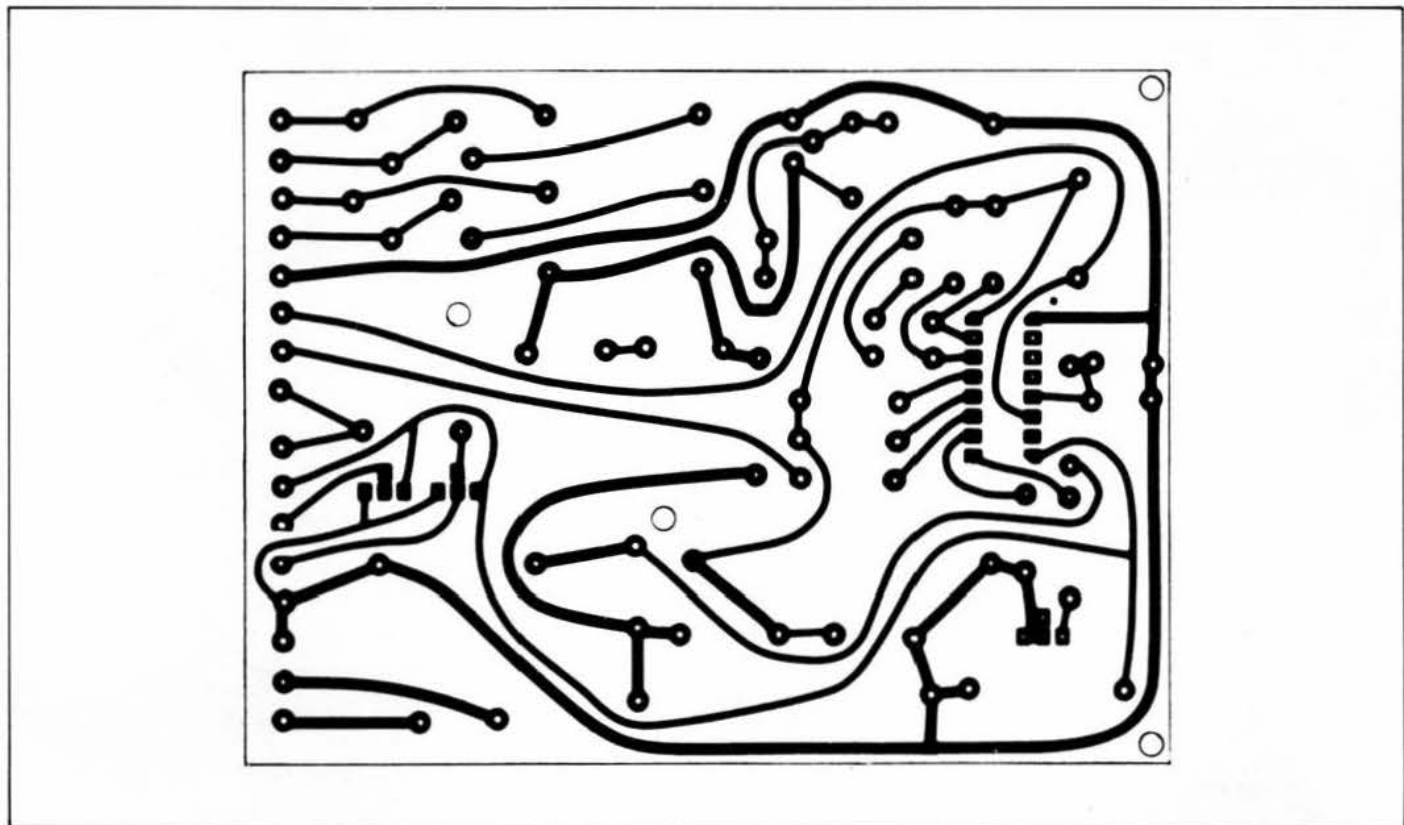


Fig. 3. - Plan de câblage.

2. Déclenchement des thyristors ou triacs

La carte possède deux sorties galvaniquement distinctes, capables de commander chacune un thyristor ou un triac de courant de gâchette inférieur ou égal à 250 mA environ. Le montage délivre sur chaque sortie des impulsions correspondant aux alter-

nances positives et négatives de la tension du secteur. Les triacs sont donc commandés dans les quadrants I et IV alors que les thyristors reçoivent des impulsions dont une sur deux est inutilisée. Dans les montages de redressement contrôlé, on peut supprimer les impulsions inutiles en déconnectant l'une des diodes D_1 ou D_2 de la carte, selon l'impulsion à supprimer.

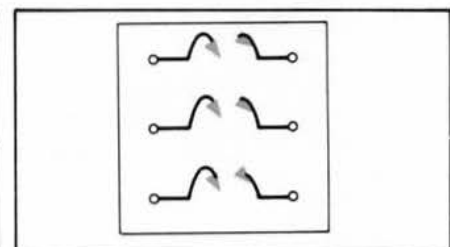


Fig. 4. - Réalisation du transfo d'impulsions.

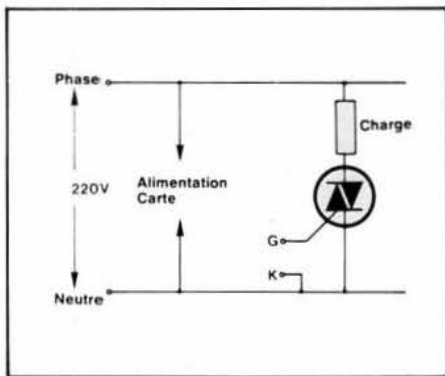


Fig. 5. - Commande de triacs (variation de puissance en alternatif)

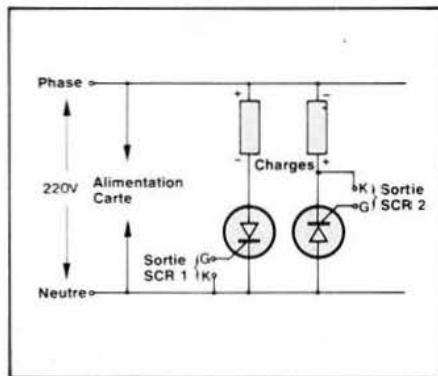


Fig. 7. - Commande de thyristors (redressement contrôlé).

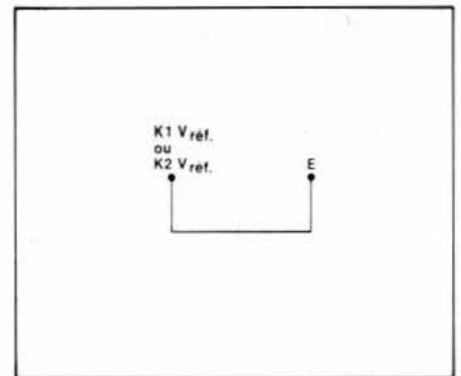


Fig. 9.

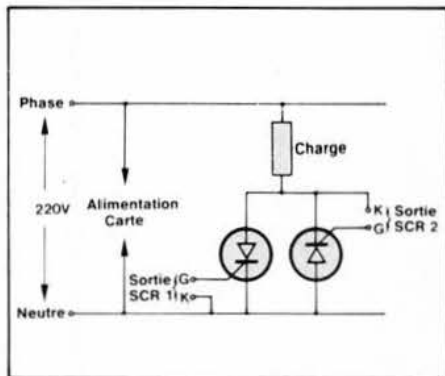


Fig. 6. - Commande de thyristors (variation de puissance en alternatif)

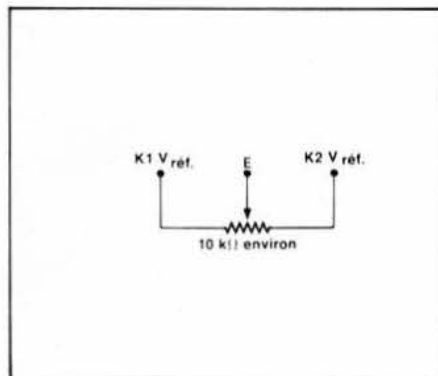


Fig. 8.

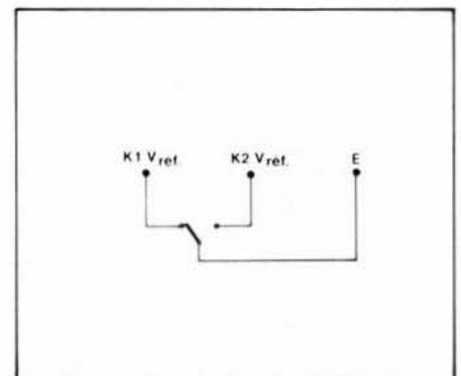


Fig. 10.

a) Commande de triacs (variation de puissance en alternatif) figure 5

b) Commande de thyristors (variation de puissance en alternatif) figure 6

c) Commande de thyristors (redressement contrôlé) figure 7

d) Extension aux réseaux triphasés

Tous ces schémas peuvent être étendus aux trois phases d'un réseau triphasé, à condition de respecter le branchement des alimentations 220 V sur les phases correctes et de relier ensemble les broches des trois cartes. La fréquence du réseau doit être 50 ou 60 Hz. Pour 400 Hz, des modifications simples sont à prévoir.

3. Circuit de commande

Le circuit de commande peut utiliser 8 des bornes d'accès au montage : E, S, STOP, K₁ V_{ref.}, K₂ V_{ref.}, CAPT, CAPT.

La borne E est l'entrée de commande proprement dite. La tension appliquée à cette entrée commande l'angle de conduction des semi-conducteurs de puissance de façon directement proportionnelle. Cela signifie que la puissance commandée diminue lorsque la tension de com-

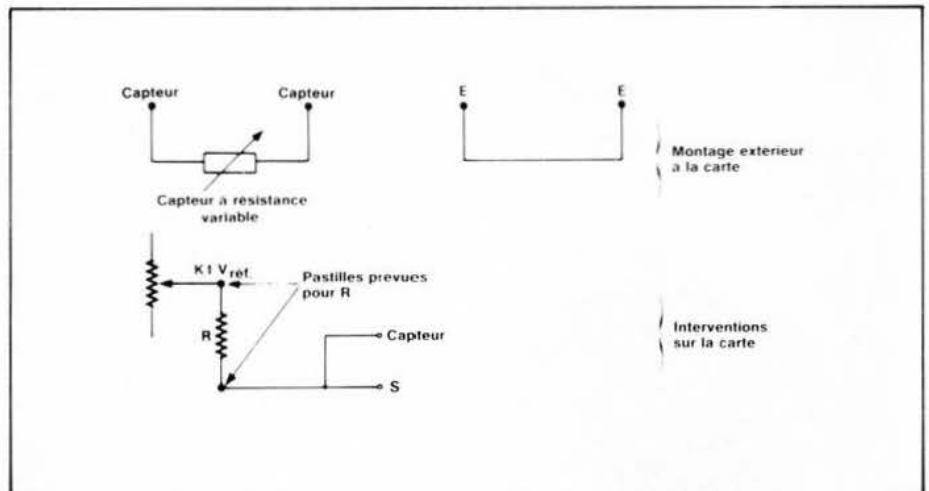


Fig. 11.

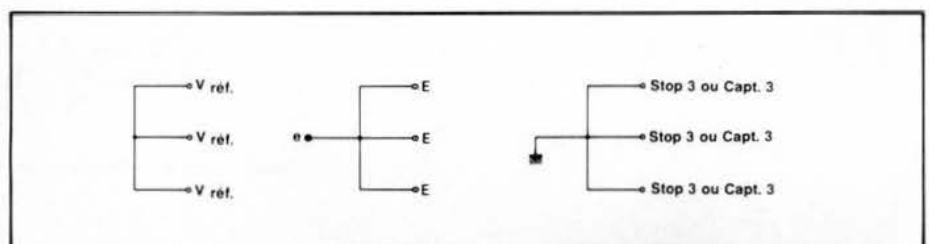


Fig. 12.

mande augmente. Il faut noter que la pente de la caractéristique tension de commande/angle de conduction est ajustable au moyen du trimmer de 470 kΩ selon l'utilisation envisagée.

Le maximum de puissance ne correspond pas à une tension d'entrée nulle par rapport à la masse, pas plus que la puissance de sortie nulle ne correspond à V_{ref.}. Il existe une zone morte

de chaque côté de la zone utile de variation de la tension de commande. Ceci permet d'introduire des sécurités du type « rupture de la ligne de commande ». Si la commande se fait par potentiomètre, il est toutefois possible de faire coïncider exactement la course du bouton de commande avec la plage de tension de commande utile : il faut alors utiliser les bornes K₁ V_{ref.} et K₂

V_{ref} , K_1 et K_2 étant ajustables séparément entre 0 et 1 par des trimmers de $10\text{ k}\Omega$ (fig. 8).

Notons que ces trimmers peuvent également servir à introduire des limites dans la plage d'action du potentiomètre, vers le bas comme vers le haut de sa course. Si la puissance de sortie n'a pas besoin d'être commandée de façon continue de l'extérieur mais seulement d'être préréglée, on utilisera les schémas suivants (fig. 9 et 10).

C'est alors le trimmer K_1 ou K_2 qui servira d'élément de réglage. Dans le cas d'une commande par tout ou rien de cette puissance préréglée, on notera que lorsque les deux bornes « STOP » sont strappées, la puissance nulle est sélectionnée. Les commutations se font bien sûr au zéro de la tension secteur. Attention, l'une des bornes « STOP » est reliée à la masse de la carte (isolée du secteur mais pas de V_{ref}).

Dans tous les cas de commande par une tension extérieure, on pourra utiliser $K_1 V_{ref}$ et $K_2 V_{ref}$ en tant que sources de tension de référence pour le montage situé en amont.

Enfin, des bornes spéciales sont prévues pour recevoir un capteur du type

« résistance variable » (thermistance, photorésistance, magnétorésistance, potentiomètre de recopie, etc.). Un emplacement est prévu sur la carte pour une résistance fixe formant un pont diviseur avec ce capteur, de façon à ce que la tension de commande tombe dans les limites voulues.

On utilisera alors le branchement suivant (fig. 11).

On obtient ainsi un montage simple permettant de remplir des fonctions de régulation. Le réglage s'effectue au moyen du trimmer de commande de $K_1 V_{ref}$.

NB : Cas du triphasé

Les bornes « V_{ref} » étant réunies d'une carte à l'autre, on dispose de six sorties $K V_{ref}$ au lieu de deux. Dans le cas d'une commande par potentiomètre, on n'utilisera que deux d'entre elles et on reliera ensemble les trois bornes E de façon à commander les trois phases de la même façon. Il faut également relier ensemble les trois masses (au choix l'une des bornes STOP ou CAPT identifiée par le repère 3 sur le bornier). On peut cependant utiliser ces six sorties $K V_{ref}$ pour préréglager six puissances de sortie pouvant être

sélectionnées par un commutateur à six positions remplaçant le potentiomètre si la fonction à remplir le permet (fig. 12).

Conclusion

Mise au point à partir d'une synthèse des désirs de nombreux utilisateurs de thyristors et triacs, cette carte devrait solutionner de façon simple les problèmes les plus courants de commande de puissance ou de redressement contrôlé sur secteur alternatif monophasé ou polyphasé. La simplicité du schéma, due à l'emploi d'un circuit intégré bipolaire à haut degré d'intégration, n'exclut nullement la recherche de bonnes performances : c'est ainsi que la commande de phase, correctement réglée, peut fonctionner strictement de 0 à 180° , ce qui n'est pas toujours le cas pour les systèmes les plus répandus. D'autre part, la fonction d'interrupteur à tension nulle permet, dans bien des cas, de s'affranchir de parasites souvent intenses, ce qui ne dispense pas d'antiparasiter triacs et thyristors s'ils fonctionnent en variateurs de puissance.

Jean Dufourquet

Pour vos C.I.
de fond de panier

seul le Bus-Bar MEKTRON
permet économiquement

la distribution des alimentations à basse impédance

100 % de la surface du C.I. de fond de panier
reste disponible pour les lignes de signaux

Le Bus-Bar MEKTRON réduit les bruits
parasites et les chutes de tension

Importante gamme standard
et fabrication
à la demande

MEKTRON

Mektron-France

9, allée des Jachères SOFILIC 416

94263 FRESNES Cedex Téléphone : 668-10-25 Télex : 260719
Usine à Château-Gontier (53)



AUCTEL
AUCTEL
AUCTEL
AUCTEL
AUCTEL
AUCTEL
AUCTEL
AUCTEL
AUCTEL
AUCTEL

NOUVELLE ADRESSE
AUCTEL
37, rue Gay Lussac
92320 CHATILLON

736.87.00

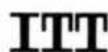
Télex (inchangé) 202 878 F
COMPOSANTS - INSTRUMENTS
SYSTEMES ÉLECTRONIQUES

AUCTEL
AUCTEL
AUCTEL
AUCTEL
AUCTEL
AUCTEL
AUCTEL
AUCTEL
AUCTEL
AUCTEL

DÉPARTEMENT COMPOSANTS



Transistor, Diode,
Opto-circuit intégré



Semi-conducteurs



Diode, Pont de Diodes



Transistors - CMOS -
Régulateurs - Ampli - Op



TTL - CMOS - Ampli - Op



Supports de CI - TTL - Ampli -
Op - Opto



Résistance, Potentiomètre ajustable,
Condensateur céramique,
Plaquette



Support insertion nulle



Supports de CI, Carte support,
Accessoire de câblage



Résistance bobinée RB -
Condensateur CTS13, Film plastique,
chimique, Trimmer



Dip Switches



Pince de contrôle pour circuits
intégrés.

DÉPARTEMENT Instruments et DATA SYSTEMES

ALIMENTATIONS



Faible coût
ALIMENTATION
D'ÉQUIPEMENT
SUR CHASSIS

Découpage et Régulation
Série

Entrée 110V/220V

- MICROPROCESSEUR
- FLOPY DISQUE
- MONO et MULTI-SOURCES



Régulateur continu à
découpage, régulateur à
découpage secteur, convertisseur
continu-continu

COMPATIBLE

- Sortie : 5V 3A-6A etc.
- Série : SRN
- Entrée 48V Batterie
- Entrée : 5-12-24Volts

15W

Série : CSI

- Entrée : Secteur à
découpage
- Sortie : 5-12-15-24V

15W

Série : LSI



Alimentations Stabilisées
MINIATURES
soudables sur carte circuit
imprimé
Remplacement Direct avec
d'autres fabricants



Entrée : 220 V
Sortie : 5V-1A
± 15V0,1A-0,2A-0,350A



PRÉSENTATION
DIL

- Entrée : 5-12-24-48V
- Sortie : Simple ou
double 5-12-24Volts

DATA-SYSTEMS

IMPRIMANTES



Imprimante Hard-Copy Alphanumérique, Graphique, Vidéo Printer. Imprimante pour Pet, Apple III, TRS 80. Imprimante à Impact.



Imprimante à impact bidirectionnelle sur papier ordinaire (largeur de papier réglable pour étiquettes).

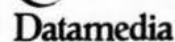


Bloc imprimante /OEM
Imprimante microprocesseur

TERMINAUX ÉCRAN



TERMINAUX ÉCRAN Clavier



Terminal compatible VT 100



Programmeur Universel de mémoire
Multicopieur - effaceur UV



Contrôleur de disque dur subsystemes pour DEC PDP11/LSI 11, Data General série NOVA, Multi-bus intel etc.



Systemes d'ACQUISITION et d'édition sur disquette



Système MICRO-ORDINATEUR Modulaire et évolutif pour applications industrielles

**Service Après-Vente Pièces détachées
Assistance Technique - Formation**



L'arrivée des microprocesseurs a été une grande révolution pour les techniques de l'automatisme, rendant bien souvent inutiles les anciennes méthodes d'études. On peut dire que deux voies se sont rapidement fait jour : une voie informatique (dont les microordinateurs domestiques sont de bons représentants) et une voie de gestion de processus industriels. Dans ce dernier cas, on ne compte plus les automates programmables basés sur des microprocesseurs monolithiques ; leurs possibilités d'entrées/sorties sont très larges en numériques mais le traitement des données analogiques reste du domaine des systèmes de haut de gamme. Pour des besoins pédagogiques, nous avons construit de petits automates possédant huit entrées analogiques, trois sorties analogiques, un port de huit bits en entrée, un port de huit bits en sortie, un système de DMA pour changer les consignes en mémoire, le tout à partir d'un petit KIT 6800D2 déjà décrit dans cette revue et ce, pour moins de 2300 F.

Automate programmable analogique et numérique

L'idée de base

Elle découle du fait que les petits ensembles d'évaluation proposés dans le commerce pour la prise de contact avec les microprocesseurs sont assez bien conçus comme systèmes minimum, possédant un clavier conversationnel et un affichage, un moniteur en ROM pour la gestion du clavier et diverses « routines » dont l'interface de cassette. Cependant ces ensembles sont très sommaires quant aux possibilités d'animation d'automatismes, ne possédant que des ports numériques en entrée ou sortie. Le prix de revient pour une telle carte de base est enfin assez faible compte tenu du travail qu'il faudrait fournir pour adapter dès le départ un tel système à notre problème. Nous voulions disposer de petits ensembles de gestion d'automatismes, programmables, puissants et d'un prix de revient très bas. Bien sûr, pour ce prix (inférieur à 2300 F), on ne peut espérer disposer d'un langage évolué, mais la programmation en langage machine est une nécessité pour qui veut réaliser des programmes assez souples dans la gestion des processus analogiques rapides. Notre système comporte trois blocs : une alimentation (utilisable pour d'autres besoins) de + 12 V, + 5 V, - 5 V,

- 12 V. Le système processeur proprement dit et un bloc de puissance constitué d'un hacheur à transistor, un variateur à thyristors et trois relais statiques commandés à tension nulle, tous ces étages de puissance étant commandés par photocoupleurs. Il faudrait ajouter un bloc de mesure isolé ce que nous allons réaliser par la suite.

La carte unité centrale

Sur le KIT 6800D2, elle comporte un CPU 6800, une horloge 614 kHz, une ROM 6830 (E000) contenant le moniteur JBUG, une pile de 128 octets (A000), 512 octets de RAM (0000 à 01FF), un ACIA 6850 (8008, 8009) pour l'interface cassette, deux PIA 6821, l'un servant à la gestion du clavier et de l'affichage, situé en 8020-8023 et l'autre, laissé libre à l'utilisateur (8004-8007). Deux socles pour PROM ou EPROM sont également disponibles et très utiles lors de programmes spécialisés.

Afin de disposer d'une capacité mémoire supplémentaire, nous avons réalisé le wrappage de quatre socles de RAM (0200 à 03FF) comme il était décrit dans cette revue (REF 1). Notre capacité est donc alors de 1 k octets.

Nous avons de plus adjoint un PIA pour la gestion des voies analogiques, adressé de 8010 à 8013. A ce propos, signalons que les circuits périphériques sont sélectionnés par les lignes $A_{13} = 0$, $A_{14} = 0$, $A_{15} = 1$, donnant le signal I/O qui valide ACIA et PIA.

Nous remarquons que sans décodage supplémentaire, nous pouvons adresser un nombre respectable d'interfaces comme il est possible de le voir sur le **tableau 1**.

Des possibilités de décodage supplémentaire existent quand on remarque sur le KIT que la ligne CSO des PIA est à 1 systématiquement. La **photographie 1** nous montre la carte unité centrale avec ses boîtiers supplémentaires.

Carte analogique

Les entrées

Pour des raisons de commodité, nous en avons pris 8, mais ce chiffre peut être étendu bien au-delà moyennant des multiplexeurs supplémentaires. La **figure 1** représente le schéma du système d'entrée.

Le multiplexeur à FET est directement décodé à partir des trois lignes de commande, dans notre cas, il est toujours validé. Nous avons utilisé un simple amplificateur opérationnel au lieu du classique amplificateur d'instrumentation car une réjection du mode commun élevée n'est pas pour nous un problème majeur vu la résolution de la conversion, surtout pour des signaux de fréquence supérieure à 100 Hz. Le convertisseur A/N est à approximations successives et demande quarante coups d'horloge pour une conversion complète ($50 \text{ kHz} < f < 800 \text{ kHz}$). Il peut être commandé en mode « poignée de main » ou en conversion permanente. Sa sortie en trois états autorise sa liaison directe au bus de données. Cependant, le temps de déblocage de la sortie, de l'ordre de la μs , n'autoriserait l'adressage direct du convertisseur qu'avec allongement des cycles d'horloge, ce qui compliquerait notablement notre réalisation ; nous avons donc dû recourir au passage par le PIA en 8010, les lignes numériques correspondantes pouvant être utilisées lorsque la partie analogique est gelée en haute impédance. Il faut voir d'autre part que la conversion permanente est plus simple d'utilisation, la lecture du PIA se faisant après un retard programmé si utile dans le JBUG (EOEO).

La sélection des voies analogiques en entrée est réalisée à partir de la ligne du PIA de commande des segments

A 15	A 14	A 13	A 12	A 11	A 10	A 9	A 8	A 7	A 6	A 5	A 4	A 3	A 2	A 1	A 0
1	0	0	9000	8800	8400	8200	8100	8080	8040	8020	8010	8008	8004	RS	

Tableau 1

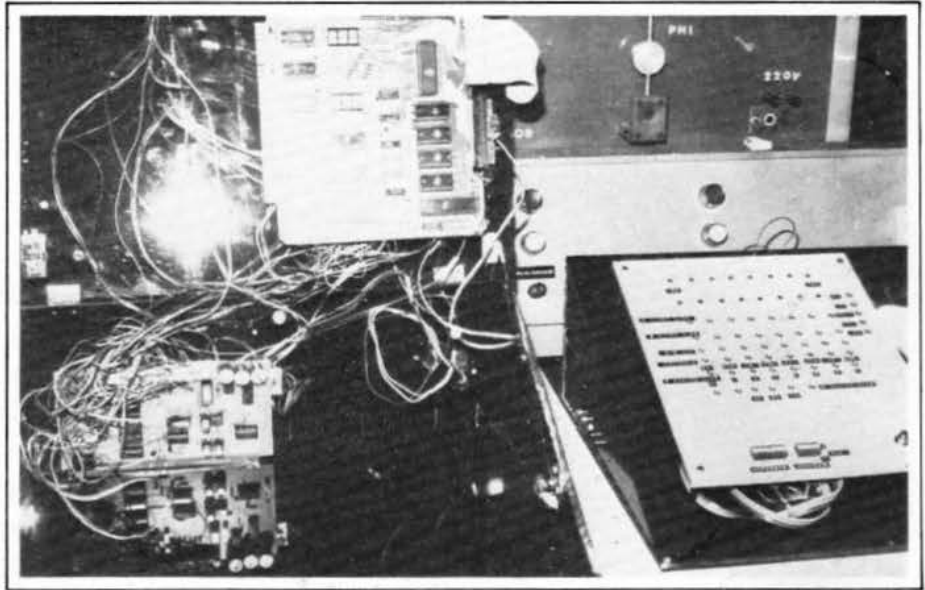


Photo 1. - Un automate ouvert ; carte unité centrale et ses extensions : carte analogique et DMA. Un câblage impressionnant qui réclamerait bien des nappes de fil.

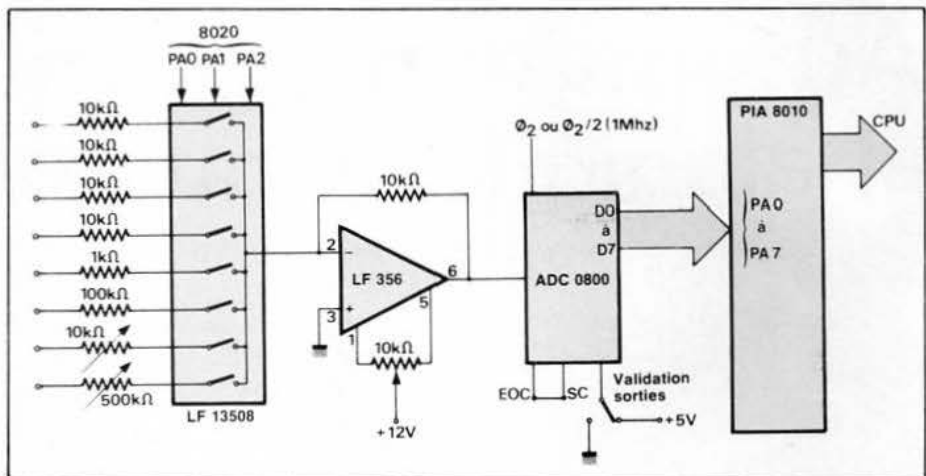


Fig. 1. -

d'affichage. En effet, les lignes PA0 à PA6 sont systématiquement des sorties (ce qui n'est pas le cas de PB qui gère le clavier en entrées et les afficheurs en sorties). Pour cette commande, nous avons retenu les lignes A0, A1, A2 qui sont décodées par le multiplexeur, le tout localisé en 8020.

Les sorties

Afin de pouvoir réaliser le bouclage complet d'un système purement analogique, il était nécessaire de disposer de quelques sorties analogiques. Si l'extension des entrées ne pose pas de problème particulier, en sortie, par contre, la nécessité de garder en mémoire l'information multiplexée, impose l'utilisation d'échantillonneurs bloqueurs (S/H) pour chaque sortie. Pour notre part, comme bon nombre d'applications font intervenir des sorties de puissance en tout ou rien, nous

avons seulement trois sorties analogiques qui seront ici directement commandées par les lignes PA4, PA5 et PA6 du PIA de gestion des segments d'affichage, donc pour les valeurs 10, 20, 40 situées en 8020.

Sont converties les données présentes sur le PIA 8012 par l'intermédiaire d'un convertisseur à échelle R-2R (MC 1508). La conversion est donc très brève et aucun signal de retard n'est nécessaire, les temps d'adressage et d'exécution étant à eux seuls suffisants. La **figure 2** nous montre la chaîne de sortie analogique.

Accès direct Mémoire ou DMA

Notre système aurait été incomplet si, lors de l'exécution d'un programme de régulation, il était nécessaire d'arrê-

ter celui-ci pour passer sur une routine de gestion du clavier afin de changer une consigne en mémoire; cela pourrait avoir de sérieuses répercussions sur l'exécution du programme, notamment par le fait que le PIA d'affichage commande également la sélection des voies analogiques. Certes, il aurait été possible, à l'aide d'un PIA supplémentaire, de présenter la nouvelle donnée que l'on générerait en interruption IRQ. Cependant, outre le fait que ceci ne permet pas d'atteindre directement tout l'espace adressable, sans changer le programme de gestion de l'interruption (qui par ailleurs est « mémorivore »), le temps d'exécution de celle-ci peut être trop important surtout lors de la régulation de processus rapides (commande de machines par exemple).

Notre méthode est la plus simple des trois méthodes de DMA, l'action sur la ligne HALT permettant l'arrêt du processeur et sa mise en haute impédance. La figure 3 schématise le système retenu.

Des interrupteurs fournissent l'adresse et la donnée (il faut remarquer que nous avons limité l'adresse à l'espace accessible à notre système les RAM, les PIA et la pile). L'utilisation de petits interrupteurs oblige à présenter l'adresse et la donnée en binaire mais après de vaines recherches, nous avons appris que la société Jeanre-naud commercialisait des commutateurs à galettes codés BCD-hexadécimal. Nous présentons donc données et adresses sur les BUS à travers des portes trois états normalement bloquées (ici inverseuses). La fermeture d'un contact provoque le basculement d'un monostable et la ligne HALT est mise à zéro en synchronisme avec Ø 1 grâce à une bascule D. Le processeur isole alors ses lignes trois états (données, adresses et R/W), puis répond en mettant sa ligne BA à l'état haut (attention, cette ligne a une fâcheuse tendance à osciller lors de l'arrêt du processeur). Nous commandons donc les portes trois états d'accès aux bus à partir de cette ligne. Un écueil apparaît alors sur le KIT 6800D2; lors de l'arrêt du processeur, VMA passe à l'état bas; comme cette ligne VMA sert, par les lignes RAM, I/O, STACK, etc., à sélectionner les différents circuits adressables, il ne sera plus possible d'accéder à ces circuits. Nous avons donc dû couper le circuit imprimé et réaliser la petite modification qui apparaît sur le schéma général. Dans ces conditions, lorsque BA passe à l'état 1, ST1 et ST2 sont à 0, les circuits peuvent être sélectionnés. La durée du blocage est déterminée par la durée de l'impulsion du monostable, celle-ci pouvant être de 5 µs.

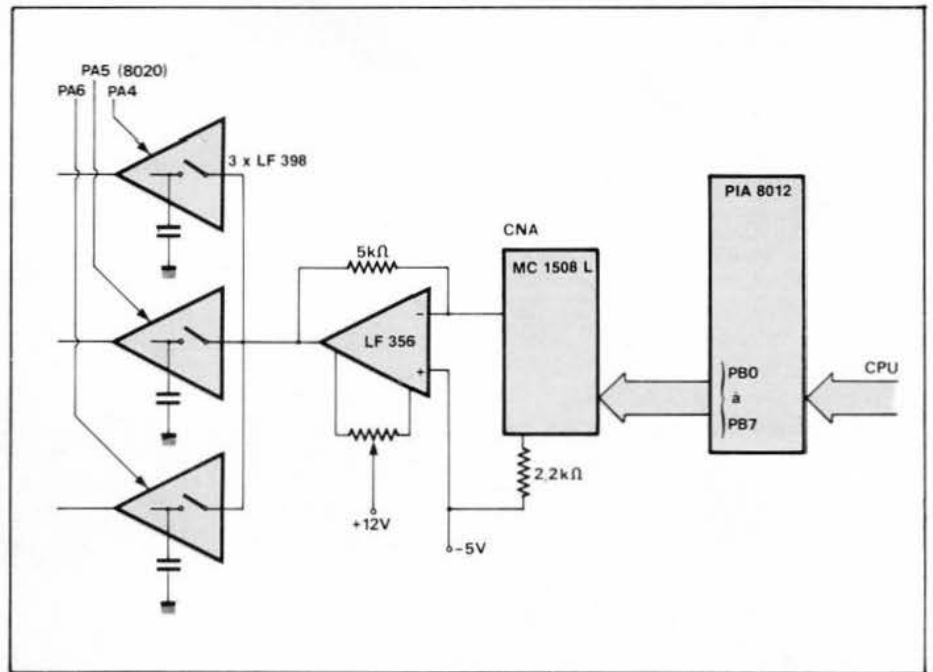


Fig. 2. -

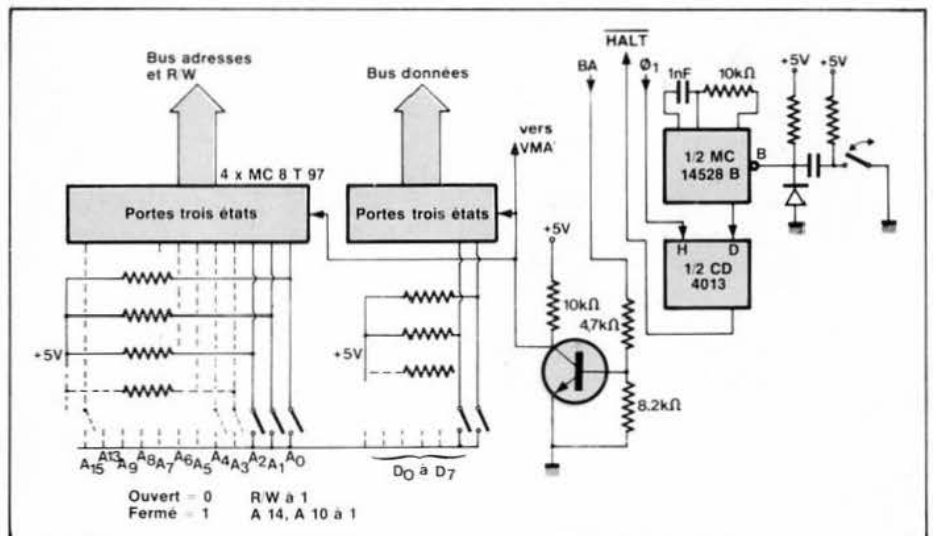


Fig. 3. -

Remarque sur les problèmes purement électriques

La sortance des bus d'adresse et de données du CPU est d'une charge TTL et 130 pF. Si du point de vue courant, sur des charges NMOS ou CMOS, il y a peu de problèmes, on s'aperçoit par contre que la charge capacitive est rapidement atteinte: 10 pF pour un PIA, 15 pF pour RAM et ROM, ce qui fait qu'à 1 MHz, on ne peut commander plus de sept à dix circuits de la famille 6800 en toute sécurité. Dans notre cas, ce nombre est dépassé (9 RAM, 3 PIA, 1 ACIA, 1 ROM) sans qu'aucun problème relatif à cet excès de charge n'apparaisse même à 1 MHz. Cependant, il sera intéressant dans les montages « personnalisés », d'adopter des portes de puissance trois états. On remarque sur la carte CPU que le connecteur compatible Exorciser, ne peut être utilisé pour ces portes car, notamment pour les adresses, les circuits MC8T97 (portes trois états non

inverseuses) sont toujours activés, la mise en trois états ne pourrait d'ailleurs pas résoudre le problème de l'accès à la fois aux mémoires et aux données analogiques.

Réalisation

Le circuit a été wrappé, ce qui, pour de plus grandes séries, n'est pas la solution idéale. La photographie 1 représente un automate ouvert. On peut y voir la carte unité centrale et son extension, et la carte analogique-DMA. Pour des raisons de disponibilité pour d'autres applications, l'alimentation (+12, +5, -5 et -12 V) n'a pas été englobée avec le système, ce qui exige des découplages importants.

Sur la Photo 2, on peut apercevoir deux automates achevés. On remarque, à côté de la carte clavier-affichage du KIT de base, une plaque regroupant toutes les fonctions propres à l'auto-

mate : huit voyants lumineux correspondant aux entrées numériques ; huit voyants correspondant aux sorties numériques, compatibles TTL. Un port de huit bits programmable lorsque les entrées analogiques ne sont pas utilisées ; les lignes de contrôle des PIA 8004 et 8010 ; huit entrées analogiques ; trois sorties analogiques mémorisées et la sortie du convertisseur numérique/analogique. En outre, on a sorti des lignes : HALT, NMI et IRQ. Au bas de la plaque, on reconnaît les petits interrupteurs du DMA, douze pour les adresses et huit pour les données. Un bouton agit sur le monostable lorsque l'on veut effectuer un transfert en mémoire.

La **figure 4** représente les schémas des entrées et sorties numériques avec l'affichage lumineux correspondant.

On remarque cependant que si les entrées ne sont pas programmées en entrées, si on laisse 8005 à 00 par exemple, alors ORA est à 00, l'écriture dans 8004 charge DDRA si bien qu'un 1 correspond à la mise à 0 de la sortie correspondante et à l'éclairage de la lampe. Si par contre, 8004 est programmé comme sortie, DDRA est chargé de 1 et lorsque un 1 est écrit en 8004, ce 1 est écrit dans ORA, ce qui a pour effet de mettre la sortie correspondante à 1 et donc d'éteindre la lampe. Il faut remarquer cependant qu'il n'est pas possible d'utiliser cette sortie car la charge d'une LED est déjà bien suffisante pour le PIA, cependant, il sera bien agréable de détourner ces entrées de leur fonction pour réaliser des jeux lumineux à seize voies. La **figure 5** résume notre propos sur l'utilisation de l'entrée comme sortie pour les LED. Les sorties quant à elles sont compatibles TTL mais inverseuses et présentent l'intérêt, outre la LED, de pouvoir commander par exemple des photocoupleurs pour les interfaces de puissance.

Après un Reset, 8011 contient des 0 ; en 8010, on trouve donc DDRA. Comme ORA contient alors des 0, l'écriture d'un 1 en 8010 se traduit par un 0 en sortie, la LED s'allume. Si par contre, 8010 est programmé en sortie, DDRA est chargé de 1, en 8010, on trouve ORA. L'écriture d'un 1 en 8010 se traduit par un 1 en sortie, la LED est éteinte.

Essais préliminaires

Les possibilités de nos automates sont bien sûr assez étendues aussi ne les testerons-nous ici que sur les voies analogiques pour lesquelles nous

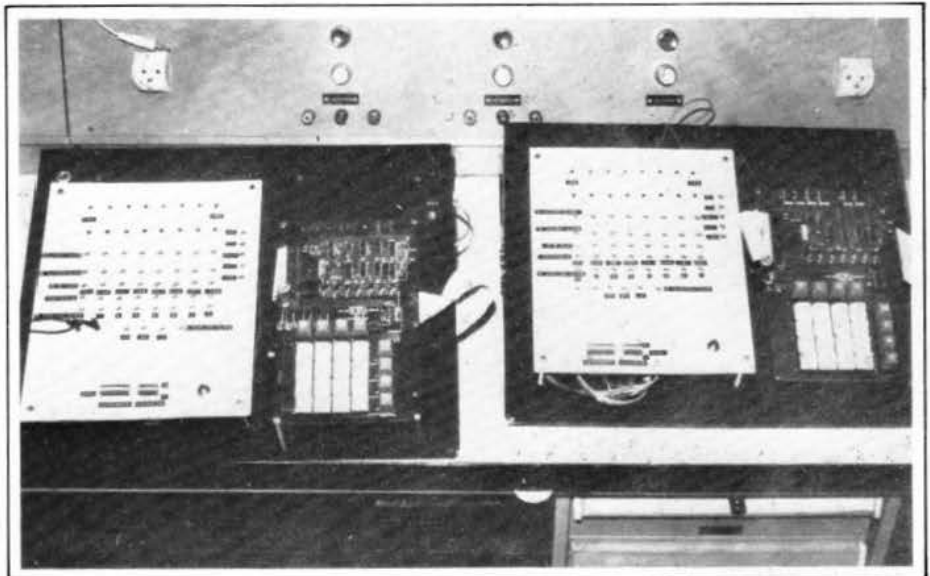


Photo 2. - Deux automates achevés, prêts à l'emploi. Non représentés, les alimentations et les modules de puissance isolés.

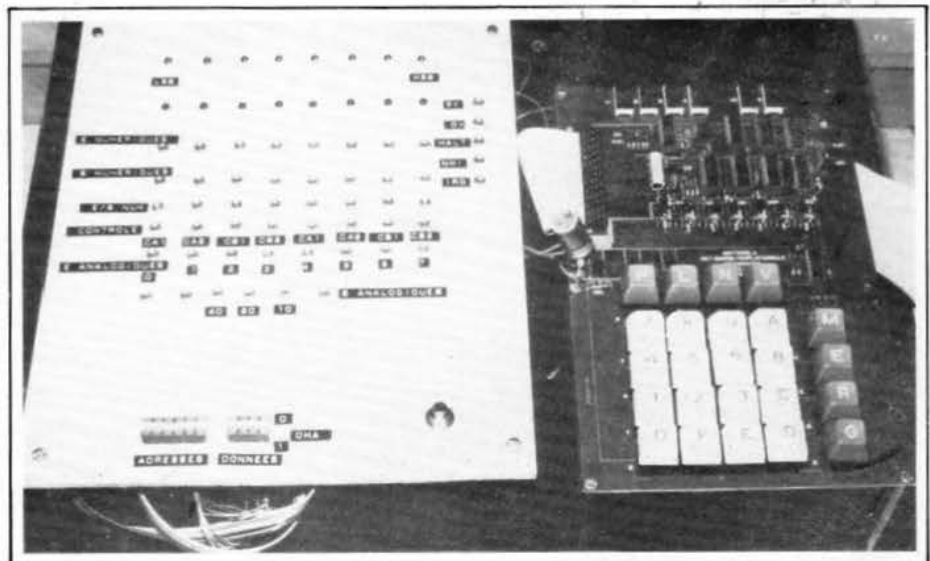


Photo 3. - La face avant d'un automate avec ses entrées/sorties.

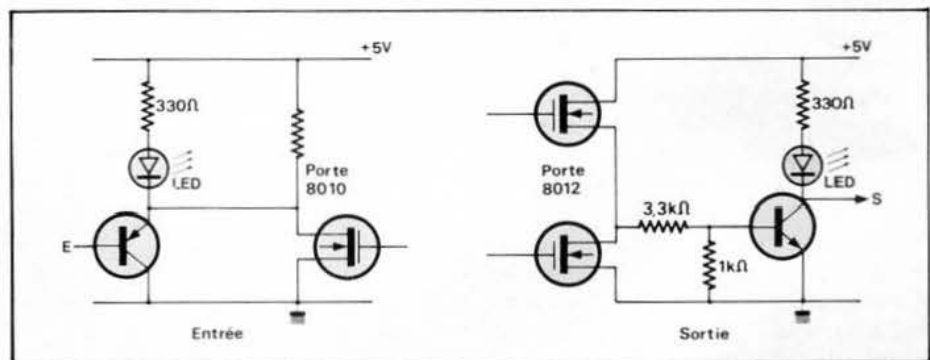


Fig. 4. -

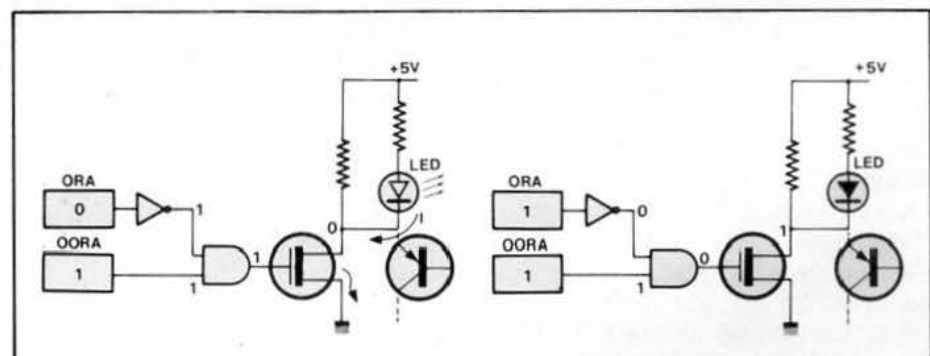


Fig. 5. -

Programme d'entrées/sorties analogiques.

Adresse	Ojet	Source	Commentaire
0000 9	96 50	LDAA	Sélection de la voie 1
0002	B7 8020	STAA	
0005	DE 60	LDX	
0007	BD E0E0	JSR	Programme de retard
000A	B6 8010	LDAA	Conversion N/A
000D	B7 8012	STAA	Conversion N/A
000F	96 51	LDAA	Sortie du signal 1
0011	B7 8020	STAA	
0014	96 52	LDAA	Sélection voie 2
0016	B7 8020	STAA	
0019	DE 60	LDX	
001B	ED E0E0	JSR	Programme de retard
001E	B6 8010	LDAA	
0021	B7 8012	STAA	Conversion N/A
0024	96 53	LDAA	
0026	B7 8020	STAA	Sortie signal 2
0029	7E 0000	JMP	
0050 00			
0051 10	8010	est programmé en entrée	
0052 01	8012	est programmé en sortie	
0053 20			
0050 00			
0061 10			

Programme élévation au carré

Adresse	Objet	Source	Commentaire
0000	96 50	LDAA 50	Sélection de la voie
0002	B7 8020	STAA 8020	
0005	7F 0062	CLR 0062	
0008	B6 8010	LDAA 8010	
000B	97 60	STAA 60	
000D	97 61	STAA 61	
000F	9B 61	ADD 61	B = B + A
0011	7A 0060	DEC 60	D = D - 1
0014	27 09	BEQ 09	D = 0?
0016	24 F9	BCC F9	C = 1?
0018	0C	CIC	C = 0
0019	7C 0062	INC 62	I = I + 1
001C	7E 000F	JMP 0F	
001F	96 62	LDAA 62	
0021	B7 8012	STAA 8012	Conversion N/A
0024	96 51	LDAA 51	
0026	B7 8020	STAA 8020	Sélection de la voie
0029	96 50	LDAA 50	de sortie.
002B	F7 8020	STAA 8020	
002E	7E 0005	JMP 0005	
		8010 Programmé en entrée	
		8012 Programmé en sortie	
0050 00	(première voie)		
0051 10	(sortie analogique)		

Tableau 2

avons une attention toute particulière. La **photographie 4** nous montre deux signaux multiplexés en entrée, sortis sur échantillonneurs bloqueurs. On remarque pour le signal à 100 Hz, l'effet d'échantillonnage. Le programme très simple est donné ci-après, sans organigramme : comme le multiplexage en entrée intervient, il est nécessaire d'introduire un retard programmé pour permettre la conversion A/N (quarante coups d'horloge).

La **photographie 5** nous permet de tester la linéarité du système à 1 Hz. Sur la **photographie 6**, on a multiplexé quatre signaux que l'on a sorti sur le convertisseur N/A. Le système constitue en l'occurrence un bon commutateur de voies pour oscilloscope.

Pour montrer enfin que notre système est bien capable de traiter l'information, nous l'avons fait travailler en multiplicateur analogique en élevant

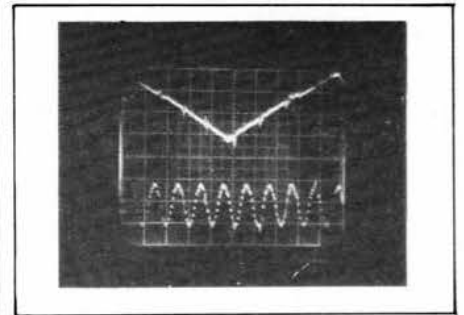


Photo 4. - Deux voies multiplexées sorties sur échantillonneurs-bloqueurs.
f₁ = 10 Hz, f₂ = 100 Hz, 2 V/carreau.

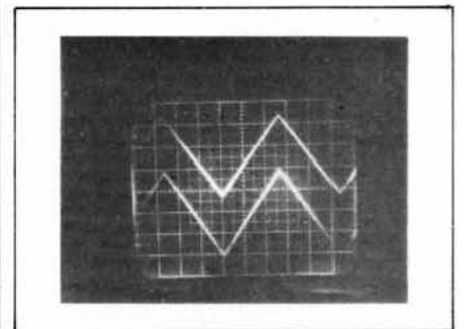


Photo 5. - Test de linéarité à 1 Hz. En haut : entrée, en bas : sortie, 2 V/carreau.

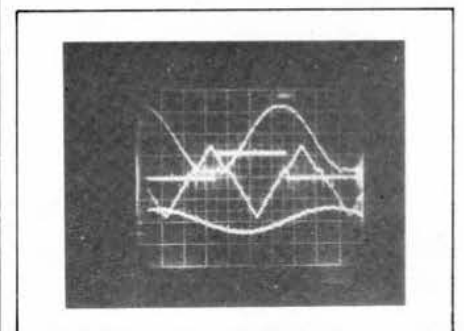
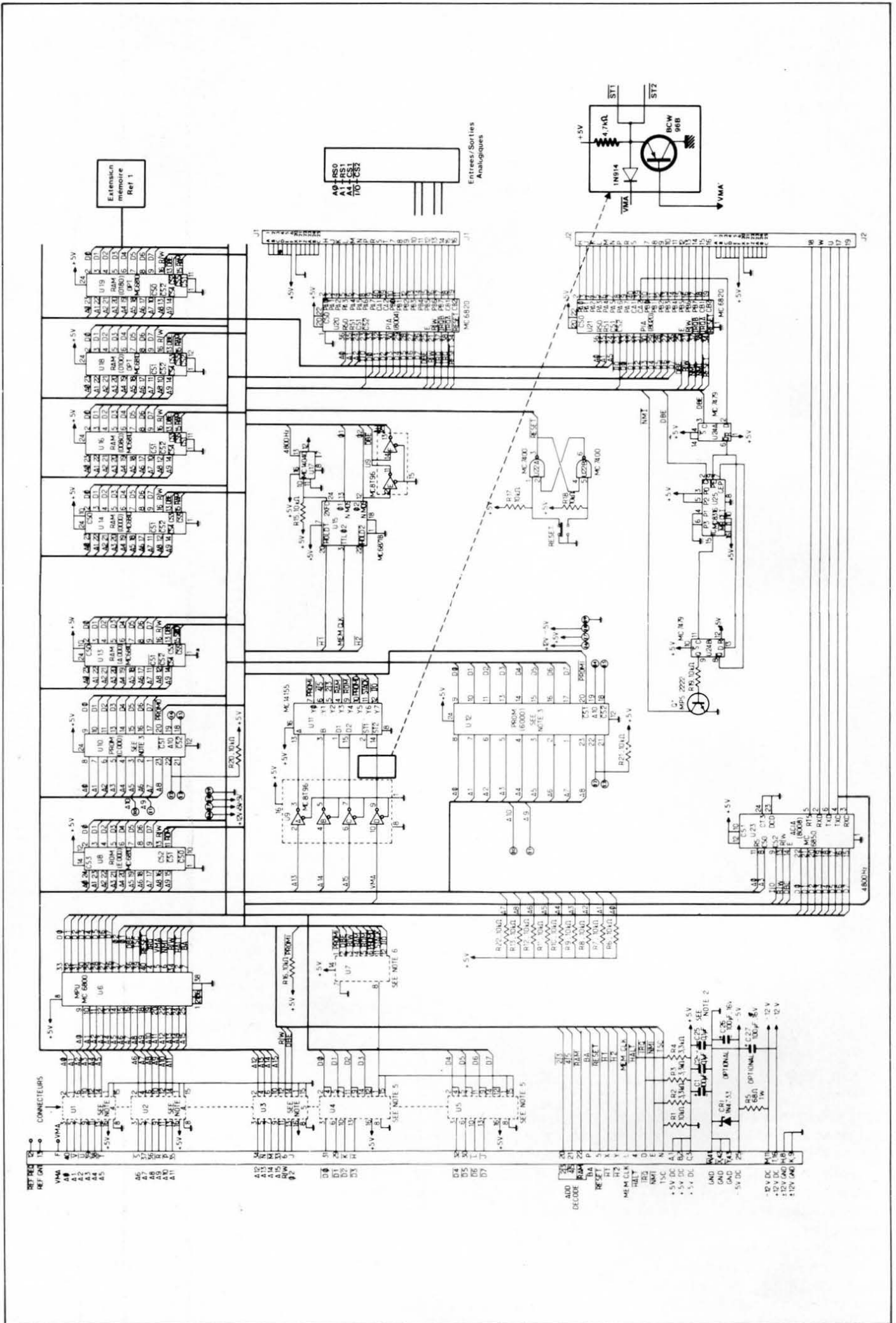


Photo 6. - 4 signaux multiplexés sortis sur le CNA. Les 0 ont été décalés par offset pour permettre une meilleure séparation des signaux. 5 ms et 2 V/carreau.

au carré un signal analogique, une triangulaire en l'occurrence. On sait que peu de processeurs ont encore la multiplication micro programmée et le 6800 n'est pas pourvu de cette puissante instruction. Pour effectuer une multiplication, il est donc nécessaire d'additionner le multiplicande un nombre de fois égal au multiplicateur, s'agissant de nombres entiers, cela fait donc intervenir un bouclage. Cependant, seul le registre d'index étant à seize bits, les opérations se faisant sur des registres de huit bits, nous allons utiliser l'indicateur C (carry = retenue) qui est mis à 1 chaque fois qu'il y a retenue, c'est-à-dire que l'on dépasse la capacité de huit bits. L'organigramme est celui de la **figure 6**.

Le listing du programme est donné au **tableau 2** et bien que très simplifié, il comporte nécessairement les chargements d'entrée/sortie.

Les **photographies 7 et 8** nous montrent les signaux d'entrée et de



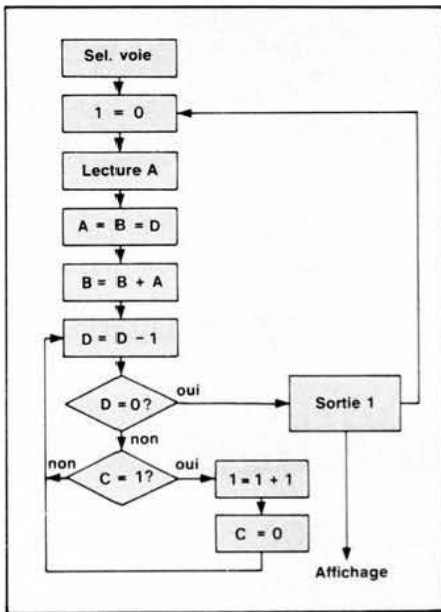


Fig. 6. -

sortie pour les fréquences de 1 et de 10 Hz. On remarque dans ce dernier cas que pour les amplitudes élevées, le temps de multiplication devient trop important. Cela souligne une faiblesse des systèmes numériques en temps réel qui, pour devenir réellement performants, doivent faire appel à des instructions plus puissantes compte tenu qu'ils sont destinés à commander des processus multifonctions.

Bien d'autres petites expériences amusantes peuvent être faites à partir

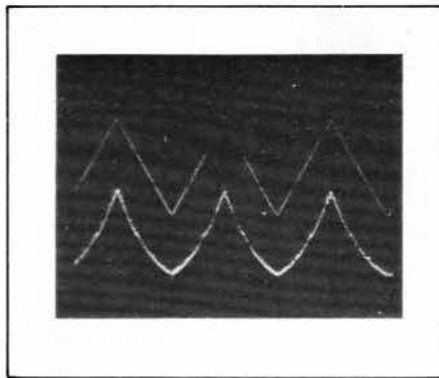


Photo 7. - Élévation au carré d'un signal analogique, $f = 1$ Hz.

de notre système pour des essais préliminaires mais sa véritable vocation pour la régulation de processus analogiques et numériques en fait un outil de choix associé au module de puissance que nous avons conçu pour lui.

Conclusion

Le petit système que nous avons réalisé n'a pas la prétention de concurrencer les ensembles très sophistiqués dont les prix dépassent les 50 000 F mais il pourrait bien damer le pion à de nombreuses réalisations industrielles dix fois plus chères. A l'issue de nos essais, il apparaît qu'il faudra de plus en plus s'orienter vers des processeurs rapides (6502 C), puissants en instructions (6809) ou même en seize bits.

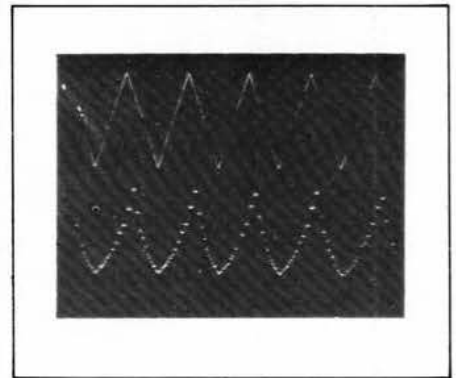



Photo 8. - Élévation au carré d'un signal analogique, $f = 10$ Hz.

Mais il nous semble que le travail en multiprocesseur avec gestion autonome des entrées/sorties et du traitement voire d'un processeur affecté à chaque voie, soit l'orientation qu'il conviendra de plus en plus de prendre pour le futur.

Références

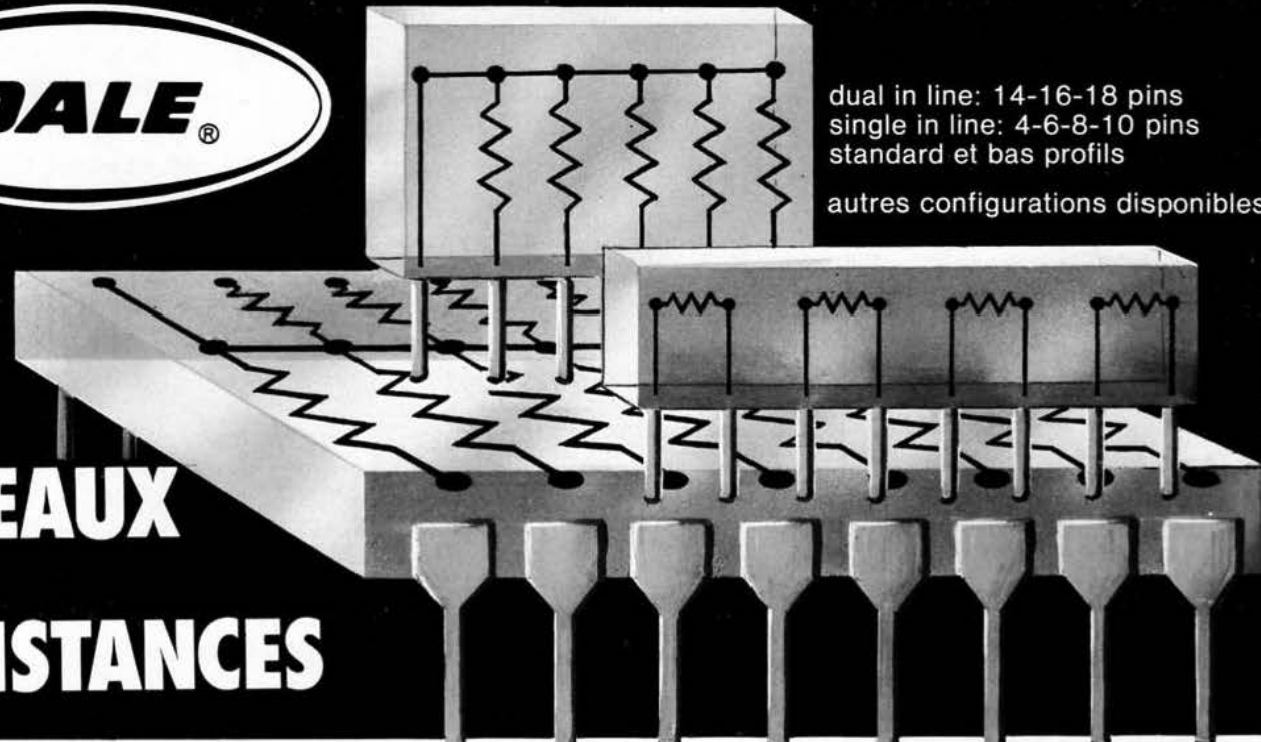
1. - Article sur le kit MEK 6800D2 (Electronique Applications n° 5, pages 95 à 104).
2. - Manuel d'applications 6800 Motorola.

André Troncy
Maître Assistant
IUT Génie Mécanique
Villeurbanne



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

autres configurations disponibles



RESEAUX DE RESISTANCES

documentation, prix, échantillons sur demande

STOCKS IMPORTANTS

almex

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

Correspondant régional d'ALMEX : LED
18, rue Henri-Pensier - 68008 LYON - Tél. (7) 876.09.90
CLERMONT-FERRAND - Tél. (73) 37.42.96

CEB bigépub 786



Alimentations pour micro-systèmes

- 8 modèles délivrant différentes tensions (+ 5, - 5, + 12, - 12, + 24 V) pour des courants allant jusqu'à 10 ampères.

Filtres antiparasites secteur

- 4 modèles de 0,5 à 4 ampères.

Bloc de secours 250 VA

Circuits imprimés

- simple ou double face
- du prototype à la grande série
- des prix étudiés
- délais de livraison très courts
- études de mylars
- réalisation de schémas techniques, notices, dossiers, catalogues.

Transformateurs

- plus de 150 modèles standard de 1,8 à 500 VA
- sorties à cosses ou à picots
- imprégnation par vernis classe B
- modèles spéciaux sur demande
- selfs à air ou à fer
- prix compétitifs
- transfos pour jeux de lumière
- transfos miniatures B.F.

Catalogue sur demande à :



circé

Z.I. Route de Challes
72150 Le Grand Lucé
Tél : (43) 27-94-66

 **EREL**

BOUTIQUE

SIEMENS

Composants :
Actifs-Passifs
Optoélectronique
Relais

Liste de prix sur demande

66-68, RUE DE LA FOLIE-REGNAULT 75011 PARIS

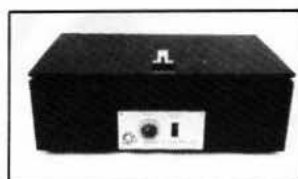
 : **379.92.58 +**

OUVERT du LUNDI au SAMEDI de 9 H à 18 H (sans interruption)

Métro : Père-Lachaise - Expéditions : P. et E., 15 F.T.T.C.

CATALOGUE 78/79 600 PAGES Au comptoir 25,00 F.T.T.C.

Expéditions : 36,20 F.T.T.C.



SF 415 Châssis à insoler
les circuits imprimés
410 × 280 mm.
1 440 francs H.T.

Modèle SF 420 A, 560 × 300 mm
1 740 francs H.T.

Autres modèles simple et double face.



GM 421 A
Machine à graver
les circuits
imprimés
fonctionnant

à mousse de perchlorure

1 950 francs H.T.

(GM 422 = 1750 F H.T.)

Notre matériel professionnel est le moins cher du marché international. Démonstration et documentation sur simple demande.

MARVYLEC ELECTRONIQUE

6, rue de la Marne, 95460 EZANVILLE
Téléphone (3) 991.30.72

*Nous recherchons des distributeurs
en France et à l'étranger.*

Au cours de nos précédents articles nous avons à plusieurs reprises évoqué ce qu'il est convenu d'appeler « méthodes additives ». Nous avons vu que, sous ce titre, on trouve un certain nombre de procédés dont le point commun réside dans le fait que les tracés de circuits sont réalisés par apport de métal, et non plus par soustraction comme dans le cas général de la gravure.

Certaines méthodes additives s'inspirent des systèmes de métallisation des trous (P.T.H.) ou pour la protection des contacts dans les connecteurs. Ce sera donc le point de départ de ce chapitre qui va nous conduire jusqu'aux hybrides en couches minces et épaisses.

Le circuit imprimé :

Métallisations-PTH-Méthodes additives

Tout commence par la chimie

La technologie des double faces et des multicouches a entraîné l'obligation de métalliser les trous ce qui, au début, fut la hantise de certains constructeurs mais aussi, la naissance d'une nouvelle conception du circuit imprimé.

La protection galvanique des contacts, qui fait appel aux principes de la galvanoplastie, ne peut être transposée dans la pratique de métallisation des trous puisqu'il s'agit de recouvrir de métal une surface non conductrice ; en expression anglaise on résume par le sigle PTH (plating-through-hole).

De toutes façons, on opère en deux temps :

1^o dépôt chimique de métal d'initiation 0,3 à 0,5 μ environ ;

2^o rechargement, le cas échéant, par électrolyse avec une surépaisseur de

cuivre ou d'étain-plomb (20 à 40 μ pour le cuivre et environ 12 μ pour le Sn/Pb).

Chacun de ces deux stades comporte évidemment une suite d'opérations dont nous parlerons par la suite. Précisons toutefois dès maintenant que le renfort électrolytique peut être exécuté à l'aide d'autres métaux que le cuivre. L'or, l'argent, le nickel et ses alliages, l'indium et ses alliages ainsi que le rhodium sont aussi utilisés. A ce sujet, comparons les résistivités des métaux rencontrés en électronique : (voir tableau ci-dessous).

Bien que les conductivités soient étalées sur une grande plage de valeurs variant dans des proportions limites de 1 à 8, on peut très facilement concevoir des conducteurs capables de remplir leur fonction en adoptant un compromis satisfaisant. Le choix du métal influe évidemment, à valeur égale de conduction, sur la dimension du câblage fini. C'est le critère de départ.

Métal	ρ en $\Omega \frac{\text{mm}^2}{\text{m}}$	ρ en $\mu\Omega / \text{cm}$
Aluminium	0,029	2,9
Etain	0,11 - 0,14	11 / 14
Nickel	0,11 - 0,13	11 / 13
Platine	0,1 - 0,12	10
Cuivre (électrolytique)	0,0173	1,7
Argent	0,016	1,6
Or	,02	2
Rhodium	0,045	4,51
Indium	0,09	9 (1)

(1) à 20°C mais 30 $\mu\Omega$ à 150 °.

Dépôt chimique

Il est d'usage courant d'employer le terme « Electroless » pour désigner cette opération mais il y a lieu de considérer que dans la réalité ce processus est caractérisé par la faculté catalytique du substrat. En pratique, on provoque l'initiation de la surface à plaquer et c'est alors seulement que la méthode devient électroless.

Le système le plus ancien de dépôt sans courant remonte à 1835 lorsque Liebig (chimiste britannique) a mis au point la méthode de dépôt d'argent en partant d'une solution qu'il réduisait avec de l'aldéhyde formique (ou formol H-CHO ou encore méthanal). La solution, généralement du nitrate d'argent en milieu alcalin ($\text{NO}_3\text{Ag} + \text{NH}_4\text{OH}$) appliqué sur le substrat dont la mouillabilité a été favorisée, laisse un dépôt métallique en la chauffant. C'est le procédé le plus simple, mais difficile à universaliser.

On peut citer aussi une recette d'argenture appliquée par les anciens miroitiers :

1° NO_3Ag (200 g) + NH_4OH (1000 g) ;

2° NaOH (40 g) + H_2O (10 l) ;

3° verser **séparément** : 1° puis 2° dans une **bouteille brune** ;

4° préparer la solution réductrice : sucre de canne additionné de SO_4H_2 au 1/100 de son poids (100 g de sucre, 1 g d'acide) dans 2 l d'eau. Porter à ébullition 10 mn ;

5° mélanger la solution argentifère 3°, 500 g avec 15 à 20 g de 4° ;

6° verser sur le substrat (18 à 20 °C). En 10 mn on obtient une couche métallique (après passage par un voile bleuté) ;

7° chasser les boues avec une peau de chamois ;

8° sécher en étuve ventilée, à 40 °C.

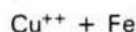
Il est également possible de réaliser l'inversion du sucre avec de l'acide nitrique au lieu de sulfurique afin d'obtenir un complexe dextrose-levulose qui exerce la fonction aldéhyde réductrice. Cette préparation, souvent appelée « liqueur de Fehling », est bien connue des chimistes au même titre que celles de Pasteur et de Barreswill. Les agents réducteurs peuvent être préparés aussi en partant de certains composés tartriques comme les sels de Seignette ou de Rochelle, qui sont des tartrates doubles de sodium et de potassium. La réduction est quelquefois spontanée. C'est ainsi que certains stratifiés aux résines formophénoliques se recouvrent d'un film métallique par simple trempage dans une solution de NO_3Ag .

Nous venons d'évoquer, comme exemple, le dépôt argentifère car, bien qu'abandonné actuellement en raison de ses facultés d'oxydation il peut tout de même reprendre un jour une place dans la constitution de « flashes » d'initiation, au même titre que le palladium dont le prix risque de dépasser celui de l'argent.

Principe du mécanisme

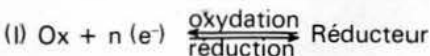
Si nous prenons un cristal de sulfate de cuivre et qu'on le mouille avec de la salive (**projetée et non en contact avec la bouche**) on peut, en frottant la partie humectée sur une lame de fer (dégraissée) obtenir un très beau film de cuivre instantanément. Que s'est-il passé ?

La salive a dissocié le SO_4Cu en ions positifs Cu^{++} et en ions négatifs SO_4^{--} et un **courant** s'établit entre le cuivre et le fer qui libère des électrons conformément à l'égalité :



Les électrons libérés par le contact du fer avec l'oxygène sont neutralisés par les ions + qui passent alors à l'état moléculaire, c'est-à-dire qu'ils se transforment en métal.

C'est ce qu'il est convenu d'appeler oxydo-réduction. L'oxydant fixant les électrons est « réduit » :



avec $n(e^-)$ = nombre d'électrons.

Pour obtenir ce résultat, il importe que le « **potentiel redox** » du **réducteur** soit inférieur à celui du métal à précipiter sans toutefois atteindre une différence de potentiel (d.d.p.) trop élevée.

Les niveaux de ces potentiels (E) varient en fonction du degré d'oxydation du réducteur (voir équation (I)) et dépendent du pH de la solution.

$$E = A - \left[\frac{B}{2} \right] \cdot \text{rH} + B \cdot \text{pH}$$

avec E en volts

(voir Annexe I).

En conséquence, la surveillance du bain est une donnée fondamentale.

Dans notre expérience du sulfate de cuivre, le réducteur est constitué par le fer du substrat, la condition des niveaux de E étant remplie :

$$E \text{ fer} = -0,44 \text{ V}$$

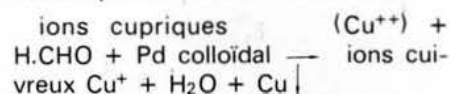
$$E \text{ cuivre} = +0,34 \text{ V}$$

Au cas particulier du circuit imprimé il faut initier le substrat isolant par

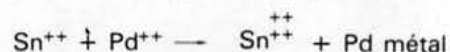
addition d'un « libérateur » d'électrons dans le bain de transfert. Parmi les substances capables d'apporter ou de favoriser la libération des électrons on trouve la plupart des métaux précieux (sous forme de sels) et certains produits organiques comme la formaldéhyde, l'hypophosphate de sodium, les tartrates (sels et Seignette ou de Rochelle) etc.

On opère toutefois la réduction par deux actions consécutives : la **sensibilisation** et l'**activation**.

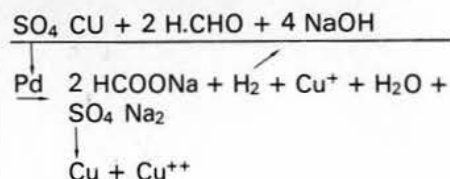
Pour déposer du cuivre sur un stratifié isolant on mettra en œuvre un sel de palladium (sensibilisateur) et la formaldéhyde (activateur libérant e^-) :



Dans la chronologie, on commence par appliquer une solution stannique (Sn Cl_2) puis une solution de palladium (Pd Cl_2) ce qui provoque la réduction du palladium à l'état métallique.



Le substrat étant alors conducteur, nous revenons au premier système expérimenté avec le fer. La surface catalytiquement activée peut maintenant déclencher l'oxydo-réduction d'une solution à base de sulfate de cuivre. Le mécanisme de la réaction peut être schématisé de la façon suivante :



La présence de Na OH a pour but de libérer des groupes hydroxyles (OH) capables de désactiver les Cu et CuO_2 en solution. Le groupe carboxylique (HCOO) détruit la dismutation en complexant l'ion Cu^+ . Le dépôt de cuivre est alors accompagné de boues renfermant des ions Cu^{++} et des sels de sodium en solution aqueuse qu'il faut éliminer par rinçage à l'eau désionisée.

Le processus général qui vient d'être décrit est toutefois susceptible de variations et c'est ainsi qu'il a été possible de simplifier l'initiation en incorporant au substrat un excès de formol incomplètement polymérisé. De ce fait, le substrat lui-même fait office de réducteur pour déposer la couche de sensibilisation au palladium et on a pu également provoquer par ce moyen un cuivrage initial direct.

Nous avons reproduit une formule permettant de procéder à un cuivrage chimique sur un substrat isolant, non sensibilisé. A la vérité, la métallisation

Suite page 84

Chimie physique électronique

Les lois régissant les équilibres en matière de chimie sortent quelque peu du domaine initial dont Lavoisier (1774) vérifie les manifestations jusqu' alors constatées, mais assez rarement expliquées.

La physique entre dans le domaine de la chimie par de nombreuses portes et c'est grâce à l'application de certaines disciplines de la première que l'investigation avance chaque jour un peu plus dans l'intimité de la matière.

La réalisation des circuits matériels de l'électronique prend ses origines dans la connaissance et la manipulation de substances très diverses (métalloïdes, métaux et leurs dérivés) sans lesquelles il n'y aurait pas d'électronique.

Au chapitre que nous abordons aujourd'hui, il est souvent question d'électrolyte, de pH et de concentration. Ostwald, vers 1910, a défini les règles de la dissociation électrolytique selon lesquelles dans une solution les molécules se dissocient en ions A et C selon une loi d'équilibre :

$$K = \frac{(A) \times (C)}{(AC)}$$

K est appelée **constante de dissociation**.

Le dénominateur représente la portion non dissociée, c'est-à-dire l'équilibre. L'eau est formée d'ions H⁺ et d'ions OH⁻ qui donnent H₂O. L'eau, cette substance qui nous habite et nous environne, est un ampholyte, c'est-à-dire susceptible d'être à la fois **base et acide**. L'eau pure est un isolant, mais n'existe pas dans la nature. Au degré de pureté le plus élevé, elle offre une conductibilité de l'ordre de 4 · 10⁻¹² mho à 0 °C.

Lorsqu'un corps est plongé dans une solution aqueuse d'un de ses sels en association avec une électrode H en mousse de platine saturée d'hydrogène, on constitue une pile dont on peut mesurer la d.d.p. = E. Dans le cas de la figure ci-contre on a :

$$E = 0,344 \text{ V}$$

par rapport à A considéré comme étant au potentiel zéro. On écrit :

$$\text{Cu} / \text{Cu}^{++} = + 0,344$$

Selon la nature de l'électrode (K) et

celle de l'électrolyte, le potentiel mesuré peut être positif ou négatif. Un potentiel + signifie que l'élément K est plus « oxydant » que l'ion H⁺ et un potentiel négatif, au contraire, indique qu'il est plus « réducteur » que l'ion H⁺.

Autrement dit :

Oxydation

- fixation d'oxygène
- libération d'hydrogène
- perte d'électrons (e⁻)
- addition d'ions (+)

Un transfert d'électrons est provoqué par une oxydo-réduction :

- un oxydant (Ox) fixant des (e⁻) est **réduit** ;
- un réducteur (red) cédant des (e⁻) est **oxydé**.

Oxydo - réduction = transfert d'électrons

Le couple ox/red est appelé « Rédox ».

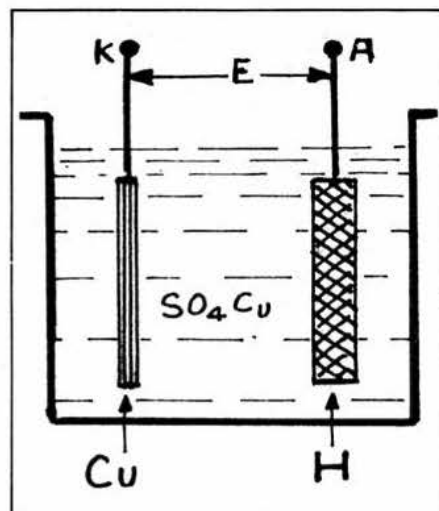
Si l'on admet, par convention, que le potentiel de l'électrode normale à hydrogène est nulle (d.d.p./ ENH = 0) chaque couple rédox présente un potentiel caractéristique très utilisé en électrochimie.

Le pH

La concentration en H⁺ d'un corps en solution aqueuse a été définie par Sørensen en 1909, par le cologarithme du nombre des ions faiblement dissocies : c'est le pH.

Métal	Symbole	Couple (1)	E (volts)
Potassium	K	K ⁺ / K	- 2,92
Magnésium	Mg	Mg ²⁺ / Mg	- 2,37
Aluminium	Al	Al ³⁺ / Al	- 1,66
Sodium	Na	Na ⁺ / Na	- 2,71
Chrome	Cr	Cr ²⁺ / Cr	- 0,91
Fer	Fe	Fe ²⁺ / Fe	- 0,44
Titane	Ti	Ti ²⁺ / Ti	- 1,63
Cadmium	Cd	Cd ²⁺ / Cd	- 0,40
Nickel	Ni	Ni ²⁺ / Ni	- 0,25
Etain	Sn	Sn ²⁺ / Sn	- 0,14
Plomb	Pb	Pb ²⁺ / Pb	- 0,13
Hydrogène	H	H ⁺ / H	0,00
Rhodium	Rh	Rh / Rh	+ 0,016
Indium	In	In ⁴⁺ / In	+ 0,38
Mercure	Hg	Hg ²⁺ / Hg ¹	+ 0,79
Cuivre	Cu	Cu ²⁺ / Cu	+ 0,34
Argent	Ag	Ag ⁺ / Ag	+ 0,80
Palladium	Pd	Pd ²⁺ / Pd	+ 0,99
Platine	Pt	Pt ²⁺ / Pt	+ 1,2
Or	Au	Au ⁺ / Au	+ 1,42

(1) Les « exposants » figurant dans cette colonne représentent le niveau ionique et non une valence (2 = ++ ; 4 = ++++).



L'eau pure est neutre car (H⁺) = (OH⁻) = 10⁻⁷

Le pH de l'eau est donc égal à 7.

La solution est basique si pH > 7 et elle est acide si pH < 7.

On détermine le pH au moyen d'une mesure de la f.e.m. d'une pile formée comme il a été indiqué ci-dessus en comparant la valeur lue sur un galva-

Suite page suivante

Quelques valeurs de pH

(1) Nom de la solution	formule	pH
+ Acide Chlorhydrique	+ HCl	1,05
+ Acide sulfurique	+ SO ₄ H ₂	1,7
+ Acide borique	+ BO ₃ H ₃	4,84
Eau	H ₂ O	7
+ Potasse	+ KOH	13,18
+ Soude	+ NaOH	13,18

(1) La solution considérée est telle que sa composition comporte 0,1 g d'ion hydrogène par litre (liqueur décimale).

nomètre à celle d'une f.e.m. de référence.

Dans la pratique industrielle on se contente souvent d'une évaluation approximative au moyen d'un indicateur colorimétrique appelé quelquefois « papier au tournesol ». Les marchands

de matériels et produits chimiques vendent ces indicateurs (très bon marché) avec les correspondances de couleurs.

Généralement les solutions basiques font virer au violet-bleu, alors que les acides provoquent l'apparition de rouge plus ou moins vif. ■

chimique est **théoriquement** possible dès que la solution comporte un agent réducteur, nous l'avons vu plus haut au sujet du dépôt argentifère. Toutefois, la lenteur de la réaction est telle que le passage à l'état métallique exige la présence d'un catalyseur d'oxydoréduction, c'est le but de l'application du palladium qui dispense de faire appel à une activation artificielle comme, par exemple, un réchauffage du substrat ou un apport de produit auxiliaire dans sa structure.

Sur support phénolique, on peut à titre expérimental se servir de la formule suivante :

Solution métallique pour 1500 cm³

- sulfate de cuivre dissous : 80 g ;
- Sel de Seignette dissous : 340 g ;
- Soude caustique : 100 g ;
- Carbonate de sodium dissous : 40 g.

Agiter jusqu'à complète dissolution.

Solution réductrice pour 1500 cm³ : formaldéhyde (formol) à 37 % : 300 cm³.

Le pH du mélange au moment de l'emploi doit se situer aux environs de 12 à 13 (alcalin) selon la température (30 à 40 °C).

Pour faire baisser le pH on ajoute quelques gouttes de SO₄ Cu (sulfate de Cuivre) et pour l'élever, de la soude caustique.

La réduction, c'est-à-dire le cuivrage, devra probablement être activée par chauffage du substrat, après avoir versé la liqueur. C'est là que réside toute la subtilité de ce procédé

sommaire car il n'est pas recommandé de chauffer longtemps un stratifié au-delà de 150 °C.

Avec un sensibilisateur la réaction est beaucoup plus rapide et il n'est pas utile de réchauffer. Une autre astuce, souvent préconisée et mise en pratique par certains fabricants de copper-clad, consiste à créer une surface à la fois adhésive et catalytique sur le substrat nu (unclad). « Isola Werke » (par exemple) producteur allemand bien connu propose des supports stratifiés (papier ou verre) catalysés à cœur, c'est-à-dire qu'ils contiennent l'élément sensibilisateur avec, en plus, un enduit de surface favorisant l'adhésion du métal déposé.

C'est avec ces types de support que Photocircuit Corp. » (Kollmorgen corp. N.Y.) a pu vulgariser sa méthode « fully-additive » CC-4 Standard, seul procédé actuellement valable sur le plan économique.

De nombreuses formules ont été proposées pour rendre le support isolant favorable à un bon accrochage en éliminant l'application d'un métal précieux, toujours facteur d'élévation des coûts.

Le procédé Philips PD-R (Physical Development by Reduction) il y a 7 ou 8 ans avait fait le premier pas en incorporant à l'adhésif superficiel de l'unclad, une dispersion de fines particules d'oxyde de titane (TiO₂).

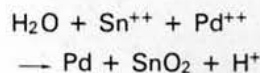
Exposé à la lumière (UV vers $\lambda = 365$ nm), le TiO₂ libère des électrons lorsqu'il est en présence d'un sel métallique. Il provoque alors la réduction d'ions qui précipitent les molé-

cules de métal. Le titane peut être remplacé par des particules de silicate de magnésium (talc) qui a des propriétés voisines, mais moins accrochantes vis-à-vis de la couche ionique à réduire.

On a aussi tenté de produire des laminés avec une couche superficielle de papier au carbure de silicium (SiC) qui, après retrait, laisse une surface rugueuse et sensibilisatrice.

Quoi qu'il en soit, on a maintenant tendance, en matière de fabrication « full additive », à employer des laminés catalytiques comme celui de la méthode PD-R, mais avec d'autres types de réactifs. Les oxydes de cuivre, certains chlorures (étain ou palladium) ou tout autre dérivé métallique ou organique capable d'exercer une force de rétention sur les particules métalliques déposées par réduction, peuvent être employés dans ce but.

Pour le moment, le système catalyseur le plus employé est le palladium (métal de la mine du platine) en raison de sa facilité d'emploi et de sa force d'adhésion au substrat. Il est employé en conjonction avec un sel d'étain qui peut facilement « l'absorber » en se dispersant à l'état colloïdal selon la réaction :



L'activité catalytique de ce colloïde est toutefois subordonnée à son degré de dispersion et à la dimension des particules qui le composent. Un activateur produit par une des sociétés dont nous allons parler, comporte des particules dont la dimension est de l'ordre d'une dizaine d'Å.

Cet ordre de grandeur de granulométrie permet au catalyseur de pénétrer les microporosités du support isolant et d'assurer ainsi un parfait accrochage du métal.

La première métallisation peut aussi être pratiquée à partir d'un autre métal que le cuivre, le nickel par exemple. L'avantage du nickel réside surtout dans le fait que les bains sont souvent plus simples à formuler et qu'ils présentent une meilleure constance dans la vitesse et la qualité du placage. De plus, il est assez illusoire de déconsidérer la conductibilité du nickel par rapport à celle du cuivre car, en faible épaisseur, la pureté du premier est très poussée et, à durée égale d'opération, son épaisseur est nettement plus grande. (1 μ contre 0,5 μ environ).

Dans ce genre d'électroless, on met en œuvre les hypophosphites ou les borohydrures. Le procédé « Kanigen » par exemple, actuellement l'un des meilleurs en la matière est basé sur cette réaction et c'est grâce à lui que

nous avons pu, en 1957 avec la Seurec, mettre au point le cablage moulé (voir E.A. n° 3 - Automne 77, page 47).

Un type de bain suggéré par Brenner (chimiste américain 1946) est composé de :

- Chlorure de nickel (NiCl_2) 30 g/l (acide) ;
- hypophosphite de sodium (NaH_2PO_2) 10 g/l ;
- citrate de sodium + $5,5 \cdot \text{H}_2\text{O}$ 100 g/l ;
- soude caustique (NaOH) q.s.p. pH = 4 à 6.

Les produits sont dissous dans l'eau déminéralisée. La vitesse de dépôt (à 70°C) = 10μ /heure.

L'obligation de porter les bains à haute température ($\geq 70^\circ\text{C}$) provoque quelquefois des modifications inadmissibles dans le comportement ultérieur des isolants lamifiés. On a donc recherché l'abaissement de cette température en adoptant un type de réducteur boro-aminé qui permet de travailler entre 25 et 70°C selon le type de borane employé et le dosage adopté.

On trouve des systèmes aminoboranes du type dit alcool méthylique (C_2H_5)₂ NH. BH_3 ou éthylique (CH_3)₂ NH. BH_3 en raison de leur grande solubilité aqueuse.

La préparation de nickelage « Sylek 202 » d'Imass est une diméthyl-amino-borane capable, à 60°C , de déposer $5 \mu\text{m}$ de nickel à l'heure.

Le « Niplad SI-1 » d'Alphachimici dont la base est l'hypophosphite ($\text{PO}_2\text{H}_2\text{M}$) est surtout destiné au dépôt sur silicium avec une température opérationnelle de $80/90^\circ\text{C}$. La vitesse de dépôt atteint 20μ /heure.

Le nickel chimique s'applique très facilement sur de nombreux métaux mais également sur le verre, les A.B.S., la céramique (Al_2O_3 ou autre), les phénoplastes, les époxy et les autres isolants acceptant une élévation de température d'au moins 90°C . Dans le cas des non conducteurs, la catalyse fait appel au même auxiliaire : le chlorure de palladium en solution sulfurique après, le cas échéant, sensibilisation au chlorure d'étain en milieu chlorhydrique.

S'il s'agit de nickelage sur métaux plus électro-négatifs que le nickel (aluminium, fer, etc), la réaction s'amorce d'elle-même alors que dans le cas contraire il faut provoquer l'initiation en suspendant la pièce à recouvrir avec un fil d'un métal plus positif (cas du cuivre).

Par conséquent, on peut très bien concevoir un circuit imprimé en aluminium gravé (ou déposé) recouvert de

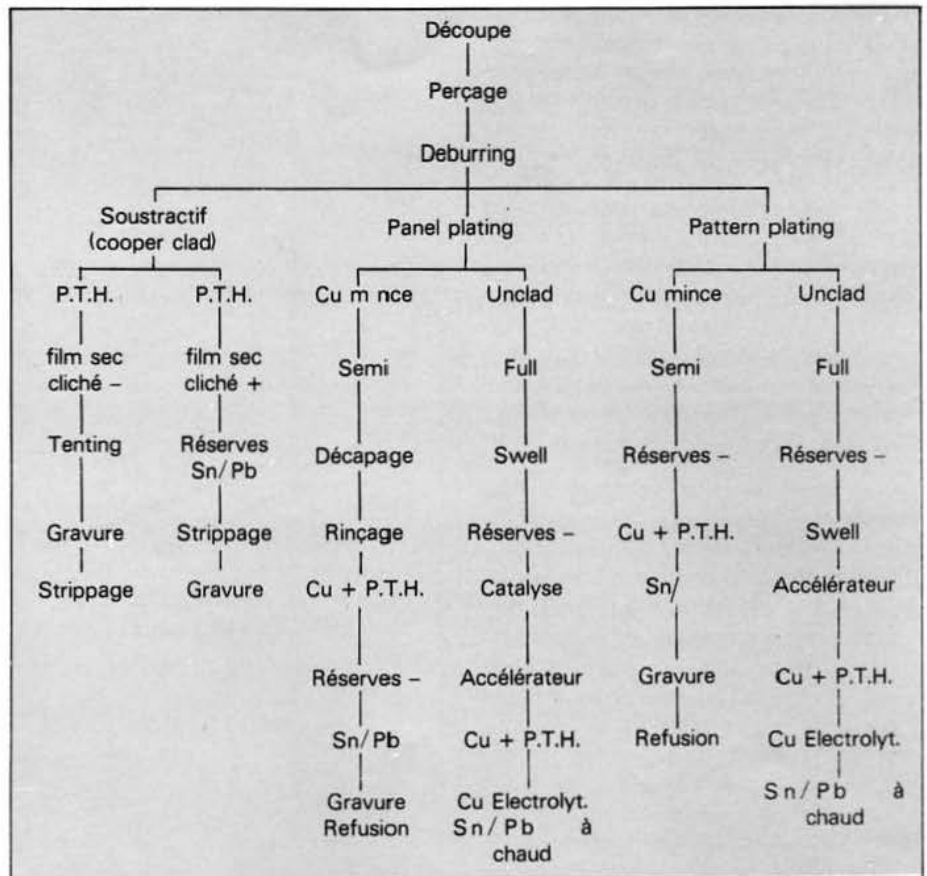


Fig. 1. - Synoptique comparatif.

nickel qui, en dehors d'autres avantages, possède celui d'être soudable et même plaçable avec de l'étain ou de l'étain-plomb.

Enfin, pour en terminer avec le dépôt « électroless » il est possible, en employant une méthode semi-additive, de faire l'économie du bain catalyseur, grâce aux « thin copper-clad ». Il s'agit des stratifiés à cuivre mince dont nous avons parlé (E.A. n° 12 page 117). En partant d'un stratifié avec cuivre de 5 ou $9 \mu\text{m}$ ($1/8$ ou $1/4$ oz) le procédé additif permet encore une économie lorsqu'il est traité en « pattern-plating » (E.A. n° 8 page 25).

Le synoptique de la figure 1 résume les méthodes en présence étant entendu que la première s'identifie à la soustractive classique.

Les méthodes et procédés industriels

Après ce rappel des principes de la chimie, il semble bien difficile de différencier les produits qui sont offerts aux fabricants. Certains brevets, sur lesquels nous nous garderons d'émettre une opinion, formalisent des systèmes chimiques connus et mêmes déjà appliqués, sous d'autres dénominations et pour d'autres technologies.

En dehors du matériau à cuivre mince qui vient d'être mentionné, les méthodes additives ont pour point de départ un isolant en plaque lamifié ou

calandré et seule, la matière dont on l'élabore caractérise l'opération :

- 1° substrat conventionnel,
- 2° substrat catalytique (full additive).

Formica, en 1972 à Internecon (Brighton) a fait le point sur « l'additive Circuitry » et ses conclusions demeurent valables.

Nous résumons ci-dessous quelques particularités concernant ces supports dont nous avons évoqué la nature en parlant des catalyseurs.

A - Laminés standards. Ce sont des papiers-phénoliques S.R.B.P. (1) ou verre époxy G.E. (1) que l'on traite à l'acide sulfo-chromique ($\text{SO}_4\text{H}_2 + \text{NaCr}_2\text{O}_7$) pour provoquer une rugosité de surface ou plus simplement par sablage (swell-etch ou pre-sanding). Dans cette catégorie les américains ont produit des supports appelés : « sacrificial clad », c'est-à-dire recouverts d'aluminium que l'on dissout dans HCl. A ce moment, la surface est granulée en « micropitted » c'est-à-dire, effet de pluie. On a aussi, mais c'est dommage et ridicule ! fait usage de copper clad classique.

B - Supports adhésifs et catalytiques. Ce qu'il faut entendre ici par adhésif n'a qu'un rapport lointain avec les produits du genre colle. Le plus simple des « adhésifs » est dans ce domaine, procuré par une microporo-

(1) S.R.B.P. = Synthetic Resin Bonder Paper - G.E. = Glass Epoxy.

sité de surface. L'initiation du dépôt est provoquée par la microréaction localisée dans le « site » à échelle moléculaire et favorisée par la présence éventuelle d'un catalyseur atomisé dans la structure même du substrat.

Par suite des faibles dimensions des particules catalysantes et de leur dispersion, les propriétés diélectriques ne sont pas affectées. Leur présence, bien que raréfiée, assure une activation énergique de la précipitation. Ce sont généralement des poussières de métal noble comme le palladium ou encore des complexes d'autres métaux.

Ce genre de catalyseur est appelé « seeder » par les anglo-saxons, c'est-à-dire (à peu près) : « fécondant ». Lorsque la préparation catalysante est disposée dans la couche superficielle son action peut être sélectionnée aux surfaces à métalliser par un choix judicieux du métal ou du sel métallique incorporé. Par exemple, le chlorure de Pd ou l'oxyde de Ti sont insolubilisés par l'action de la lumière alors qu'ils sont par ailleurs, parfaitement solubles dans l'eau. Il suffit donc d'insoler le tracé d'un circuit avant l'application de l'électroless pour être en mesure d'éliminer ensuite toute trace de catalyseur surabondant.

Un procédé proposé par Photocircuit basé sur ce système a pour nom « Photoforming » et sa particularité réside dans l'emploi d'un sensibilisateur que l'inventeur appelle **Photosensitizer** dont l'âme catalysante est basée sur une solution aqueuse de sels cuivriques.

Le substrat, qui peut être du type standard, est préparé pour provoquer l'absorption et l'adhésion du dépôt de cuivre. Une fine couche de résine thermoplastique (3 à 5/100 mm) est appliquée sur le stratifié et soumise à un solvant de « gonflage » au moment de l'emploi. C'est le « swell » des anglo-saxons qui, correctement pratiqué, rend la surface : polaire microporeuse et hydrophile (fig. 2). Ce traitement fait appel à une solution oxydante et mordante contenant parfois de l'acide chromique (CrO_4H_2). Les américains baptisent cette opération « E.D.B. » « Electroless Direct Bond » (fig. 3).

Aux U.S.A. on a, vers 1975, fabriqué en partant du système E.D.B., plusieurs millions de plaques destinées aux télécommunications. Il s'agissait de « Metal Core Boards » (M.C.B.) constitués d'une tôle d'acier « peinte » aux époxy modifiés en surface afin de recevoir l'électroless directement.

Le Photoforming, qui devient pratiquement la base de l'additif moderne,

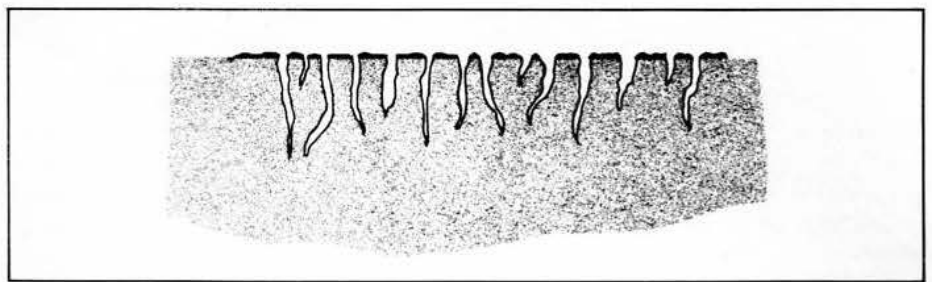


Fig. 2

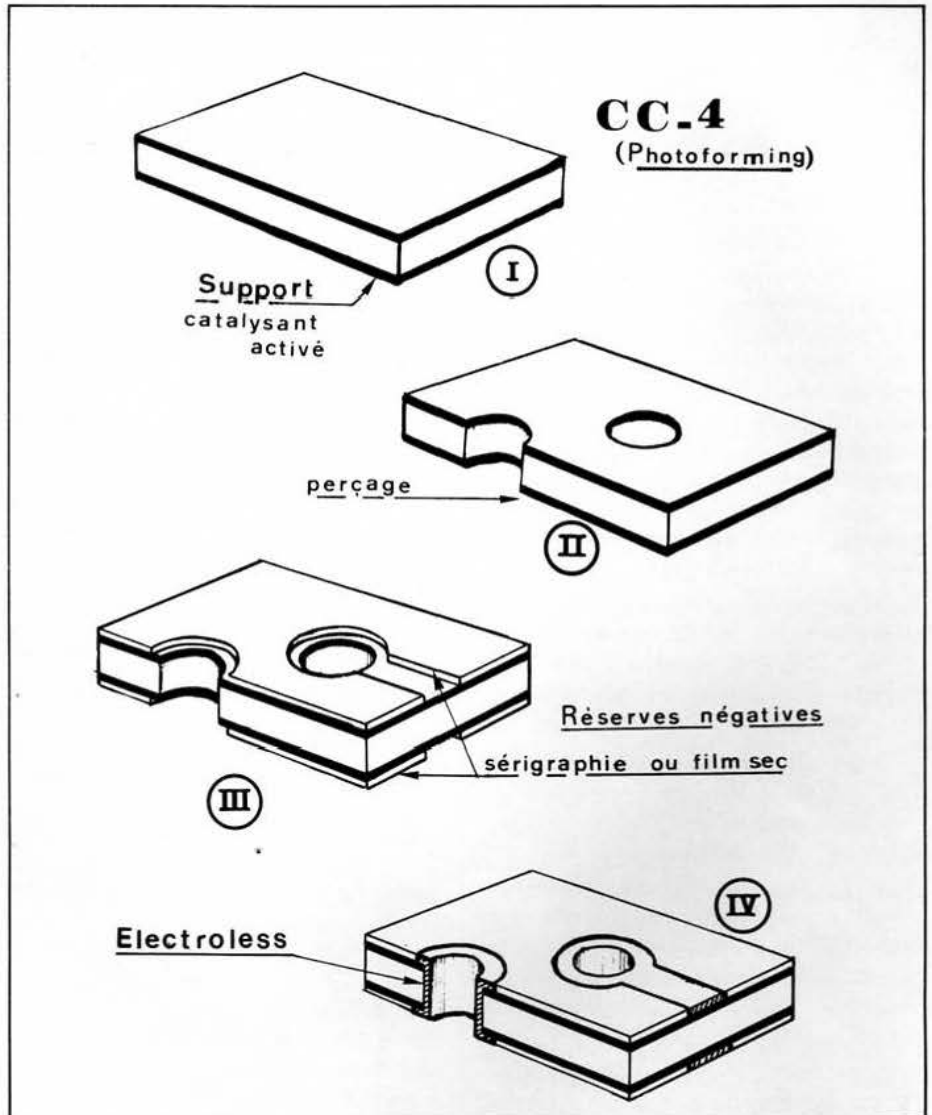


Fig. 4

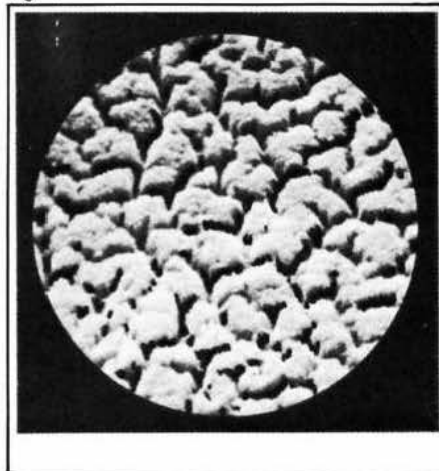


Fig. 3. - Grossissement 12 000.

(1) Swell and Etch, signifie gonflement et morsure. Opération antérieurement pratiquée par bains successifs de méthylethylcétone et d'acide chromique concentré.

comporte la succession d'états suivants :

- Découpe des plaques
- Perçage des trous
- Traitement « swell », qui n'a rien de commun avec le « swell and etch », peu recommandable (1)
- Application du sensibilisateur - séchage
- Insolation sous cliché négatif
- Développement et rejet du « sensitizer » surabondant
- Amplification de l'image **métallique**
- Renfort par electroless à environ 2/100.

Il s'agit en fait d'une énumération dont certains stades sont quelquefois confondus comme dans le cas du procédé CC-4 dû également à la firme Photocircuits. La figure 4 en résume le cheminement :

- 1° Matériau de base catalysé avec couche adhésive.
- 2° Perçage (ou poinçonnage) des trous.
- 3° Impression négative en photorésist sec.
- 4° Initiation de l'adhésivité et dépôt chimique.

On peut aussi procéder par méthode semi-additive en partant d'un copper clad à cuivre mince sur lequel, après perçage et métallisation des trous, on protège les lignes de connexion par photorésist sec ou sérigraphie. On grave de façon classique, **en prenant soin de masquer les trous**, et on surcharge par électrolyse ou par électroless au cuivre, à l'étain-plomb ou à tout autre métal. La **figure 5**, qui décrit l'une des pratiques du « tenting », se rapporte au début de ce processus jusqu'au moment où le câblage est gravé et strippé. Toutefois, l'adoption du semi-additif est alors peu rentable et il serait préférable de partir d'un matériau adhésif non catalysé, c'est-à-dire présentant des surfaces en « résine riche » que l'on traite comme il vient d'être dit (polarité, hydrophilie, microporosité). On catalyse et on active ensuite avant de passer au cuivrage, soit en panel-plating (totalité avant réserves), soit en pattern-plating, selon le tracé découvert après développement d'un photorésist ou après passage à l'écran de sérigraphie. La métallisation des trous, en dehors des impératifs de perçage évoqués dans notre précédent article, suit les mêmes lois et fait usage des mêmes substances.

Les photographies des **figures 6 et 7** permettent de voir l'aspect d'un dépôt de cuivre réalisé avec les produits Shypley à l'intérieur d'un trou métallisé. En 6, la catalysation est faite avec un ancien catalyseur au palladium alors qu'en 7, elle prend appui sur un produit très élaboré : le « Cataposit 44 » composé en gros d'un colloïde double Sn/Pd en milieu NaCl. Les photos ont été prises au « Scannermicroscope » avec grossissement de 5000. Il va sans dire que l'on peut faire des constatations analogues à la surface d'un tracé de câblage et que le cuivre obtenu en 6, court de gros risques en environnement agressif. L'autre photo, au contraire, est parfaitement rassurante sur le comportement ultérieur du placage.

On notera que la nature des bains réducteurs, qui conduit à travailler à des pH supérieurs à 10 et même plutôt compris entre 11 et 13, favorise le dégagement d'hydrogène toujours difficilement supporté par les résists. Toutefois, beaucoup de résists secs,

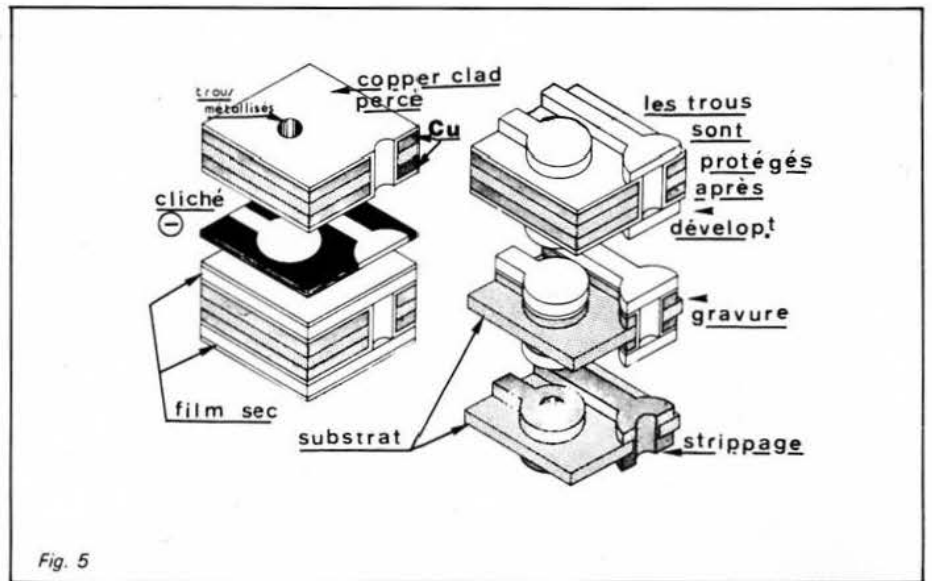


Fig. 5

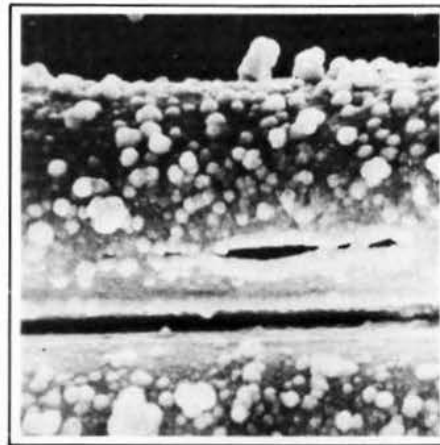


Fig. 6. - Système conventionnel. Couverture du cuivre chimique incomplète et nodulaire.

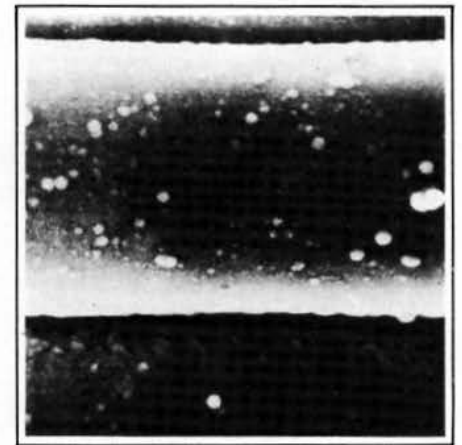


Fig. 7. - Cataposit 44. Couverture du cuivre chimique complète et uniforme à 100%. Pas de vapeurs d'acide chlorhydrique.

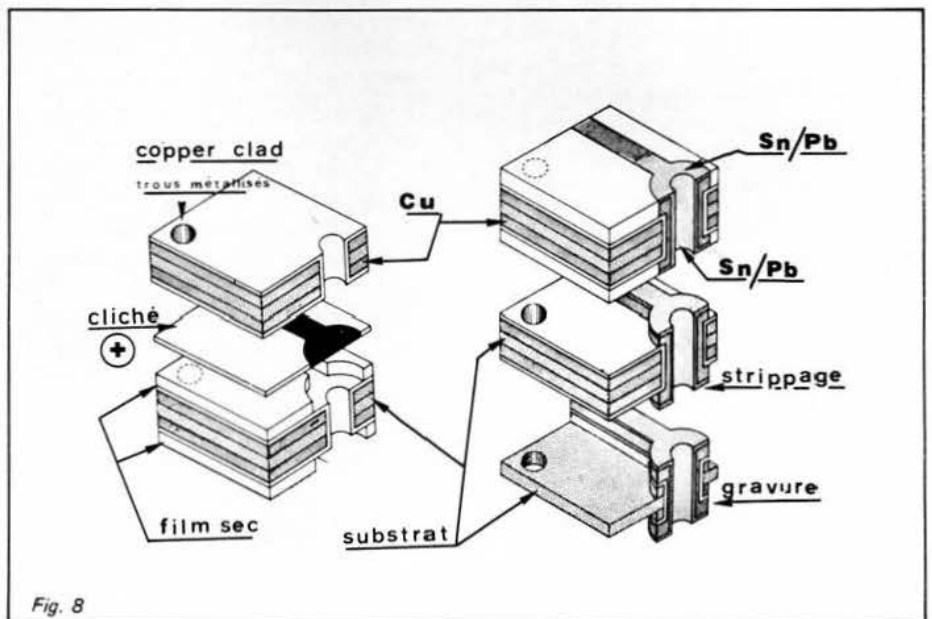
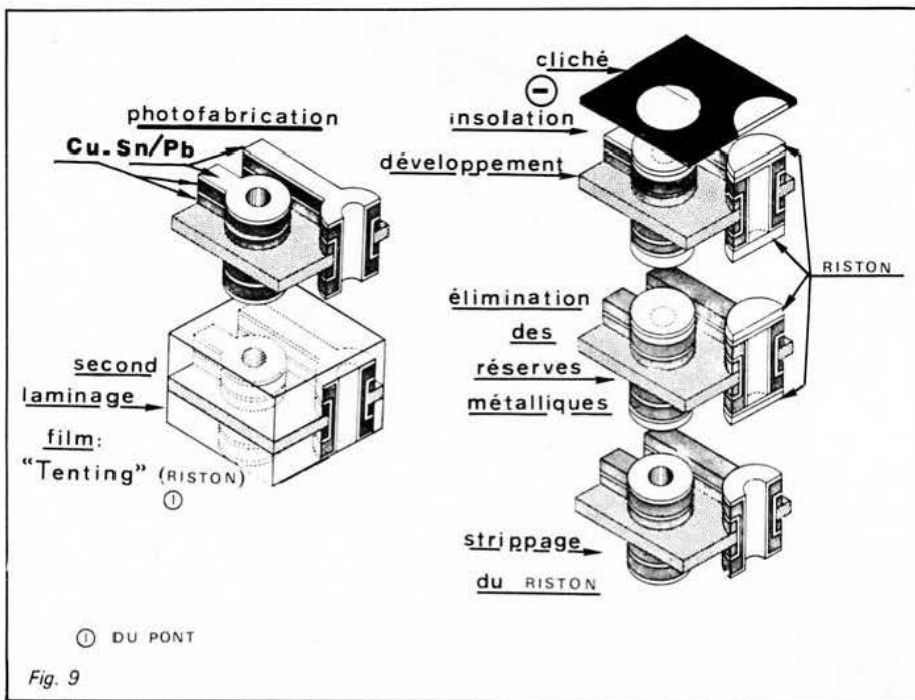


Fig. 8

comme le « Riston » de Du Pont, ont montré leur parfaite compatibilité avec les systèmes additifs. C'est aussi grâce aux films secs que le « Tenting » devient la méthode désormais classique de la grande série.

Les **figures 8 et 9** décrivent les successions d'opérations lorsqu'il s'agit de

cliché positif et lors de l'emploi de Sn/Pb comme réserve de gravure. Elles sont tirées d'une très intéressante étude publiée sur le Tenting dans la revue *Electronic Packing and Production* (Kiver-Patterson) sous la signature de Lyle R. Walling (Du Pont - Wilmington) en juillet 1976.



surface. La barrière présentée par le Ni/ Sn élimine, d'autre part, tout risque de diffusion entre le cuivre et l'étain au moment du soudage.

Les bains électrolytiques de Sn/ Pb ou Sn/ Ni sont en concentration acide (pH entre : < 1 et 3 environ).

L'or, l'argent et le rhodium sont aussi quelquefois mis en œuvre dans le domaine du circuit imprimé. Le synoptique de la **figure 1** résume schématiquement les divers stades de fabrication des circuits imprimés modernes, en fonction de la méthode choisie. On constate qu'il est possible de composer une chaîne de production en empruntant tel ou tel procédé pour une partie déterminée du cycle.

On pourrait par exemple, appliquer la protection en « panel plating » (mais quel avantage ?) dans le cas du substratif et déposer les réserves en positif (cliché négatif) sur la surface étamée. Il faudrait alors graver à la fois le placage et le métal de base ou procéder en deux morsures successives comme on fait avec le clad « Omega » de Micaply. Nous en parlerons avec l'étude des couches épaisses car nous arrivons au point de jonction des deux technologies : additifs/ thick film qui, sans aucun doute, vont se compléter sans oublier que les thin-film (couches minces) font partie de la technologie des full-additive.

Autres procédés

Les additifs étant sans conteste les solutions de l'avenir, il ne saurait être question de vouloir limiter la technologie aux principes que nous venons de développer. Ils sont encore, pour la grande série en applications industrielles (radio, téléphonie, automobile, ménager, etc.), ceux sur lesquels on peut réaliser de notables économies, mais d'autres voies restent ouvertes.

D'abord, nous l'avons vu plus haut, rien n'empêche de substituer au cuivre, d'autres métaux ou alliages dans le but d'atteindre de meilleures caractéristiques et de plus grandes cadences de production. Les alliages au nickel, en particulier, peuvent être compétitifs (nickel-boron, nickel-phosphore par exemple) et, tout en possédant d'excellentes valeurs de qualités physiques (thermiques surtout), ils constituent des réseaux dont la conductance suffit largement à nombre d'applications ($\rho = 5$ à $20 \mu\Omega / \text{cm}$).

Sur les substrats céramiques, le nickel-boron offre des propriétés électriques et mécaniques très valables ainsi qu'une parfaite acceptabilité de soudage par divers moyens.

Par ailleurs, les dépôts nickelés acceptent les surcharges de cuivre, d'argent, d'or et de beaucoup d'alliages utilisés comme protections. A ce titre, on protège souvent à l'étamage qui peut être réalisé par voie chimique (épais. = 1μ), mais au prix d'un certain nombre de sujétions qui font aller la préférence au revêtement à l'eutectique.

L'alliage étain-plomb n'est pas susceptible d'être déposé chimiquement, mais son prix est plus bas et il autorise

des dépôts brillants peu exposés aux corrosions atmosphériques. De plus, l'étain-plomb accepte la refusion dont les mérites ont été signalés dans le N° 10 (pages 55 et suivantes).

C'est aussi en mettant à profit les propriétés du Sn/ Pb que l'on peut produire par la méthode du Tenting évoqué à propos de la **figure 9** ci-dessus. Le placage au Sn/ Pb est largement facilité par l'emploi des masques en films secs du genre Riston (Du Pont) ou Laminar (Thiokol-Dynachem). On emploie alors évidemment, le système « panel plating » car, pour métalliser à l'électrolyte, il faut pouvoir disposer d'une cathode continue et, dans ce cas, le semi-additif est indispensable.

Les métaux d'apport sont généralement conditionnés en anodes Sn/ Pb (60/ 40 ou 63/ 37) et les électrolytes sont des solutions acides au fluoborate (E.A. n° 10, page 55). Sous un d.d.p. de 2 V avec une densité de courant de $2 \text{ A} / \text{dm}^2$, on atteint facilement un dépôt de 20μ en moins d'une demi-heure. S'il n'y a pas refusion ultérieure, on se contente de 10μ au maximum.

On peut aussi faire usage de revêtements non solubles comme ceux à l'étain/ nickel (au fluoborate de Ni/ Sn) grâce auxquels on simplifie notablement les processus de fabrication. Avec le Ni/ Sn on gagne un autre avantage, celui d'une dureté de surface favorisant la pérenité des contacts mais au prix d'une moins bonne soudabilité après vieillissement du dépôt. On est alors obligé d'utiliser des flux corrosifs (cf-N° 10, p. 53) du type OA ou contenant de l'acide chlorhydrique.

Les câblages traités à l'étain/ nickel soumis aux brouillards salins (100 heures selon MIL-E-52728) ne présentent généralement aucune altération de

La mécanisation

Les méthodes dont nous venons de décrire les principes se prêtent parfaitement à l'automatisation des chaînes en partant des matériels disponibles en « traitements de surfaces ». La **figure 10** montre une installation moderne réalisée par la SECMES pour le compte de l'Aérospatiale et grâce à laquelle on exécute tous les traitements nécessaires à la production d'un câblage additif.

Sur la **figure 11** nous voyons un stade de traitement par postes séparés au cours duquel le bain de catalyse de Shipley est appliqué. Enfin, la **figure 12** représente un circuit additif double-face réalisé par I.T.T. sur substrat papier-phénolique avec trous métallisés. Les perforations ont été faites à l'outil de poinçonnage. La coupe de la **photo 13** atteste de la qualité qu'il est possible d'obtenir en P.T.H. correctement exécuté sur un multicouche.

P. LEMEUNIER

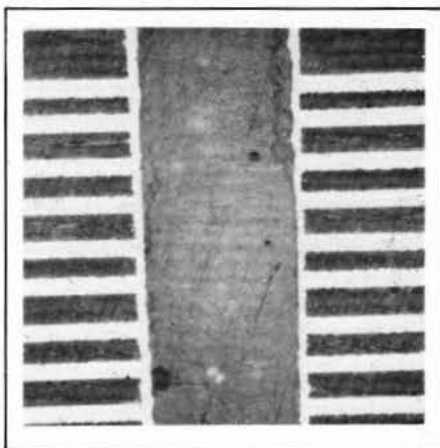


Fig. 13



Fig. 11

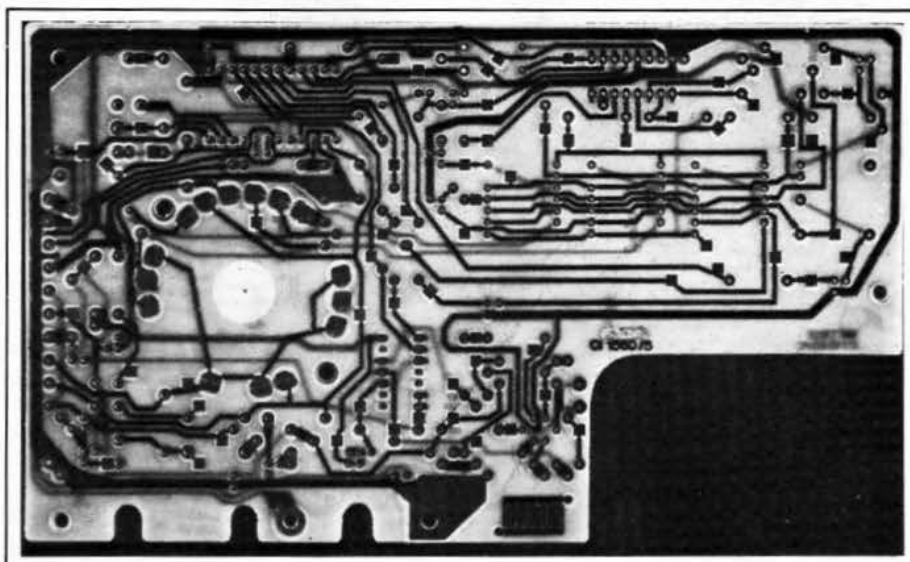


Fig. 12

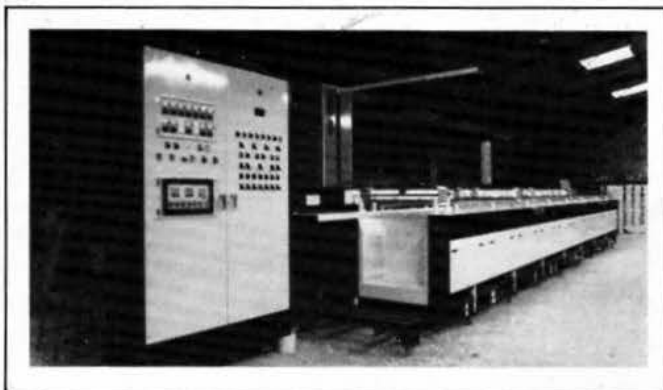


Fig. 10

Fournisseurs pour procédés additifs

Métallisation

- **Alphachimici - Procome**, 68, av. du Général-Michel-Bizot, Paris 12^e. Tél. : 307.57.29.
- **Allied-Kelite (Richardson)**, 2400E Devon Ave/Des Plaines -^e Ill. 60018 USA. Tél. : (312) 297.35.70.
- **Billiton - Cie Fse de l'Etain**, 9, rue Denfert-Rochereau, 93200 Saint-Denis. Tél. : 820.66.66.
- **Atelier 34**, ZAC du Moulin, 91160 Saulx les Chartreux.
- **Engelhard Industries Ltd**, St-Nicholas House, St-Nicholas Road Sutton-Surrey SM1-1EN UK. Tél. : 643.80.80.
- **Imasa**, 14, rue Gay-Lussac (Z.I.), 94430 Chennevières-sur-Marne. Tél. : 576.90.52.
- **Kemifar (Europrim)**, 19, bd du Lycée, 92170 Vanves. Tél. : 644.81.70.
- **Lea Ronal-Chimie**, 50, rue de Douaumont, Z.I. St-Jean, 69100 Villeurbanne. Tél. : (7) 880.08.32.
- **Mac Dermid Inc.**, 50 Brookside Road, Waterbury Connecticut USA. Tél. : (203) 754.61.61.

- **Nickel International Inco.**, Centre d'Information du Nickel, 49 bis, av. Hoche, 75008 Paris.
- **Oxy Metal Finishing**, Av. de l'Etang 65, 1211 Châtelaine Genève CH. Tél. : 44.00.00.
- **Pascalis s.a.**, 41, rue des Francs Bourgeois, 75004 Paris. Tél. : 887.70.00.
- **Photocircuits Kollmorgen Corp.**, 31, Sea av. Glen Cove NY 11452. Tél. : (516) 448.11.63 et 11.66.
- **P.M.D. Continental**, Z.A. Courtabœuf, B.P. 106, 91403 Orsay. Tél. : 907.11.35.
- **Shiplely-France**, 97, av. de Verdun, 92130 Issy-les-Moulineaux. Tél. : 644.20.01.
- **Schering-France**, 5, rue Le Corbusier, Silic 237, 94528 Rungis. Tél. : 687.23.45.
- **S.T.S.**, 30, route d'Echallens, 1032, Romanel/Lausanne CH. Tél. : (021) 35.20.35.
- **Thiokol-Dynachem**, rue Lavoisier Z.I. B.P. 2, 91430 Igny. Tél. : 941.07.72 et 03.45.

Machines

- **Electrolyse**, 3, rue d'Altkirch, 67100 Strasbourg. Tél. : (88) 34.47.07-08.
- **H.N.K. Diffusion**, 35, rue du Tonkin, 69100 Villeurbanne. Tél. : (78) 68.07.98.
- **Oxy Metal Indust.**, (voir ci-dessus).
- **Parker**, 51, rue Pierre, B.P. 310, 92111 Clichy Cedex. Tél. : 739.33.30.
- **Pascalis**, (voir ci-dessus).
- **Schering**, (voir ci-dessus).
- **CECMES**, 57, rue Jules-Valles, 93380 Pierrefitte. Tél. : 826.25.99.
- **S.T.S.**, (voir ci-dessus).

Stratifiés spéciaux

- **Fortin Laminating Corp.**, Z.A. de Courtabœuf, av. de la Baltique, 91120 Villebon-sur-Yvette. Tél. : 907.00.89.
- **Isola Duren**, B.P. 236, D.5160 Duren R.F.A. Tél. à Courbevoie France : 788.31.17.



Editions Techniques et Scientifiques Françaises

niveau 1 : débutant — niveau 3 : amateur et technicien spécialisés

INFORMATIQUE

D.J. DAVID

Cours d'initiation à l'informatique (ENS). Langages de programmation : Fortran, APL. Fonctionnement interne des ordinateurs. L'esprit informatique, modèles schématiques des applications, cartes-contrôle : IBM, CDC, UNIVAC, CII et Philips, 336 pages.

NIVEAU 2

PRIX : 66 F

ELEMENTS ESSENTIELS DE L'ELECTRONIQUE ET DES CALCULS DIGITAUX

D. ULRICH

Logique électronique. Logique informatique. Calculateurs à circuits logiques. Réalisation des calculateurs. Le transistor en commutation. Multivibrateurs. Montages logiques de base. Fonctions logiques. Algèbre de Boole. Calculs binaires, 304 pages.

NIVEAU 3

PRIX : 95 F

TECHNIQUE POCHE N° 4

INITIATION A LA MICROINFORMATIQUE LE MICROPROCESSEUR

P. MELUSSON

Qu'est-ce qu'un ordinateur. Langages. Calcul binaire. Codages. Fonctions logiques. Technologie et organisation des microprocesseurs. Les mémoires. Circuits et systèmes d'interface. La programmation, 136 pages.

NIVEAU 1

PRIX : 28 F

LE MICROPROCESSEUR EN ACTION

P. MELUSSON

Après un ouvrage de pure initiation au microprocesseur, à la portée de tous, le spécialiste qu'est P. Mélusson, propose ici une introduction pratique et simple à son emploi, articulé autour d'un type « monobit ». Pour faciliter la compréhension, il propose une série de manipulations sur une « carte » réalisable par l'amateur sans trop de difficultés, 152 pages.

NIVEAU 2

PRIX : 48 F



LE HARDWARE ou la PRATIQUE des MICROPROCESSEURS

M. OUKNINE et R. POUSSIN

Principes généraux. Fonctionnement et jeu d'instruction d'un système construit autour d'un microprocesseur 8080 A. Trois applications réelles avec schémas et programmes. Fonctionnement des dernières nouveautés 8048-Z80 - 8086, 254 pages.

NIVEAU 3

PRIX : 83 F

LE BASIC PAR LA PRATIQUE

J.-P. LAMOITIER

Comme de nombreuses techniques l'apprentissage de la programmation nécessite de nombreux exercices pratiques. Les exercices de difficultés variables classés par rubriques ont été choisis en tenant compte de leur intérêt pédagogique et des applications concrètes, 200 pages.

NIVEAU 2

PRIX : 66 F

Collection SYBEX

INTRODUCTION AUX MICROORDINATEURS INDIVIDUELS ET PROFESSIONNELS

R. ZAKS

Ce livre vous permettra d'évaluer si vous devez utiliser, l'un des nouveaux microordinateurs.

Comment choisir son système.

Définitions, pièges à éviter, programmation. Quel Basic ?

— Applications professionnelles et commerciales

— Choix des périphériques.

272 pages.

NIVEAU 1

PRIX : 54 F



LEXIQUE MICROPROCESSEURS

Dictionnaire anglais-français 1 000 termes et abréviations. Définitions des composants par numéros, des signaux pour les bus S 100, RS 232C, IEEE 488. Adresses des fabricants et distributeurs. Table de conversion. Format Poche, 120 pages.

NIVEAU 2

PRIX : 20 F

LES MICROPROCESSEURS

ZAKS et LE BEUX

Ouvrage de base conçu pour la formation. Concepts et techniques. Principes de bases jusqu'à la programmation. Techniques « standards ». L'interconnexion d'un système « standard ». Les problèmes liés au développement d'un système, 320 pages.

NIVEAU 2

PRIX : 98 F

TECHNIQUES D'INTERFACE AUX MICROPROCESSEURS

LESEA et ZAKS

Comment connecter un système à microprocesseur aux périphériques, depuis l'unité centrale jusqu'au clavier, télécopier, disque souple, écran de visualisation, et interfaces analogiques. Techniques de test, 416 pages.

NIVEAU 2

PRIX : 126 F

PROGRAMMATION DU 6502

ZAKS

Ce livre vous enseignera la programmation des systèmes basés sur le microprocesseur 6502. Pour lire ce livre il n'est pas nécessaire de savoir programmer. Il sera une référence indispensable à toute personne désirant se familiariser avec le 6502, 280 pages.

NIVEAU 2

PRIX 98 F

INTRODUCTION AU BASIC

P. LE BEUX

Cet ouvrage de base présente le langage et ses particularités ainsi que les versions actuelles qui sont disponibles sur les différents types de microordinateurs. Un texte complet, progressif et pédagogique pour l'apprentissage de la programmation en Basic, 300 pages.

PRIX : 86 F

Prix pratiqués par la
LIBRAIRIE PARISIENNE DE LA RADIO,
43, rue de Dunkerque, 75480 Paris. Cedex 10

AUCUN ENVOI contre remboursement. Port: jusqu'à 30F: taxe fixe 8 F. De 30 à 100 F: 15 % de la commande (+ 4 F Rdé). Au-dessus de 100 F: taxe fixe de 19 F.

Le rôle d'une chaîne de mesure couplée à un ordinateur fonctionnant en temps réel est de prélever une information délivrée par un des capteurs de la chaîne, de numériser cette information analogique, de l'amplifier éventuellement avant de la transmettre « au fil de l'eau » au ordinateur qui va la traiter.

En partant des capteurs jusqu'au ordinateur auquel ils sont connectés, une chaîne de mesure est constituée d'un certain nombre de maillons dont les imperfections affectent profondément les performances globales de toute la chaîne.

Nous nous proposons dans cet article de définir les caractéristiques générales permettant de chiffrer les performances globales d'une chaîne de mesure.

Le résultat de chaque mesure est entaché d'une certaine erreur. La précision de la mesure peut être considérablement améliorée si l'influence des erreurs élémentaires induites par chaque maillon est identifiée et minimisée.

Evaluation des performances globales d'une chaîne d'acquisition de données en temps réel

Architecture générale des chaînes de mesure

D'une manière générale, on peut dire qu'une chaîne de mesure couplée à un ordinateur est composée d'éléments suivants :

- Des capteurs dont la fonction est de convertir en grandeur électrique la grandeur physique à transmettre au ordinateur.

- Un dispositif électronique de sélection permettant de sélectionner une grandeur analogique parmi toutes les grandeurs délivrées par les capteurs - ce dispositif de sélection est souvent un multiplexeur ou commutateur de voie.

- Un ou des amplificateurs dont le rôle est bien sûr d'amplifier le signal sélectionné et de référencer à la masse mesure le signal différentiel issu du capteur. Selon les performances recherchées, le choix des amplificateurs se fera en considérant les caractéristiques suivantes :

a) Comme caractéristiques d'entrée :

- Impédance d'entrée différentielle
- Amplitude maximale du signal admissible
- Impédance d'entrée mode commun

b) Comme caractéristiques internes :

- Gain en boucle ouverte
- Gain affichable
- Précision
- Bande passante
- Linéarité
- Stabilité
- Dérive
- Taux de rejection

c) Comme caractéristiques de sortie :

- Amplitude du signal
- Courant
- Impédance
- Bruit
- Temps de récupération.

La place des amplificateurs dans la chaîne n'est pas définie strictement. Le multiplexeur peut soit recevoir directement les signaux émis par les capteurs - on parle alors d'un multiplexage direct ; soit être placé en aval de chaque amplificateur implanté sur chaque voie de mesure.

Il existe aussi des solutions intermédiaires du type : « un amplificateur par groupe de n voies ».

L'architecture de la chaîne et sa modularité est en grande partie liée à ce choix de la place des amplificateurs.

- Un convertisseur analogique-digital qui permet de numériser la grandeur analogique choisie.

Il délivre la grandeur correspondante digitalisée et codée soit en binaire pur, soit en décimal codé binaire.

Ce convertisseur est parfois précédé d'un bloqueur-échantillonneur qui mémorise sous forme analogique la tension commutée.

Il présente donc une grandeur stable à l'entrée du convertisseur pendant le temps de conversion. En outre, il permet un échantillonnage à cadence fixe de la grandeur scrutée même en mode de transmission asynchrone avec le calculateur.

– Une logique interne permettant de synchroniser les opérations de multiplexage, mise en mémoire dans le bloqueur, déclenchement du convertisseur et transfert vers le calculateur.

En bref, une chaîne de mesure constitue en soi un périphérique complet d'ordinateur, fonctionnant selon les directives dictées par les programmes implantés dans l'ordinateur. La composition d'une chaîne de mesure comprendra un certain nombre de modules qui seront assemblés en fonction de la précision et de la vitesse nécessaire à une bonne acquisition des mesures haut et bas niveaux.

La structure générale d'une chaîne de mesure peut être illustrée par le synoptique de la **figure 1**.

Impact des modes d'interconnexion des modules sur la précision de la chaîne

Les problèmes de raccordement de divers maillons de la chaîne ne sont pas négligeables, ils conditionnent énormément la conception de l'architecture générale et sont responsables le plus souvent de dégradation des performances de la précision de la chaîne.

Il s'agit là d'un problème purement électrique lié à la technologie des câbles, des relais, des circuits imprimés et intégrés et à l'environnement électrique de l'installation.

On sait que les principales caractéristiques de qualité d'un signal sont :

- son niveau
- son impédance
- la largeur de bande de son spectre
- sa tension de mode commun
- sa précision
- le rapport signal/bruit de fond.

Plusieurs facteurs physiques influent sur la qualité de transmission de la mesure dans la chaîne. On citera notamment :

– **Une mauvaise adaptation d'impédance** qui est à l'origine d'une perte de niveau du signal ou de l'apparition de bruit supplémentaire.

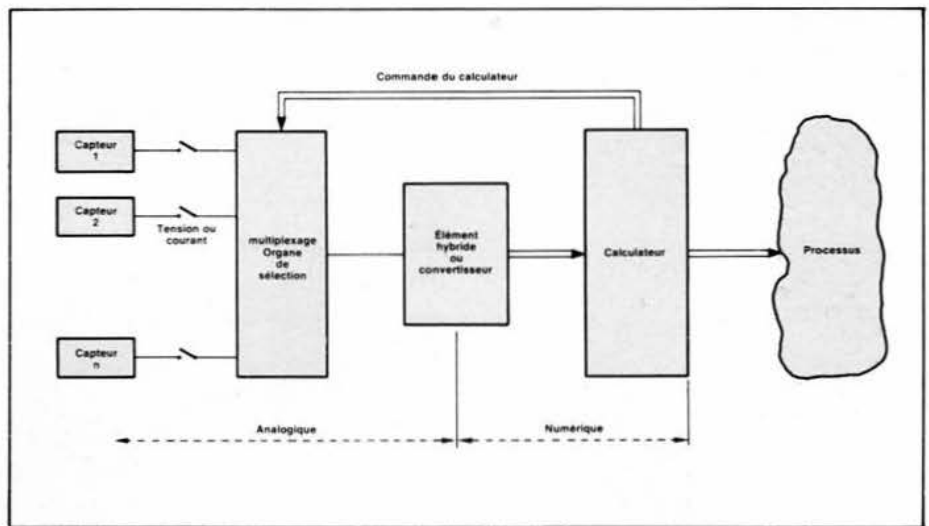


Fig. 1. – Architecture générale d'une chaîne de mesure : du capteur au calculateur.

Dans un réseau électrique véhiculant une puissance, les impédances de source et de charge doivent être adaptées, l'une à l'autre pour assurer un rendement maximal.

– **Des couplages inductifs avec les signaux alternatifs** : lorsque le câble transportant la mesure, voisine un câble de transport de puissance alternative, ce dernier induit dans le câble de mesure une tension proportionnelle à la surface de la boucle formée par le câble transportant la mesure. On utilise pour remédier à ce phénomène comme ligne d'amenée de la mesure des conducteurs torsadés qui réalisent des boucles élémentaires.

– **Des couplages capacitifs** : il apparaît un champ électrique de couplage entre deux câbles juxtaposés – ceci provoque un courant parasite dans le câble de mesure.

Afin de pallier cet effet, on isole électrostatiquement les câbles d'amenée de mesure torsadés par un écran qui est en général une gaine métallique, tressée et isolée et parfois associée à un troisième conducteur appelé drain, qui réduit la résistance ohmique du blindage.

– **Une mauvaise rejection de la tension de mode commun** : en effet, un déséquilibre dans les deux lignes d'arrivée de mesures transforme la tension de mode commun en mini-tension différentielle qui vient perturber le signal à mesurer comme indiqué par la **figure 2**.

La tension parasite apparaissant ainsi aux bornes de l'amplificateur est alors :

$$V_{CM} \parallel V_{CM} \frac{R_3}{R_1 + R_3} - \frac{R_4}{R_2 + R_4}$$

Il est nécessaire que $R_1 = R_2$ pour que $V_{CM} = 0$.

Pour préserver la qualité du signal, on voit qu'il est indispensable que l'amplificateur de mesures ait une impédance d'entrée différentielle et de mode commun très élevée.

– **Une disposition incorrecte des prises de masse** : il est impératif de disposer d'un point de référence de potentiel fixe, auquel seront connectés le blindage des câbles et à partir duquel seront définies les différences de potentiel. On peut concevoir un tel point de référence en réalisant une bonne connexion avec le sol, la terre constituant un condensateur de capacité infinie, donc à potentiel constant.

Des solutions adéquates doivent être apportées à tous les problèmes de liaison physique des divers maillons de la chaîne si la qualité du signal veut être préservée. En amont de la chaîne, se posent les problèmes de raccordement des entrées aux capteurs ou aux conditionneurs.

En aval, les différents modes de couplage aux calculateurs doivent être envisagés afin de pouvoir choisir pour chaque application le mécanisme d'échange spécifique entre le calculateur et le reste de la chaîne.

Il s'agit ici d'un problème qui implique la compréhension des différents modes d'accès des périphériques aux unités centrales. Une des qualités essentielles d'une chaîne de mesure est sa modularité.

Pour ne pas gréver inutilement le prix du matériel en prévoyant des entrées non utilisées, il est conseillé de

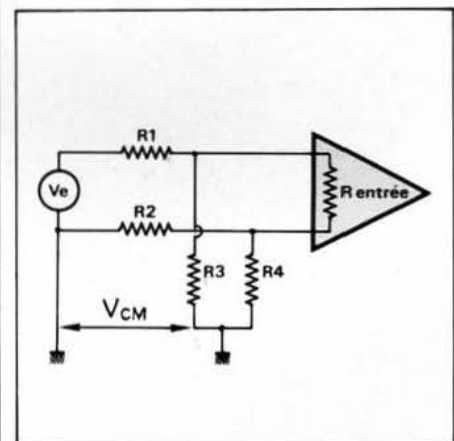


Fig. 2. – Rejection de la tension de mode commun.

le concevoir sous forme modulaire permettant par adjonction de cartes, puis d'avéoles et d'armoires, d'augmenter progressivement le nombre de voies connectées.

Le nombre de voies connectables ou capacité de la chaîne est le nombre maximum de capteurs qui peuvent être raccordés à cette chaîne. Ce nombre dépend de la structure de l'adressage et de l'organisation physique de la chaîne et en limite les performances.

Facteurs de qualité de la chaîne

Un certain nombre de facteurs définissent la qualité d'une chaîne de mesure. Nous citerons :

- la cadence de la chaîne
- la pleine échelle et la dynamique des signaux d'entrée
- la précision
- la sensibilité
- la fiabilité de la chaîne.

On appelle cadence C d'une chaîne de mesure sa vitesse d'acquisition des signaux. Elle s'exprime en nombre de voies par seconde ou nombre de points par seconde. La cadence propre d'une chaîne est toujours beaucoup plus élevée que la cadence d'une chaîne couplée à un ordinateur ; car le ordinateur accomplit deux tâches nécessitant du temps supplémentaire :

- Le rangement en mémoire de la grandeur d'entrée convertie ou sa transmission vers un autre organe.
- L'envoi vers la chaîne de l'adresse de la nouvelle voie à scruter.

Ce temps est en fait une mesure de la performance du couplage sous l'aspect de la vitesse et on remarque que dans la pratique il varie dans un rapport de 1 à 1000 suivant le type de couplage adopté.

La notion de pleine échelle est très importante ; c'est en effet, par rapport à elle que s'exprime toutes les erreurs.

Par définition, on sait que la pleine échelle d'une entrée est la valeur maximum que peut prendre le signal d'entrée sans diminuer les caractéristiques de précision de la chaîne. Les constructeurs donnent toujours la précision ΔV_i sur la mesure de V_i en fraction de la pleine échelle soit l'unité pouvant être le pourcent de la pleine échelle. Cette précision est un nombre sans dimension indépendant de la valeur de la mesure.

Par extension, on appelle pleine échelle en un point de la chaîne la valeur maximum que prendra le signal en ce point lorsque la source connectée délivrera sa tension (ou courant) de pleine échelle.

La dynamique d'un signal est la variation maximum du signal d'entrée

qui n'altère pas les performances du sous-ensemble sur lequel il a été injecté. Ce paramètre est fonction des gains de tous les sous-ensembles traversés par le signal dans la chaîne.

La précision fixe l'erreur absolue entre grandeur à mesurer et le résultat de la mesure. Tandis que par contre la sensibilité est mesurée par la variation minimum du signal d'entrée que l'on peut discerner toutes les causes externes de variations demeurant constantes.

La sensibilité est parfois appelée résolution de la chaîne. Trois facteurs limitent cette caractéristique :

- l'hystérésis
- le bruit perturbant la mesure
- le nombre de points de mesure du convertisseur.

Toute chaîne bien conçue doit pouvoir fournir une sensibilité de l'ordre du petit incrément du convertisseur souvent appelé petit poids.

La précision reflète à long terme la stabilité de la mesure alors que la sensibilité est liée à la fidélité à court terme.

La fiabilité d'une chaîne de mesure est sa capacité à remplir plus longtemps sa mission sans panne. L'expression mathématique de la fonction fiabilité est :

$$R(t) = \exp(-\lambda t)$$

C'est la probabilité dans l'intervalle de temps t de n'avoir aucune panne.

On définit un temps moyen entre pannes (Mean Time Between Failures ou MTBF) par :

$$MTBF = 1/\lambda$$

La fiabilité décroît de manière exponentielle dans le temps et la moyenne des temps de bon fonctionnement est

constante. Le MTBF est ainsi donc le temps à l'expiration duquel la probabilité pour que la chaîne considérée fonctionne encore correctement est de 0,368.

La plupart des constructeurs ne donnent pas l'ordre de grandeur de cette grandeur pour des raisons commerciales évidentes.

Sources d'erreur dans la chaîne de mesure

Les sources d'erreur venant perturber les mesures sur la chaîne sont diversifiées.

On note dans la chaîne l'existence :

- des erreurs statiques,
- des erreurs dynamiques,
- des erreurs de rejection.

Une source d'erreur ΔS_i apportée par un module fonctionnel et exprimée en pourcentage de la pleine échelle, s'écrira :

$$\varepsilon \text{ avec } \Delta S_i = \varepsilon \times S_{mi}$$

où S_{mi} représente la pleine échelle.

Les erreurs statiques sont liées à la nature intrinsèque des modules qui les génèrent.

La caractéristique idéale de chaque module de la chaîne est schématisée par la **figure 3** sur laquelle e et s représentent des valeurs établies à l'instant de la mesure.

Par rapport à cette caractéristique, les erreurs varient avec la température, et la façon dont elles varient définit le domaine d'utilisation de la chaîne.

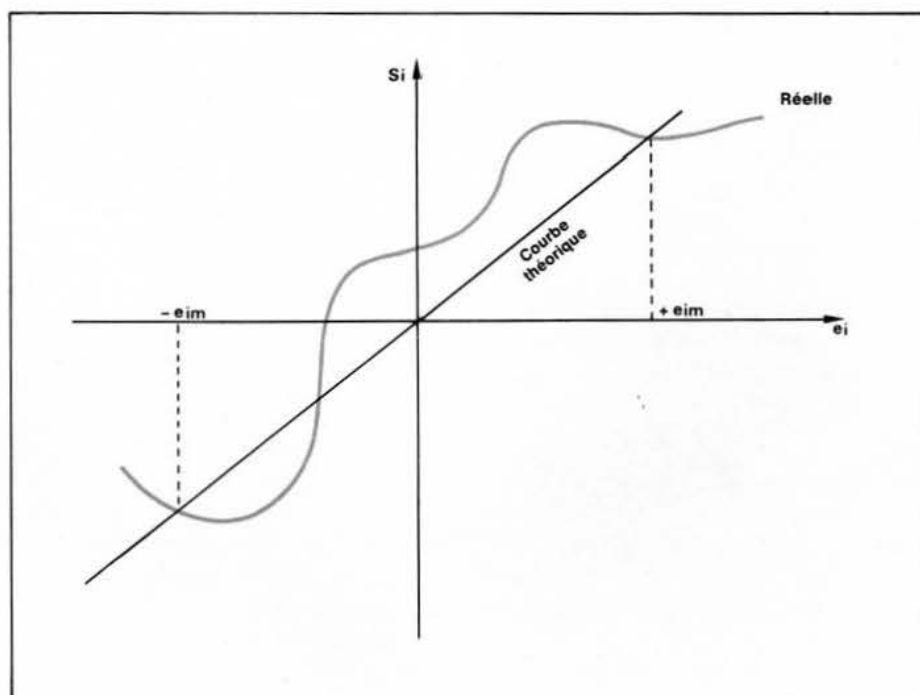


Fig. 3. - Caractéristique idéale d'un module

Les sources de ces types d'erreur sont :

- le décalage de 0 ou offset,
- le décalage de gain,
- la non-linéarité,
- les dérives en température,
- les dérives à long terme.

Pour une grandeur d'entrée $e = 0$, la grandeur de sortie prend une valeur ΔS appelée décalage de 0 en sortie. La précision exprimée en fraction de la pleine échelle s'écrit donc dans ce cas :

$$\frac{\Delta S}{S_M} = \frac{\Delta e}{e_M}$$

Pour une valeur d'entrée fixée e , l'erreur sur le gain amène une erreur s définie par :

$$\Delta S = \Delta G \cdot e$$

soit

$$\frac{\Delta S}{S} = \frac{\Delta G}{G}$$

dans laquelle G est le gain du module constant.

C'est l'unique cas où l'erreur ne s'exprime pas en fraction de la pleine échelle.

Ces deux sources d'erreur, décalage initial de 0 et décalage de gain ne sont en pratique pas importantes.

Au moment du réglage d'une chaîne, ces deux erreurs seront facilement compensées, mais les étalonnages effectués varieront dans le temps et en fonction de la température, et il faut pouvoir les chiffrer avec exactitude.

L'amplitude maximum de l'écart ramenée à la pleine échelle mesure l'erreur de linéarité de la chaîne. Pour un convertisseur de 10 bits + signe supposé parfait, l'erreur de non-linéarité sera de l'ordre de +0,5 incrément/1024 incrément, soit environ $5 \cdot 10^{-4}$ de la pleine échelle. Signalons tout de même que dans les feuilles de spécification des constructeurs, le mot incrément est souvent remplacé par le terme LSB « Last Significant Bit ».

Les dérives en température, exprimées en ppm (partie par millions), définissent l'erreur relative apportée à la chaîne par son fonctionnement sous certaines contraintes de température.

La formule suivante permet de chiffrer cette erreur :

$$\varepsilon \text{ relative} = D \times 10^{-6} \times \Delta \theta$$

dans laquelle D est exprimée en ppm et $\Delta \theta$ en degré.

Suite au vieillissement des modules de la chaîne, il apparaît un phénomène des dérives à long terme des performances.

Les valeurs de ces dérives sont fournies en valeur absolue ou en ppm sur un jour, un mois, un an et rarement

plus. Elles définissent donc conjointement avec les renseignements connus sur la fiabilité, les fréquences des opérations de maintenance préventive consistant en des réglages qui permettront à la chaîne de garder sa précision.

On appelle erreur dynamique dans une chaîne de mesure toute erreur qui se manifeste par une variation du signal utile pendant le temps de la mesure.

Les sources d'erreur dynamique sont constituées par :

- la réinjection des signaux de commande dans les circuits de mesure,
- la stabilisation des amplificateurs de mesure et des multiplexeurs,
- le bruit lié directement à l'agitation thermique des électrons dans les jonctions et les résistances des différents modules de la chaîne.

L'effet de réinjection des signaux de commande est particulièrement sensible dans les multiplexeurs. Les capacités parasites entre circuits de commande des portes analogiques et circuits transportant le signal commuté, induisent par différenciation des « pics » de commutation. Il en est de même pour les convertisseurs analogiques numériques si les circuits de masse ne sont pas parfaitement soignés.

Cet effet limite énormément le temps de stabilisation du signal à la sortie des multiplexeurs et amplificateurs.

Le signal à l'entrée des modules (convertisseur ou bloqueur par exemple) doit être stable lorsque la logique de la chaîne donne l'ordre de conversion (ou de mise en mémoire). Deux effets limitent en fait le compromis vitesse-précision :

- La stabilisation du multiplexeur, liée dans le cas d'un multiplexeur à relais au temps que mettent les contacts à atteindre leur position finale sans rebonds, et dans le cas d'un multiplexeur statique à la constante de temps définie par la résistance de source du capteur et la capacité parasite entre commande et signal commuté.

- la stabilisation du signal délivré par les amplificateurs de mesure. On dira que le signal commuté est stable au bout d'un temps donné exprimé en ms ou μs à 10^{-x} près.

L'erreur à prendre en compte est alors $\varepsilon = 10^{-x}$ de la pleine échelle.

Le bruit se manifeste comme une fluctuation non prévisionnelle du signal autour d'une valeur moyenne ; cette valeur moyenne peut être entachée d'erreurs statiques ou dynamiques.

On entend par rejection la faculté

que possède un module d'éliminer tout signal électrique venant perturber la mesure. Si V est la valeur du signal perturbateur et e le signal à mesurer, l'influence de V sur e se traduit par une erreur Δe sur e . La valeur $V/\Delta e$ est appelée rapport de rejection R_r .

Plus ce rapport est grand, plus l'erreur est faible.

Les erreurs de rejection peuvent être dues à :

- la rejection de mode commun,
- la rejection de tension d'alimentation,
- la diaphonie entre les voies.

La tension parasite apportée par le câblage par le potentiel moyen des entrées différentielles de la chaîne de mesure est rejetée en partie par l'amplificateur de mesure, mais crée une erreur ramenée à l'entrée de l'amplificateur définie par :

$$\Delta e = \frac{V}{R_{rmc}}$$

$$\text{ou } \Delta S = \frac{V \times G}{R_{rmc}} \text{ en sortie}$$

R_{rmc} appelé rapport de rejection de mode commun est exprimé soit sous la forme d'un nombre pur, soit en décibel par :

$$(R_{rmc})_{dB} = 20 \log R_{rmc}$$

Chacun des modules d'une chaîne est alimenté par une source continue régulée en tension délivrant des tensions $+V$, $-V$. Pour évaluer l'erreur apportée dans ce cas, il est nécessaire de connaître :

- le taux de régulation de l'alimentation régulée en fonction des fluctuations secteur et de la température ;
- la rejection d'alimentation des amplificateurs de mesure exprimée en $\mu V/V$. Cette grandeur est souvent fournie par les constructeurs sous le terme PSRR (Power Supply Ratio Rejection) ;
- la tension régulée délivrée par l'alimentation générale : $V = 15 V$;
- le taux de régulation 10^{-2} dans le domaine de température $+15$ à $35^\circ C$ pour un secteur variant entre $220 V$ et $240 V$;
- les rejections d'alimentation de tous les modules de la chaîne ;
- la pleine échelle d'entrée.

La diaphonie entre voies mesure l'influence des tensions des différentes voies d'entrées sur la voie commutée. On appelle alors rapport de rejection de diaphonie le rapport $V_i/\Delta V_i$ qui exprimé en décibel s'écrit :

$$(R_{rd})_{dB} = 20 \log \frac{V_i}{\Delta V_i}$$

Précisions des mesures

Le résultat de chaque mesure se traduit par un nombre pur représentant la grandeur électrique, courant ou tension, délivrée par le capteur avec une certaine erreur. Cette erreur comme le bruit qu'elle induit sur la mesure revêt un aspect probabiliste.

En effet, on peut représenter chaque erreur par une variable aléatoire centrée sur la valeur exacte à mesurer. Elle prend au moment de la mesure une valeur inconnue puisqu'a priori on n'est maître ni des conditions climatiques, ni de l'environnement électrique, ni de la valeur des grandeurs d'influence.

La dispersion des mesures par rapport à la vraie grandeur à mesurer est caractérisée par la variance et son écart-type.

La variance est définie comme le moment d'ordre 2 de la variable centrée, soit par définition :

$$\sigma^2 = \int_{-\infty}^{+\infty} (x - m)^2 f(x) dx$$

Cette variance représente la moyenne du carré des écarts de la variable aléatoire par rapport à m . Sa racine carrée σ est appelée écart-type.

L'écart-type σ est donc bien lié directement à la précision de la chaîne, une faible valeur de σ rend très probable les mesures proches de m , qui est par hypothèse la grandeur réelle à mesurer.

Les erreurs élémentaires induites par tous les composants de la chaîne peuvent être considérées comme des variables aléatoires si on pose les deux hypothèses suivantes :

- Toutes les sources d'erreur sont centrées; elles possèdent donc une valeur moyenne nulle. Cette condition est réalisée par construction. Pratiquement, on admet - ce que l'expérience confirme d'ailleurs - que les courbes de dérives sont symétriques par rapport à la valeur moyenne des paramètres.

Il en est de même pour les autres erreurs, bruit, non-linéarités, diaphonies.

- Toutes les sources d'erreur obéissent à la même loi de probabilité avec des écarts-types différents.

L'évolution des erreurs élémentaires est régie par une loi normale centrée qui fournit un majorant de l'erreur si l'on prend 2σ comme estimation de cette erreur. Il existe dans ce cas uniquement 4 % de chances d'obtenir un tirage dont la valeur absolue dépasse 2σ .

Sous réserve des hypothèses posées, l'erreur globale considérée comme une variable aléatoire est la somme des variables aléatoires obéissant chacune à la loi normale centrée.

On démontre que la somme de variables aléatoires normales indépendantes est une variable aléatoire normale dont la moyenne est la somme des moyennes et la variance la somme

des variances. Si ε_i est une erreur élémentaire de densité de probabilité :

$$\frac{1}{\sigma_i \sqrt{2\pi}} \cdot \exp(-\varepsilon_i^2 / 2\sigma_i^2)$$

l'erreur ε finale a pour densité de probabilité

$$\frac{1}{\sigma \sqrt{2\pi}} \cdot \exp(-\varepsilon^2 / 2\sigma^2)$$

avec $\sigma^2 = \varepsilon \sigma^2$,

la somme étant étendue à toutes les erreurs.

La grandeur mesurée $m + \varepsilon$ où m est le résultat théorique de la mesure constitue elle-même une variable aléatoire de moyenne m et d'écart-type σ .

Pour évaluer la précision, on prendra comme estimation de l'erreur 2σ , parce qu'à partir de 2σ la probabilité d'obtenir une mesure dont l'écart par rapport à m soit supérieur est très faible pour la loi normale (4 % pour 2σ , 1 % pour $2,5\sigma$).

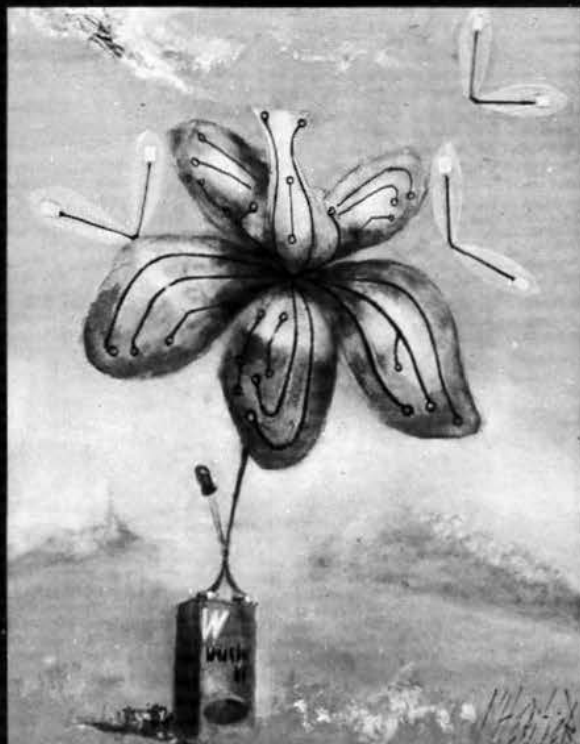
La connaissance mathématique de l'erreur globale sur la mesure en fonction des erreurs primaires ayant des origines diverses, nous permet d'appréhender la vraie grandeur de la mesure et ainsi d'améliorer sa précision.

Hubert Kadima

Docteur 3^e cycle en Automatique
Ingénieur Jeumont-Schneider

ELECTRONIQUE APPLICATIONS

Trimestriel N° 13 - Printemps 1980 - 18 F



USA: \$3.00 - FRANCE: 18 F - CANADA: CAN 17 - ESPAGNE: 180 Ptas - ITALIE: 100 Lires - BELGIQUE: 18 F

Les anciens numéros d'Electronique Applications sont encore disponibles !

(hormis le numéro 5)

Pour vous les procurer,
faites-en la demande écrite à

Electronique Applications
Vente au numéro

2 à 12, rue de Bellevue
75940 Paris Cedex 19

... et joignez **18 F** par numéro
demandé.

(les frais d'envoi sont compris)

LA STIMULATION CARDIAQUE

Jacques TRÉMOLIÈRES



Collection Electronique Applications médicales

Jacques Trémolières

La stimulation cardiaque

Collection

« ELECTRONIQUE APPLICATIONS » médicales
Diffusée par E.T.S.F.

Format 12 x 22 - Broché.

106 pages - Intérieur 2 couleurs - Couverture quadrichromie

50 figures - Lexique

En 1958, le premier stimulateur cardiaque était implanté.

Depuis, près de 400 000 porteurs de pacemakers circulent dans le monde, dont plus de 30 000 en France.

La courbe des implantations réalisées depuis vingt ans montre, pour ces dernières années, une augmentation impressionnante : pour la seule année 1977, par exemple, on a implanté en France 19 000 stimulateurs. C'est dire à quel point cet appareil constitue un des plus grands progrès médicaux du vingtième siècle.

Ce combat pour la vie ne pu être gagné, comme beaucoup d'autres, qu'avec l'aide d'un auxiliaire précieux : *l'électronique*.

Chaque jour voit naître une amélioration technique, qu'elle se situe au niveau des performances, de la sécurité, de la miniaturisation ou de la durée de vie.

Dans ce premier ouvrage de la collection « Electronique Applications Médicales », l'auteur analyse le phénomène « Stimulation » et, après en avoir fait l'historique, prépare le lecteur non spécialisé par quelques notions de physiologie. On aborde ensuite la technique des stimulateurs et les progrès réalisés dans la technologie des composants électroniques et surtout de la source d'énergie dont le paramètre le plus important est la longévité.

L'implantation proprement dite est ensuite décrite, sous son aspect chirurgical, précédant une étude technico-commerciale sur le choix d'un stimulateur et son prix de revient mensuel. De nombreux tableaux font d'ailleurs le récapitulatif des principales caractéristiques des stimulateurs actuellement commercialisés et de leur coût en fonction de leur catégorie.

Deux chapitres sont spécialement consacrés aux porteurs de pacemakers, sous les titres « *Vivre avec un stimulateur* » et « *La surveillance* ».

Le malade y trouvera des renseignements précieux sur l'intervention chirurgicale, l'hospitalisation, mais aussi sur cette nouvelle manière de vivre qui est celle d'un « stimulé ».

Un lexique des termes médicaux employés dans l'ouvrage et une liste des constructeurs de stimulateurs représentés en France terminent ce volume qui sera un apport documentaire appréciable pour les porteurs de pacemakers ainsi que pour le médecin désireux connaître tous les paramètres de cette technique.

Le fait que le Docteur Bernard Dodinot, un des plus grands spécialistes français de la chirurgie d'implantation et Président de l'Association d'aide aux porteurs de stimulateurs cardiaques, ait bien voulu préfacer ce livre, montre que ce dernier, tout en étant d'un grand intérêt technique, sera un aide précieux et réconfortant pour les malades.

LE PUBLIC

Les stimulés cardiaques et les malades susceptibles d'être confrontés à ce type de problème. Egalement les médecins généralistes ou spécialisés en cardiologie, ainsi que les électroniciens intéressés par les applications médicales de l'électronique.

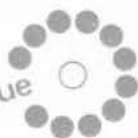
L'AUTEUR

Jacques TRÉMOLIÈRES, Ingénieur mécanicien, Ingénieur électronicien et biologiste, effectue depuis 25 ans des études et recherches en matériel médico-chirurgical, avec comme spécialité l'anesthésie-réanimation.

Auteur de 140 articles et de 16 livres (dont 3 traductions), Jacques TRÉMOLIÈRES collabore à différentes revues techniques et scientifiques, et notamment à ELECTRONIQUE APPLICATIONS, pour des articles d'électronique médicale. Il est, en outre, membre de plusieurs Sociétés savantes, dont deux sociétés d'astronomie, cette science constituant son principal violon d'Ingres.

Prix de vente à notre siège :
50 F
(+ 11 F de frais d'envoi)

EDITIONS TECHNIQUES ET SCIENTIFIQUES FRANÇAISES
2 à 12, rue de Bellevue - 75940 Paris Cedex 19
Tél. : 200-33-05



Nous avons décrit, dans plusieurs numéros de notre revue, les **contacts électriques imparfaits** sous divers aspects.

Deux expériences basées sur des données classiques peuvent servir, nous allons le voir, de démonstrations mettant en évidence les variations de la distance séparant les deux surfaces en regard lorsqu'il se produit, dans l'espace environnant, une impulsion électromagnétique.

L'effet Branly, phénomène d'interface

Proposition

Considérons le dispositif de la **figure 1** où un diélectrique est légèrement comprimé entre deux pistons.

Quand on établit un champ électrique à travers le diélectrique, les pistons se déplacent vers l'intérieur.

La compression d'un diélectrique sous l'action d'un champ électrique porte le nom d'électrostriction (4).

C'est, selon nous, ce phénomène qui est à l'origine de l'effet Branly (5).

Il concerne, on le voit, l'interface séparant deux conducteurs constituant les armatures d'un condensateur shunté par une grande résistance.

Le champ électrique extérieur agit sur le coefficient de compressibilité du diélectrique. Les deux surfaces en regard se rapprochant, la capacité augmente tandis que la résistance de l'interface diminue.

Cette résistance peut reprendre sa valeur primitive si le dispositif est soustrait à l'action du champ et si un léger choc mécanique permet à un certain degré d'élasticité de se manifester.

Expérience 1

Notre proposition peut s'appuyer sur les résultats expérimentaux obtenus dans les conditions suivantes.

Le dispositif utilisé était conforme à celui de la **figure 1** ; à cela près que le champ électrique n'était pas localisé entre deux armatures. Il était engendré par un extra-courant de rupture produit à une trentaine de centimètres.

Les mesures de la résistance du contact faites avant et après l'émission de l'impulsion électromagnétique indi-

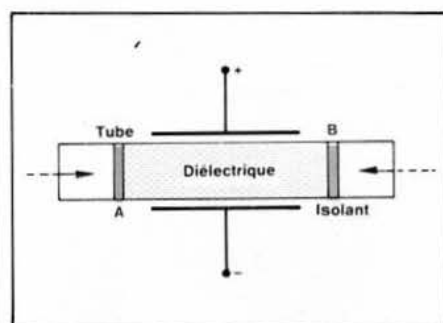


Fig. 1. - A et B sont des pistons libres.

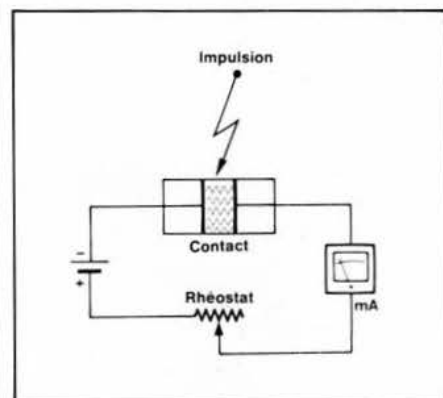


Fig. 2.

quaient une importante diminution confirmant le déplacement des deux pistons vers l'intérieur.

Un léger choc mécanique annulait l'effet de l'impulsion.

Poursuivant nos recherches, nous avons incorporé le dispositif dans un circuit comprenant un élément de pile, un rhéostat d'un mégohm et un milliampèremètre (**fig. 2**).

Un premier réglage consistait à faire passer dans l'interface un courant de l'ordre de 0,25 milliampère (**fig. 3**).

L'indication de l'appareil de mesure déviait alors à l'approche de la main, ce qui révélait les propriétés électrostatiques du contact électrique imparfait.

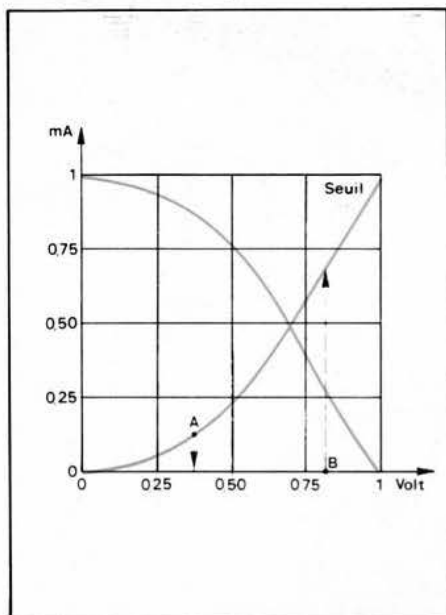


Fig. 3. - Courbe plongeante = composante électrostatique. A et B = impulsions.

Bibliographie

- 1 - COPIN H. : Les contacts électriques imparfaits - Electronique Applications n° 7.
- 2 - COPIN H. : Cohérence et décohérence - Electronique Applications n° 10.
- 3 - COPIN H. : L'effet zener et l'effet Branly - Electronique Applications n° 11.
- 4 - DURAND E. : Electrostatique et Magnétostatique - Masson - Editeur - Paris.
- 5 - BOULANGER J. et FERRIE G. : La Télégraphie sans fil - Berger - Levraut - Paris.
- 6 - PEGUIN P. : La physique du métal - Collection « Que sais-je ? » - Presses universitaires de France.
- 7 - RAVAILLE M. : Electrostatique - Electrocinétique Baillièrre - Editeur - Paris.

On pouvait en déduire que l'interface était l'objet d'une pression. A cette pression permanente s'ajoutait celle de l'impulsion reçue, laquelle était suivie d'une augmentation de la résistance.

Constatation en contradiction avec la première mais pouvant s'expliquer si l'on admet que la compressibilité du diélectrique permet à l'un des pistons de rebondir sur l'autre. L'épaisseur de l'interface s'en trouve accrue.

Après avoir appliqué le léger choc mécanique, nous retrouvons les conditions permettant d'obtenir l'effet à distance.

Auparavant, nous avons augmenté progressivement le courant traversant le diélectrique ce qui nous avait permis de constater une diminution importante du champ électrostatique permanent, la trajectoire des électrons se comportant comme un shunt.

L'impulsion pouvant agir en absence quasi totale du champ électrostatique, nous avons retrouvé l'effet produit sans la source de courant continu : importante diminution de la résistance.

Cependant, lorsque le courant atteignait un certain seuil, tout se passait comme si l'interface était court-circuitée.

Expérience 2

Le fonctionnement électrostatique qui vient d'être décrit se retrouve si l'on opère, comme nous l'avons fait, en utilisant un contact imparfait entre un métal et un métalloïde. Du charbon en l'occurrence.

On peut classer les conducteurs de l'électricité en deux catégories principales : les métaux et les métalloïdes.

Les métaux sont des éléments qui ont relativement peu d'électrons sur la couche extérieure tandis que celle des métalloïdes est presque saturée.

Pour se stabiliser en devenant inertes, les atomes métalliques ont ten-

dance à perdre leurs électrons de surface alors que les métalloïdes ont tendance à saturer leur couche périphérique en piégeant les électrons.

Ainsi, les métaux peuvent s'ioniser positivement et les métalloïdes négativement (6).

Dans de telles conditions, il peut se faire qu'un contact électrique imparfait métal-métal ne réagisse pas comme un contact imparfait métal-métalloïde au moment où une impulsion électromagnétique leur est appliquée.

Dans le premier cas, l'impulsion rapproche les deux surfaces en présence et la résistance ohmique diminue ; elle ne retrouve sa valeur primitive que sous l'action d'un choc mécanique.

Dans le second cas, cette dernière phase du phénomène, qui peut être attribuée à la rupture d'un contact franc, se produit spontanément (5).

Car l'électrisation par contact peut déclencher une répulsion électrostatique ; la plus importante des deux charges effaçant l'autre en réduisant la sienne d'autant (7).

Conclusion

Technologiquement, la physique des contacts électriques a fait l'objet de nombreuses études.

Mais, à notre connaissance, celle de l'effet Branly n'est pas reprise à la lumière des acquisitions scientifiques relativement récentes.

Le sujet devrait pourtant intéresser les fabricants de relais dont certaines pannes restent, selon le propre aveu de leurs réalisateurs, inexpliquées.

Souhaitons que cet article puisse donner à la découverte d'un grand savant français le regain d'intérêt qu'elle mérite.

H. Copin
Ancien Inspecteur Principal
d'Etudes des Transmissions

Circuits intégrés de télécommande TV

émetteur à ultrasons ou infrarouges

Fabricant :

SGS-ATES.

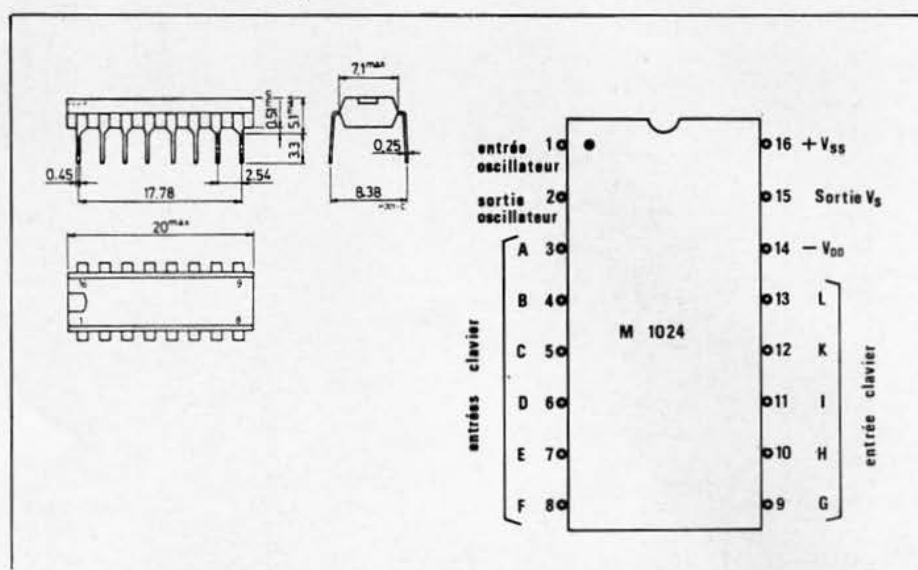
Equivalents :

SAA 1024 General Instrument.
SAA 1024 ITT Intermetall.

Généralités

Le 1024 est un circuit intégré monolithique réalisé en technologie C-MOS. Il permet la transmission de 30 ordres distincts sur 30 fréquences ultrasoniques de la bande 33,945 à 43,990 kHz. Son alimentation est prévue sur pile 9 V et la référence de fréquence pour ses diviseurs programmables est constituée par un quartz TV de 4,4336 MHz. La consommation au repos est inférieure à 10 μ A. Dès qu'un ordre vraisemblable est entré au clavier (mécanique ou à effleurement), le montage se met sous tension et la transmission débute.

Boîtier et brochage



Valeurs limites absolues

Tension d'alimentation	V_{SS}	+ 0,3... - 12	V
Tension sur les autres broches	V_n	+ 0,3... V_{SS}	
Courant de sortie	$[I_{15}]$	10	mA
Température de fonctionnement	T_{amb}	- 10... + 60	$^{\circ}$ C
Température de stockage	T_s	- 30... + 125	$^{\circ}$ C

Domaine de fonctionnement

Tension d'alimentation	V_{SS}	- 7... - 9	V
Fréquence d'oscillateur	f_t	4,4336	MHz
Condensateurs (voir schéma)	C_1	39	pF
	C_2	47	pF
	C_3	100	pF
	C_4	47	μ F
Résistances (voir schéma)	R_1	10 (4,7... 22)	M Ω
	R_2	47	M Ω
	R_3	1	M Ω
	R_4	2,7	k Ω
	R_5	47	Ω

Caractéristiques générales

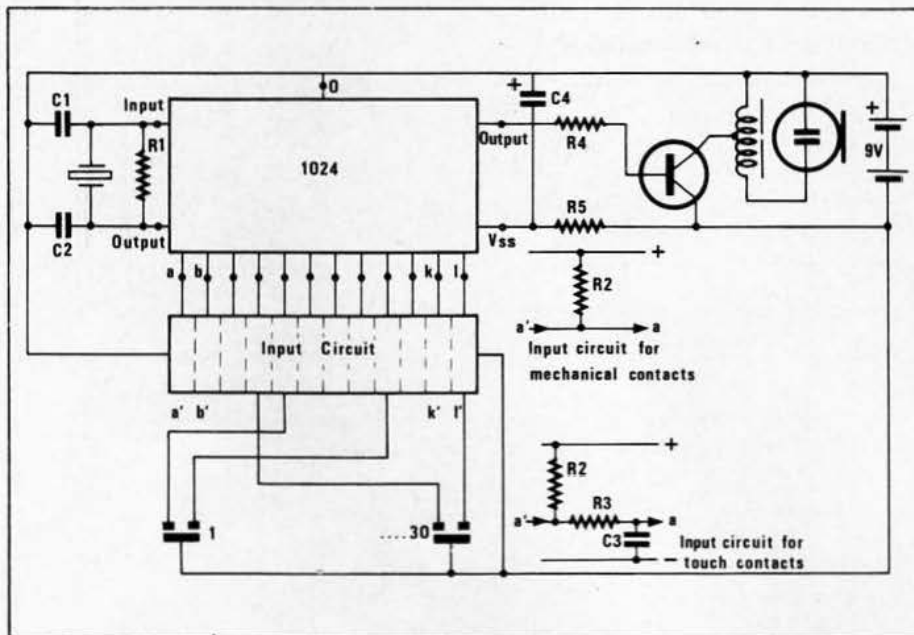
($V_{SS} = -9$ V, $T_{amb} = 25$ $^{\circ}$ C)

Impédance de sortie U_s sous 1 mA état 1 sous 0,2 mA état 0	R_{OH}	500	Ω
	R_{OL}	1,5	k Ω
Tension de seuil des entrées	V_{in}	- 4,9	V
Hystérésis des entrées	ΔV_{in}	0,45	V
Courant d'entrée	$[I_{in}]$	10	nA
Consommation en marche (sans charge)	I_{14}	- 2	mA
Consommation au repos	I_{14}	- 10	μ A

Table de vérité

Touche	Fréquence	a	b	c	d	e	f	g	h	i	k	l
1	33 945 Hz	0	0	0	0	1	0	0	1	0	0	0
2	34 291 Hz	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	1
3	34 638 Hz	0	0	0	0	1	0	1	0	0	0	0
4	34 984 Hz	0	0	0	0	1	0	0	0	0	1	0
5	35 330 Hz	0	0	0	0	1	1	0	0	0	0	0
6	35 677 Hz	0	0	0	0	1	0	0	0	1	0	0
7	36 023 Hz	1	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0
8	36 370 Hz	1	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0
9	36 716 Hz	0	1	0	0	0	1	0	0	0	0	0
10	37 062 Hz	0	1	0	0	0	0	0	0	1	0	0
11	37 409 Hz	0	0	1	0	0	1	0	0	0	0	0
12	37 755 Hz	0	0	1	0	0	0	0	1	0	0	0
13	38 101 Hz	0	0	0	1	0	1	0	0	0	0	0
14	38 448 Hz	0	0	0	1	0	0	0	0	1	0	0
15	38 794 Hz	1	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0
16	39 141 Hz	1	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0
17	39 487 Hz	0	1	0	0	0	0	1	0	0	0	0
18	39 833 Hz	0	1	0	0	0	0	0	0	0	1	0
19	40 180 Hz	0	0	1	0	0	0	1	0	0	0	0
20	40 526 Hz	0	0	1	0	0	0	0	0	0	1	0
21	40 872 Hz	0	0	0	1	0	0	1	0	0	0	0
22	41 219 Hz	0	0	0	1	0	0	0	0	0	1	0
23	41 565 Hz	1	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0
24	41 911 Hz	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1
25	42 258 Hz	0	1	0	0	0	0	0	1	0	0	0
26	42 604 Hz	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	1
27	42 951 Hz	0	0	1	0	0	0	0	1	0	0	0
28	43 297 Hz	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	1
29	43 643 Hz	0	0	0	1	0	0	0	1	0	0	0
30	43 990 Hz	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	1

Schéma d'application



Circuits intégrés de télécommande TV

récepteur à ultrasons ou infrarouges

Fabricant :

SGS-ATES

Equivalents

SAA 1025 General Instrument.

SAA 1025 ITT Intermetall.

Généralités

Le 1025 est un circuit intégré monolithique réalisé en technologie MOS. Il est prévu pour exploiter les 30 fonctions de télécommande de l'émetteur 1024. Le 1025 mesure la fréquence des signaux incidents par comptage d'impulsions pendant un intervalle de temps stabilisé par quartz. Le résultat n'est pris en compte que si deux cycles identiques se suivent. Toutes les fonctions sont transformées en un code de sortie sur 5 bits. Neuf des trente instructions sont exploitées intérieurement, notamment pour la commande des fonctions analogiques. Les 21 autres instructions peuvent être exploitées extérieurement. Par exemple, un décodeur 1 parmi 16 permet le choix entre 16 programmes pré-réglés au moyen de circuits intégrés analogues aux SAS 560/570.

Les fonctions analogiques sortent sous forme d'un signal rectangulaire dont le rapport cyclique est modifié par télécommande. Toutes les commandes peuvent également être réalisées en local.

Valeurs limites absolues

Tension d'alimentation	- V _{DD}	20	V
Tension d'horloge (crête-crête)	- V _f	15	V
Tension sur les autres broches	V _n	- 30... + 0,3	V
Courant de sortie	- I _D	5	mA
Température de fonctionnement	T _{amb}	- 20 ... + 65	° C
Température de stockage	T _S	- 55 ... + 125	° C

Domaine de fonctionnement

Tension d'alimentation	- V _{DD}	18 (16,5... 19,5)	V
Tension d'entrée (crête-crête)	- V ₁₄	0,5 V... V _{DD}	V
Tensions de commande locale état 1	- V _{IH}	< 0,8	V
Tensions de commande locale état 0	- V _{IL}	> 4	V
Tension d'horloge (crête-crête)	V _t	4... 8	V
Fréquence d'horloge	f _t	4,4336	MHz

Caractéristiques générales

(alim. 18 V ; T_{amb} = 25 °C)

Résistance de sortie en charge	r _{on}	< 1	kΩ
Rapport cyclique des sorties analogiques	t _p /t _o	1/30... 30/1	
Fréquence des sorties analogiques	f _{out}	8,99	kHz
Durée d'un pas de réglage analogique	t _f	184,8	ms
Temps de réponse des fonctions « arrêt-marche » et « coupure de son »	t _{moins}	669,8	ms

Boîtier et brochage

- | | |
|------------------------------|---------------------------------------|
| 1 : Masse (V _{SS}) | 9 : Entrée/ sortie C |
| 2 : Sortie VOLUME | 10 : NC |
| 3 : Sortie LUMINOSITÉ | 11 : Entrée/ sortie B |
| 4 : Sortie CONTRASTE | 12 : Entrée/ sortie A |
| 5 : V _{SS} (+) | 13 : Point test |
| 6 : Sortie marche/ arrêt | 14 : Entrée V _S |
| 7 : Entrée/ sortie E | 15 : Entrée horloge |
| 8 : Entrée/ sortie D | 16 : Alimentation V _{DD} (-) |

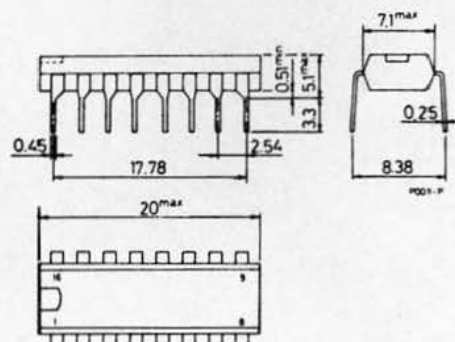
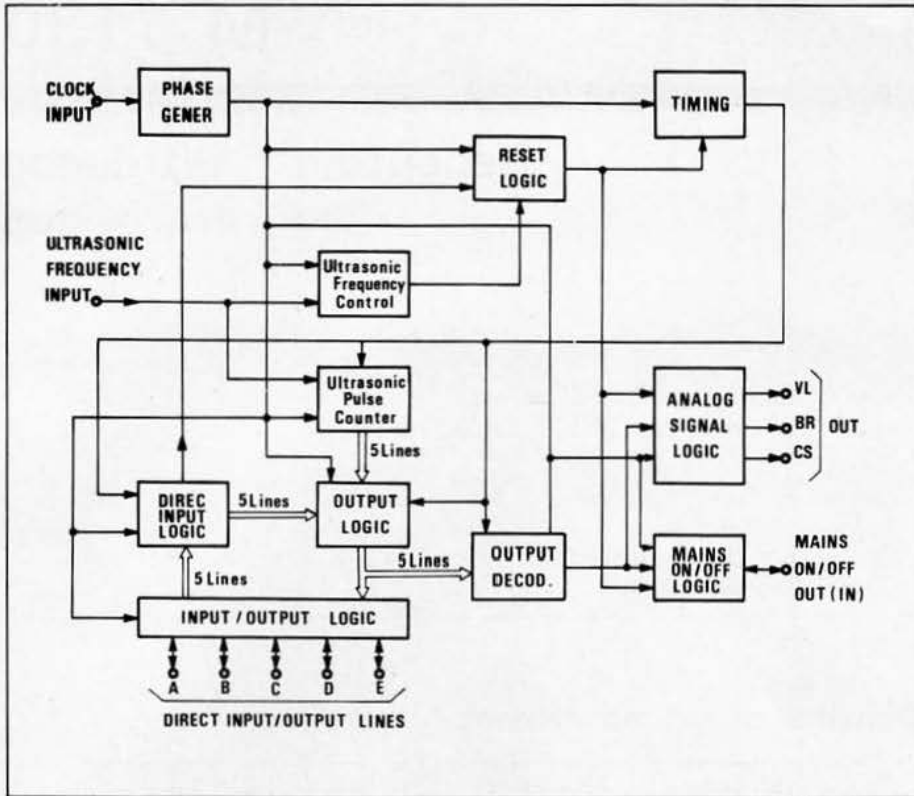
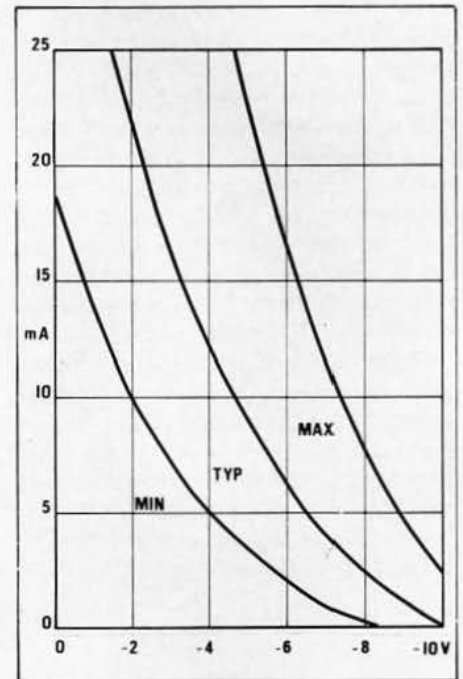
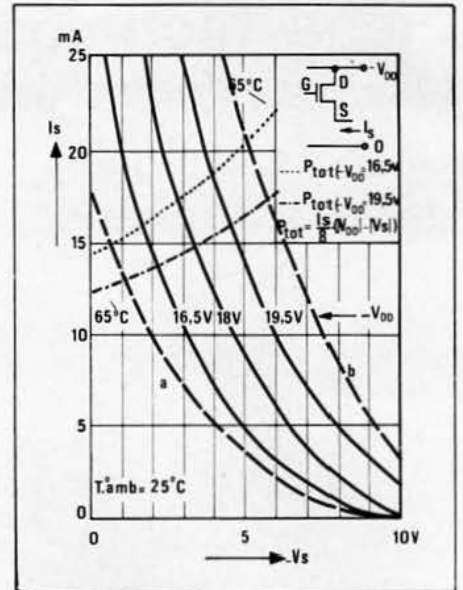


Schéma interne

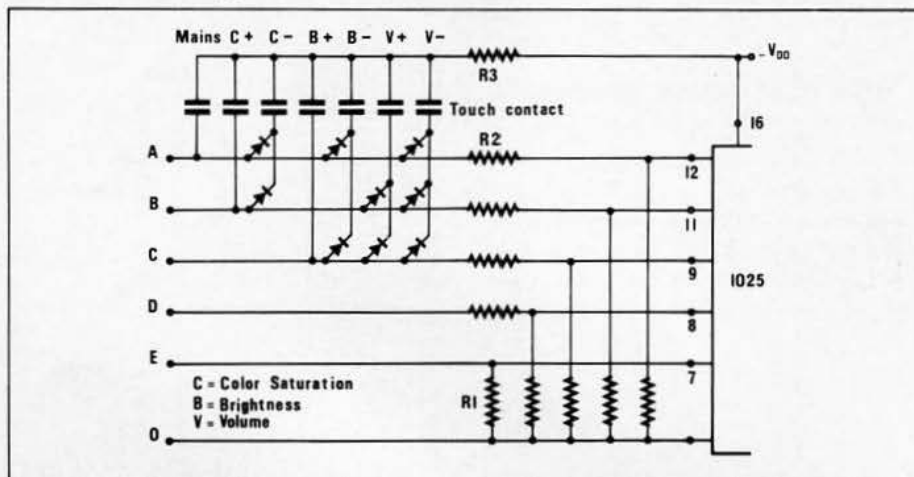


Courbes

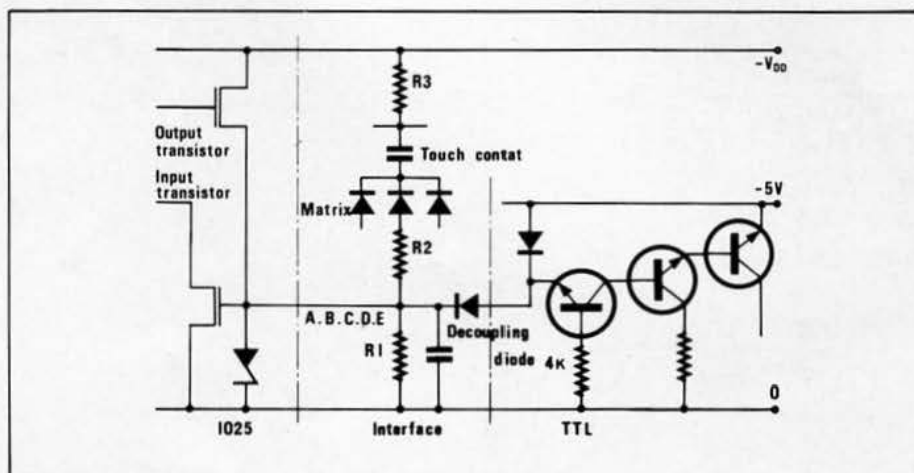


Caractéristiques tension/courant des sorties et dissipation max.

Schémas d'application



Branchement des touches pour commande en local.



Branchement externe des broches 7 à 12.

Circuits intégrés de télécommande TV

Récepteur à ultrasons ou infrarouges

Fabricant

SGS-ATES.

Equivalents

SAA 1130 ITT Intermetall.

Généralités

Le 1130 est un circuit intégré monolithique réalisé en technologie MOS. Il est prévu pour exploiter les 30 fonctions de télécommande de l'émetteur 1024. Ces différentes fonctions peuvent également être commandées en local ou automatiquement de façon séquentielle. Le 1130 mesure la fréquence des signaux incidents par comptage d'impulsions pendant un intervalle de temps stabilisé par quartz. Toutes les fonctions sont transformées en un code de sortie sur 5 bits. Les fonctions analogiques sortent sous forme d'un signal rectangulaire dont le rapport cyclique est modifié par télécommande. Les sorties de programmes P_A à P_D sont prévues pour attaquer le jeu de circuits intégrés de synthèse de fréquence SAA 1020/ 1021.

Valeurs limites absolues

Tension d'alimentation	$-V_{DD}$	20	V
Tension sur les autres broches	V_n	- 30... + 0,3	V
Courant de sortie	$-I_D$	5	mA
Température de fonctionnement	T_{amb}	- 20 ... + 65	°C
Température de stockage	T_s	- 55... + 125	°C

Domaine de fonctionnement

Tension d'alimentation	$-V_{DD}$	18 (16,5... 19,5)	V
Tension d'entrée crête-crête après condensateur	V_{US}	0,5 V... V_{DD}	
Tension de commande en local état 1	$-V_{IH}$	< 0,8	V
Tension de commande en local état 0	$-V_{IL}$	≥ 4	V
Fréquence d'horloge	f_t	4,4336	MHz

Caractéristiques générales

(alim. 18 V ; $T_{amb} = 25$ °C ; $f = 4,4336$ MHz)

Consommation	$-I_{DD}$	25	mA
Tension de déchet en sortie sous 1 mA	ΔV	< 0,6	V
Fréquence de sortie broches 2 à 4	f_o	17,6	kHz
Rapport cyclique de sortie broches 2 à 4	t_p/ t_o	1/62... 62/1	

Boîtier et brochage

- 1 : Masse V_{SS} (+)
- 2 : Sortie LUMINOSITÉ
- 3 : Sortie CONTRASTE
- 4 : Sortie VOLUME
- 5 : Sortie marche/arrêt
- 6 : Sortie P_C
- 7 : Sortie P_D
- 8 : Entrée D
- 9 : Entrée C
- 10 : Entrée B
- 11 : Entrée A
- 12 : Entrée E
- 13 : Sortie P_A
- 14 : Sortie P_B
- 15 : Entrée U_s
- 16 : Entrée/ sortie T
- 17 : Quartz
- 18 : Alimentation V_{DD} (-)

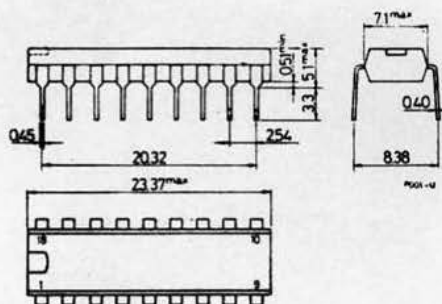
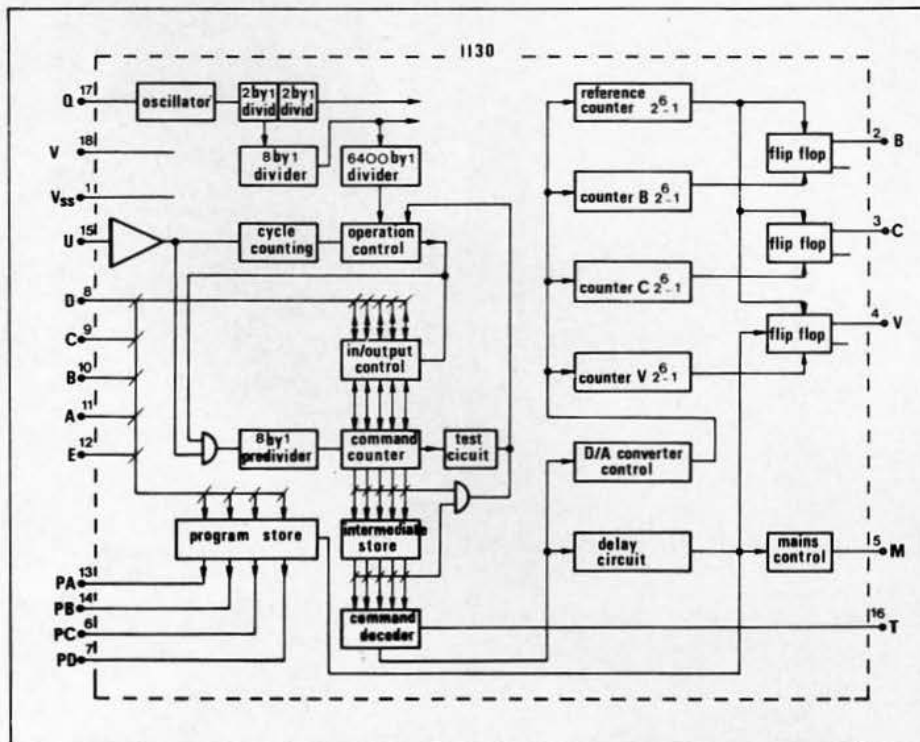


Table de vérité

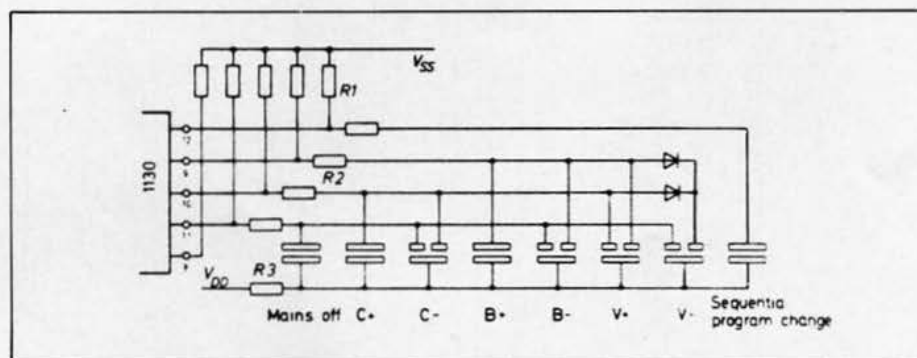
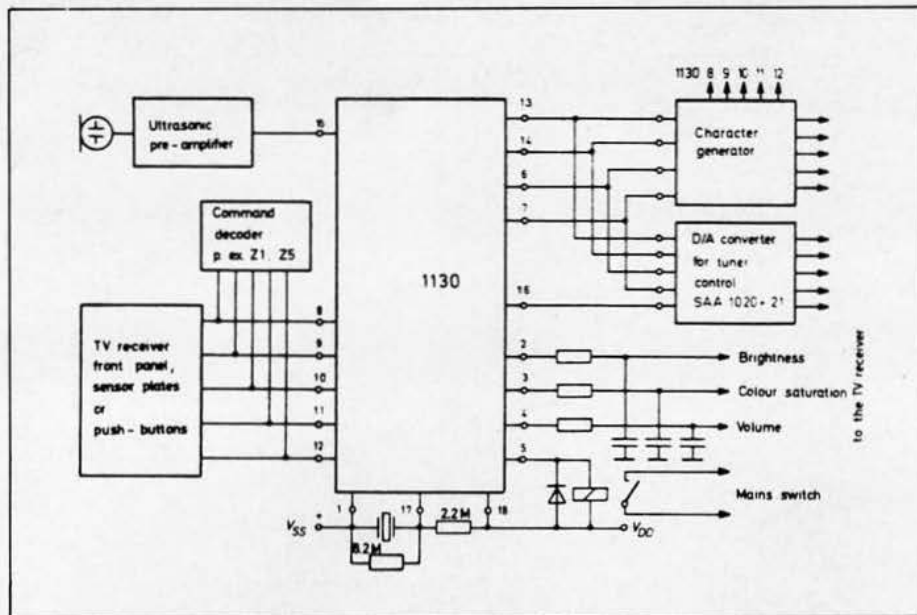
Instruction	Fréquence Hz	Fonction	code de sortie				
			E	A	B	C	D
–	–	Sequential progr. change	L	H	H	H	H
1	33 944,89	Mains Off	H	L	H	H	H
2	34 291,21	Sound Off	L	L	H	H	H
3	34 637,65	Color saturation –	H	H	L	H	H
4	34 984,02	Normalisation	L	H	L	H	H
5	35 330,40	Color saturation –	H	L	L	H	H
6	35 676,78	Additional command Z1	L	L	L	H	H
7	36 023,15	Brightness –	H	H	H	L	H
8	36 369,53	Additional command Z2	L	H	H	L	H
9	36 715,91	Brightness –	H	L	H	L	H
10	37 062,28	Additional command Z3	L	L	H	L	H
11	37 408,66	Volume –	H	H	L	L	H
12	37 755,03	Additional command Z4	L	H	L	L	H
13	38 101,41	Volume –	H	L	L	L	H
14	38 447,49	Additional command Z5	L	L	L	L	H
15	38 794,16	Program 1	H	H	H	H	L
16	39 140,54	Program 2	L	H	H	H	L
17	39 486,92	Program 3	H	L	H	H	L
18	39 833,29	Program 4	L	L	H	H	L
19	40 179,67	Program 5	H	H	L	H	L
20	40 526,05	Program 6	L	H	L	H	L
21	40 872,42	Program 7	H	L	L	H	L
22	41 218,80	Program 8	L	L	L	H	L
23	41 565,18	Program 9	H	H	H	L	L
24	41 911,55	Program 10	L	H	H	L	L
25	42 257,93	Program 11	H	L	H	L	L
26	42 604,31	Program 12	L	L	H	L	L
27	42 950,68	Program 13	H	H	L	L	L
28	43 297,06	Program 14	L	H	L	L	L
29	43 643,43	Program 15	H	L	L	L	L
30	43 989,81	Program 16	L	L	L	L	L

Programme N°	Code			
	PA	PB	PC	PD
1	L	L	L	L
2	H	L	L	L
3	L	H	L	L
4	H	H	L	L
5	L	L	H	L
6	H	L	H	L
7	L	H	H	L
8	H	H	H	L
9	L	L	L	H
10	H	L	L	H
11	L	H	L	H
12	H	H	L	H
13	L	L	H	H
14	H	L	H	H
15	L	H	H	H
16	H	H	H	H

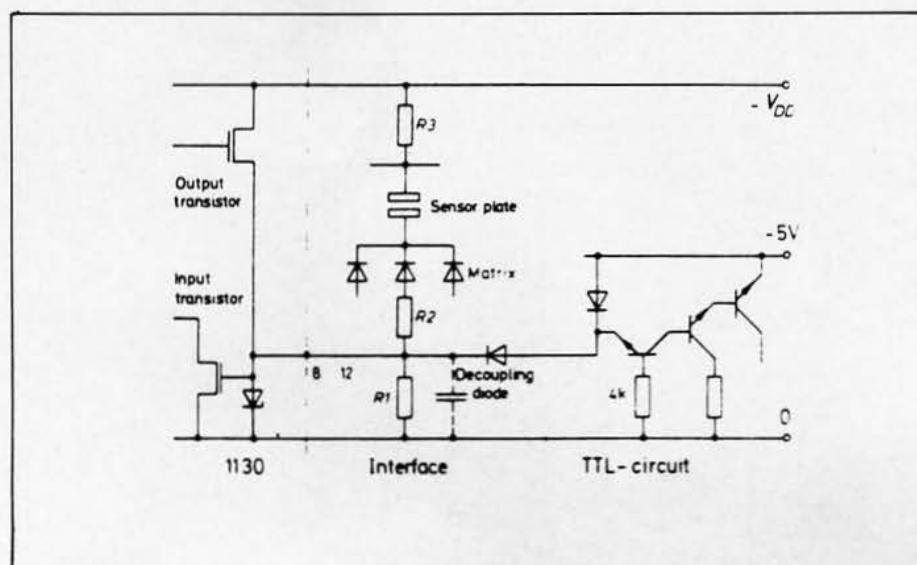
Schéma interne



Schémas d'application



Branchement de touches pour commande en local.



Branchement externe des broches 8 à 12.

Circuits intégrés de télécommande TV

récepteur à infrarouges

Fabricant

Siemens.

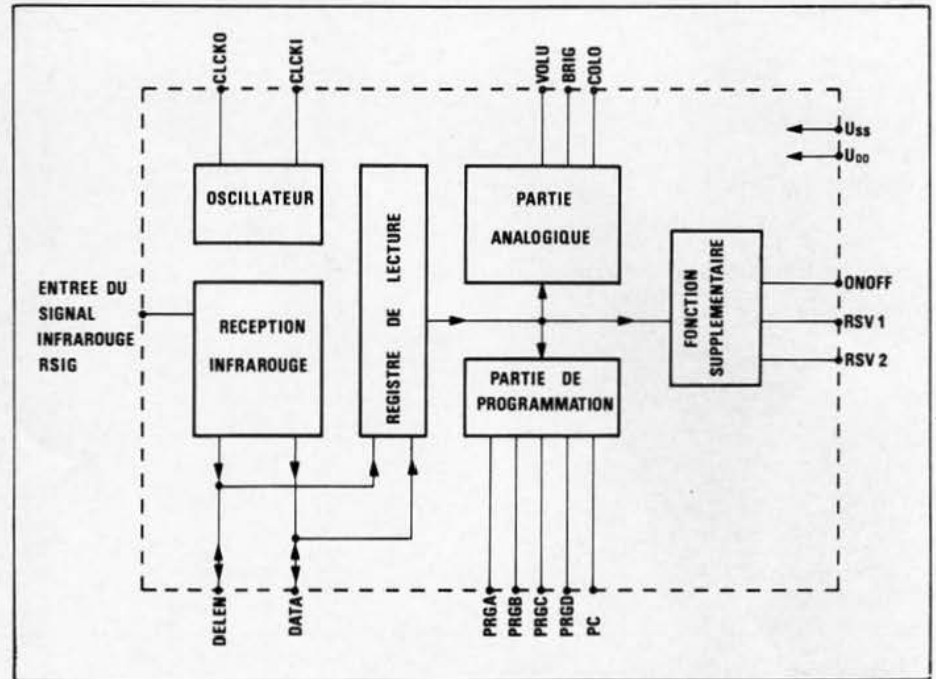
Généralités

Le composant-récepteur SAB 3209, développé en technologie MOS à appauvrissement, évalue les signaux infrarouges provenant de l'émetteur SAB 3210. Les instructions arrivent à la mémoire de programmes et à la mémoire analogique par l'intermédiaire d'un interface série accessible de l'extérieur.

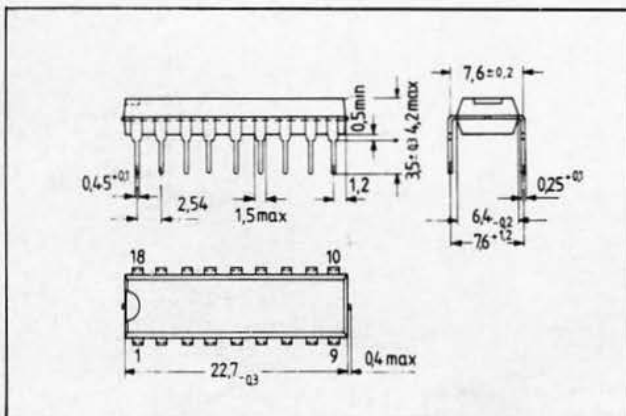
16 programmes et 3 fonctions analogiques peuvent être commandés par le SAB 3209. Le composant comprend en outre deux sorties de réserve supplémentaires ainsi qu'une entrée/sortie pour la fonction « Marche/arrêt ». Il se caractérise par les points suivants :

- Sur l'interface série (BUS-I) on dispose, en plus des instructions pour le SAB 3209, d'encore 30 autres directives, pour les jeux vidéo par exemple.
- Avec l'interface série on peut introduire directement les instructions dans le SAB 3209. Ces ordres ont priorité absolue sur les signaux infrarouges de l'émetteur.
- Les sorties de programmes sont protégées contre les courts-circuits et ajustables extérieurement (elles sont bidirectionnelles).
- Le SAB 3209 peut fonctionner aussi bien avec l'oscillateur intégré qu'avec une impulsion externe.

Brochage



Boîtier



1	U _{ss}	Tension d'alimentation ± 12 V
2	CLCKO	Sortie d'impulsion
3	CLCKI	Entrée d'impulsion
4	PRGD	Sortie de commande du programme
5	PRGC	Sortie de commande du programme
6	PRGB	Sortie de commande du programme
7	PRGA	Sortie de commande du programme
8	PC	Changement du programme validation Entrée/Sortie
9	RSV 2	Sortie de réserve
10	RSV 1	Sortie de réserve
11	VOLU	Sortie « volume »
12	ONOFF	Sortie « arrêt momentané »
13	BRIG	Sortie « luminosité »
14	COLO	Sortie « contraste couleur »
15	RSIG	Entrée du signal télécommande
16	DLEN	Bus I, Entrée/Sortie
17	U ₀₀	Tension d'alimentation 0 V
18	DATA	Bus I, Entrée/Sortie

Valeurs limites absolues

		Symboles	Limite inf. B	Limite sup. A	Unités
Tension d'alimentation	en fonction de $U_{SS}=0$ V	U_{DD}	- 18	0,3	V
Tension d'entrée		U_i	- 18	0,3	V
Dissipation totale		P_{tot}		500	mW
Dissipation par sortie		P_o		100	mW
Température de stockage		T_s	- 55	+ 125	° C
Température de fonctionnement		T_{amb}	0	+ 70	° C

Chronogrammes

1) Codage

Instruction 6 bits

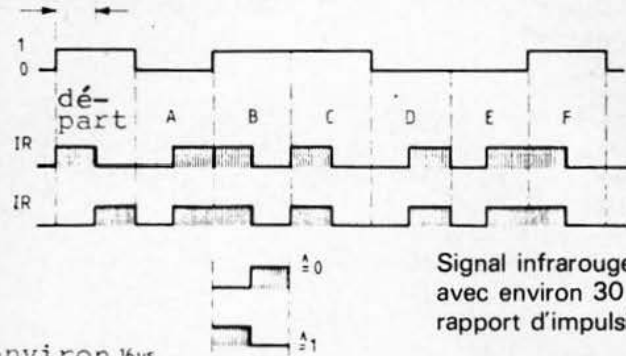
Mot codé binaire

Bit de départ = 1

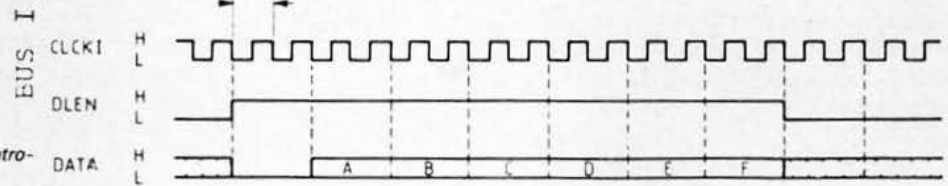
Bit de départ = 0

par une modification du masque du C.I.

environ 0,5ms

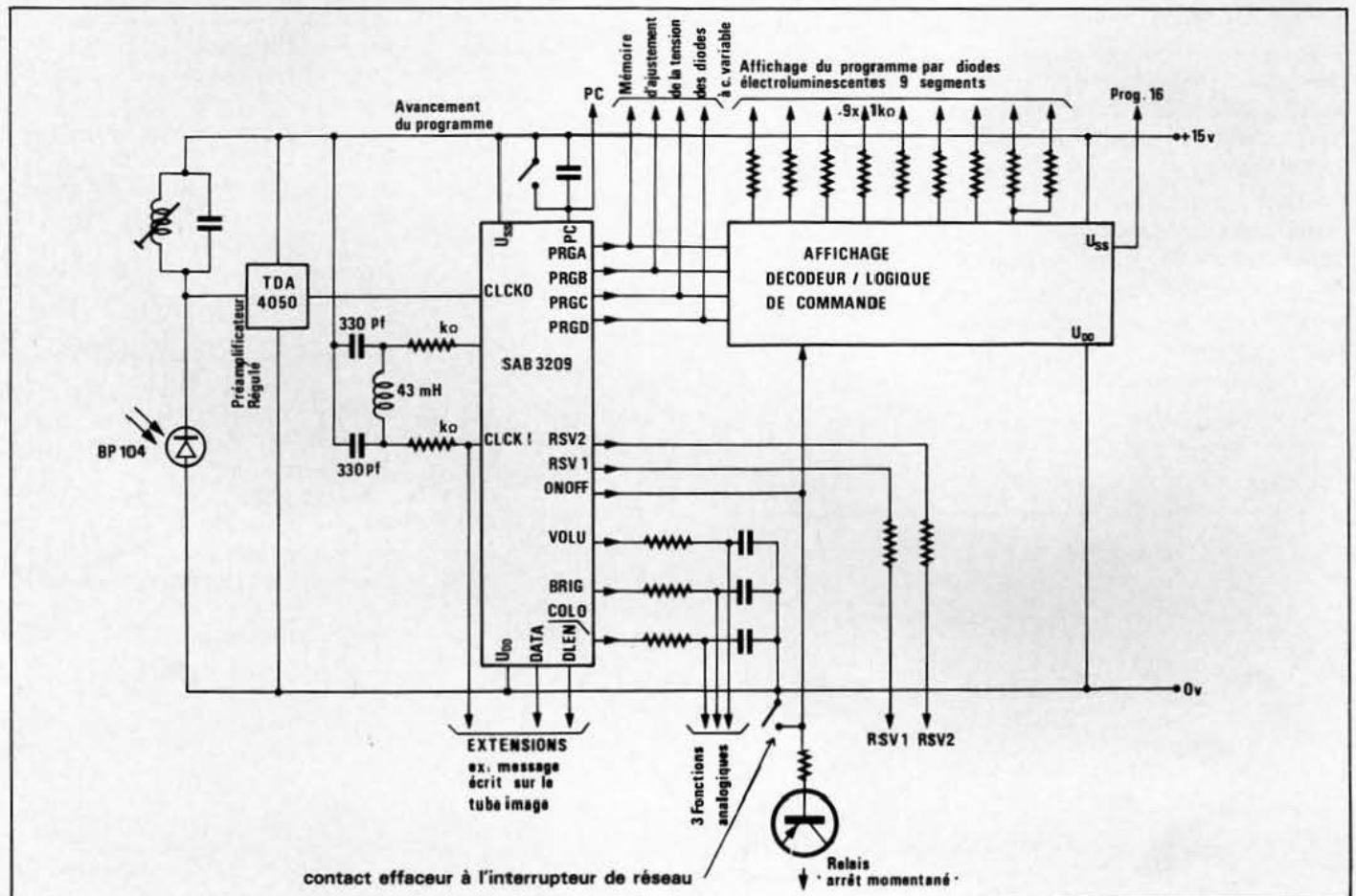


environ 16µs



Interface série (BUS-I) pour la distribution et l'introduction d'instructions.

Schémas d'application



Caractéristiques générales

	Symboles	Condit. d'essais	Limite inf. B	Type	Limite sup. A	Unités
Tension d'alimentation	U_{DD}	en fonction de $U_{SS}=0$ V	- 16		- 11	V
Consommation de courant	I_{DD}	Sorties non commutées		5	10	mA
ENTRÉES						
Entrée d'impulsion CLCKI						
Tension d'entrée L	U_{iL}		U_{DD}		- 7	V
Tension d'entrée H	U_{iH}		- 1		0	V
Courant d'entrée	I_i				15	μ A
Temps de réaction	t_{THL}, t_{TLH}				4	μ s
Fréquence	f			60	70	kHz
Entrée du signal de télécommande RSIG						
Tension alternative d'entrée	U_{iH}	en fonction de $U_{SS} = 0$ V	- 1		0	V
Impédance d'entrée	U_{iL} R_i		U_{DD} 1		- 3,5	V M Ω
Entrées de l'interface série DLEN et DATA						
Tension d'entrée L	U_{iL}	en fonction de $U_{SS}=0$ V	U_{DD}		- 7	V
Tension d'entrée H	U_{iH}		- 2		0	V
Courant d'entrée H (résistance interne Pull-Low)	I_{iH}	$U_i=U_{SS}$			1,5	mA
Temps de déclenchement + temps de réaction	$(t_D+t_T)_{HL}$ $(t_D+t_T)_{LH}$				12	μ s
Entrée de commutation du programme PC						
Tension d'entrée H	U_{iH}		- 1,5		0	V
Tension d'entrée L	U_{iL}		U_{DD}		- 7	V
Courant d'entrée H	I_{iH}	$U_i = U_{SS}$			100	μ A
SORTIES						
Sorties de l'interface série						
Tension de sortie H	U_{QH}	fonct. à vide	- 1,5		0	V
Tension de sortie L	U_{QL}	$I_a = 10\mu$ A	U_{DD}		$U_{DD}+0,3$	V
Temps de réaction	$t_{DH}+t_{HL}$ et $t_{DL} + t_{THL}$	$C_L = 50$ pF et $t_{DL} +$ en fonction de CLCKI, U_{iLA}			5	μ s
Sorties de la mémoire de programme PRGA, PRGB, PRGC, PRGD						
Tension de sortie H	U_{QH}	$I_a = 0,1$ mA	- 0,5		0	V
Tension de sortie L	U_{QL}	$I_a = 10\mu$ A	U_{DD}		$U_{DD}+0,3$	V
Sortie de commutation du programme suivant PC						
Tension de sortie H	U_{QH}	$I_a = 0,3$ A	- 1,5		0	V
Tension de sortie L	U_{QL}	fonct. à vide	U_{DD}		$U_{DD} + 2$	V
Sorties des fonctions analogiques COLO, BRIG, VOLU						
Tension de sortie H	U_{QH}	$I_a = 1$ mA	- 1,5		0	V
Tension de sortie L	U_{QL}	$I_a = 1\mu$ A	U_{DD}		$U_{DD} + 3$	V
Sorties d'arrêt momentané et de réserve ONOFF, RSV 1, RSV 2						
Tension de sortie H	U_{QH}	$I_a = 0,3$ mA	- 1,5		0	V
Tension de sortie L	U_{QL}	$I_a = 1\mu$ A	U_{DD}		$U_{DD}+0,3$	V
Sortie d'impulsion CLCKO						
Tension de sortie H	U_{QH}	fonct. à vide	- 1		0	V
Tension de sortie L	U_{QL}		U_{DD}		$U_{DD} + 1$	V
Temps de commutation par rapport à CLCKI	t_D, t_T	$C = 100$ pF charge			2	μ s

Jeu d'instructions

N°	Codes F E D C B A	Instructions	Après l'instruc. 7 (commutation de clavier)
0	0 0 0 0 0 0	Position normale/ Marche	idem
1	0 0 1	Coupure du son	idem
2	0 1 0	Arrêt momentané	retour au premier clavier
3	0 1 1	Réserve 1	idem
4	1 0 0	Changement de programme +/ Marche	"
5	1 0 1	Changement de programme -/ Marche	"
6	1 1 0	Réserve 2 basse/ Marche	"
7	1 1 1	Réserve 2 haute/ Marche	"
40	1 0 1 0 0 0	Volume +	"
41	0 0 1	Volume -	"
42	0 1 0	Luminosité +	"
43	0 1 1	Luminosité -	"
44	1 0 0	Couleur +	"
45	1 0 1	Couleur -	"
46	1 1 0) Réserve pour la 4°	"
47	1 1 1)fonction analogique	"
		Instructions D C B A (Sortie PRG)	L'état précédent est conservé
16	0 1 0 0 0 0	L L L L / Marche	idem
17	0 0 1	L L L H / Marche	"
18	0 1 0	L L H L / Marche	"
19	0 1 1	L L H H / Marche	"
20	1 0 0	L H L L / Marche	"
21	1 0 1	L H L H / Marche	"
22	1 1 0	L H H L / Marche	"
23	1 1 1	L H H H / Marche	"
24	0 1 1 0 0 0	H L L L / Marche	"
25	0 0 1	H L L H / Marche	"
26	0 1 0	H L H L / Marche	"
27	0 1 1	H L H H / Marche	"
28	1 0 0	H H L L / Marche	"
29	1 0 1	H H L H / Marche	"
30	1 1 0	H H H L / Marche	"
31	1 1 1	H H H H / Marche	"

Circuits intégrés de télécommande TV

émetteur à infrarouges

Fabricant :

Siemens.

Généralités

Le composant émetteur SAB 3210, développé en technologie MOS à appauvrissement canal P, transforme les instructions introduites par la matrice en un code binaire à 6 bits. Avec ce code, on peut transmettre par l'intermédiaire d'un étage d'émission à infrarouge 60 instructions au maximum à une unité de réception à infrarouge comportant le composant récepteur SAB 3209. Il se caractérise par les points suivants :

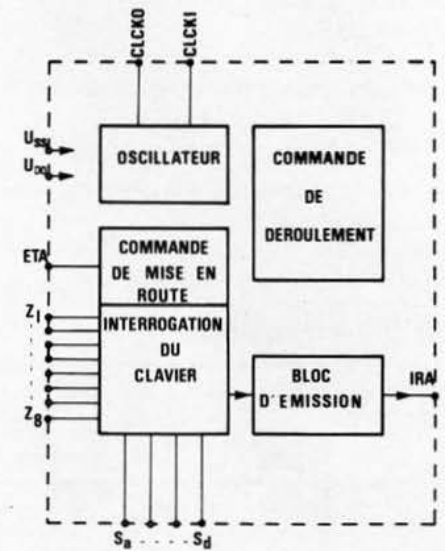
- 32 instructions peuvent être données sans dispositions particulières
- un élargissement vers 60 instructions étant possible grâce à un câblage de diodes ou de contacts jumelés supplémentaires.

- Faible consommation de courant de 3 mA (5 mA au maximum). Un transistor NPN externe, commandé par le composant émetteur, coupe la batterie en cas de non fonctionnement et augmente ainsi considérablement sa durée de vie.

- Large plage de tension d'alimentation de 5 à 16 V.

Brochage

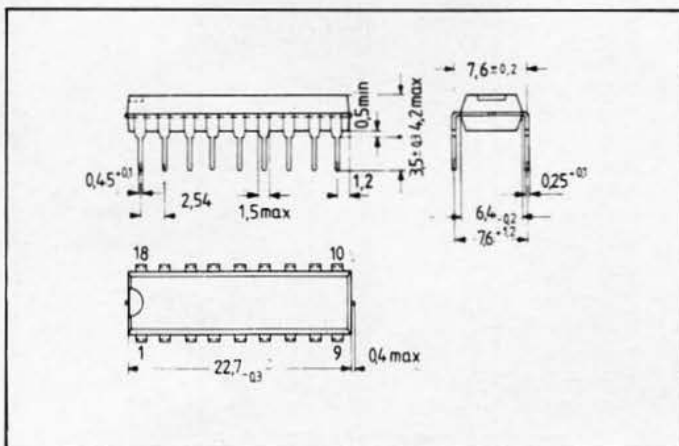
- 1 : U_{SS} (+)
- 2 : Colonne a
- 3 : Colonne b
- 4 : Colonne c
- 5 : Colonne d
- 6 : U_{DD} (-)
- 7 : Sortie de déclenchement ETA
- 8 : Sortie infrarouge IRA
- 9 : Ligne 1
- 10 : Ligne 2
- 11 : Ligne 3
- 12 : Ligne 4
- 13 : Ligne 5
- 14 : Ligne 6
- 15 : Ligne 7
- 16 : Ligne 8
- 17 : Entrée de l'oscillateur CLCKI
- 18 : Sortie de l'oscillateur CLCKO



Valeurs limites absolues

	Symboles	limite inf. B	limite sup. A	Unité
Tension d'alimentation en fonction de $U_{SS} = 0 V$	U_{DD}	- 18	0,3	V
Tension d'entrée	U_I	- 18	0,3	V
Dissipation totale	P_{tot}		500	mW
Dissipation par sortie	P_Q		100	mW
Température de stockage	T_S	- 55	+ 125	°C
Température de fonctionnement	T_{amb}	0	+ 70	°C

Boîtier



Caractéristiques générales

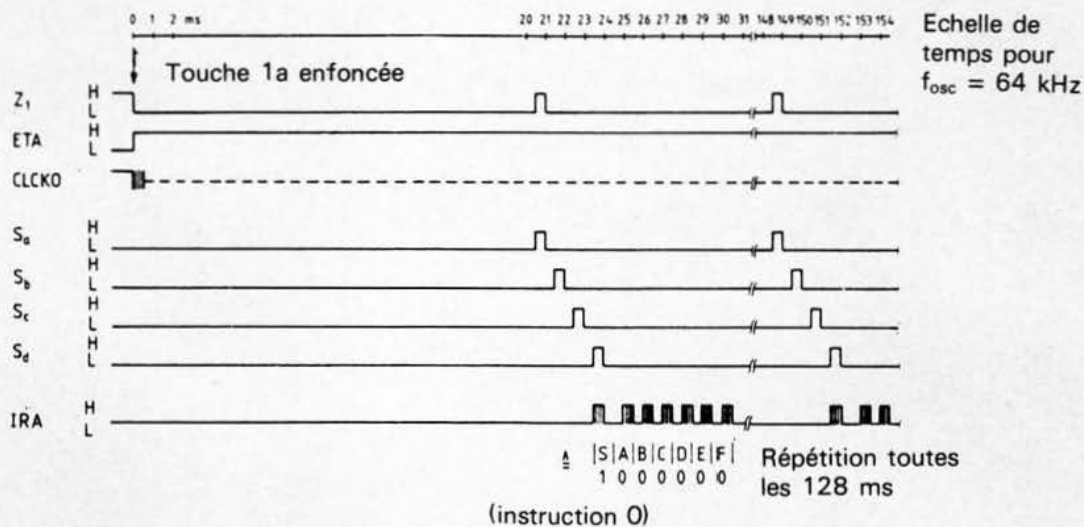
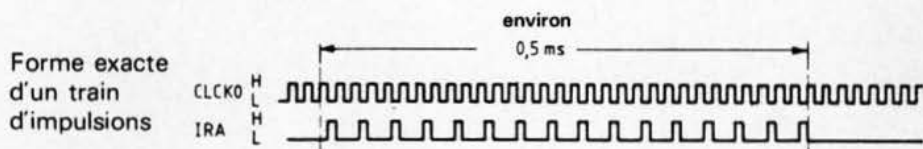
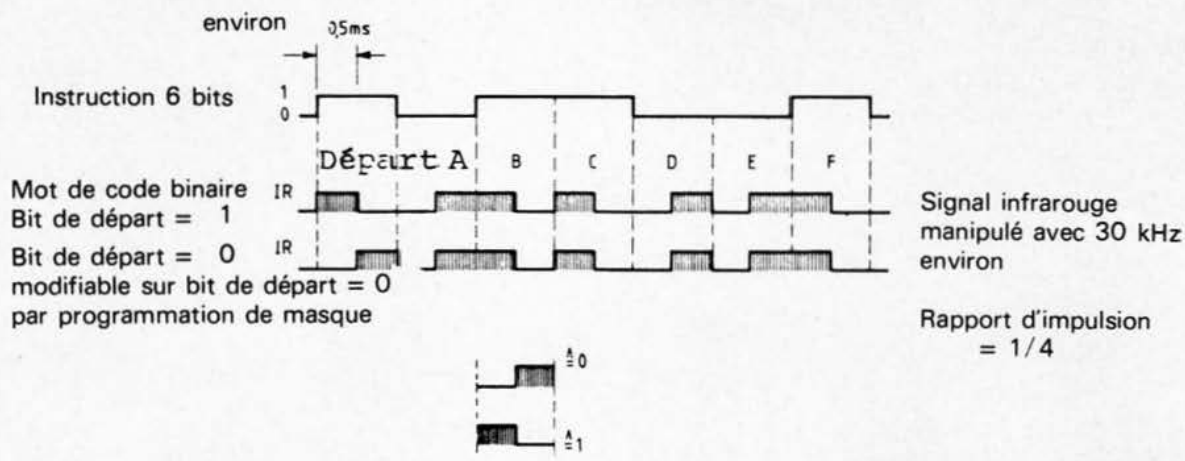
	Symboles	Conditions d'essais	limite inf. B	type	limite sup. A	Unité
Tension d'alimentation	U_{DD}	en fonction de $U_{SS} = 0 \text{ V}$	- 16		- 5	V
Consommation de courant	I_{DD}	sorties non commutées		3	5	mA
Oscillateur						
Entrée d'impulsion CLCKI						
Tension d'entrée H	U_{IH}		- 1		0	V
Tension d'entrée L	U_{IL}		U_{DD}		- 4	V
Sortie d'impulsion CLCKO						
Tension de sortie H	U_{OH}		- 1		0	V
Tension de sortie L	U_{OL}		U_{DD}		$U_{DD}+1$	V
Temps de commutation	t_D, t_T	$C_{last} = 100 \text{ pF}$			2	μs
Sorties des colonnes $S_{a,b,c,d}$ à coupler chacune avec une résistance $R_{a,b,c,d}$			$\frac{U_{Batt \text{ min.}}}{150 \mu\text{A}}$		$\frac{U_{Batt \text{ min.}}}{75 \mu\text{A}}$	Ω
Sortie du signal de télécommande IRA						
Tension de sortie H	U_{QH}	$I_{QH} = 1 \text{ mA}$ $U_{DD} = - 6 \text{ V}$	- 4		0	V
Tension de sortie L	U_{QL}	$U_{QL} = - U_{Batt}$			10	V
Sortie du transistor d'enclenchement ETA						
Courant de sortie H	I_{QH}	$U_O = U_{SS} - 4$	0,1		0,5	mA
Courant de sortie L	I_{QL}	$U_{QL} = - U_{Batt}$			10	μA

Jeu d'instructions

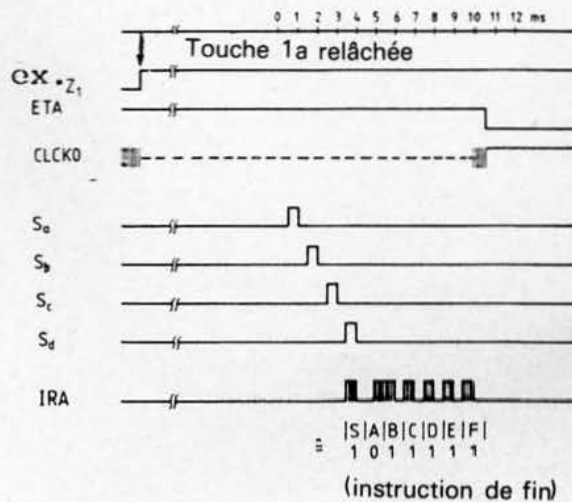
N°d'ins-truction	Instructions de base		Exemples de fonction d'un récepteur TV	N°d'ins-truction	Instructions d'extension	
	Code FED CBA	Touche			Code FED BCA	Touche
0	000 000	1a	Position normale/Marche	32	100 000	81a
1	000 001	1b	Coupure de son	33	100 001	81b
2	000 010	1c	Arrêt momentané/retour du clavier	34	100 010	81c
3	000 011	1d	Réserve 1	35	100 011	81d
4	000 100	2a	Changement de programme +1 / Marche	36	100 100	82a
5	000 101	2b	Changement de programme -1 / Marche	37	100 101	82b
6	000 110	2c	Retour du clavier/Marche	38	100 110	82c
7	000 111	2d	Réserve 2/Changement du clavier/ Marche	39	100 111	82d
8	001 000	3a	Volume +	40	101 000	83a
9	001 001	3b	Volume -	41	101 001	83b
10	001 010	3c	Luminosité +	42	101 010	83c
11	001 011	3d	Luminosité -	43	101 011	83d
12	001 100	4a	Couleur +	44	101 100	84a
13	001 101	4b	Couleur -	45	101 101	84b
14	001 110	4c	réserve à la 4e fonction	46	101 110	84c
15	001 111	4d	analogique	47	101 111	84d
16	010 000	5a	Programme 16 / Marche	48	110 000	85a
17	010 001	5b	Programme 1 / Marche	49	110 001	85b
18	010 010	5c	Programme 2 / Marche	50	110 010	85c
19	010 011	5d	Programme 3 / Marche	51	110 011	85d
20	010 100	6a	Programme 4 / Marche	52	110 100	86a
21	010 101	6b	Programme 5 / Marche	53	110 101	86b
22	010 110	6c	Programme 6 / Marche	54	110 110	86c
23	010 111	6d	Programme 7 / Marche	55	110 111	86d
24	011 000	7a	Programme 8 / Marche	56	111 000	87a
25	011 001	7b	Programme 9 / Marche	57	111 001	87b
26	011 010	7c	Programme 10 / Marche	58	111 010	87c
27	011 011	7d	Programme 11 / Marche	59	111 011	87d
28	011 100	8a	Programme 12 / Marche	60	111 100) Inutilisé
29	011 101	8b	Programme 13 / Marche	61	111 101	
30	011 110	8c	Programme 14 / Marche	62	111 110	
31	011 111	8d	Programme 15 / Marche	63	111 111	
) *	

* Instructions de fin interdites à cause de significations multiples en code binaire.

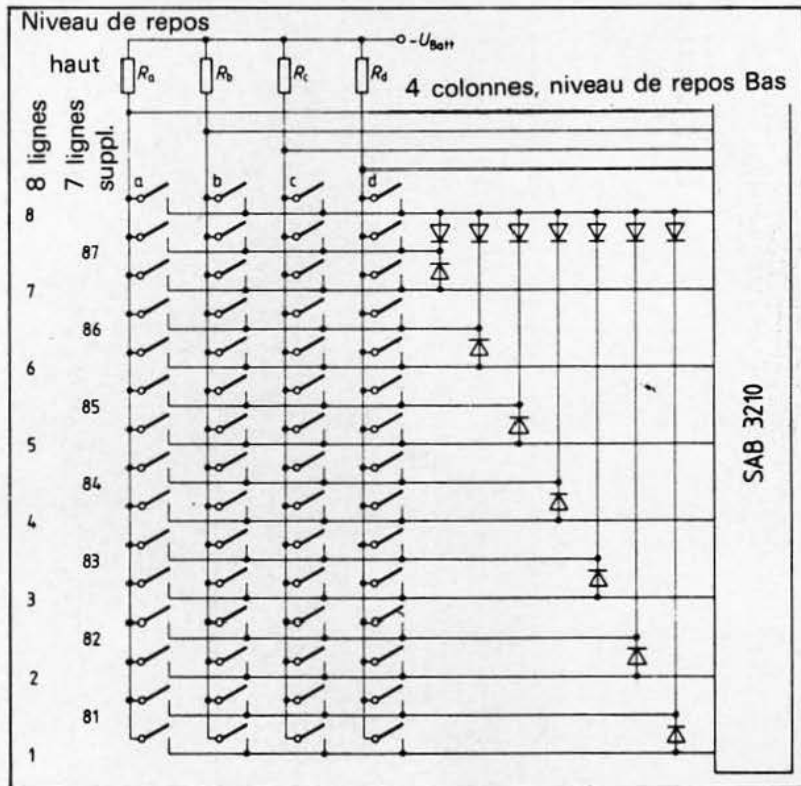
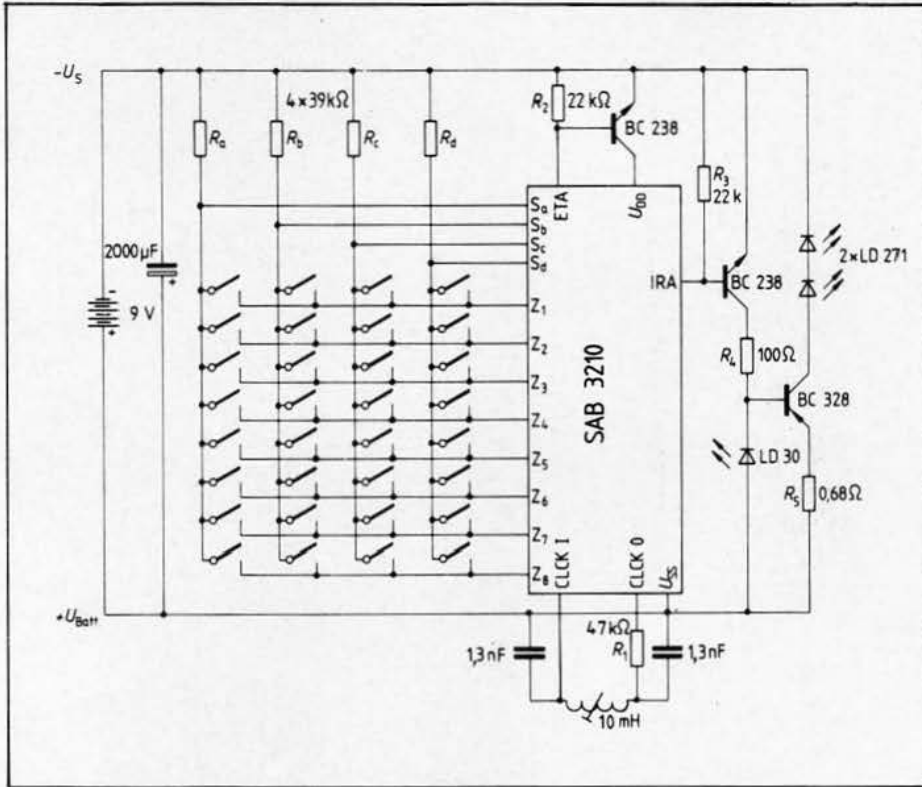
Chronogrammes



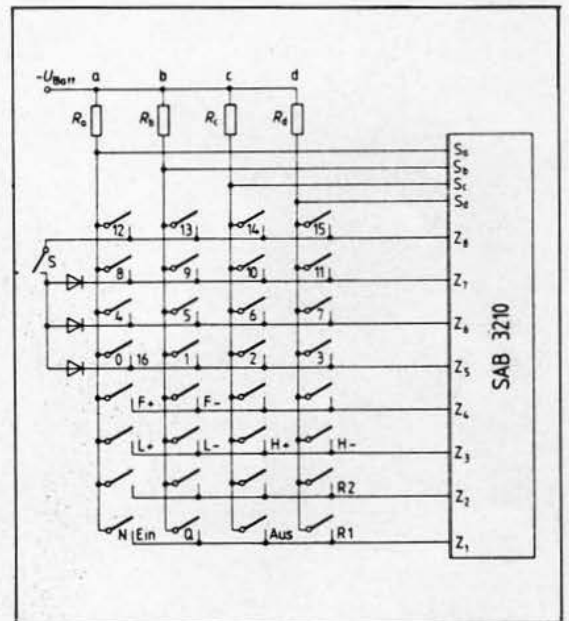
Demande suivante dans un cycle de 128 ms



Schémas d'application



Câblage externe élargi du SAB 3210 pour 60 instructions



La pléthysmographie est certainement la plus ancienne méthode qui permette la quantification des débits sanguins. Différents types de pléthysmographes permettent de nos jours l'estimation non invasive des débits tissulaires périphériques et même du débit cardiaque.

Nous passons en revue dans cet article les diverses techniques de pléthysmographie employées et leurs applications.

La pléthysmographie

Mot dérivé du grec « Plethynein » signifiant « accroître ».

Un pléthysmographe est donc un appareil qui enregistre les variations de volume.

Les premiers appareils réalisés (Glisson, 1622 et Swammerdam, 1737) furent utilisés pour étudier en particulier la contraction isométrique de muscles isolés : l'organe étudié était entouré d'une carapace rigide et étanche, emplie d'un fluide (gaz ou liquide). Toute variation de volume de l'organe observé se traduisait par un déplacement du fluide dans un dispositif indicateur (voir fig. 1).

En dehors des variations de volume d'origine musculaire, ces dispositifs ont été employés (et le sont encore... !) pour estimer les débits tissulaires locaux dans les membres, plus particulièrement aux extrémités.

La signification des variations de

volume enregistrées dans ces conditions n'est cependant pas évidente. En particulier, ces variations de volume ne sont l'image des débits locaux périphériques qu'en employant des artifices tels « l'occlusion veineuse » que nous détaillerons par la suite.

Nous analyserons les divers procédés de pléthysmographie employés actuellement :

- mise en évidence directe de la variation de volume (méthode par « déplacement de volume ») ;
- pléthysmographie par variation de capacité ;
- pléthysmographie dite « segmentaire » ;
- pléthysmographie « à jauge de contrainte » ;
- procédés indirects : pléthysmographie photoélectrique et pléthysmographie par mesure d'impédance électrique ou « rhéographie ».

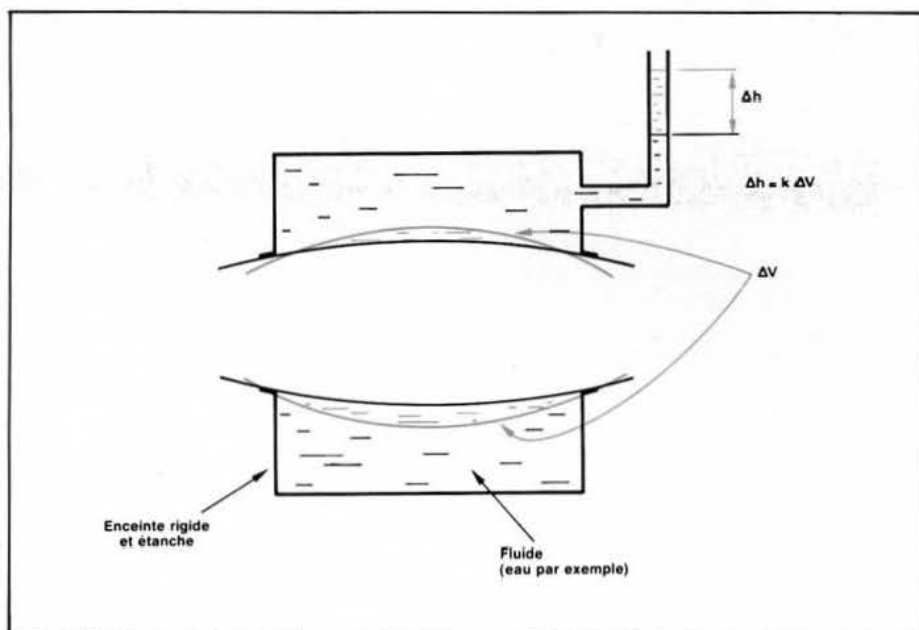


Fig. 1. - Principe du pléthysmographe à déplacement de volume.

L'occlusion veineuse

Les variations de volume d'un membre ou d'un segment de membre mises en évidence par l'un des procédés ci-dessus ne sont pas nécessairement l'image du flux artériel global perfusant ce membre.

La technique dite « d'occlusion veineuse » (Brodie, Russel, 1905) permet cependant d'obtenir une bonne estimation du débit tissulaire local et des possibilités de « drainage » du réseau veineux :

On place sur le membre observé, en amont du segment où se fait la mesure par pléthysmographie, une manchette semblable à celles utilisées pour les mesures de tension artérielle.

Ce brassard est ensuite gonflé à une pression juste suffisante pour interrompre le retour veineux, sans pour autant trop perturber le flux artériel.

Si ceci est réalisé, la variation de volume du membre en un temps donné, juste après le gonflage de la manchette, est due uniquement à la perfusion du membre et peut constituer une mesure du débit artériel global (voir figure 2).

La validité de ce procédé peut être discutée :

- l'occlusion ne doit pas affecter le débit artériel ;
- l'accroissement de la pression veineuse, consécutif à la stase veineuse en aval de la manchette ne doit pas réduire le débit artériel ;
- la perfusion artérielle doit provoquer une augmentation proportionnelle du volume du segment de membre étudié, ce qui n'est pas évident vu l'hétérogénéité des apports sanguins au sein des tissus.

L'occlusion veineuse permet également de quantifier la qualité du réseau veineux : l'occlusion veineuse consécutive au gonflage de la manchette provoque une stase veineuse donc une augmentation de volume du membre et une augmentation de pression veineuse en aval. Si l'on supprime brutalement l'occlusion (instant t_1 de la fig. 2), le surplus de sang accumulé à l'extrémité du membre va pouvoir s'évacuer par le réseau veineux, à nouveau « ouvert à la circulation... ». La vitesse de rétablissement de la situation initiale va renseigner globalement sur la qualité de la circulation veineuse.

Les pléthysmographies par mise en évidence directe de la variation de volume, par variation de capacité, segmentaire, à jauges de contrainte peuvent être utilisées conjointement à l'occlusion veineuse pour l'estimation des débits tissulaires locaux ou le bilan veineux.

Des problèmes d'étalonnage et de non-linéarité, que nous exposons par la suite, limitent l'application de la rhéographie et de la pléthysmographie photoélectrique conjointement à l'occlusion veineuse. Elles sont par contre souvent employées seules.

La rhéographie, la pléthysmographie photoélectrique, la pléthysmographie par jauge de contrainte ont en effet une sensibilité élevée qui permet la mise en évidence des faibles variations de volume, synchrones du rythme cardiaque (signal sphygmique) particulièrement à l'extrémité des membres et même au niveau digital, signal dont les altérations de la forme en fonction du temps sont un élément important du bilan d'exploration fonctionnelle vasculaire.

La pléthysmographie par mise en évidence directe des variations de volume

Un pléthysmographe employant ce principe se compose essentiellement d'une enceinte rigide que l'on place autour du membre ou du segment de membre à étudier.

Un fluide (gaz : fig. 3, ou liquide : fig. 4) emplit le volume résiduel. L'ensemble étant totalement étanche, et l'enceinte indéformable, les variations de volume du membre provoquent des variations proportionnelles de pression (gaz) ou des déplacements de volume du liquide qu'il est aisé de mettre en évidence.

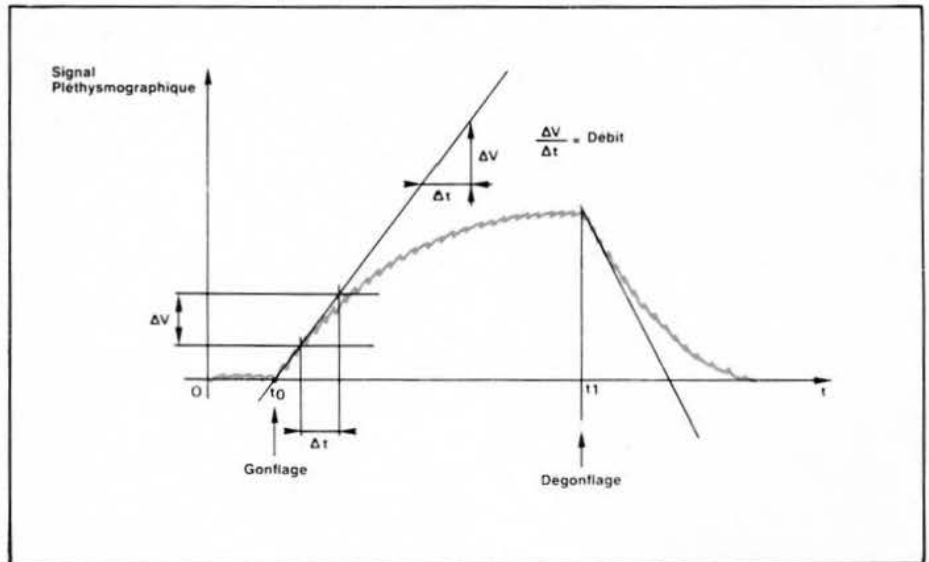


Fig. 2. - L'occlusion veineuse.

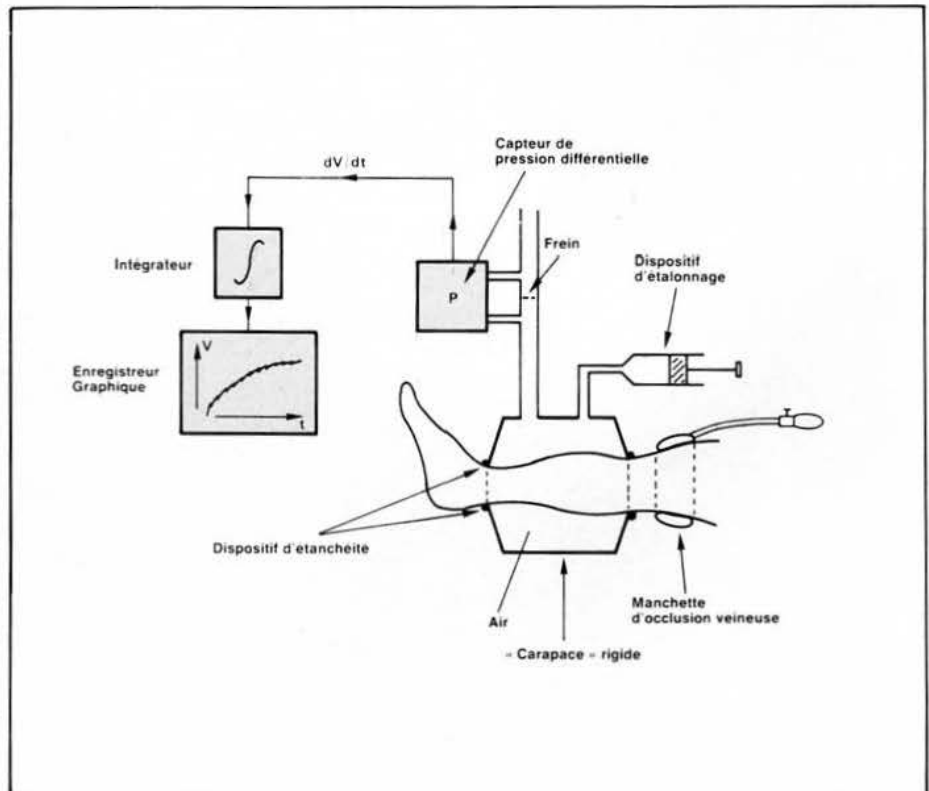


Fig. 3. - Pléthysmographe à air : Principe.

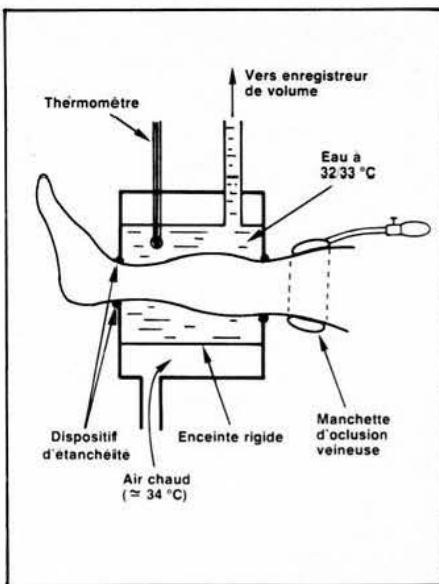


Fig. 4. - Pléthysmographe à liquide : Principe.

Les pléthysmographes à liquide (eau en général) sont plus stables vis-à-vis des variations de température que ceux à gaz (air) mais présentent trois inconvénients :

- la pression hydrostatique exercée par l'eau sur le membre perturbe l'écoulement sanguin observé : réduction du flux artériel, accélération du « remplissage » veineux ;
- l'inertie mécanique de la masse de liquide limite la réponse en fréquence à quelques Hertz ;
- l'inertie thermique du pléthysmographe à liquide, avantageuse sur le plan de la stabilité thermique, peut être la cause de changements de température du segment de membre observé, donc d'erreurs de mesures, si l'on ne prend la précaution d'asservir la température du liquide à la température de la peau afin d'éviter tout échange thermique parasite (voir fig. 4).

De tels pléthysmographes peuvent être relativement facilement étalonnés : l'appareil étant en place sur le membre, on supprime temporairement toute circulation artérielle, grâce à la manchette destinée normalement à l'occlusion veineuse, que l'on gonfle rapidement à une pression supérieure à la pression systolique.

On injecte alors dans le pléthysmographe un volume connu du fluide employé (volume défini dans les conditions de température et de pression du pléthysmographe s'il s'agit d'un gaz) et l'on enregistre la déviation correspondante de l'indicateur.

La circulation sanguine est bien entendu ensuite rétablie. Les variations de volume à mettre en évidence étant faibles, on peut faire l'hypothèse que le dispositif est linéaire autour du point d'étalonnage. Une simple règle de trois permet donc de connaître les variations de volume du membre.

Les résultats fournis par les pléthysmographes à eau et à air sont sensiblement identiques. On notera cependant que le pléthysmographe à eau a tendance à fournir des valeurs de débit sensiblement inférieures par suite de l'influence de la pression hydrostatique.

La pléthysmographie par variation de capacité

Le principe de l'appareil (introduit par Figar en 1959) repose sur la mesure de la capacité existant entre le segment de membre étudié et une électrode fixe qui l'entoure (voir fig. 5 et 6). Cette capacité varie en fonction du volume du membre par suite de la variation de distance entre les deux électrodes constituant le condensateur (l'électrode active et la peau).

Les variations de capacité obtenues sont faibles (de l'ordre d'une dizaine de picofarads), et il est nécessaire d'adjoindre au dispositif une électrode de garde afin d'éliminer l'influence des phénomènes parasites.

Le procédé fut plus tard perfectionné (1970) afin d'obtenir une relation linéaire entre les variations de volume et les variations de capacité (Wood, Hyman 1970) en utilisant comme diélectrique de la mousse de polyuréthane au lieu de l'air.

La variation de capacité produite peut être mise en évidence directement en mesurant la capacité par un montage en pont ou à l'aide d'un générateur de courant à fréquence fixe (voir fig. 5) ou encore en incluant la capacité variable dans le circuit d'un oscillateur que l'on module ainsi en fréquence.

L'inconvénient majeur de ce procédé de pléthysmographie réside bien sûr dans la difficulté d'étalonnage que certains auteurs ont réalisé par exemple en injectant dans une fine poche élastique entourant le membre sous l'électrode active des volumes connus de sérum physiologique et en notant les variations correspondantes de capacité, en ayant bien sûr au préalable bloqué temporairement toute circulation dans le membre (fig. 7) (Hyman, 1963).

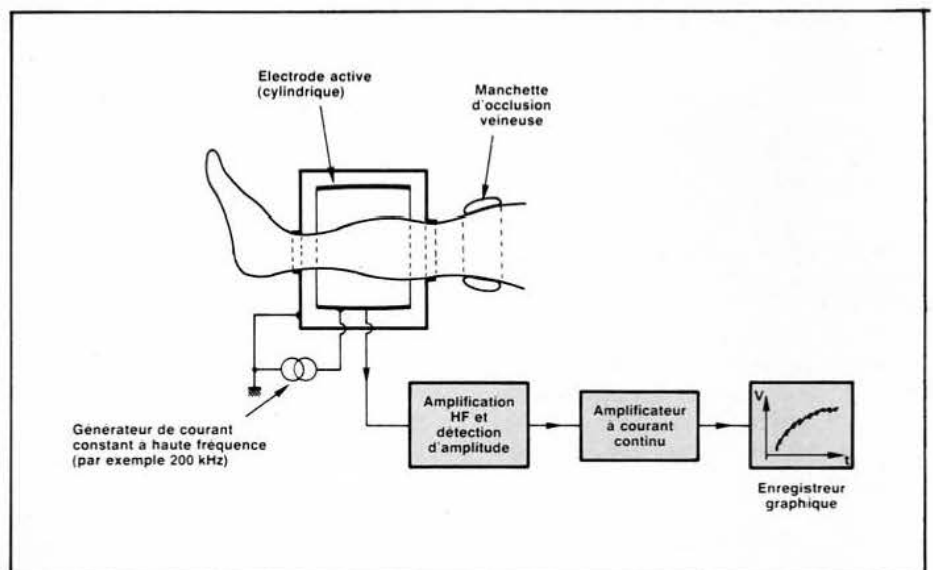


Fig. 5. - Pléthysmographe à variation de capacité. Exemple de réalisation à fréquence constante.

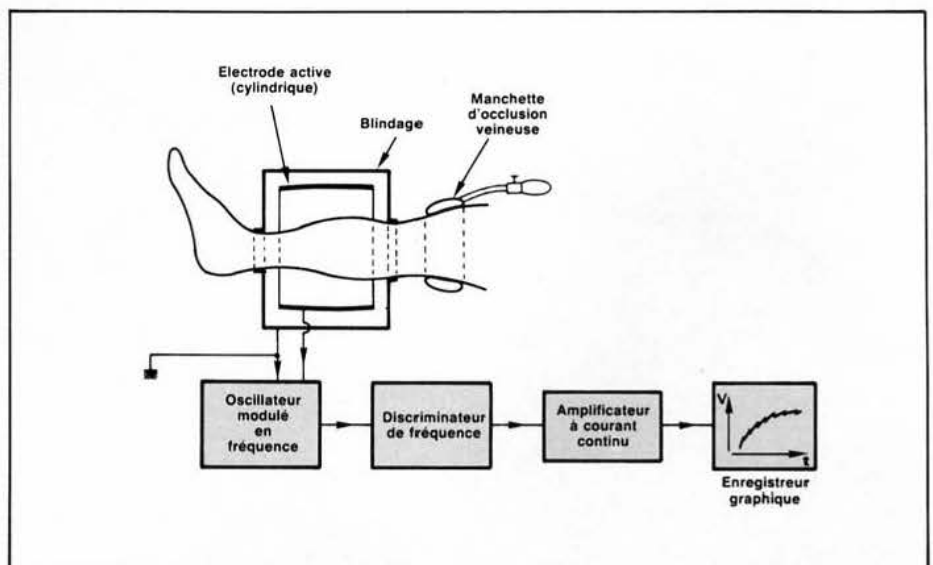


Fig. 6. - Pléthysmographe à variation de capacité. Exemple de réalisation à fréquence variable.

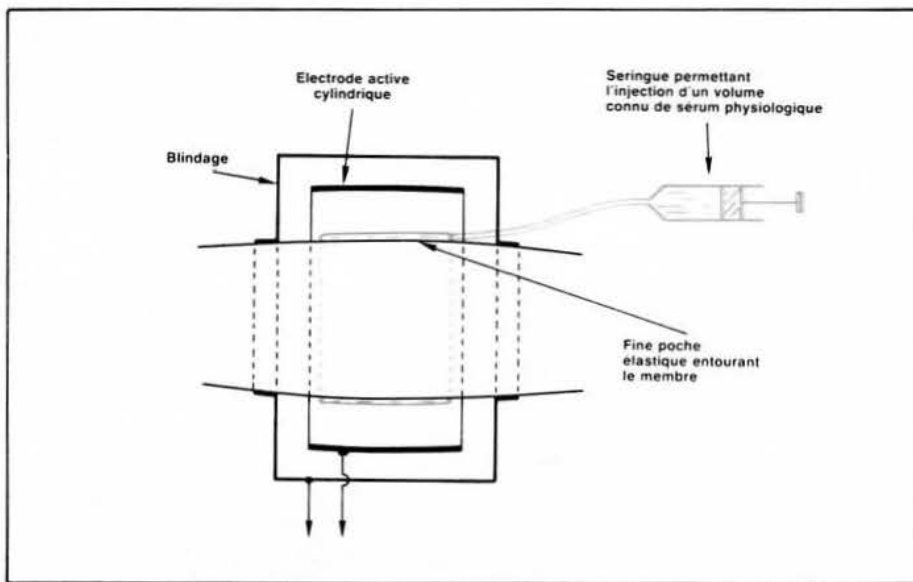


Fig. 7. - Un procédé d'étalonnage du pléthysmographe à variation de capacité.

Dans ces conditions, les résultats fournis par les pléthysmograpes à variation de capacité sont comparables à ceux fournis par le pléthysmographe à air. Le pléthysmographe à eau fournit par contre des valeurs sensiblement inférieures (voir paragraphe II pour l'influence de la pression hydrostatique).

La pléthysmographie dite « segmentaire »

Cette technique s'apparente à la technique de l'oscillométrie (décrite dans notre article sur les mesures indirectes de la pression artérielle: *Electronique Applications* numéro 12, page 5) : on enroule autour du membre une manchette semblable à celles employées pour les mesures de ten-

sion, que l'on gonfle faiblement (20 à 50 mm Hg max.) afin de ne pas perturber l'écoulement artériel.

Les changements de volume du segment de membre situé sous la manchette provoquent dans le brassard des variations de pression que l'on met en évidence à l'aide d'un capteur, en général du type différentiel (voir fig. 8) et d'un enregistreur graphique.

Il y a relation linéaire entre les variations de pression enregistrées et les variations de volume du membre si l'amplitude relative de ces dernières ne dépasse pas quelques %.

Les variations de pression mises en évidence sont d'autre part proportionnelles à la surface du brassard en contact avec le membre.

On notera enfin que ce procédé permet de réaliser simultanément avec un

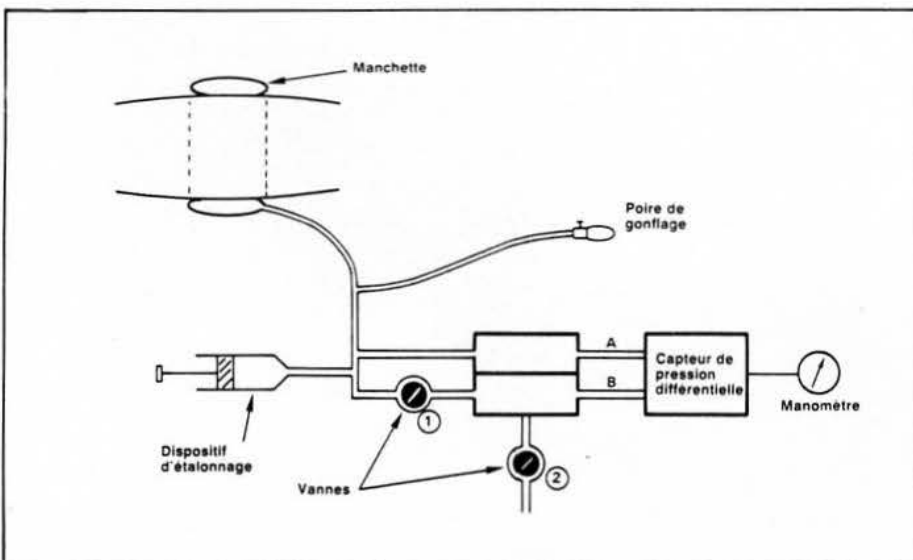


Fig. 8. - Dispositif de pléthysmographie « segmentaire ».

Au départ : Vannes 1 et 2 ouvertes : mise à l'air libre de la totalité du circuit.

Ensuite : Vanne 1 fermée, vanne 3 ouverte : on gonfle à l'aide de la poire à 20/50 mmHg, pression qu'indique le manomètre.

On ferme 2 puis on ouvre 1 : la pression s'équilibre dans chaque voie (A et B) : le manomètre indique zéro. On ferme 1 : le manomètre n'indique plus alors que les variations de pression dues aux variations de volume.

seul brassard de largeur suffisante la pléthysmographie et l'occlusion veineuse.

L'étalonnage peut être réalisé en injectant des volumes d'air connus dans la manchette et en notant les variations de pression correspondantes (attention aux conditions de température et de pression du volume étalon... !).

La corrélation des résultats fournis par la pléthysmographie segmentaire et par les autres procédés (pléthysmographe à air en particulier) est bonne (Hyman, Winsor 1960).

La pléthysmographie à jauge de contrainte

La pléthysmographie par jauge de contrainte introduite en 1953 par Whitney (jauge au mercure) est un moyen très simple d'apprécier les variations de volume d'un segment de membre.

Le procédé consiste à placer autour du membre à étudier une jauge de contrainte dont on observe les variations de résistance consécutives aux déformations imposées par les variations de volume.

Différents types de jauges ont été réalisés, à partir de tubes élastiques remplis de divers électrolytes (pâte E.C.G., sulfate de cuivre, etc.). La jauge la plus employée est cependant la jauge au mercure : un tube de caoutchouc silicone (diamètre intérieur environ 0,5 mm, diamètre extérieur 1,5 mm environ) est rempli de mercure ultra pur. Les extrémités du tube sont fermées par des électrodes (argent, platine, cuivre amalgamé) assurant un contact avec le mercure et une bonne stabilité à long terme.

Le volume de mercure restant constant, on peut écrire que pour de petites élongations de la jauge par rapport à sa longueur

$$\frac{\Delta R}{R} = 2 \frac{\Delta L}{L} + \left(\frac{\Delta L}{L}\right)^2$$

L : longueur de la jauge.
R : résistance de la jauge

$\frac{\Delta L}{L}$ étant très petit,

$\left(\frac{\Delta L}{L}\right)^2$ est négligeable devant

$$2 \frac{\Delta L}{L} \text{ d'où}$$

$$\frac{\Delta R}{R} \approx 2 \frac{\Delta L}{L}$$

Si l'on fait l'hypothèse que la variation relative de volume du segment de membre observé est égale à deux fois la variation relative de sa circonférence (ce qui est justifié puisqu'à priori l'augmentation de volume est radiale et non longitudinale) on a :

$$\frac{\Delta V}{V} = \frac{2 \Delta L}{L} = \frac{\Delta R}{R}$$

$$\frac{\Delta V}{V} = \frac{\Delta R}{R}$$

Pour des extensions maximales de 10 %, la non linéarité de la jauge au mercure n'est que de $\pm 1\%$ pour la pleine échelle.

Le comportement dynamique des jauges au mercure est également très bon et permet d'atteindre des fréquences de l'ordre de 20 Hz. Au-delà, le comportement en fréquence est affecté par l'élasticité du tube et l'inertie de la colonne de mercure (Lawton, Collins, 1959).

La mesure de la résistance des jauges de contrainte utilisées en pléthysmographie se fait généralement en courant alternatif afin d'éviter les effets électrolytiques au niveau des électrodes. La très faible résistance de la jauge au mercure (quelques dixièmes d'ohm par centimètre de longueur) et les faibles élongations posent de sérieux problèmes de mesure, tout particulièrement au niveau des résistances parasites de contact.

En général, la jauge est donc placée, par l'intermédiaire d'un transformateur élévateur, dans l'une des branches d'un pont de Wheatstone alimenté en courant alternatif de basse fréquence (20 - 100 kHz) (voir fig. 9).

Le dispositif de mesure incorpore par ailleurs fréquemment des éléments permettant de corriger le très mauvais coefficient de température des jauges (par suite de la dilatation du mercure).

Un autre problème pratique réside dans la difficulté d'étalonnage des jauges : les non linéarités qui apparaissent pour des élongations importantes (non linéarités de $\pm 5\%$ pour des élongations de 30 %) peuvent contraindre à tracer des courbes « résistance fonction de la longueur » pour chaque jauge, à une température donnée.

La petite taille de la jauge constitue un avantage pratique certain : rapidité de mise en place, mobilité, la jauge peut facilement être placée en différents points du membre. On pourrait par contre objecter que la pléthysmographie à jauge de contrainte n'est pas véritablement une pléthysmographie mais une mesure de longueur : les variations de volume du segment de membre sont déduites de ses varia-

tions de circonférence. Il existe cependant une bonne corrélation entre les résultats de la pléthysmographie à jauge de contrainte et ceux de la pléthysmographie à déplacement de volume, aussi bien pour les mesures de débit tissulaire local que pour l'étude du réseau veineux. Le positionnement de la jauge est cependant important : elle doit être placée sur la zone de circonférence maximale du segment de membre étudié pour fournir des résultats absolus valables (Dahn, Hallbook 1970).

Comme nous l'avons déjà signalé dans le premier paragraphe, la pléthysmographie à jauge de contrainte est également employée pour enregistrer les ondes sphygmiques à l'extrémité des membres, voire au niveau des doigts. L'idée de mesure absolue est alors abandonnée et seule la forme de la courbe obtenue est significative.

Chez un individu aux artères saines, la courbe a une forme aigüe, aux temps de montées rapides, présentant des rebonds nets dans la phase descendante.

Chez l'artéritique, le signal est moins ample, plus arrondi, en dôme, sans dichotisme.

La pléthysmographie à jauge de contrainte constitue un examen de base, simple et rapide, qui doit être réalisé dans le cadre de tout bilan vasculaire. Elle est également utilisée pour sa totale innocuité et sa répétitivité lors de la surveillance de traitements chirurgicaux ou médicaux.

Des jauges au mercure de grande dimension sont également employées pour la surveillance de la fonction respiratoire : enroulées autour du thorax, elles suivent les mouvements de la cage thoracique et produisent des signaux électriques qui, correctement

traités fournissent rythme et amplitude respiratoires.

La pléthysmographie optique

Les variations de la quantité de sang contenue dans les tissus sont mises en évidence grâce à une cellule photoélectrique et à une source de lumière disposés de façon à ce que la lumière traverse la masse tissulaire à étudier : les variations de l'opacité des tissus par suite de la variation de leur contenu en sang sont transformées en variations d'intensité lumineuse puis en signaux électriques par la cellule (voir fig. 10).

De tels dispositifs ne sont pas à proprement parler des pléthysmographes mais plutôt des photomètres.

L'étalonnage en est pratiquement impossible, ou peut à la rigueur être réalisé par comparaison à un appareil d'un autre type, étalonné. La pléthysmographie optique est cependant utilisée pour des études comparatives (comparaison membre sain/membre malade) ou pour l'observation des variations relatives dans le temps (effet d'une thérapeutique, d'un geste chirurgical, médecine du travail, ergonomie, etc.).

La pléthysmographie optique est également utilisée pour l'observation des variations de la saturation en oxygène du sang (épreuves d'efforts, diagnostic, et quantification des « shunts » intracardiaques) à l'aide de « pinces d'oreille » et de filtres optiques appropriés.

Appliquée au niveau du doigt, elle permet de façon très simple la mesure du rythme cardiaque (voir fig. 11).

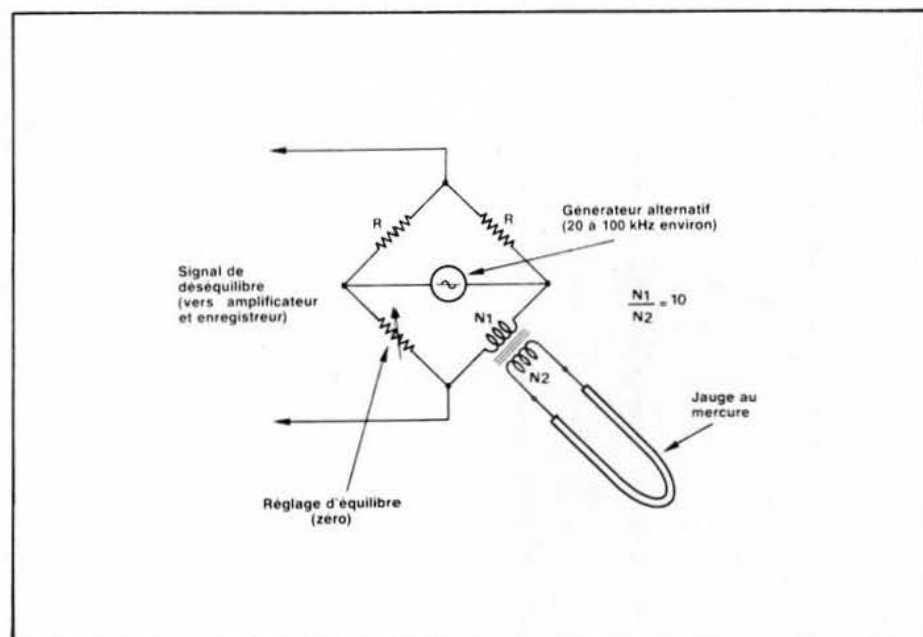


Fig. 9. - Couplage par transformateur élévateur de la jauge au mercure au pont de Wheatstone.

La pléthysmographie par variation d'impédance électrique ou « rhéographie »

L'impédance tissulaire ou impédance bioélectrique se mesure comme toute autre impédance électrique : la masse de tissus étudiée est délimitée et reliée à l'impédancemètre par un système d'électrodes.

L'impédancemètre, certes très particulier, utilise des principes classiques : générateur de courant constant et mesure de tension aux bornes de l'impédance, divers montages de ponts, etc. (voir fig. 12). L'impédance est mesurée soit en basse fréquence (1 kHz à 5 kHz environ) soit à fréquence plus élevée (jusqu'à plus de 100 kHz).

En basse fréquence, le courant de mesure passe essentiellement par le liquide extra-cellulaire. Plus la fréquence de mesure monte, plus la conduction par le liquide intracellulaire intervient (certains expérimentateurs utilisent même ces propriétés afin d'estimer les rapports liquide extra cellulaire/liquide intracellulaire).

Quel que soit le procédé de mesure employé, le segment tissulaire étudié est traversé par un courant électrique alternatif. Ce passage de courant ne doit être ni désagréable, ni dangereux pour le patient et ne doit provoquer aucune lésion. Des expérimentations mettant en évidence le seuil de sensation chez l'homme ont permis de tracer la courbe 1 de la figure 13 (Baker). La courbe 2 donne à titre indicatif l'intensité électrique nécessaire pour induire chez le chien une fibrillation ventriculaire à l'aide d'électrodes transthoraciques, et ce en fonction de la fréquence du courant.

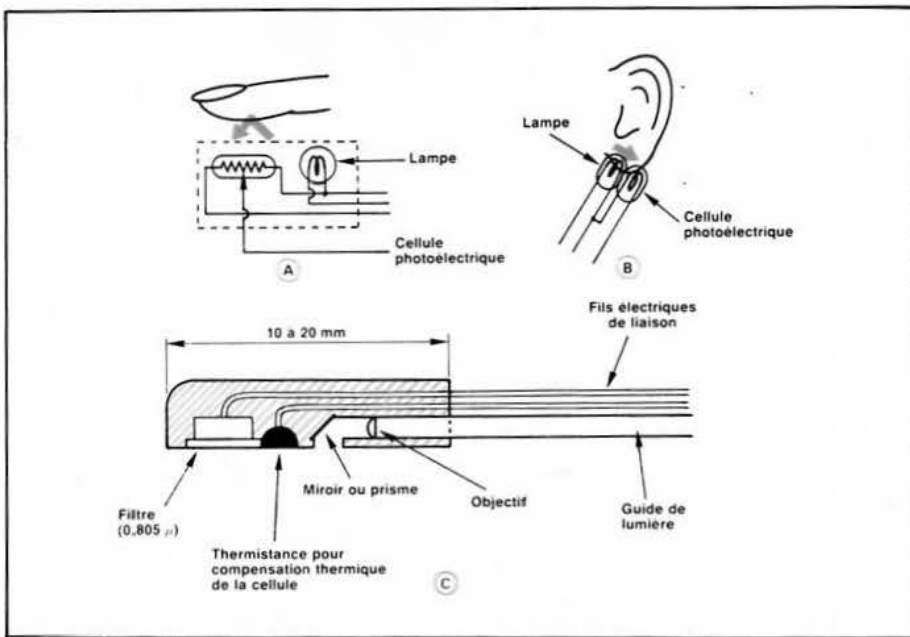


Fig. 10. - Pléthysmographie optique : A et B principe. C coupe d'un capteur pour pléthysmographie optique. A la longueur d'onde de 0,805 μ, le sang réduct et le sang oxygéné ont la même absorption.

Le filtre 0,805 μ convient donc bien pour les débits tissulaires. Pour la mesure de la saturation en oxygène du sang, d'autres longueurs d'ondes doivent être employées.

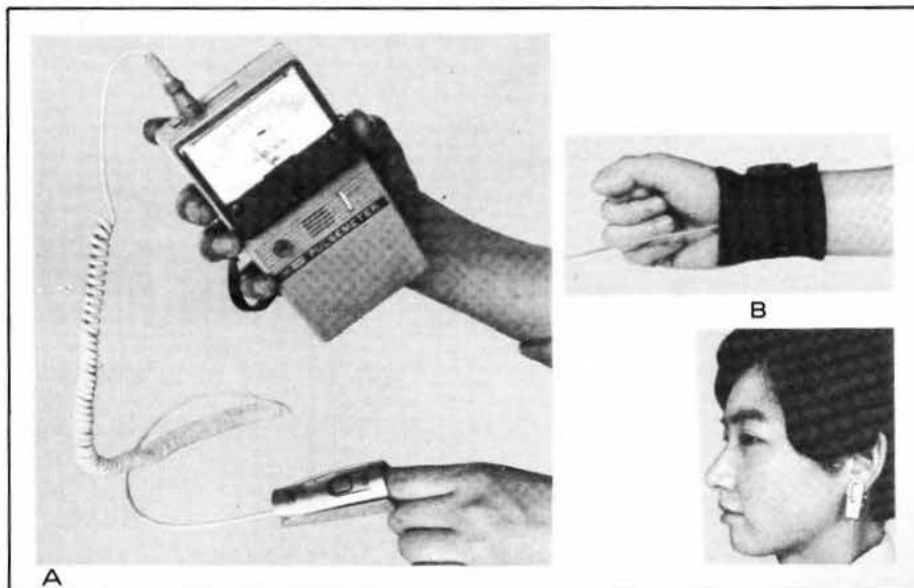


Fig. 11. - (Documents RACIA)

A : un cardi tachymètre employant la pléthysmographie optique.

B : dispositifs optiques utilisés au poignet et sur l'oreille.

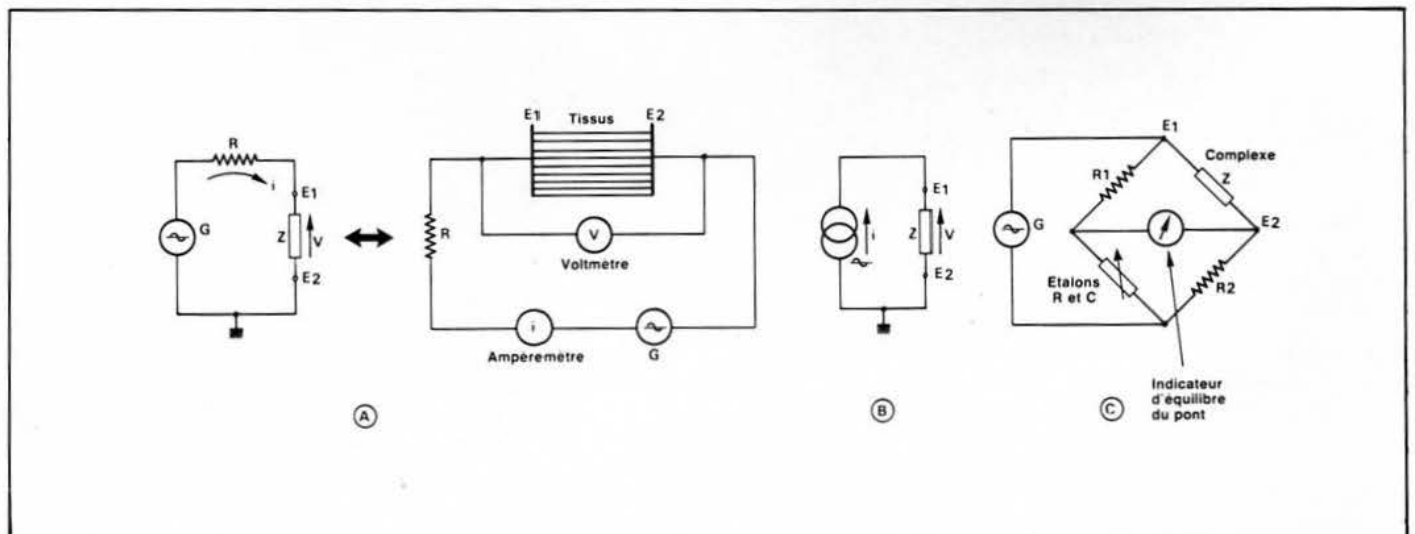


Fig. 12. -

A : le système à deux électrodes le plus simple.

B : un générateur de courant remplace avantageusement l'ensemble générateur de tension + forte résistance.

C : la mesure de résistance peut se faire à l'aide d'un pont de Wheatstone.

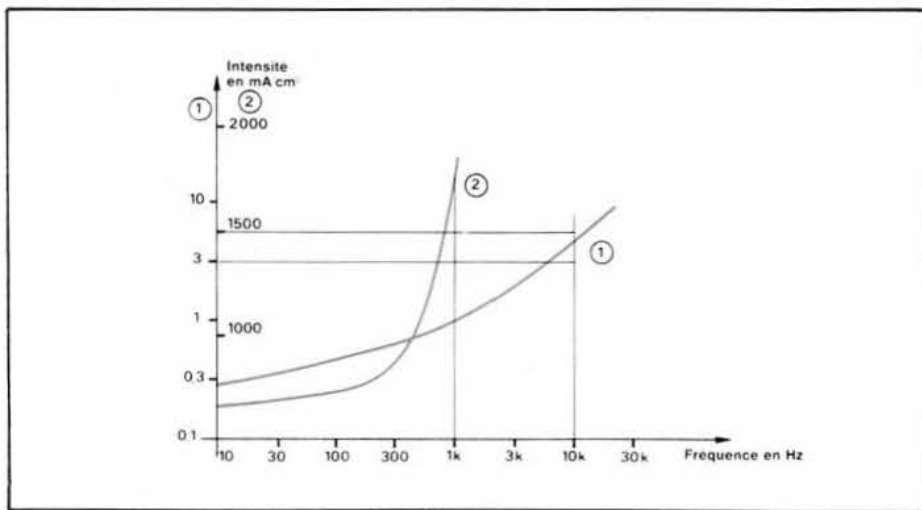


Fig. 13
 Courbe 1 : seuil de sensation électrique chez l'homme.
 Courbe 2 : intensité nécessaire pour provoquer une fibrillation ventriculaire chez le chien (courbes d'après les travaux de Baker).

Le lecteur pourra constater que le seuil de sensation est très inférieur au seuil de danger et que les intensités utilisées pour les mesures (de l'ordre du milliampère pour des surfaces d'électrodes de plusieurs centimètres carrés à des fréquences toujours supérieures au kilohertz) se situent très en dessous du seuil de sensation.

Méthode de mesure employées

Système à deux électrodes

La figure 12 donne le principe du dispositif le plus simple (Nyboer, Schuffried). L'impédance à mesurer est placée dans le circuit d'un simple ohmmètre, fonctionnant en courant alternatif : elle est parcourue par un courant continu et on mesure simultanément la tension à ses bornes. On a ainsi accès au module de l'impédance complexe. Le courant peut ne pas être mesuré mais imposé par un vrai générateur de courant (à amplificateur opérationnel par exemple) ou en utilisant un générateur G de tension plus élevée et une résistance série R très grande par rapport à l'impédance à mesurer (voir fig. 12 B). Ce principe porte le nom de « système à deux électrodes ».

Système à quatre électrodes

L'utilisation d'électrodes introduit des éléments parasites susceptibles de perturber les mesures. Dans la méthode à deux électrodes, les impédances de contact électrode/peau sont en série avec l'impédance tissulaire à étudier et sont donc parcourues par le courant de mesure. L'impédancemètre détermine donc :

$Z + Z_{p1} + Z_{p2}$ (voir fig. 14), ce qui peut ne pas être gênant si Z_{p1} et Z_{p2} sont stables et si l'on ne se préoccupe que des variations de Z (cycle cardiaque ou cycle respiratoire). Si l'on souhaite par contre mesurer Z , ou si les variations parasites de Z_{p1} et Z_{p2} masquent complètement les variations intéressantes de Z , le système à deux électrodes est insuffisant et l'on a recours à la méthode à quatre électrodes (voir fig. 15).

On utilise deux électrodes A et B par lesquelles on injecte comme précédemment un courant constant à la fréquence choisie. Ces électrodes sont disposées de façon que le volume

qu'elles déterminent englobe le volume que l'on se propose d'étudier.

Les électrodes C et D, dites exploratrices, ou de mesure, sont placées entre A et B et déterminent le volume réel d'intérêt. Elles sont quant à elles connectées à la partie « voltmètre » de l'impédancemètre et ne sont en fait parcourues que par un très faible courant si ce voltmètre possède une

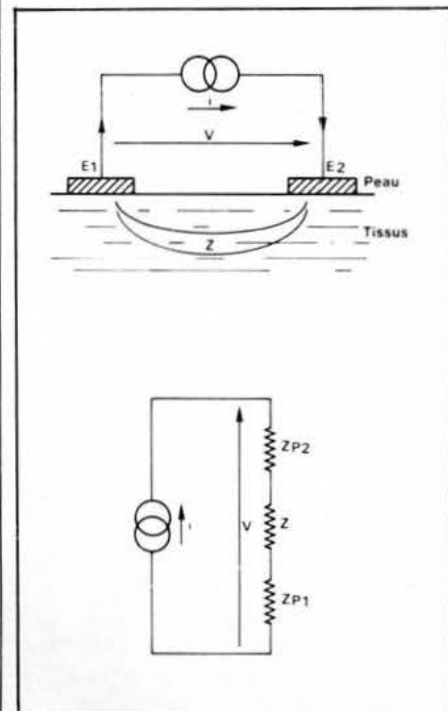


Fig. 14. - Le défaut de la méthode à deux électrodes. L'impédance $(v)/I$ est égale à $Z + Z_{p1} + Z_{p2}$, formule dans laquelle Z_{p1} et Z_{p2} sont les impédances parasites des deux électrodes.

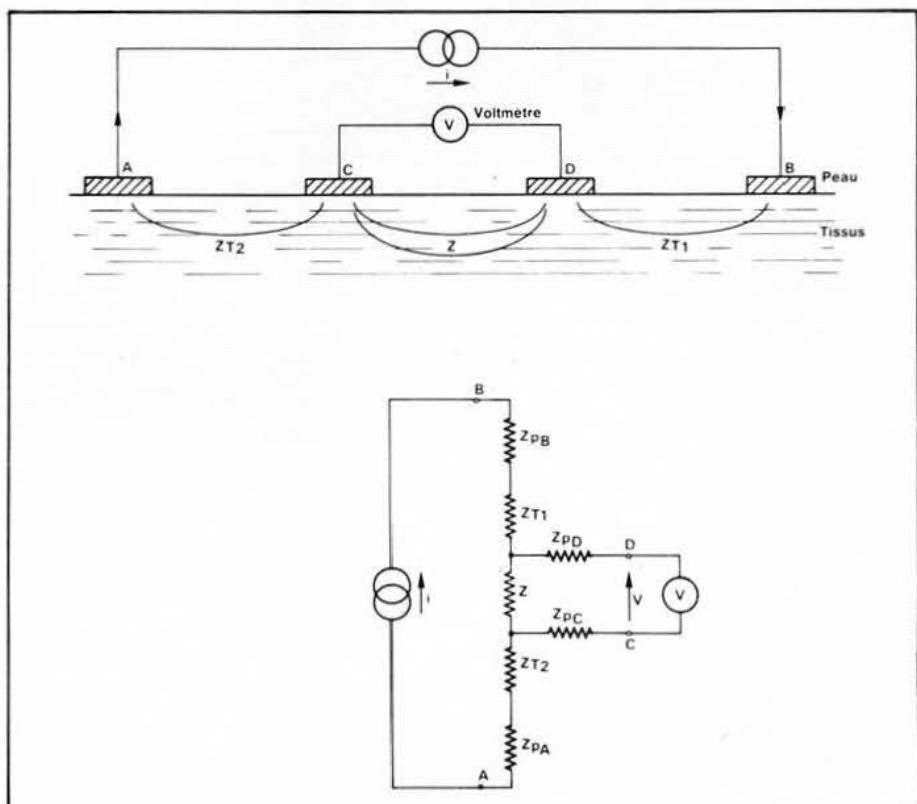


Fig. 15. - La méthode à quatre électrodes. On mesure la tension v aux bornes de Z (impédance tissulaire étudiée) à l'aide d'un voltmètre à forte impédance d'entrée. Z_{pA} à Z_{pD} sont les impédances de contact des quatre électrodes A, B, C et D. Z_{t2} est l'impédance tissulaire entre les points A et C ; Z_{t1} est l'impédance tissulaire entre B et D.

grande impédance d'entrée. Les effets des impédances parasites de contact de ces électrodes avec la peau deviennent donc négligeables.

Les variations relatives de l'impédance bioélectrique sont en général très faibles :

$$\frac{\Delta Z}{Z} \ll 10^{-3} \text{ et } \Delta Z \approx 0,1 \Omega$$

Nyboer montra dès 1950 que les variations d'impédance, synchrones du cycle cardiaque, sont dues aux variations du nombre d'ions contenus dans le segment tissulaire considéré, ions apportés par le flux artériel, systole par systole, et éliminés plus lentement par le flux veineux.

Il est donc possible, en mesurant les variations d'impédance en un temps donné, de déterminer le débit tissulaire local. L'étalonnage direct du pléthysmographe électrique ou rhéographe est difficile. On peut cependant procéder par comparaison avec un autre type d'appareil étalonné. L'étalonnage en impédance est par contre facile à réaliser : on met en série avec l'impédance tissulaire à mesurer des résistances de valeurs connues et l'on note les variations correspondantes. Une simple règle de trois suffit ensuite pour obtenir les mesures, le système étant supposé linéaire autour du point d'étalonnage.

Nyboer proposa cependant une formule donnant directement un volume, formule tenant compte de la résistivité du sang et élaboré à partir de la formule donnant la résistance électrique d'un conducteur cylindrique.

$$V_s = \rho_s \frac{L^2}{R_s} \text{ avec}$$

V_s = Volume du sang
« sous les électrodes »

ρ_s = Résistivité
du sang

L = Distance entre
les électrodes
de mesure

R_s = Résistance parallèle
introduite par
la présence du sang

$$\text{avec } R_s = \frac{R_0 R}{R_0 - R} \approx \frac{R_0^2}{\Delta R}$$

où R_0 : résistance dite « de base » c.a.d. avant l'occlusion veineuse ou le cycle cardiaque considéré.

R_1 : résistance après l'occlusion ou en fin de systole.

$$\Delta R = R_0 - R_1$$

(voir fig. 16).

La rhéographie est peu utilisée conjointement à l'occlusion veineuse : les résultats dans ce type d'applications s'étant avérés peu fiables, à cause en particulier de la non homogénéité de l'apport sanguin aux tissus, des changements de température des tissus consécutifs à l'occlusion qui provoquent des variations d'impédance, etc.

Elle est donc plutôt employée pour fournir des débits systole par systole grâce à l'hypothèse de Nyboer (voir fig. 16) et en particulier pour fournir le volume d'éjection systolique, donc le débit cardiaque, grâce à des dispositions particulières d'électrodes sur la poitrine, au voisinage de l'aire cardiaque (Kubicek 1966, Colin, Demange, 1972).

Application des mesures d'impédance bioélectrique

Les variations de l'impédance tissu-

poumon droit : une électrode dans le dos et une électrode sur la poitrine. L'impédance est mesurée à fréquence moyenne (environ 50 kHz) et varie avec la respiration par suite de l'expansion et du relâchement de la cage thoracique. Le traitement du signal électrique représentant la variation d'impédance en fonction du temps permet d'obtenir la fréquence respiratoire et une information liée à l'amplitude de la respiration.

En exploration fonctionnelle, on utilise le système à quatre électrodes qui permet, grâce à des dispositions judicieuses d'électrodes sur le thorax, la mesure de la ventilation globale, de la ventilation de chacun des deux poumons, l'estimation de la circulation pulmonaire. (voir fig. 17).

Diagnostics et explorations vasculaires

Ces méthodes exploitent les varia-

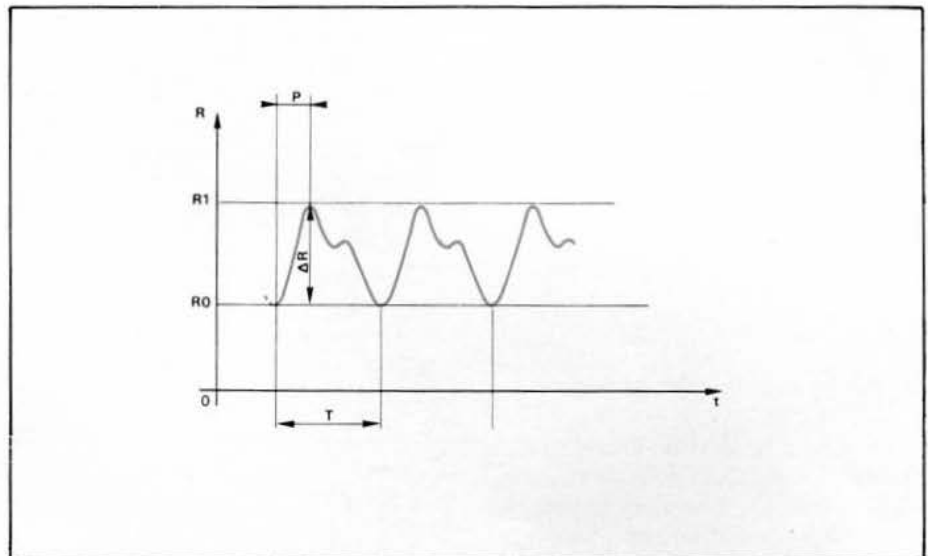


Fig. 16. - Application de la formule de Nyboer à la détermination du volume d'éjection systolique (enregistrement rhéographique au niveau de l'aorte ascendante (Colin, Demange). P est la phase d'éjection systolique (déterminée par exemple à l'aide d'un phonocardiogramme).

$$V_{ES} = \rho_s \Delta R \frac{L^2}{R_0^2}$$

laire entre deux électrodes peuvent être dues :

- à une variation de la distance séparant les électrodes ;
- à une variation de la conductivité globale des tissus séparant les électrodes.

A ces deux types de variations vont bien sûr correspondre deux types d'applications différents que nous retrouverons dans les exemples suivants.

Surveillance de la respiration et exploration fonctionnelle respiratoire

Pour la surveillance, on utilise en général un dispositif à deux électrodes qui sont placées de part et d'autre du

milieu tissulaire sous les électrodes par suite des variations de la quantité de sang contenue dans les tissus lors de l'ondée systolique (Nyboer 1950).

La méthode à deux électrodes est utilisée pour l'exploration de la circulation cérébrale : symétrie des apports carotidiens, symétrie des flux hémisphériques.

On utilise par contre la méthode à quatre électrodes pour l'exploration des membres inférieurs : comparaison membre sain/membre malade, surveillance de l'évolution d'une maladie vasculaire, épreuve d'efforts, contrôles de l'efficacité d'un geste chirurgical ou d'une thérapeutique (voir fig. 18).

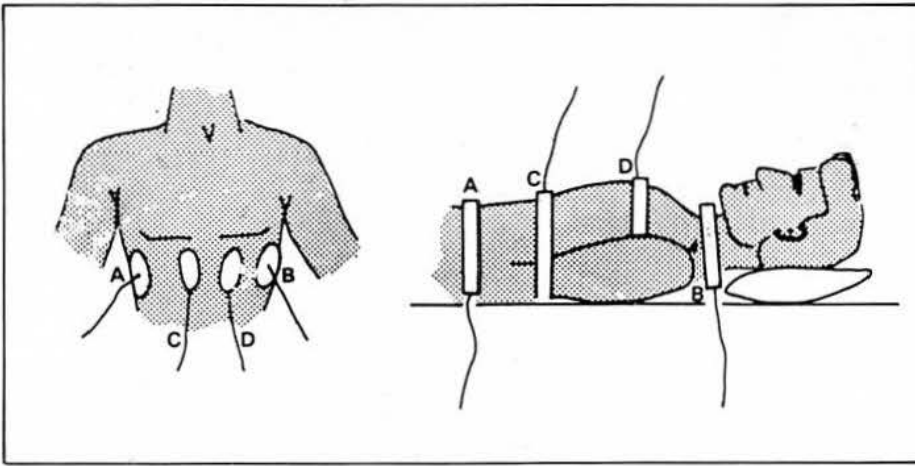


Fig. 17. - Deux exemples d'implantation d'électrodes pour l'étude de la ventilation pulmonaire.

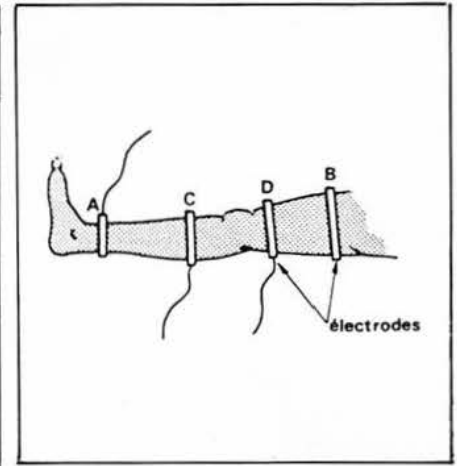


Fig. 18. - Etude des membres inférieurs : les électrodes sont des rubans d'argent de largeur 10 mm environ

Bibliographie

1. Hyman C. and Winsor J. (1960): « History of plethysmography. Journal of cardiovascular surgery, 1, 106 ».

2. Clinical Blood flow measurement (1976): « Edited by John Woodcock. Sector publishing limited. London ».

3. Blood Flow Measurement (1972): « Edited by Colin Roberts. Sector Publishing Limited, London ».

4. Transducers for biomedical measurements (1974): « by Richard S.C. Cobbold. A Wiley interscience publication ».

5. Whitney R.J. (1953): « The measurement of volumes changes in human limbs in journal of physiology, London, 121, 1 ».

6. Kubicek W.G. and col. (1966): « Development and evaluation of an impedance cardiac output system in Aerospace Medicine, 37, 1208 ».

7. Gwood J.R. and Hyman C. (1970): « A direct reading capacitance plethysmograph in Medical and Biological Engineering, 8, 59 ».

8. R. Sarrazin, J.-F. Piquard : « Exploration de la circulation artérielle des membres inférieurs par rhéographie par impédance ».

9. D. Heyden (1978): « Les mesures d'impédances tissulaires Electronique Applications n° 4, p. 21 ».

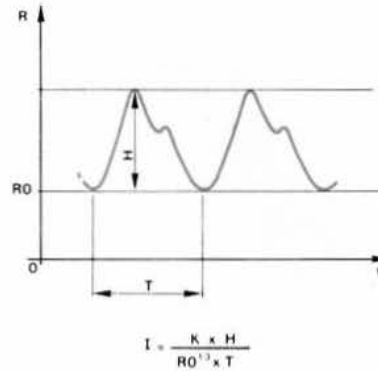


Fig. 19. - L'indice rhéographique

$$I = \frac{K \times H}{R_0^{1,3} \times T}$$

$H = \Delta R =$ amplitude du signal

T : période cardiaque.

R_0 : résistance segmentaire.

K : coefficient de normalisation

(indice voisin de 1).

L'irrigraphie

Il s'agit en fait d'une méthodologie d'application du procédé à quatre électrodes (Sarrazin, Piquard). Les électrodes d'injection sont placées, l'une à l'extrémité distale du membre étudié, l'autre sur un membre supérieur ou mieux sur l'autre membre inférieur ce qui libère les deux bras pour prendre un électrocardiogramme (dérivation D1).

Des électrodes exploratrices sont placées tout le long du membre à examiner (en général six positions), (voir

fig. 19) et l'on calcule en partant des signaux recueillis un indice (défini fig. 20) prenant en compte l'amplitude du signal artériel enregistré, la période cardiaque et la valeur de l'impédance du segment tissulaire défini par les électrodes exploratrices utilisées et autour de laquelle se produisent les variations.

Les valeurs de ces indices sont reportées sur un graphe : la carte rhéographique sur lequel sont par ailleurs portées les valeurs normales, définies statistiquement sur des individus sains,

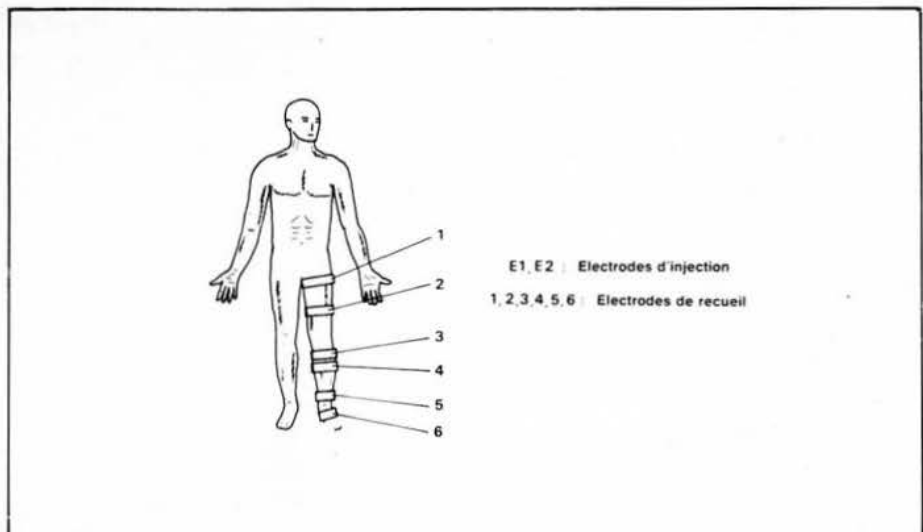


Fig. 20. - L'irrigraphie : positionnement des électrodes.

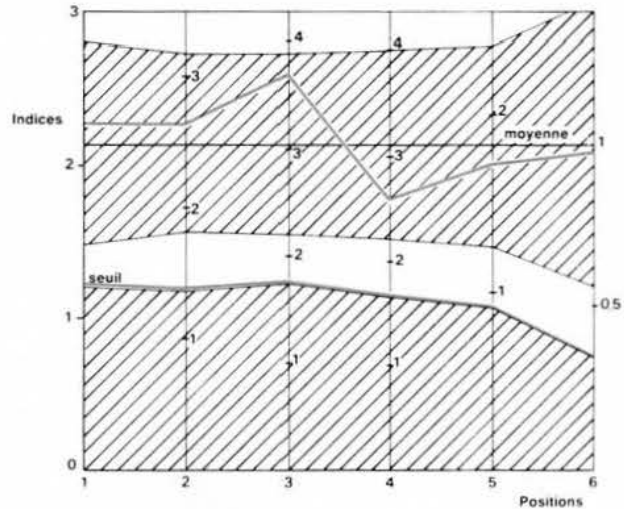
et une ligne seuil marquant la limite de la zone pathologique (voir fig. 21).

En conclusion, il ne saurait être question de dire que telle ou telle méthode de pléthysmographie est supérieure à une autre.

Le procédé idéal n'existe pas : le type de patient, les conditions dans lesquelles les mesures doivent être réalisées, la localisation du point de mesure, le type de mesure (au repos à l'état basal, pendant ou juste après épreuve d'effort) sont autant d'éléments déterminants du choix. Une chose est sûre : quel que soit le procédé mis en œuvre, la pléthysmographie et l'occlusion veineuse sont deux procédés qui doivent faire partie des moyens mis en œuvre dans le bilan d'exploration fonctionnelle vasculaire, à côté d'autres méthodes externes, tout aussi atraumatiques tel le « Doppler » vasculaire.

D. Heyden
Directeur technique

MIRA Electronique



Ligne seuil : en dessous de ce seuil, les indices sont pathologiques.

Fig. 21. - La carte rhéographique et un exemple de tracé que l'on peut considérer comme normal. Zone hachurée : zone de « normalité ». Ligne seuil : en dessous de ce seuil, les indices sont pathologiques.

relais et interrupteurs Reed Hamlin relais isolés opto Hamlin - et maintenant... relais mouillés mercure Hamlin

fiabilité > 10⁹ opérations
résistance constante des contacts
haute isolation entrée/sortie
versions : 1 et 2 contacts inverseurs
forme C ou D, monostables ou bistables

Toutes applications industrielles et militaires,
télécommunications, informatique et automation.

Autres fabrications :
affichage à cristaux liquides, claviers à touches,
interrupteurs de proximité...

HAMLIN
electronics

3, Sente des Dorées 75019 PARIS
Tél. : 202.53.17 - Télex : 670 504 F

DISTRIBUTEURS :
BALTZINGER, 67300 SCHILTIGHEIM - (88) 33.18.52 - DEBELLE,
38600 FONTAINE - (76) 26.56.54 - DIXEL, 92500 RUEIL-MALMAISON
- 977.00.12 - DIXEL, 33700 MERIGNAC - (56) 47.11.78 - GRANICO,
79010 PARIS - 200.23.01 - MAISSIAT, 44000 NANTES - (40) 71.45.75 -
ROPEL, 91300 MASSY - 920.82.89 - SANELEC, 59700 MARCO-EN-BA-
RCEUL - (20) 98.92.13



Presse technique internationale

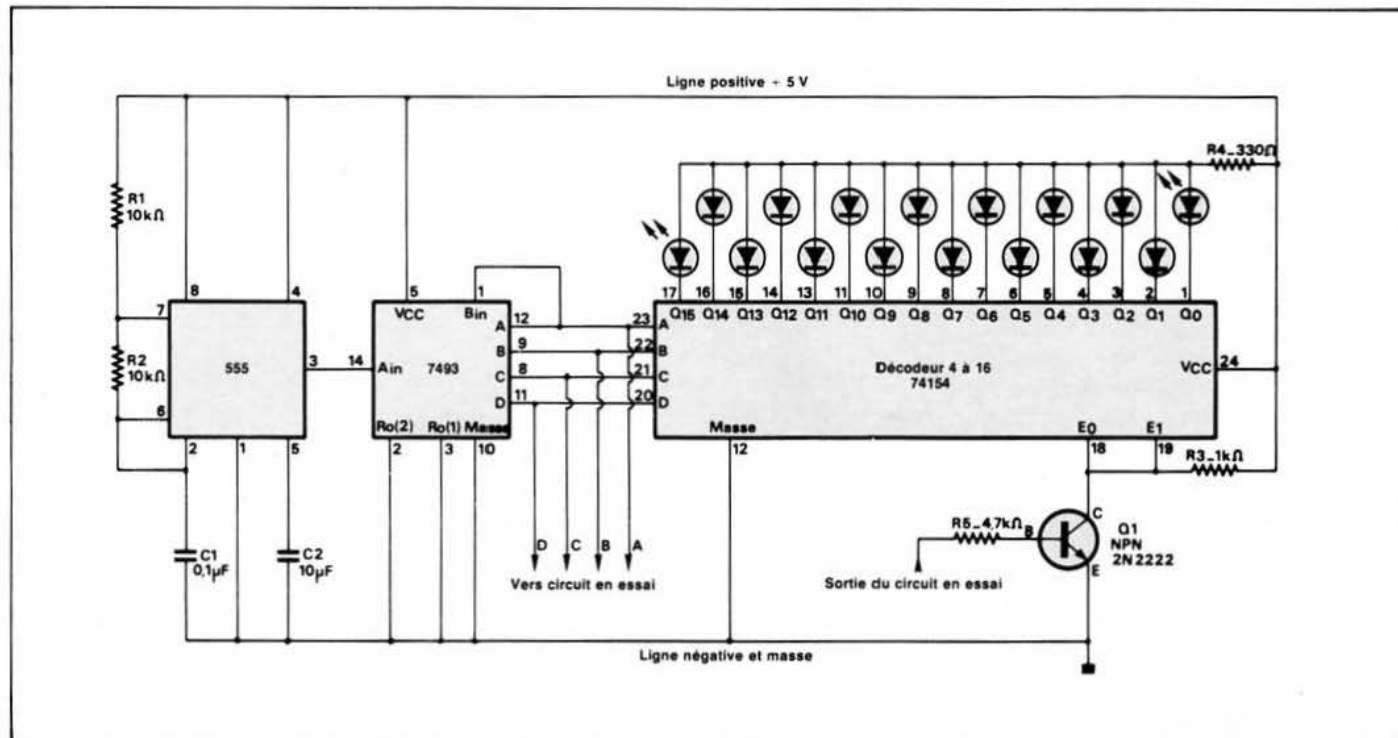


Fig. 1

Analyseur logique donnant visuellement la table de vérité

Le montage de la **figure 1** permet, grâce aux LED, de rendre visible le niveau de la sortie d'un circuit logique à quatre entrées.

Cet analyseur est proposé par C.F. Haridge dans Electronics, volume 53 n° 8.

Le circuit 555 est ici monté en multivibrateur astable. La fréquence d'oscillation de ce circuit intégré est donnée par la formule :

$$f = \frac{1,44}{(R_1 + 2R_2) C}$$

avec f en hertz, R₁ et R₂ en mégohms et C en microfarads. Avec les valeurs indiquées sur le schéma, on a :

$$f = 480 \text{ Hz.}$$

Le signal est transmis directement à l'entrée du compteur 7493 qui fournit les signaux ABCD.

A noter que les numéros des broches de ces trois circuits intégrés sont indiqués à l'extérieur des rectangles qui les symbolisent schématiquement.

Des points ABCD du compteur les signaux sont transmis aux entrées correspondantes du décodeur 74154, aux points terminaux 23, 22, 21 et 20. Les signaux ABCD sont transmis également aux quatre entrées du circuit logique en essai.

Les cathodes des diodes LED sont reliées aux 16 sorties du décodeur (Q₀ à Q₁₅).

On a choisi la fréquence relativement basse de 480 Hz du signal de commande du compteur fourni par le 555, ce qui élimine le scintillement visible des LED. Une table de vérité d'un circuit logique à quatre entrées comporte 16 états différents. Chaque fois que la sortie sera au niveau haut, la diode correspondant au nombre à quatre bits d'entrée s'illuminera.

Si la fréquence du signal de commande fourni par le temporisateur doit être augmentée, on éliminera le scintillement des LED en diminuant la valeur de R₄ montée entre la ligne + 5 V et la ligne des anodes des 16 LED.

Pour modifier la fréquence du signal de commande, il suffira de changer les valeurs des résistances R₁ et R₂ associées au 555.

Si l'on prend toujours $R_1 = R_2$, la fréquence sera inversement proportionnelle à leur valeur commune.

Ainsi, si $f = 480$ Hz avec $R_1 = R_2 = 10$ k Ω , on aura $f = 960$ Hz en divisant par deux la valeur commune de ces deux résistances qui sera alors de 5 k Ω .

A noter que si l'on modifie le rapport R_1/R_2 , le rapport cyclique du signal sera modifié lui aussi.

Amplificateur 10 W

Voici à la **figure 2** un amplificateur BF ayant une très bonne réponse en fréquence, étant conçu avec quatre transistors et une diode. Outre le haut-parleur de 8 Ω pouvant recevoir une puissance de 10 W au minimum, les autres composants sont quelques résistances et trois condensateurs électrolytiques. Une alimentation à une seule source est nécessaire ; elle est de + 32 V.

Ce montage a été proposé par Hiley Woking dans la revue anglaise ETI de mai 1980. L'auteur a réduit la distorsion par la contre-réaction et une diminution de la polarisation des transistors de sortie.

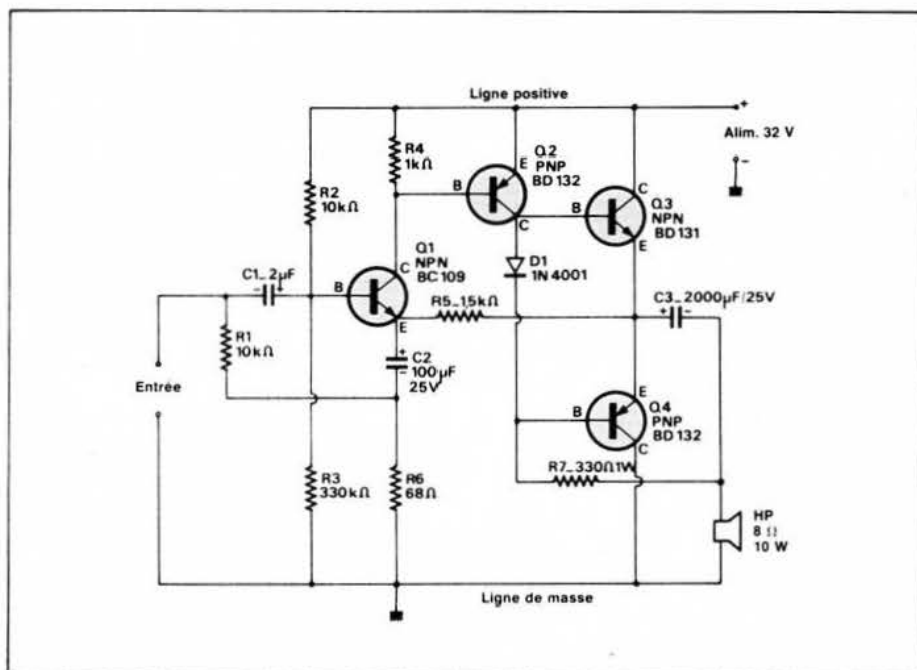


Fig. 2

Préamplificateur de cassette

Voici à la **figure 3** le schéma d'un préamplificateur de cassette, c'est-à-dire celui disposé entre la tête de lecture et l'amplificateur suivant. En fait, le montage est à doubler car la tête est stéréophonique.

Ce montage est à faible bruit de fond et utilise un élément de circuit intégré LM382.

L'égalisation est étudiée pour les cassettes système Philips et non pour celles du système NAB auxquelles elle ne conviendrait pas.

On obtient un signal de sortie de 100 à 200 mV. La tension d'alimentation de ce montage peut être choisie entre 9 et 40 V, ce qui permet son adaptation aisée à un ensemble existant. La consommation est de 10 mA environ. A l'entrée, on trouve un réseau RC constituant filtre. R_1 - C_1 éliminent les signaux HF.

D'autre part, R_2 - C_4 et les condensateurs associés constituent ces réseaux à constante de temps de 120 μ s.

Le découplage de la ligne positive est assuré par C_8 de 10 μ F. Enfin, C_9 isole le montage de la tête d'enregistrement. Ce préamplificateur constitue un des canaux du montage stéréo.

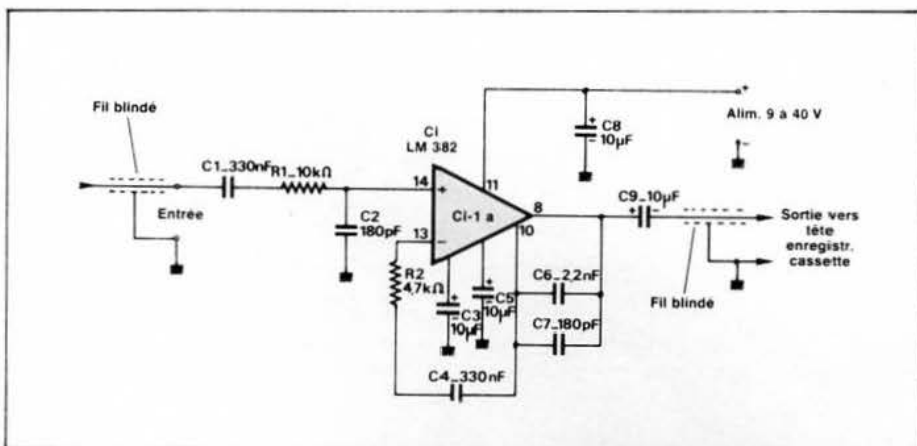


Fig. 3

Préamplificateur RIAA-NAB

A la **figure 4**, on donne le schéma d'un préamplificateur correcteur dont un inverseur permet de passer de la courbe RIAA à la courbe NAB.

Ce montage ainsi que celui du filtre limiteur de basses et d'aiguës sont pro-

posés par D.J.F. Scheper dans Radio Bulletin (année 49 n° 3) de mars 1980.

On utilise dans ce montage un circuit intégré 5534 (Signetics-RTC) dont les caractéristiques sont proches de celles du 741. Le brochage des deux CI est d'ailleurs le même.

Ce montage nécessite une alimentation à deux sources, une de + 15 V et

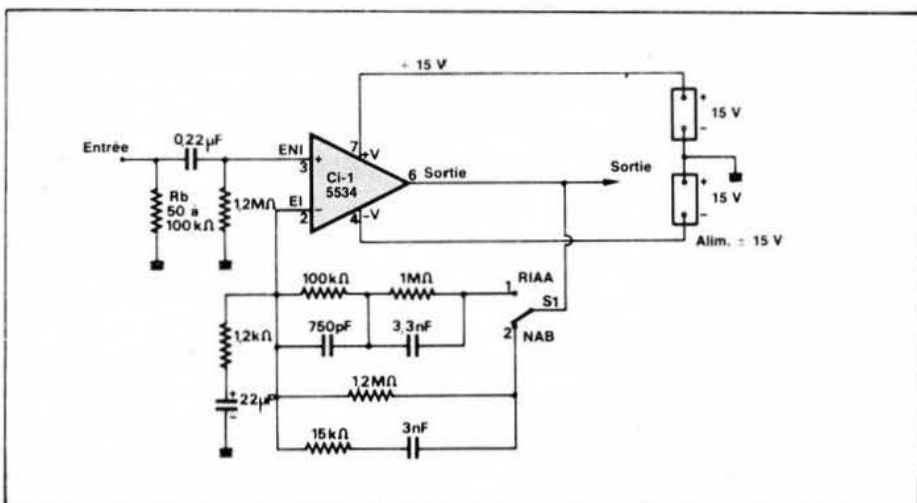


Fig. 4

l'autre de -15 V montées en série et dont le point commun est la masse du circuit. En partant de l'entrée où le signal est appliqué, on trouve un filtre RC aboutissant à l'entrée non inverseuse du CI. L'effet correcteur est produit par la contre-réaction sélective réalisée entre la sortie et l'entrée inverseuse.

La boucle de contre-réaction de correction RIAA comprend deux réseaux RC parallèles montés en série. La boucle de contre-réaction NAB comprend un réseau série RC et une résistance de $1,2\text{ M}\Omega$ mise en parallèle. L'inverseur S_1 permet de choisir la correction désirée.

On montre à la **figure 5** les courbes RIAA. En trait plein, la courbe théorique RIAA et en trait interrompu la courbe réelle obtenue.

À la **figure 6**, on donne les deux courbes NAB, théorique et pratique.

Filtres à effets variables

Voici maintenant à la **figure 7** les filtres éliminateurs de ronflement et de sifflement réalisés avec des résistances, des commutateurs et deux circuits intégrés 5534, comme celui utilisé dans le préamplificateur correcteur décrit plus haut. L'alimentation de ces CI est identique à la précédente.

À noter que les circuits du type 5534 présentent certains avantages par rapport au 741 : tension de sortie plus élevée, plus grande largeur de bande, ils conviennent particulièrement bien dans les applications des filtres actifs.

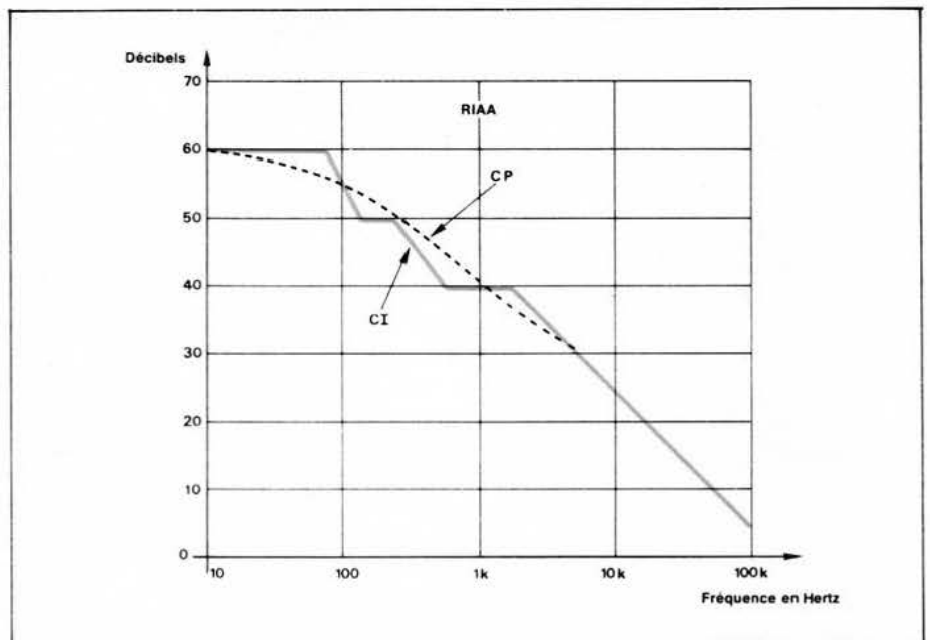


Fig. 5

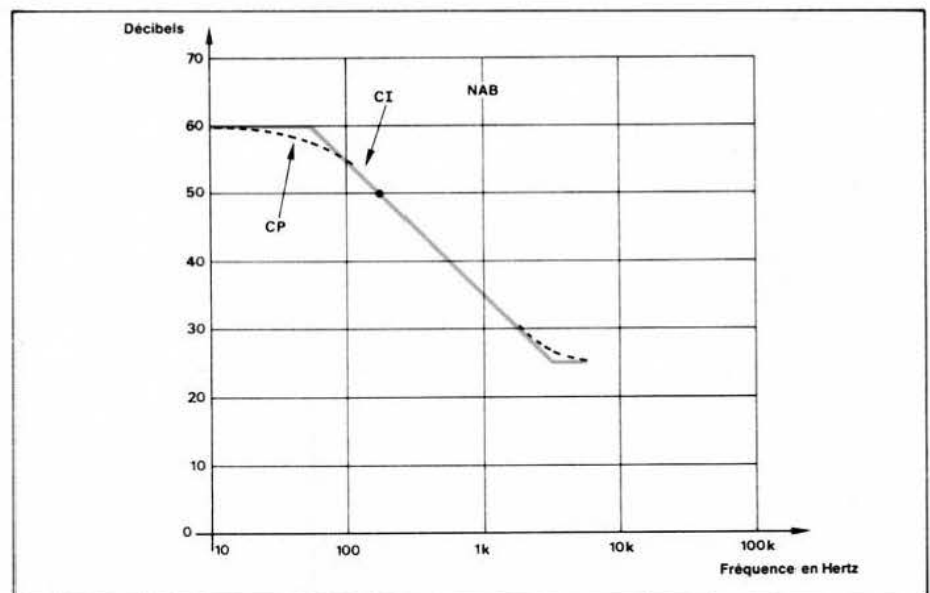


Fig. 6

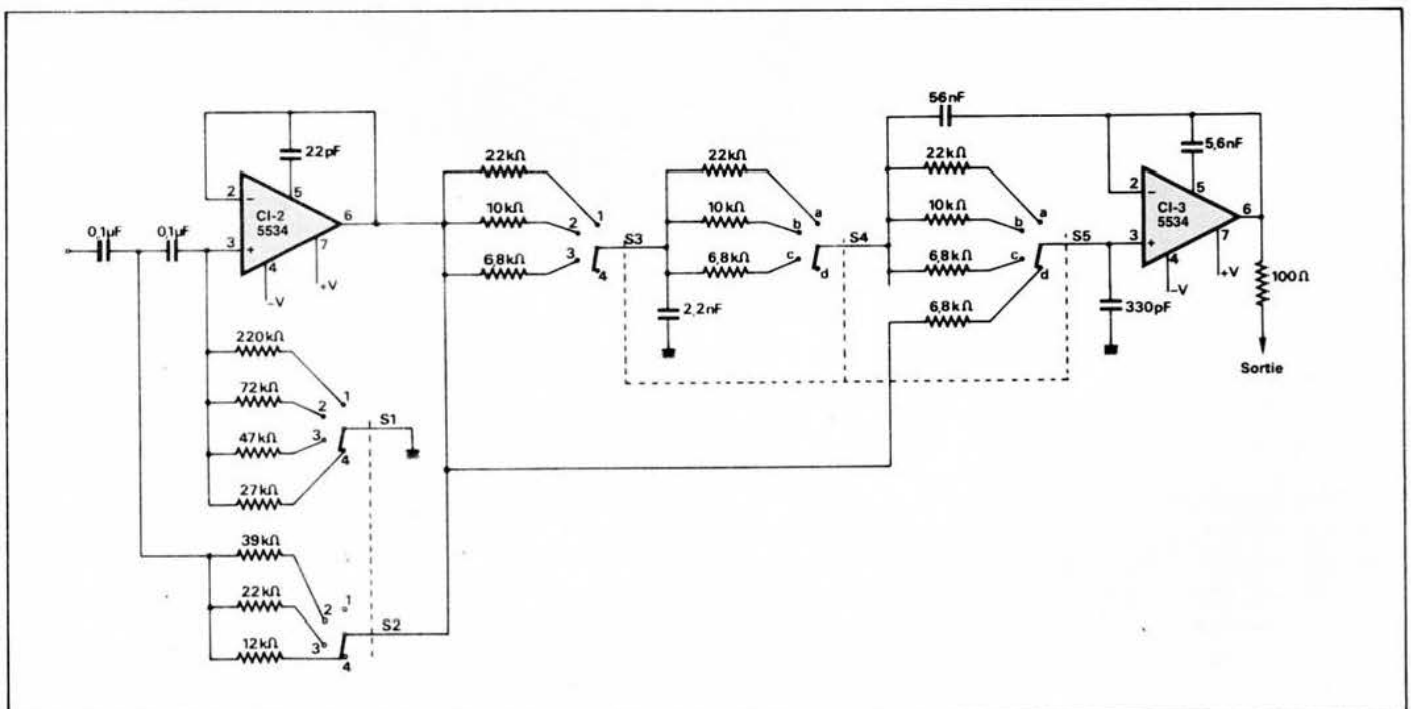


Fig. 7

La broche 5, qui souvent n'est pas utilisée, est connectée à la boucle de contre-réaction par un condensateur de 22 pF, ce qui permet d'obtenir un « slew-rate » de 7 V/ μ s.

Remarquons que le CI-2 est soumis à deux rétroactions : l'une négative (contre-réaction) de la sortie vers l'entrée inverseuse et l'autre positive entre la sortie et l'entrée non inverseuse.

Grâce au commutateur S₁-S₂ à quatre positions, on introduit dans la boucle des résistances de valeurs décroissantes. Le filtre d'entrée permet, dans la mesure du possible, d'éliminer les ronflements (« Rumble ») par un choix judicieux de la position de S₁-S₂.

Le filtre d'aiguës utilise aussi un circuit du type 5534 (CI-3) avec boucle de contre-réaction entre la sortie et le point 2. On voit que le commutateur est à trois sections S₃-S₄-S₅ et quatre positions.

Voici les résultats obtenus avec les deux filtres qui peuvent être ajustés séparément :

Filtre de basses (« Rumble »)

Position de S ₁ -S ₂	Fréquence de coupure
1	pas d'action
2	30 Hz
3	60 Hz
4	80 Hz

Filtre d'aiguës (« Scratch »)

Position de S ₃ - S ₄ - S ₅	Fréquence de coupure
a	5 kHz
b	10 kHz
c	15 kHz
d	pas d'action

Dans le réglage du filtre passe-haut (basses), la position la plus utilisée sera la troisième (60 Hz), suivie par la quatrième (80 Hz).

Dans le réglage du filtre passe-bas (aiguës), on emploiera surtout la position 5 kHz pour éliminer les sifflements.

Les autres positions conviendront lorsque les signaux seront de bonne qualité aussi bien du côté des basses que des aiguës.

A noter aussi que la tension d'alimentation de ± 15 V n'est nullement imposée. De bons résultats peuvent être obtenus avec des tensions comprises entre ± 3 V et ± 20 V, mais des valeurs comprises entre ± 9 V et ± 15 V sont à préférer.

Régulateur de tension donnant 230 à 250 V sous 250 mA

Ce régulateur (voir fig. 8) a été décrit dans Funkschau, volume 52, n° 8 (avril 1980). Il utilise un circuit intégré 723-C associé à deux transistors NPN montés en Darlington. Cet appareil se distingue par la haute tension qu'il peut fournir sous 250 mA grâce à l'emploi de transistors de puissance. Le 723-C possède une broche Vz qui est utilisée dans ce montage. Cette sortie n'existe pas dans les modèles 723. Le brochage du CI est indiqué pour le modèle dual-in-line à 14 broches.

Certaines résistances sont bobinées et doivent dissiper une puissance de plusieurs watts, comme c'est le cas de R₅ (5 W) et R_{LV} (25 W).

L'appareil est décrit avec tous les détails dans l'article original de la revue allemande. Il comporte deux réglages par R_{2a} et R_{sc}.

Certaines résistances, comme R₁, R₃, R₄, doivent être très précises leur valeur commune étant 3,34 k Ω à 1% près.

Remarquons que R₁ et R_{2a} constituent un diviseur de la tension de référence V_{réf} fournie par le 723C à la broche 6. La tension d'entrée peut varier dans de larges proportions entre 314 V et 387 V.

Synthétiseur de fréquence avec XR2240

Voici le résumé d'une note d'application d'application EXAR publiée dans Télélec Airtronic Actualités (n° 77 mars 1980).

A la figure 9, on donne le schéma de l'appareil et on peut voir que le XR2240 est le seul composant actif nécessaire pour ce montage.

Ce circuit est un compteur temporisateur. Le compteur binaire est pro-

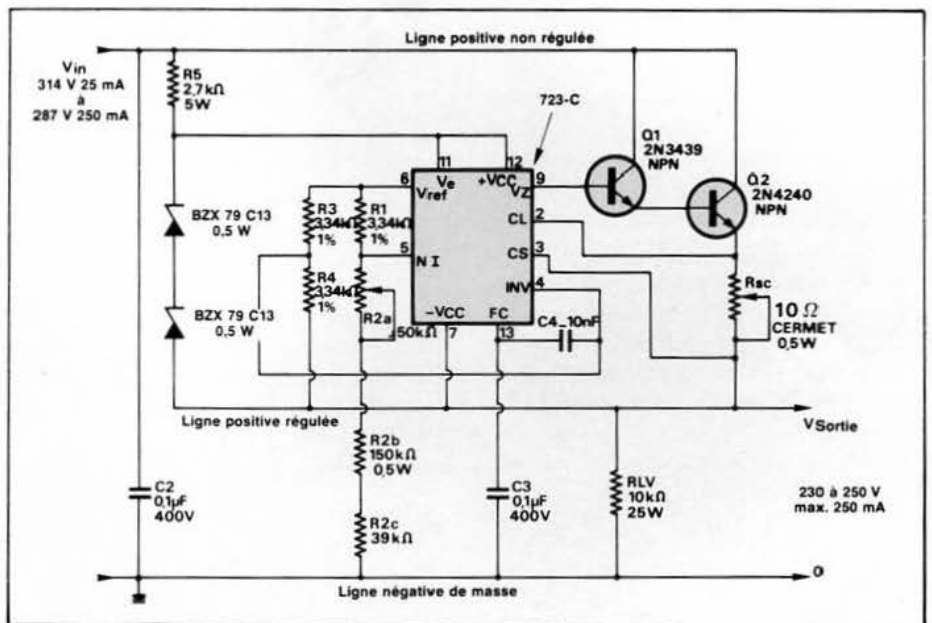


Fig. 8

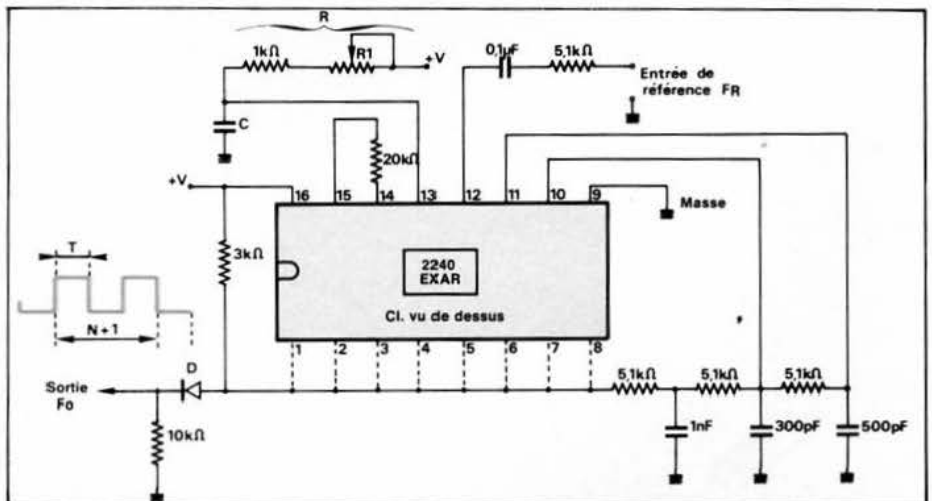


Fig. 9

grammable à 8 bits. On trouve également dans le 2240 une base de temps stable. Le tout est monté dans un boîtier dual-in-line rectangulaire à 16 broches.

Primitivement, ce CI a été conçu comme un temporisateur de longue durée permettant d'obtenir des temps de retard compris entre quelques microsecondes et plusieurs semaines. On a constaté ensuite qu'il convient aussi pour d'autres applications comme, par exemple, un synthétiseur de fréquence.

Il peut produire des signaux à 2 500 fréquences discrètes à partir d'un signal à fréquence unique appliqué à l'entrée de référence.

Ce CI peut à la fois multiplier et diviser la fréquence du signal d'entrée. Le facteur de multiplication est M et le diviseur est N + 1. M et N sont des nombres entiers ajustables. Le signal de sortie peut donc avoir une fréquence :

$$f_o = f_r \cdot M / (1 + N)$$

Tous les détails du montage avec les valeurs de composants R et C sont indiqués sur le schéma proposé. Il est possible de régler de l'extérieur les valeurs des entiers M et N et cela dans une large gamme :

$$1 \leq M \leq 10$$

$$1 \leq N \leq 255$$

Le facteur multiplicateur M est obtenu par verrouillage sur les harmoniques de la fréquence du signal d'entrée. Le facteur N est issu du comptage préprogrammé dans l'étage compteur binaire, inclus dans le CI, dont la composition intérieure simplifiée est donnée à la figure 10.

En étudiant les possibilités de la division et de la multiplication de fréquence, on comprendra mieux le fonctionnement du synthétiseur réalisable avec ce CI unique.

Division de f par 1 + N

En l'absence de signal à l'entrée de référence externe, la base de temps TB du XR2240 oscille librement à sa fréquence propre qui est $f_s = 1/RC$ dans laquelle R et C sont des composants extérieurs au CI qui se branchent au point terminal 13 (voir schéma). La valeur de R est comprise entre 1 k Ω lorsque R₁ est à zéro et 1 k Ω + R₁ lorsque R₁ est au maximum.

Le condensateur C associé peut être choisi à volonté.

Par programmation du compteur, on pourra diviser la fréquence f_s de la base de temps par un nombre entier. On obtiendra à la sortie un train d'impulsions à la fréquence

$$f_o = \frac{f_s}{1 + N}$$

Multiplication par M

Pour obtenir ce résultat, il faudra synchroniser l'oscillateur de la base de temps sur les harmoniques de la fréquence du signal de référence, à l'entrée synchro.

De ce fait, si l'oscillateur fonctionne librement à une fréquence M fois celle d'entrée, on pourra le synchroniser sur le M-ième harmonique du signal de référence d'entrée. La gamme d'acquisition typique du circuit est meilleure que $\pm 30\%$ pour les valeurs de M de 1 à 10.

Comme la fréquence de la base de temps est précise à $\pm 0,5\%$ près du réglage du réseau RC extérieur, le circuit se verrouille aisément sur un harmonique donné.

Fonctionnement

Revenons au schéma du synthétiseur proposé. Le principe de fonctionnement de ce circuit peut se décrire de la manière suivante :

On applique à l'entrée de référence, le signal à la fréquence f_r , c'est-à-dire sur le point terminal « synchro » 12 du boîtier, à travers une résistance de 5,1 k Ω en série avec un condensateur de 0,1 μ F. Il est recommandé de disposer d'un signal en forme de train d'impulsions de 3 V crête à crête de largeur se situant entre 30 % et 80 % de la période de la base de temps.

Le facteur multiplicateur M est déterminé par le réglage du potentiomètre P₁ qui, évidemment, règle la période du signal fourni par la base de temps $T = RC$ (ou $f = 1/RC$).

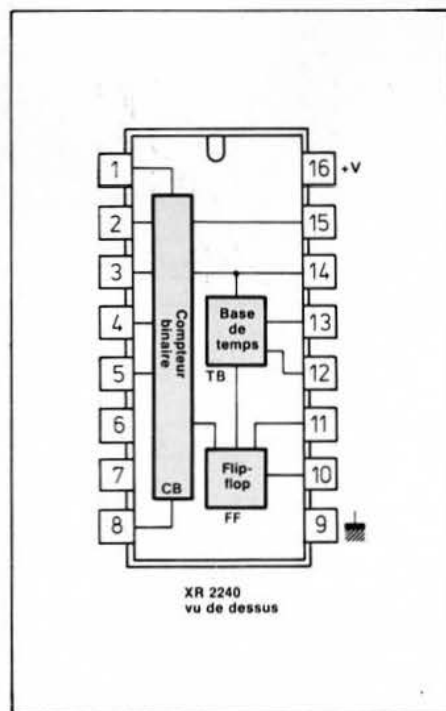


Fig. 10

Si aucun signal extérieur n'est appliqué, on a N = 1 automatiquement. Le diviseur N est fixé en court-circuitant les différentes sorties du compteur par une résistance externe de valeur commune de 3 k Ω .

Le signal de sortie est alors un train d'impulsions de largeur fixe $T = RC$ et de période $T_o = (N + 1) RC$.

Avec les valeurs des composants mentionnées sur le schéma, le circuit peut fonctionner avec des composants R et C choisis selon les inégalités ci-dessous :

$$5 \text{ nF} \leq C \leq 0,1 \mu\text{F}$$

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

En ce qui concerne R₁ ajustable ou variable, on voit que l'on devra utiliser une résistance ou un potentiomètre monté en résistance de 1 M Ω , ce qui donnera pour R : une gamme de 1 k Ω à 1,001 M Ω . La fréquence du signal de sortie est limitée supérieurement à 200 kHz, compte tenu de la fréquence de l'oscillateur de la base de temps interne.

Comme application intéressante, indiquons la suivante :

Le montage pourra engendrer des signaux à fréquence d'horloge stable qui seront synchronisés sur une référence externe, comme par exemple la fréquence de 50 Hz du secteur.

Ainsi, pour produire une référence de 100 Hz synchronisée par le réseau à 50 Hz, on réglera les facteurs comme suit : M = 10 et N = 4. On aura ainsi :

$$f_o = f_r \cdot \frac{M}{1 + N}$$

ce qui donne :

$$f_o = 50 \cdot \frac{10}{5} = 100 \text{ Hz}$$

F. JUSTER

LES PROBLEMES D'ELECTRICITE STATIQUE

Chacun connaît les désagréments « domestiques » de l'électricité statique, phénomène que l'on étudiait déjà 2 000 ans avant Jésus-Christ et qui se traduit, pour le commun des mortels, par de désagréables décharges lors du toucher de masses métalliques dans certaines conditions particulières. Si l'on dépasse le stade de l'expérience de physique « amusante », on se rend compte que l'électricité statique peut tuer, et également causer de graves dégâts en milieu industriel, notamment dans les industries de l'électronique et de l'informatique.

Nous avons donc décidé de faire le point sur cette importante question, nous aidant pour cela largement d'un excellent document qui vient d'être diffusé par 3 M, et qui résume une vingtaine d'années de recherches...



Le poste de travail en matériau 3M Vélostat : dessus de table, tapis de sol, bracelet d'opérateur et soufflerie ionisante.

L'électricité statique et ses manifestations

On nomme communément électricité statique la présence de charges stationnaires positives ou négatives à la surface des corps. Ces charges apparaissent essentiellement lors de la séparation de deux corps préalablement mis en contact. En fait, l'un des corps « arrache » des électrons à

l'autre, ce qui rend positif le « donneur » et négatif « l'accepteur ». L'exemple classique est celui du frottement d'un barreau d'ébonite avec une peau de chat, mais un très grand nombre de matériaux, aussi anodins que le papier, sont capables de générer des charges statiques. La charge qui apparaît varie en importance selon la vitesse de séparation des corps, leur constante **triboélectrique**, et la finesse de leur contact.

L'existence de ces charges se traduit par l'apparition de différences de potentiel pouvant atteindre plusieurs dizaines de milliers de volts. Comme, par ailleurs, tout corps chargé est capable d'actions à distance, notamment sur les corps légers tels que poussières, cheveux, etc., on se rend compte que de très nombreux secteurs industriels peuvent se trouver gravement perturbés par ces phénomènes :
- La photo et le cinéma (les films se

d'autant plus grands que les composants bénéficient d'une intégration plus poussée, car les structures les plus fines sont bien sûr les plus fragiles.

L'excellente photo du AC Jet Propulsion Laboratory de Pasadena en Californie montre bien que même un très petit défaut dû à un claquage par électricité statique peut mettre totalement hors service un circuit intégré MOS regroupant jusqu'à plusieurs milliers de transistors. Le tableau de la **figure 1** (source 3M) tente de fixer les idées dans le domaine de la sensibilité des composants actuels aux différences de potentiel d'origine électrostatique.

Quant à la **figure 2**, elle indique l'incidence financière approximative de la défaillance d'un semi-conducteur dans divers secteurs d'utilisation, et en fonction du stade auquel le défaut est détecté. Il faut en effet savoir que les détériorations dues à l'électricité statique n'apparaissent pas toujours immédiatement. Des équipements ainsi endommagés peuvent franchir avec succès toutes les étapes du contrôle de qualité, mais souffrir d'une importante réduction de la durée de fonctionnement. Inutile d'insister sur les immenses conséquences financières d'un tel incident dans le domaine spatial. Par contre, la **figure 2** montre bien que même dans le secteur industriel, le coût d'une défaillance en clientèle (notamment dans un équipement informatique) est loin d'être négligeable. Des centaines de milliers de francs sont ainsi engagés chaque année pour des interventions de SAV qui pourraient être évitées par le biais d'une prise de conscience de la cause profonde de bien des incidents de fonctionnement : l'électricité statique.

L'élimination des charges statiques

Nous allons voir que des solutions efficaces existent pour neutraliser les effets souvent désastreux des charges statiques. Cependant, il est essentiel que les mesures nécessaires soient prises à tous les niveaux de l'entreprise. A quoi servirait en effet un laboratoire parfaitement équipé si au service achats un magasinier continue à compter les boîtiers MOS en vidant les rails de stockage dans le creux de sa main ? Les mêmes précautions doivent également présider à la manipulation des cartes et appareils assemblés car, contrairement à une opinion fort répandue, il est tout à fait faux de penser qu'un composant MOS est hors de danger dès lors qu'il est monté sur sa

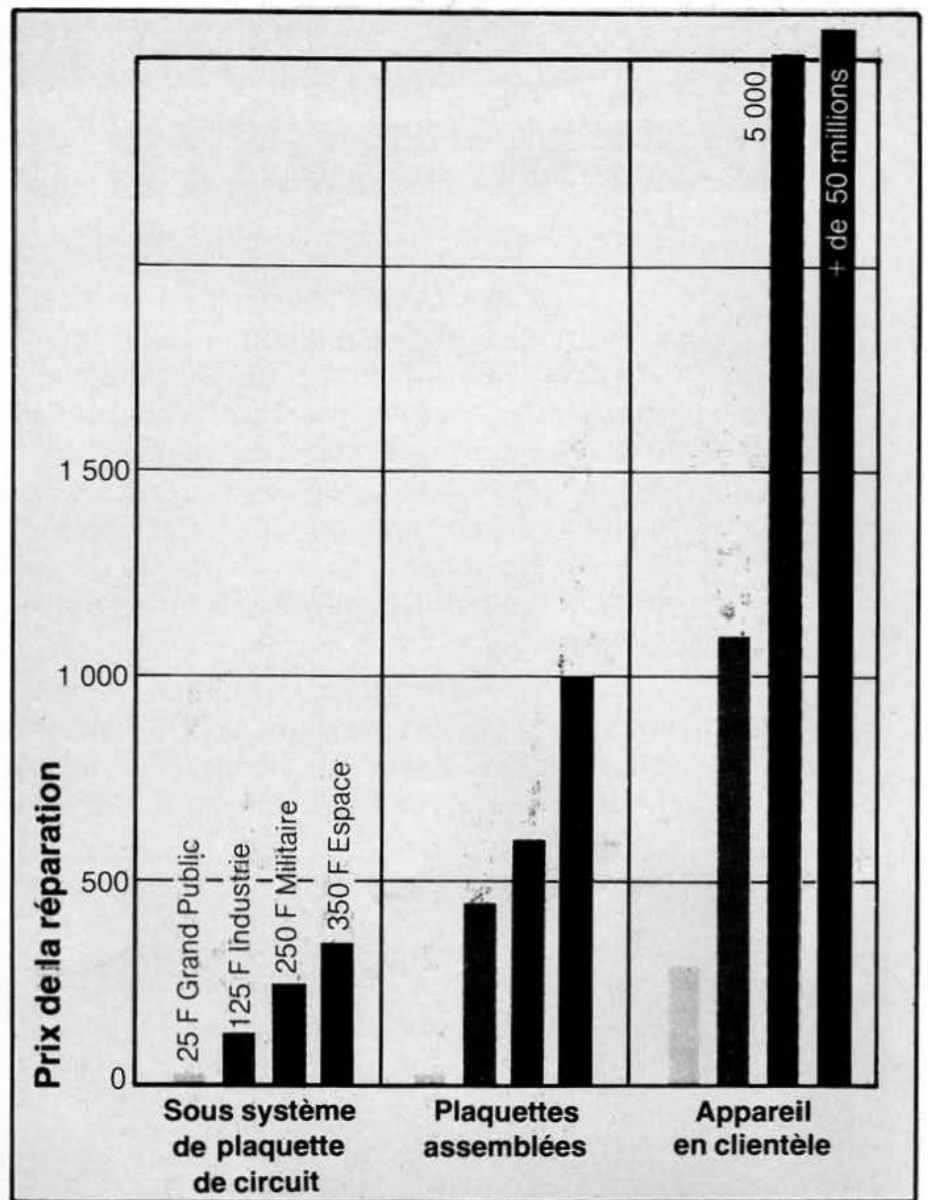


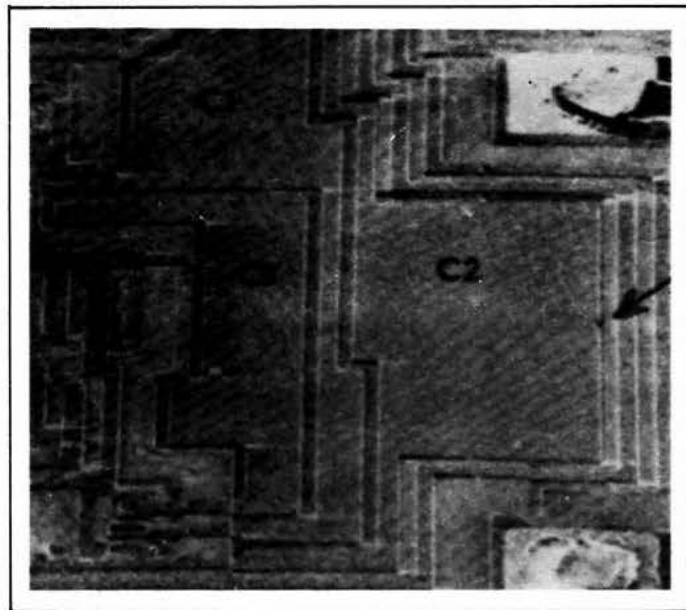
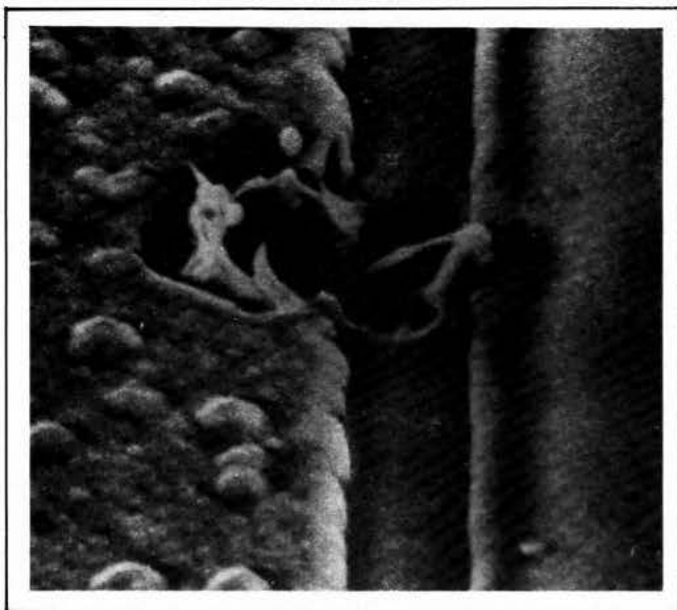
Fig. 2. - Coût pour remplacer un semi-conducteur (sources : Léonard Colasanti - EG. et G. Wakefield (Mass)).

carte. Bien des voies peuvent permettre aux charges statiques de parvenir jusqu'à ses broches, et le connecteur de la carte n'est pas le moins fréquenté...

Avant d'entrer dans les détails des mesures à prendre, insistons sur le fait que celles-ci doivent être prises **systématiquement**, et non pas uniquement lorsque le personnel se plaint de chocs électriques : la sensation de picotement n'apparaît que vers 3 000 V environ alors que la **figure 1** fait mention de dégâts à partir de 100 V environ. De plus, le personnel n'est pas la seule source de charges statiques, loin s'en faut : papiers, outils, objets de rangement, gobelets et bouteilles en plastique arrivent également en très bonne position. S'il est facile de décharger les objets conducteurs grâce à une simple mise à la terre, si possible permanente, le cas des objets isolants pose un problème plus ardu : une solution consiste à maintenir un degré hygrométrique élevé (70 % RH), mais la chose n'est pas

toujours possible. Il faut alors recourir à la soufflerie ionisante, qui utilise des ions positifs et négatifs pour neutraliser les charges de signes contraires que portent les objets environnants. Ces appareils utilisent des radioéléments (Polonium 210) qui, bien qu'inoffensifs dans des conditions normales d'utilisation (rayon d'action de la radioactivité 5 cm et arrêt des radiations par une simple feuille de papier), tombent sous le coup, en France, d'une lourde réglementation. Ceci ne constitue pas, toutefois, un obstacle sérieux à l'utilisation d'ionisateurs de ce type, dont la simplicité et la sécurité d'emploi (absence de hautes tensions) s'avèrent très séduisants.

En plus de l'installation d'une soufflerie ionisante, il faut équiper le plan de travail et l'opérateur de matériaux conducteurs de façon à ce qu'aucune différence de potentiel supérieure à 100 V ne puisse apparaître à proximité des composants sensibles. La **figure 3** donne les éléments nécessaires à la



Circuit MOS endommagé par l'électricité statique (photos Trigonis). La photo de gauche est l'agrandissement x 4300 du point indiqué par la flèche de la photo de droite qui, elle, n'est agrandie que 175 fois.

Type de procédé	Etendue de la sensibilité à la décharge électrostatique (en volts)
MOS-FET	100 - 200
J-FET	140 - 10 000
CMOS	250 - 2 000
Diodes à effet Schottky, circuit logique transistor-transistor	300 - 2 500
Transistors bipolaires	380 - 7 000
Circuit logique à couplage d'émetteurs (à usage hybride, plaquette de circuit imprimé)	≈ 500 -
Redresseur au silicium commandé	680 - 1 000

Fig. 1. - Etendue de sensibilité des divers procédés exposés à la décharge électrostatique émise par un individu ou par un équivalent électronique (source 3 M).



Le tapis conducteur 3 M couleur convient particulièrement aux caisses enregistreuses des grands magasins.

trouvent rayés par les poussières qu'ils attirent).

- Les studios de son (les bandes magnétiques et les disques s'électrisent très facilement).

- L'imprimerie (certains imprimeurs importent à grands frais des U.S.A. des guirlandes de Noël en cuivre pour collecter les charges apparaissant sur le papier).

- L'automobile (danger d'incendie dans les ateliers de peinture).

- L'industrie chimique ou pétrolière (risques d'explosions).

- La pharmacie (les actions à distance des corps chargés faussent les pesées de précision).

- Les industries des plastiques et des textiles, notamment synthétiques.

- Et enfin l'électronique (destruction de composants MOS, CMOS, voire même bipolaires) et l'informatique (effacement spontané de mémoires).

C'est tout spécialement dans nos domaines familiers de l'électronique et de l'informatique que nous allons étudier les effets de l'électricité statique ainsi que les moyens de les combattre.

L'électricité statique en électronique et informatique

Les problèmes d'électricité statique sont apparus à l'ordre du jour dès l'introduction des transistors FET, et surtout MOS. Les très fortes résistances de grille de ces composants sont incapables de faire « s'écrouler » les tensions très élevées que font apparaître les charges statiques, et qui restent donc souvent très supérieures à la rigidité diélectrique des très fines structures de silicium. Les risques sont

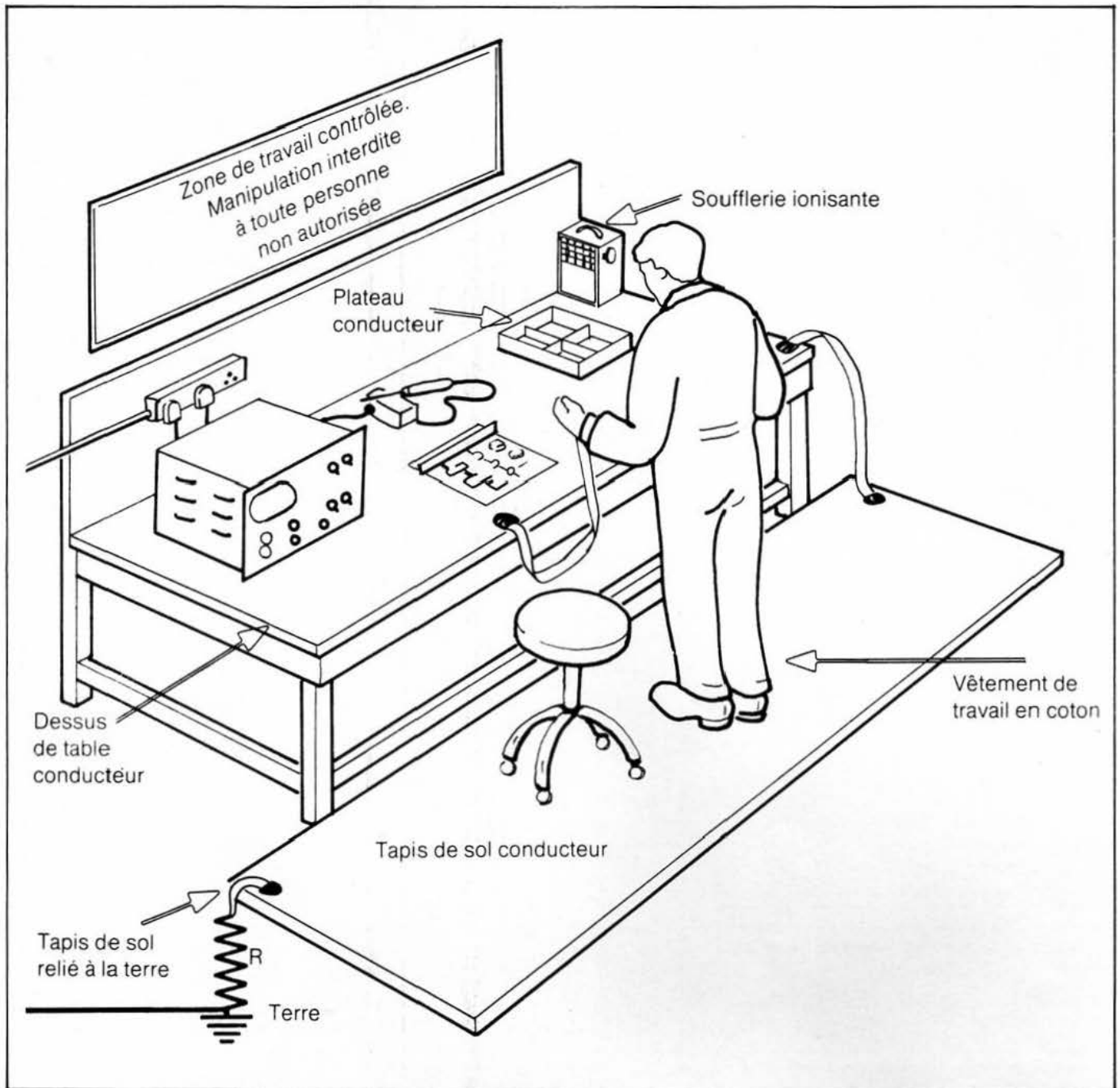


Fig. 3. – Un poste de travail totalement exempt d'électricité statique comprend : un dessus de table, un tapis de sol conducteur mis à la terre, ainsi qu'une soufflerie d'air ionisé pour supprimer l'électricité statique des non-conducteurs (document 3 M).



Fig. 4. – Symbole international servant à signaler les zones sous contrôle antistatique.

Type de chaussure	Résistance effective à travers une chaussure mise à la terre
Semelle de cuir	10 à 100 mégohms
Semelle synthétique	175 à 750 mégohms
Semelle de crêpe ou de caoutchouc épais	1 000 à 500 000 mégohms

Fig. 5. – Résistance électrique de différents types de chaussures (revêtement de sol non compris).

Opérateur	Niveau le plus bas (en volts)	Niveau le plus élevé (en volts)
marchant sur une moquette	12 000	39 000
marchant sur un sol dallé	4 000	13 000
assis devant le poste de travail	500	3 000

Fig. 6. – Niveaux de tensions couramment rencontrés (seuil de sensibilité cutanée = 3000 V environ) (source : Western Electric COIEEE).

réalisation du poste, le matériau utilisé pouvant être, par exemple, le VELOS-TAT de 3M. La résistance totale du circuit électrique reliant l'opérateur à la terre doit être telle que, quelle que soit la tension sous laquelle il se trouve chargé, celle-ci tombe en dessous de 100 V en moins d'une seconde. Une décharge plus rapide n'est d'ailleurs pas souhaitable car l'opérateur ressentirait le fameux choc électrique en cas de tension supérieure à 3 kV.

Le calcul fait intervenir la capacité d'un individu par rapport à la terre, dont la valeur est de 200 à 300 pF. On utilise la formule de décharge exponentielle d'un condensateur :

$$V = V_{0,e}^{-t/RC}$$

Le résultat du calcul est que R doit être inférieure ou égale à 1 000 M Ω environ. Cela semble beaucoup, mais le tableau de la **figure 5** donne à réfléchir... En effet, il ne peut guère être question d'interdire le port de certaines chaussures, et de plus, peut-on obliger un opérateur assis à garder en permanence les pieds bien à plat sur le sol ?

La seule solution valable réside dans l'équipement suivant :

- 1 dessus de table conducteur
- 1 tapis de sol conducteur
- 1 bracelet d'opérateur relié au plan de travail
- 1 prise de terre réunissant l'ensemble à travers une résistance de sécurité (1 M Ω) évitant tout risque en cas de contact de l'opérateur avec le secteur 220 V.

Ces directives recourent d'ailleurs les indications de la **figure 3**.

Résumé des méthodes

On peut définir un certain nombre de points précis sur lesquels il est recommandé d'agir lorsque se posent des problèmes d'électricité statique. Nous les reproduisons ci-après sous forme d'aide mémoire :

1 - Vérifier le degré hygrométrique : le maintenir voisin de 70 % RH lorsque la chose est possible.

2 - Éviter toute manipulation inutile : compter les boîtiers et lire leur marquage à travers les emballages lorsqu'ils sont transparents ; utiliser un étiquetage clair.

3 - Ne jamais tester à l'ohmmètre les composants MOS.

4 - Ne jamais transporter un dispositif sensible (composant, carte câblée, etc.) hors d'un emballage approprié (emballage d'origine ou mousse conductrice).

5 - Equiper sans exception chaque poste de travail, de manutention, d'emballage, étiquetage, marquage, etc. selon la **figure 3**. Utiliser des fers à souder spécialement protégés (basse tension, mise à la terre, etc.).

6 - Eliminer tous les objets non conducteurs des postes de travail (papiers, gobelets, bouteilles, sacs plastique, cendriers, stylos, produits alimentaires, etc.). A défaut, installer une soufflerie ionisante.

7 - Informer clairement tout le personnel concerné, même de façon indirecte.

8 - Ne pas porter de vêtements en textiles synthétiques, remplacer les

blouses en nylon par des modèles en coton.

9 - Relier l'opérateur à la terre à travers une résistance de sécurité (1 M Ω).

10 - Protéger les circuits de la poussière, recouvrir les bacs ou boîtes de rangement de couvercles conducteurs.

11 - Ne jamais nettoyer au chiffon, utiliser un pistolet à air ionisé.

12 - Faire les transports et expéditions de composants et de cartes dans des sacs et boîtes en **matériau conducteur**. Pour l'étranger, ces emballages seront transparents afin d'éviter une ouverture à la douane (rares sont les douaniers portant un bracelet de mise à la terre !).

Le problème de l'informatique

Les électroniciens ne possèdent pas le monopole des problèmes de charges statiques. Les opérateurs travaillant sur équipements informatiques, du programmeur à la caissière de supermarché peuvent également endommager ou perturber les composants MOS équipant leur poste de travail par simple contact avec le clavier.

La parade est plus facile à mettre en œuvre que dans les cas précédents puisque la simple pose d'un tapis de sol conducteur résoud en général tous les problèmes. Cette arme rendra également service aux utilisateurs de machines à photocopier de grande capacité, et, d'une façon générale, à tous ceux qui se plaignent de fréquents chocs électrostatiques, même si la sécurité du matériel n'est pas en jeu.

nos rubriques...

Réseaux de distribution des semi-conducteurs

BIBLIOGRAPHIE

NOUVEAUTES

seront de nouveau présentes à partir du prochain numéro

Bonnes vacances !

LA STRUCTURE DE LA MATIERE

*De l'électron au quark
ou
la physique des hautes énergies
au CERN*

L'électronicien connaît bien l'électron, et il doit toute sa science à ce petit corpuscule. Ce qu'il ne sait peut-être pas, par contre, c'est que l'électron est l'une des 300 particules (ou antiparticules) dites élémentaires qui participent à la structure de la matière. C'est à la physique des hautes énergies qu'est confiée la tâche d'étudier ces particules et les forces qui régissent leurs interactions.

Dans cette physique des hautes énergies deux pôles d'intérêt se dégagent : d'une part, les forces, et d'autre part, la constitution intime des particules elles-mêmes. Les forces sont au nombre de quatre : gravitationnelle, forte, électromagnétique et faible. C'est l'unification des deux dernières forces dans une même théorie qui a valu à Abdus Salam, Steven Weinberg et Sheldon Glashow de se partager le prix Nobel de physique 1979.

La constitution intime des particules est également une acquisition relativement récente. Trois cents particules élémentaires pour construire l'Univers semblaient beaucoup et il a bien fallu admettre que des corpuscules encore plus élémentaires (mais moins nombreux) étaient à la base de ces particules (comme le proton ou le neutron). Ces corpuscules (quarks) qui constituent les particules sont actuellement au nombre de quatre : le quark u (up), le quark d (down), l'étrange quark s (strangeness), auquel on associe maintenant le charme du quark c (charm).

Puis, récemment, la découverte d'un méson accusant une masse plus de cinq fois supérieure à celle de l'atome d'hydrogène, semble indiquer que cette particule recèle un nouveau quark, le b : comme beauté, qui s'était déjà manifesté en 1977 lors de la découverte de la particule upsilon. Ajoutons que les quarks sont confinés à l'intérieur des particules et liés entre eux par une sorte de colle, le gluon.

Où en sont les recherches actuellement ! Avec quels moyens est-il possible d'aborder l'étude de telles particules ! C'est en circulant dans les divers laboratoires de l'Organisation Européenne pour la Recherche Nucléaire (CERN) à Genève, que nous avons trouvé quelques réponses.

Introduction

Au cours des siècles, la science a toujours présenté un pôle d'intérêt marquant d'une certaine empreinte l'évolution de notre civilisation. Si les sciences naturelles ont été parmi les premières à préoccuper l'esprit de l'homme, la physique a présenté l'un des éléments essentiels de la science pure dont le développement aboutit aux remarquables découvertes auxquelles nous assistons. Le XX^e siècle est très fertile en événements scientifiques et on peut même dire que la science partage avec la technique la responsabilité du progrès concernant directement l'homme dans ses activités.

La science et la technique sont contraintes de conclure un pacte d'assistance mutuelle afin de réaliser des œuvres communes. Ainsi, la construction de radiotélescopes géants destinés à l'observation astronomique jusqu'aux confins de l'univers, l'exploration des planètes au moyen d'engins spatiaux et l'utilisation des énormes accélérateurs pour sonder la structure de la matière, représentent une évolution particulière de la science moderne. Avec des investissements importants, un travail en équipe et une coopération internationale, on réunit les conditions nécessaires au déroulement des processus rencontrés au cours de la recherche fondamentale. Cet aspect est caractéristique de la physique des particules élémentaires, connue également sous le nom de physique subnucléaire ou de physique des hautes énergies.

La recherche nucléaire fondamentale peut être considérée comme la phase contemporaine des efforts déployés par l'homme en vue de comprendre la structure de la matière. Ces tentatives se poursuivent depuis fort longtemps, probablement depuis que l'homme a développé la faculté de s'interroger sur le monde qui l'entoure. En fait, on peut dire que chacun s'est posé à un moment de sa vie la question de savoir si la matière peut être divisée à l'infini ou si, au contraire, elle est formée de particules bien individualisées. Au cours des dernières décades, on a toutefois assisté à une extraordinaire vague d'intérêt dans ce domaine, aussi bien qu'à une véritable moisson de résultats souvent sensationnels. En effet, c'est seulement depuis le début du siècle que l'homme s'est construit les outils lui permettant d'explorer le monde intérieur de l'atome et de parvenir à mieux comprendre le noyau atomique (fig. 1).

Il y a quelques quarante ans, avec l'emploi des accélérateurs de petite

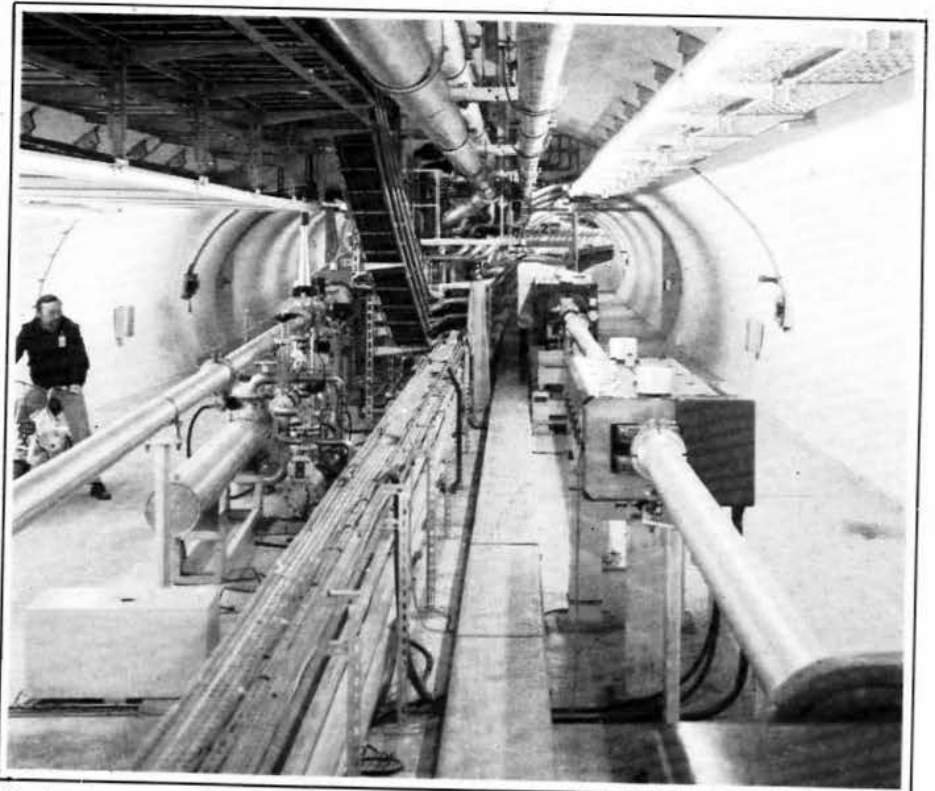


Fig. 1. - Le super synchrotron à protons photographié dans la zone de départ de la ligne de faisceau (à gauche) qui conduit les protons de haute énergie vers la zone d'expériences Nord.

puissance, on a découvert les particules constituant les atomes et leur noyau, ce sont les protons et les neutrons (nucléons), représentant le noyau, et les électrons gravitant autour. A l'heure actuelle, la physique des hautes énergies explore la nature et la structure de ces particules, ainsi que leurs interactions.

Éléments, substances et particules élémentaires

Cette notion de particules élémentaires a changé souvent de sens au cours des siècles. L'eau, la terre, l'air et le feu représentaient les quatre éléments de base chez les Grecs. Beaucoup plus tard, au temps de l'alchimie, d'autres sortes de matières, comme le fer, l'oxygène, le carbone... reçurent le qualificatif de substances élémentaires. Au cours du siècle dernier, on se rendit compte que ces substances étaient composées de molécules, et que celles-ci pouvaient se diviser en atomes. Il y avait alors une centaine de types d'atomes différents qui, à leur tour, prirent le nom de particules élémentaires. Il y a moins d'un demi-siècle le noyau de l'atome fut brisé, libérant des protons et des neutrons, particules communes à tous les atomes. La nature apparaissait très simple dans sa structure : dans chaque atome on retrouvait un noyau composé de neutrons et de protons, puis, gravitant autour, des électrons. Ces trois parti-

cules formaient le pilier de l'Univers ; cette conception était à peine admise que déjà il fallait ajouter une quatrième particule, le photon. Ce grain de lumière a bien compliqué les choses car, si les trois premières particules obéissaient à la théorie corpusculaire de la matière, la quatrième, à l'origine, était considérée comme une onde. Les expériences de Young et Fresnel prouvaient le caractère ondulatoire de la lumière.

Après des années de recherche, L. de Broglie (1924), puis Schrödinger (1926) montrèrent qu'il n'y avait pas d'incompatibilité entre l'onde et le corpuscule, que ce sont au contraire les deux aspects d'une même réalité. Ainsi, une source de lumière monochromatique émet bien des ondes de fréquence donnée comme le veulent les théories ondulatoires, mais lorsque la radiation agit sur la matière (plaque photographique par exemple) c'est par l'intermédiaire du photon. L'amplitude des ondes détermine en chaque point la probabilité de trouver des photons : si l'amplitude est nulle, c'est qu'au même endroit la probabilité de trouver un photon est nulle ; si elle est maximum, la probabilité est également maximum. L'onde lumineuse se réduit à une onde de probabilité de présence du photon et ainsi est conservé le résultat des calculs faits dans la théorie ondulatoire, à propos des franges d'interférences ou de diffraction.

Ainsi la physique ramenait la matière à quatre particules élémentaires. Mais cette conception simplifiée de la

matière devait être encore modifiée, la théorie et l'expérimentation allaient à nouveau compliquer les choses. En effet, à l'heure actuelle, on dénombre plusieurs centaines de particules élémentaires. Cette confusion apparente tient au fait que les particules élémentaires ne sont peut être nullement élémentaires et que dans la dualité énergie-matière, on se trouve plutôt en présence de forces fondamentales agissant sur ces particules. Récemment, des expériences réalisées dans les laboratoires de physique des hautes énergies ont montré que ces particules élémentaires semblaient composées d'objets encore plus petits : les « quarks » (fig. 2).

Les forces fondamentales

La physique des hautes énergies fit entre-temps une autre découverte importante : le comportement des particules n'est régi que par trois types de forces. L'une d'elles est la **force forte** ou force nucléaire. La seconde, environ cent fois plus faible, est la **force électromagnétique** qui était déjà connue il y a cent ans. Elle agit entre toutes les particules qui portent une charge électrique (par exemple, elle lie le nuage d'électrons autour du noyau de l'atome) et elle est à l'origine de tous les phénomènes électriques et magnétiques. La troisième est la **force faible**, beaucoup plus faible que la force électromagnétique, qui intervient surtout dans la radioactivité de certains noyaux et dans la fragmentation de certaines particules. Depuis plus de 70 ans, on connaît un mode d'action de cette force, dit mode à courant chargé. En 1973, des expériences effectuées dans les laboratoires du CERN ont permis de découvrir un second mode selon lequel la force faible peut également agir : le mode à courant neutre.

Il existe un quatrième type de force dans la nature, la **gravitation** qui a été découverte au XVII^e siècle. Elle explique le poids de tous les objets sur la terre et conditionne le mouvement des planètes autour du soleil, mais son action au sein d'objets aussi minuscules qu'un atome, un noyau ou une particule, est extrêmement faible et pratiquement inobservable (fig. 3).

Les difficultés d'une classification

La tâche de grouper les nombreux types de particules en familles, d'après leurs similitudes, a été accomplie en grande partie au cours des 25 dernières années. Le principe fondamental de

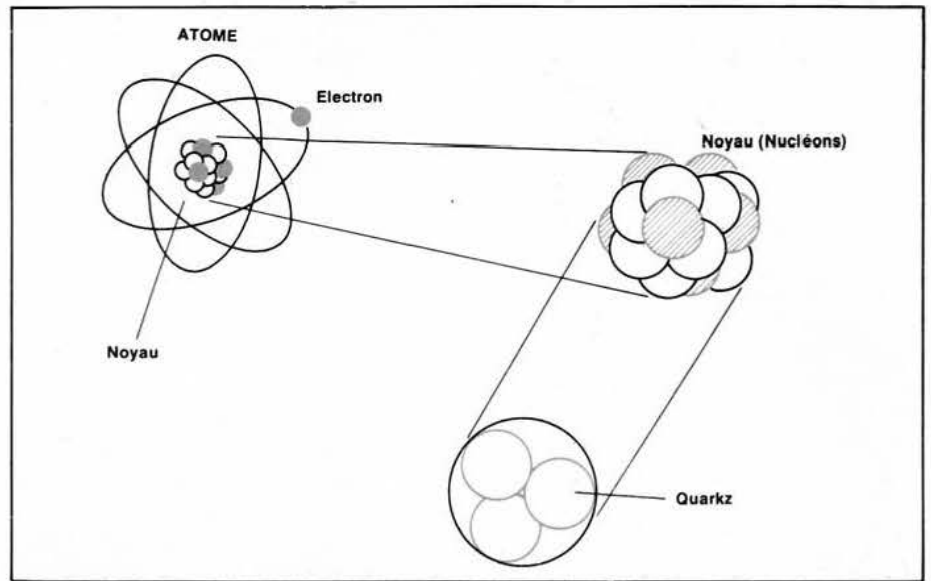


Fig. 2. - Au fil des années, les plus petits éléments constituant la matière, ont été : les atomes, puis les électrons et les noyaux des atomes et enfin les noyaux comprenant les nucléons (protons et neutrons). Depuis quelques années, il semblerait que la matière se divise en objets encore plus petits, les quarks.

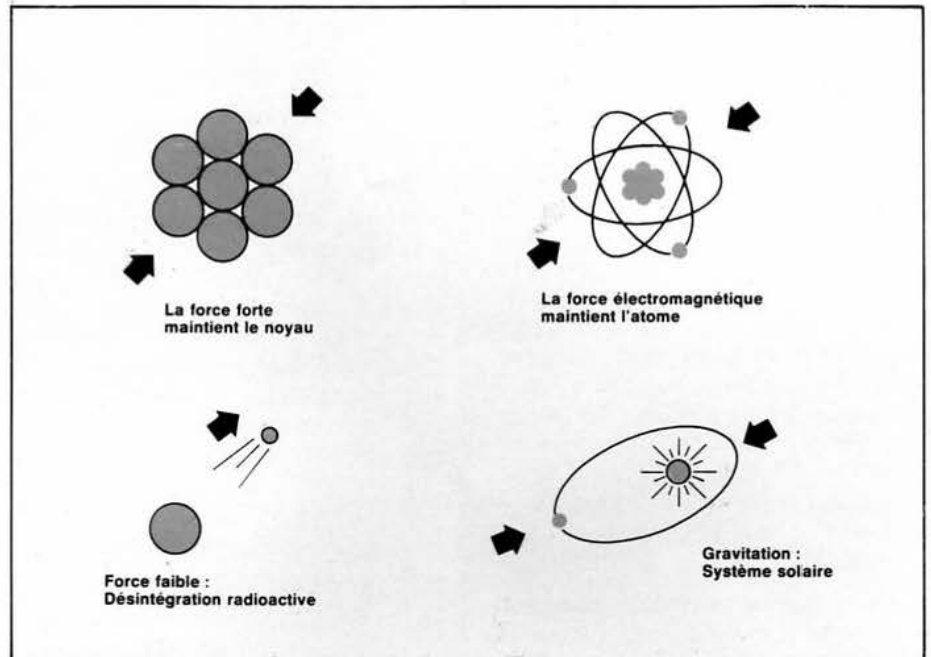


Fig. 3. - Les quatre types de forces mis en évidence au cours de l'étude de la matière.

cette classification consiste à regrouper les particules d'après la manière dont elles subissent les trois forces : forte, électromagnétique et faible. La plupart des particules présentent une analogie avec le proton ou le neutron et sont soumises à la force forte ; elles sont appelées **hadrons**. Quelques-unes ne la subissent pas ; elles sont appelées **leptons**.

Les leptons semblent être des objets ponctuels. Les leptons connus jusqu'ici sont au nombre de cinq sans compter leurs antiparticules car, selon une loi universelle de la nature, à toute forme de matière peut correspondre son antimatière, qui est en quelque sorte son image réfléchie dans un miroir, avec toutes les charges électriques inversées. Il s'agit de l'**électron**, bien connu depuis longtemps, du **muon** qui semble identique à l'électron sauf qu'il est

plus lourd, des deux **neutrinos** associés à l'électron ou au muon, et du lepton **tau**, tout neuf puisque découvert en 1975-76. On pense qu'il y a un sixième lepton, un neutrino associé au lepton tau. Les neutrinos sont des particules fascinantes : ils n'ont pas de masse ou elle est si faible qu'on n'a pu la mesurer et ils ne portent pas de charge électrique. Par conséquent, ils ne sont soumis qu'à la force faible, alors que l'électron, le muon et le tau portent une charge et de ce fait subissent également la force électromagnétique. La force faible est si faible que des flux de neutrinos peuvent tourbillonner de par l'Univers sans interagir avec d'autres particules et qu'ils traversent la terre sans presque rencontrer d'obstacle. Pourtant on peut effectuer des expériences en produisant des faisceaux intenses de neutrinos à l'aide des accélérateurs ; c'est en utilisant un

tel faisceau que le CERN a découvert en 1973 le mode à courant neutre de la force faible.

Les hadrons sont des objets bien plus complexes que les ponctuels leptons. Non seulement il en existe quelque deux cents présentant une large gamme de masses et d'autres propriétés, mais ils semblent présenter une structure interne compliquée. Au cours des années 1960, on découvrit que les nombreux hadrons pouvaient être classés en familles dont certaines comprenaient huit particules et d'autres dix; toutes les particules d'une même famille possèdent de nombreuses propriétés analogues. On comprit ensuite que ces familles pouvaient être édifiées en combinant de différentes manières des entités plus fondamentales appelées **quarks**. Ainsi, un sous-groupe de hadrons (les **baryons** et parmi eux le proton et le neutron) sont formés de trois quarks. Les particules de l'autre sous-groupe (les **mésons**) n'en comportent que deux, plus précisément un quark et un anti-quark.

Les tentatives n'ont pas manqué, au CERN en particulier, mais jusqu'à aujourd'hui aucune expérience n'a réussi à extraire un quark d'un hadron. On a cependant obtenu au début des années 1970 des résultats attestant de l'existence des quarks, en bombardant des protons et des neutrons avec des électrons et des neutrinos de haute énergie. Cela revient à explorer comment le proton et le neutron subissent les forces électromagnétique et faible. Il fut découvert que les électrons et les neutrinos étaient déviés comme s'il existait trois minuscules grains, trois quarks à l'intérieur du proton et du neutron. On découvrit également que les quarks semblaient se déplacer à l'intérieur du hadron au sein d'une matière additionnelle qui subirait très peu les forces électromagnétique et faible, mais qui jouerait probablement un rôle très important pour ce qui est de la force forte. C'est probablement cette matière supplémentaire qui confine les quarks à l'intérieur du hadron en agissant comme une sorte de colle et qu'on nomme le **gluon**.

Une partie importante des recherches actuelles est consacrée à l'exploration de cette structure interne étonnamment riche des hadrons, et en particulier du proton et du neutron qui sont avec l'électron les éléments constitutifs de toute la matière ordinaire qui nous entoure et dont nous sommes formés. Jusqu'à une époque récente, tous les hadrons connus pouvaient être expliqués en faisant intervenir trois types de quarks; deux de ces types se rencontrent dans le proton et le neutron, et par conséquent dans la

matière ordinaire qui nous entoure; le troisième type, appelé quark étrange, ne se rencontre que dans les hadrons plus exotiques, produits dans des réactions de haute énergie. Mais à la fin de 1974, on découvrit de nouvelles particules possédant une masse élevée et de nombreuses propriétés inhabituelles. Ces nouveaux arrivants sont également des hadrons mais ils contiennent un quatrième type de quark appelé quark charmé. Depuis, un cinquième quark dit « bottom » (bas) a été postulé, qui expliquerait la découverte d'une particule dite upsilon. Enfin, un sixième quark « top » (sommet), hante encore les rêves des physiciens théoriciens et expérimentaux mais il est trop tôt pour le situer avec précision. De plus, la théorie estime que chacun de ces quarks devrait exister en trois variantes « colorées ».

Intérêt de la science fondamentale

Le développement extrêmement rapide de la physique subnucléaire (ou physique des hautes énergies) en ce dernier demi-siècle permet difficilement de saisir l'importance de cette discipline. Le manque de perspective laisse à penser que les études menées en physique des hautes énergies sont purement théoriques et ne débouchent sur aucune application pratique. En fait, il n'en est pas ainsi, les découvertes ont apporté à diverses disciplines des éléments permettant de poursuivre leur progression. Ce cheminement, simultané et parallèle, de la science pure et de la science appliquée rend indissociable ces deux formes d'esprit, malgré l'aspect apparent d'indépendance de la science pure. Un simple tour d'horizon va nous montrer que la distance n'est pas très grande entre les théories complexes de la science pure et les applications pratiques qui en découlent.

La théorie quantique

La structure de l'atome, avec son noyau autour duquel gravitent les électrons, est connue depuis longtemps. En revanche, l'étude des propriétés spécifiques des atomes en fonction de la configuration caractéristique de la couche extérieure d'électrons, est d'acquisition plus récente. Cette configuration présente une certaine stabilité et lorsqu'il y a variation, celle-ci s'effectue par bonds d'énergie, c'est-à-dire par étapes quantifiées. La théorie quantique qui découle de cette observation a permis d'expliquer com-

ment les combinaisons et les effets mutuels des configurations électroniques déterminent les propriétés particulières des atomes. Il y a une relation étroite entre les propriétés quantiques et la nature ondulatoire des électrons.

L'importance de la théorie quantique s'est surtout illustrée en chimie en nous permettant de connaître la composition des éléments que l'on rencontre dans la nature, qu'ils soient solides, liquides ou gazeux. Grâce à cette théorie, l'émission et l'absorption des radiations, les phénomènes électriques, les relations entre la matière et la lumière, ont pris un aspect beaucoup plus ordonné de même que les réactions chimiques. Appliqué à la biologie, à la chimie industrielle, à la métallurgie et à l'électronique, le caractère quantique de la structure moléculaire a offert un champ d'investigation et une source d'applications dont il est difficile de mesurer l'importance.

Le noyau de l'atome

Si l'atome pris dans son ensemble a posé des problèmes ardues pour en comprendre sa structure, l'étude du noyau atomique a ouvert les portes d'un monde particulier où l'on retrouve cependant les lois de la théorie quantique. En outre, une loi fondamentale de la nature nous enseigne que plus un objet à étudier est petit, plus l'énergie nécessaire pour l'aborder doit être élevée (fig. 4). Cette énergie varie entre 10^4 et 10^5 eV (électronvolts).

L'étude de la structure du noyau montre la présence de particules, c'est-à-dire les protons et les neutrons, mais un fait encore plus important, l'existence d'une force de cohésion qui maintient ensemble ces deux particules: c'est la force nucléaire dont nous faisons allusion précédemment et qui est différente de la gravitation et de l'électromagnétisme. Cette découverte eut pour conséquence pratique une meilleure connaissance des réactions nucléaires et la possibilité d'envisager la transmutation du noyau d'un élément en celui d'un autre. Abordant également l'étude des états excités du noyau il fut possible, à l'image de la spectroscopie atomique, d'énoncer les lois d'une spectroscopie nucléaire. Notons enfin, comme autres conséquences pratiques, la compréhension des phénomènes radioactifs, de la fission et de la fusion des noyaux atomiques.

A ce niveau des recherches, ce qui peut sembler curieux c'est le rapprochement que l'on peut faire entre les observations effectuées dans l'étude de l'infiniment grand comparées à celles provenant des expériences sur

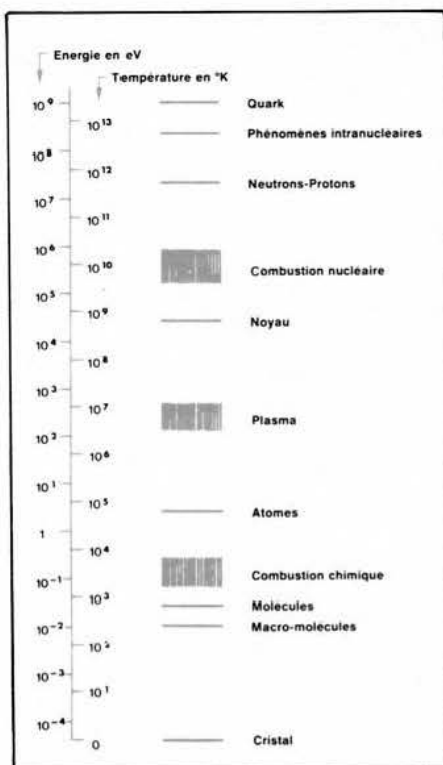


Fig. 4. - Cette échelle quantique montre que pour aborder les éléments de plus en plus petits constituant la matière, il est nécessaire de mettre en œuvre des énergies de plus en plus grandes, ou des températures de plus en plus élevées. Les traits horizontaux représentent les états stables de la matière qui ne peuvent être modifiés que par l'application d'énergies plus élevées. Les zones de traits verticaux représentent les régions intermédiaires où ont lieu des transferts d'énergie.

l'infiniment petit. En effet, l'origine de l'énergie solaire est à rechercher dans l'action des forces nucléaires. Le soleil, ainsi que toutes ses sœurs : les étoiles, brûlent d'un feu nucléaire en transformant l'hydrogène en hélium. Mais revenons sur terre et rappelons-nous que l'étude du noyau de l'atome a conduit à la libération de quantités énormes d'énergie qui, après domestication, ont donné naissance aux réacteurs nucléaires destinés à la production d'énergie électrique. Comme autre conséquence de ces études, la radioactivité artificielle qui, sous la forme de radioéléments, pénètre dans tous les domaines de l'activité humaine.

La constitution du noyau

En descendant encore d'un échelon dans l'infiniment petit nous arrivons à l'intérieur du noyau, au niveau des protons et des neutrons en tant que particules élémentaires. Pour pouvoir les aborder il est nécessaire d'avoir à sa disposition des énergies mille fois supérieures à celles requises pour l'étude du noyau dans son ensemble. C'est donc avec une énergie atteignant au moins le milliard d'électronvolts, ou gigaélectronvolts (GeV), qu'il est possible d'agir sur les particules élémentaires.

A ce stade des recherches, il est indispensable de disposer d'accélérateurs de particules extrêmement puissants. Les dépenses à engager sont énormes mais, si l'on se réfère aux résultats obtenus dans le passé, de grandes perspectives s'ouvrent à la science pure et, par voie de conséquence, de profonds bouleversements sont à prévoir dans les applications pratiques.

Les grands axes de la recherche

Avec les très hautes énergies on pense être en mesure d'aborder l'étude de la structure fondamentale de la matière. Actuellement, les quelques travaux déjà effectués ne se laissent pas classer dans un contexte précis tant sont disparates les résultats obtenus, mais leur multiplication permettra comme cela a pu se faire au cours de l'évolution des sciences.

Les travaux menés, notamment dans les laboratoires du CERN, permettent de se faire une idée de la contribution que ce Centre de recherche a apporté dans la connaissance de la composition fondamentale de la matière. Au fil des années, on peut noter :

- La découverte des **courants neutres** ; elle représente un progrès capital et apporte une preuve convaincante en faveur de l'unification des forces électromagnétique et faible au sein d'une théorie « électro-faible ».
 - La mesure des caractéristiques magnétiques du muon s'est inscrite comme une des plus précises de la force électromagnétique.
 - La création d'atomes **exotiques** où des particules créées artificiellement sont mises en orbite autour des noyaux atomiques, permet de mieux étudier ceux-ci.
 - L'analyse à l'aide de neutrinos de la structure interne du proton et du neutron a contribué à l'identification des quarks au sein de ceux-ci.
 - La recherche systématique des caractéristiques de nombreux hadrons a énormément contribué à la classification de ces corpuscules.
 - Une identification d'une asymétrie entre le déroulement normal du temps (vers l'avenir) et celui du temps que l'on remonterait (vers le passé), a été obtenue par l'étude, à l'aide de kaons neutres, des trois principes de symétrie : de parité, de conjugaison de charge et de renversement du temps.
- Plus récemment, c'est-à-dire depuis le début de 1978, le CERN a participé

à des travaux dont les résultats recourent ceux qui viennent d'être évoqués. Parmi ceux-ci, il est intéressant de noter :

- Les effets de **liaison des quarks** à l'intérieur des protons et neutrons (prédits par la chromodynamique quantique qui décrit les phénomènes de forces fortes), mesurés dans les expériences à neutrinos.
 - La première mesure de durée de vie de **hadrons charmés** (environ $7 \cdot 10^{-13}$ seconde).
 - L'observation de raies spectrales d'**hydrogène antiprotonique** c'est-à-dire d'un atome d'hydrogène dont l'électron est remplacé par un antiproton.
 - L'accumulation de faisceaux d'antiprotons dans un anneau de stockage en vue de la réalisation future de collisions protons/antiprotons.
- Si l'on se tourne vers un avenir proche, on peut envisager quelques travaux qui mettront à contribution les nouveaux accélérateurs actuellement en construction, notamment en Europe, avec le dispositif de collision protons/antiprotons dans le super-synchrotron à protons (SPS) du CERN, ou à plus long terme, avec le grand anneau LEP (Large Electron-Positron), proposé pour les années 1990. Cet anneau utiliserait comme sonde fine de la matière des collisions d'électrons et d'antiélectrons, les positons. Avec de tels moyens, on peut espérer résoudre quelques grandes énigmes et c'est dans cet esprit que seront abordés :
- En première priorité l'étude de la **structure quark-gluon des hadrons** et des réactions mettant en jeu les leptons.
 - L'existence du boson intermédiaire prédit par la théorie unitaire des forces électromagnétique et faible, qui constitue l'une des principales préoccupations pour les prochaines années. Il est prévu, à cet effet, des expériences de collisions protons/antiprotons dans le SPS, à réaliser dès 1981 dans deux régions distinctes d'expérimentation.
 - Et, puisque l'un des grands desseins de la physique subnucléaire de 1979 a consisté à décrire les forces fondamentales de la nature sous un seul développement mathématique : la théorie unitaire des champs. Démontrer alors que les quatre types de forces puissent n'être que des manifestations différentes de quelque chose de plus fondamentale. C'est ce que semblerait indiquer la découverte des courants neutres déjà mentionnée et le succès de la théorie unifiant les forces électromagnétique et faible.

Suite de cet article dans notre prochain numéro

L'Agence Spatiale Européenne (ESA), les Communautés Européennes (CE) et l'Organisation Européenne pour la recherche Nucléaire (CERN) ont inauguré le 6 mars 1980 la première mise en service de l'expérience européenne Stella de transmission de données scientifiques entre les laboratoires de physique subnucléaires et ce, au moyen du satellite européen OTS (Orbital Test Satellite).

Le dispositif Stella permettra de transférer rapidement et avec précision de grandes masses de données électroniques depuis le CERN vers un certain nombre de laboratoires dans les États membres : Desy à Hambourg (RFA), Saclay (CEA) (France, Pise (Italie), Dublin (Irlande) et Graz (Autriche).

Stella, une grande première dans la transmission par satellite des données scientifiques

Stella utilisera le satellite de télécommunications européen OTS lancé en mai 1978 et depuis en orbite géostationnaire. Cette expérience explorera les procédés de transmission précise d'importants volumes de données, atteignant un mégabit par seconde, en temps quasi réel.

L'emploi de Stella devrait permettre de transmettre des données de physique entre les laboratoires participants à des vitesses comparables aux vitesses effectives des ordinateurs, ce qui supprimerait les retards résultant de l'expédition par la poste de bandes magnétiques. Stella contribuera ainsi au renforcement de la coopération européenne en physique et, de plus, cette expérience offrira une aide aux autres organismes participants dans la planification des futurs projets européens de communications.

Il y a cinq ans, le projet Stella voyait le jour. Il avait pour mission de promouvoir de nouveaux développements de l'informatique en Europe, comme le souhaitait la Commission des Communautés Européennes (CCE). Il proposait d'exploiter le nouveau satellite OTS, de l'Agence Spatiale Européenne (ASE) et ce, dans le cadre d'un système régional de communications par satellite pour l'Europe. Enfin, il offrait à des centres de recherches, comme le CERN, la possibilité d'une meilleure communication entre les laboratoires afin d'assurer le traitement des données scientifiques.

Plus précisément, en plus de la mission fondamentale dévolue à un sys-

tème régional européen en matière de téléphonie interurbaine classique et de distribution de programmes de télévision, l'ASE avait mis en évidence la nécessité d'étudier d'autres applications des communications par satellite.

Le CERN envisageait ainsi la possibilité de fournir une contribution basée sur son expérience pratique considérable dans de nombreux domaines du traitement des données, y compris l'emploi de réseaux d'ordinateurs avec des transmissions à débit élevé, en vue de la réalisation de liaisons expérimentales par satellite, avec débits analogues, dans le contexte réaliste et opérationnel des expériences de physique des hautes énergies effectuées au CERN par des physiciens originaires de

laboratoires extérieurs. De telles applications inhabituelles exigeaient l'emploi de canaux avec des débits dans la gamme des Mbit/s (au lieu des kbits/s caractéristiques pour les circuits classiques des P et T), tout en ayant des taux d'erreurs très faibles. Ces deux exigences signifient qu'il est souhaitable de prévoir de petites stations au sol avec leurs antennes, installées sur les sites d'utilisation.

Le satellite OTS

Le satellite d'essais orbitaux (OTS) est un satellite de télécommunications expérimental construit par l'industrie européenne pour le compte de

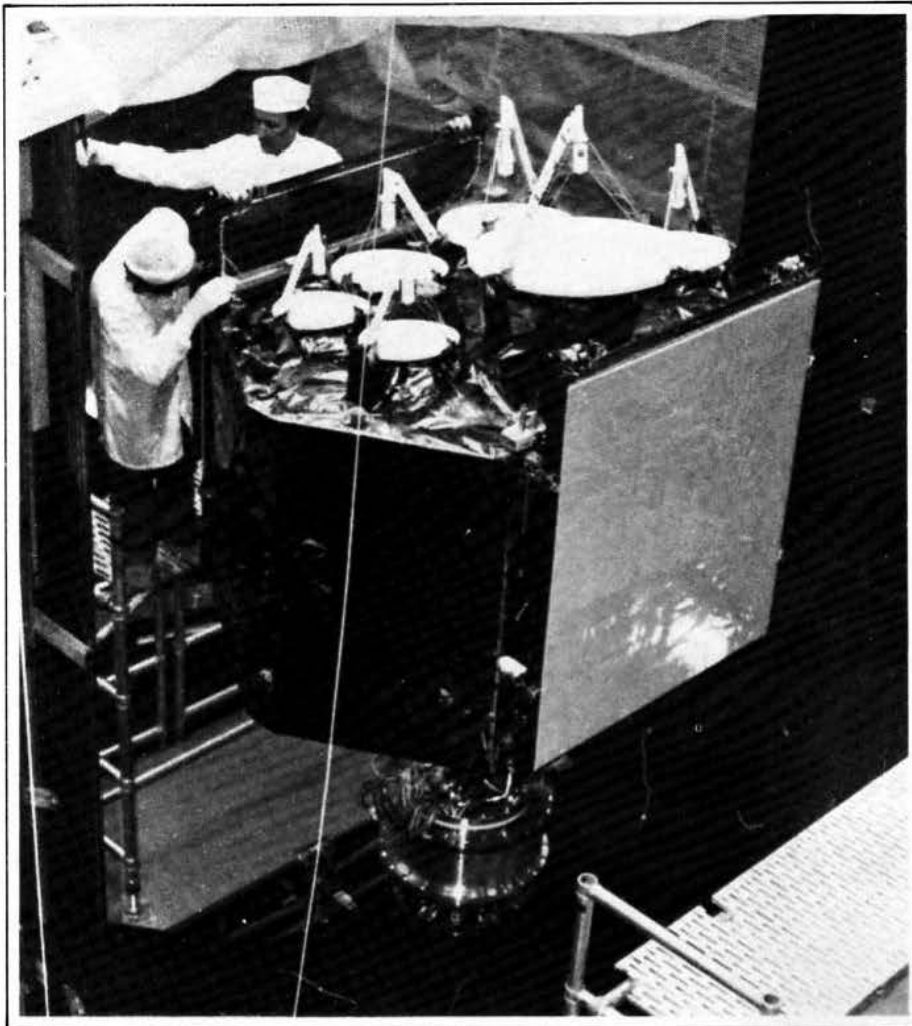


Fig. 1. - Le satellite d'essais orbitaux (OTS) : modèle de qualification en essai d'intégration à Toulouse (photo Matra).

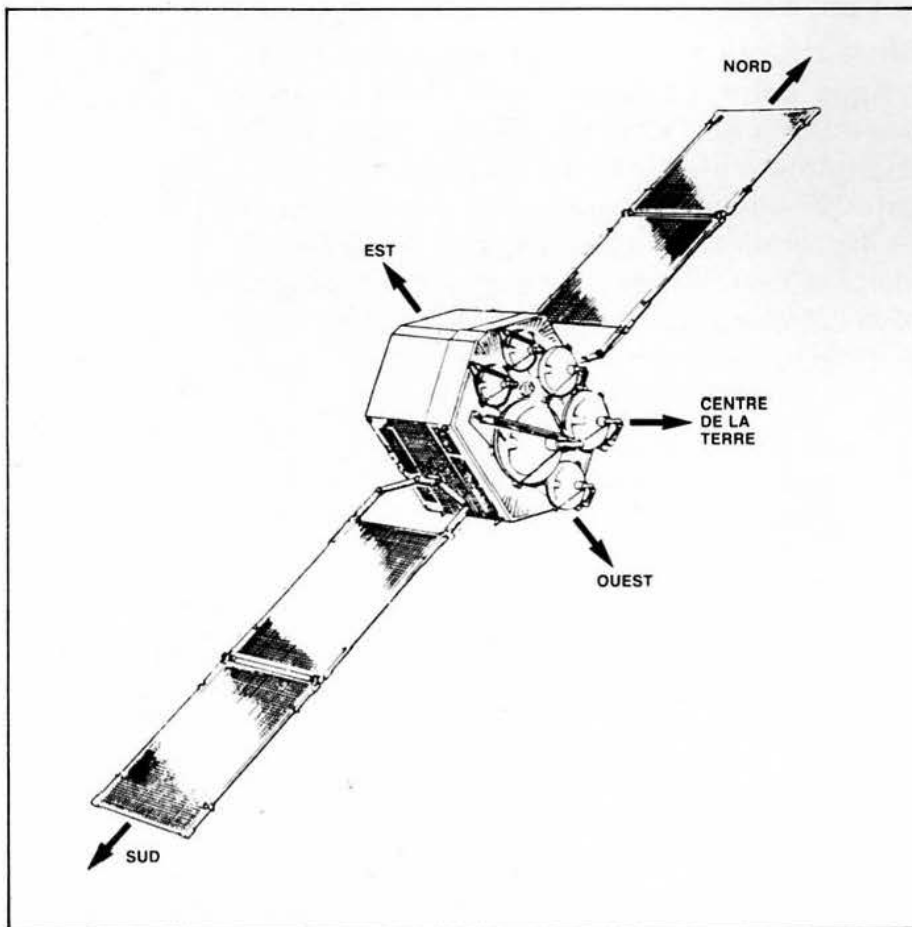


Fig. 2. - Le satellite OTS.

l'Agence Spatiale Européenne (ASE). Lancé de Cap Kennedy en Floride, le 12 mai 1978 par une fusée américaine TD3914, ce satellite a été mis à poste sur l'orbite géostationnaire au-dessus de l'Équateur, à 10° Est de longitude (fig. 1).

Précurseur du futur système de satellites européens de communications, OTS a pour mission de tester les techniques et équipements que ce système utilisera. A cette fin, la majeure partie de la charge utile du satellite est constituée de répéteurs en bande large (40 MHz et 120 MHz) reliés à des antennes à grand gain et à faisceau étroit. Cet équipement sera utilisé pour des essais de transmission numérique à grande vitesse, à des cadences allant jusqu'à 180 Mbits/s, et pour l'essai de techniques sophistiquées, comme l'accès multiple par répartition dans le temps, l'interpolation numérique de la voix et la réutilisation des fréquences par la transmission en discrimination de polarisation.

Outre les répéteurs en bande large déjà mentionnés, OTS contient un bloc de télécommunications en bande étroite polyvalent dont l'utilisation est prévue soit pour des essais de propagation atmosphérique, comportant des mesures de l'atténuation et de la dépolarisation des signaux, soit pour des essais de transmission en bande étroite comme les essais de transmission de données numériques entre petites stations terriennes prévus dans le cadre de l'expérience Stella.

Le satellite (fig. 2) a un corps de forme hexagonale dont l'une des faces (celle qui porte les antennes de télécommunications) est maintenue orientée vers la Terre par un système de stabilisation triaxiale à volant d'inertie. Sur les faces Nord et Sud du satellite sont montés les panneaux solaires qui sont déployés en orbite. Ces panneaux fournissent au satellite l'énergie nécessaire à son fonctionnement; ils sont pivotants pour pouvoir suivre le mouvement du soleil autour de la Terre. A bord du satellite sont également installés: les récepteurs et émetteurs nécessaires à la télécommande et à la télésurveillance de l'équipement de bord du satellite à partir du sol; un ensemble de petits moteurs-fusées à hydrazine servant à maintenir le satellite sur l'orbite voulue et une batterie rechargeable pour alimenter le satellite en éclipse lorsque le soleil est occulté par la Terre.

Les objectifs de STELLA

Deux objectifs bien définis pour Stella se sont révélés intéressants. Il s'agissait en premier lieu de savoir

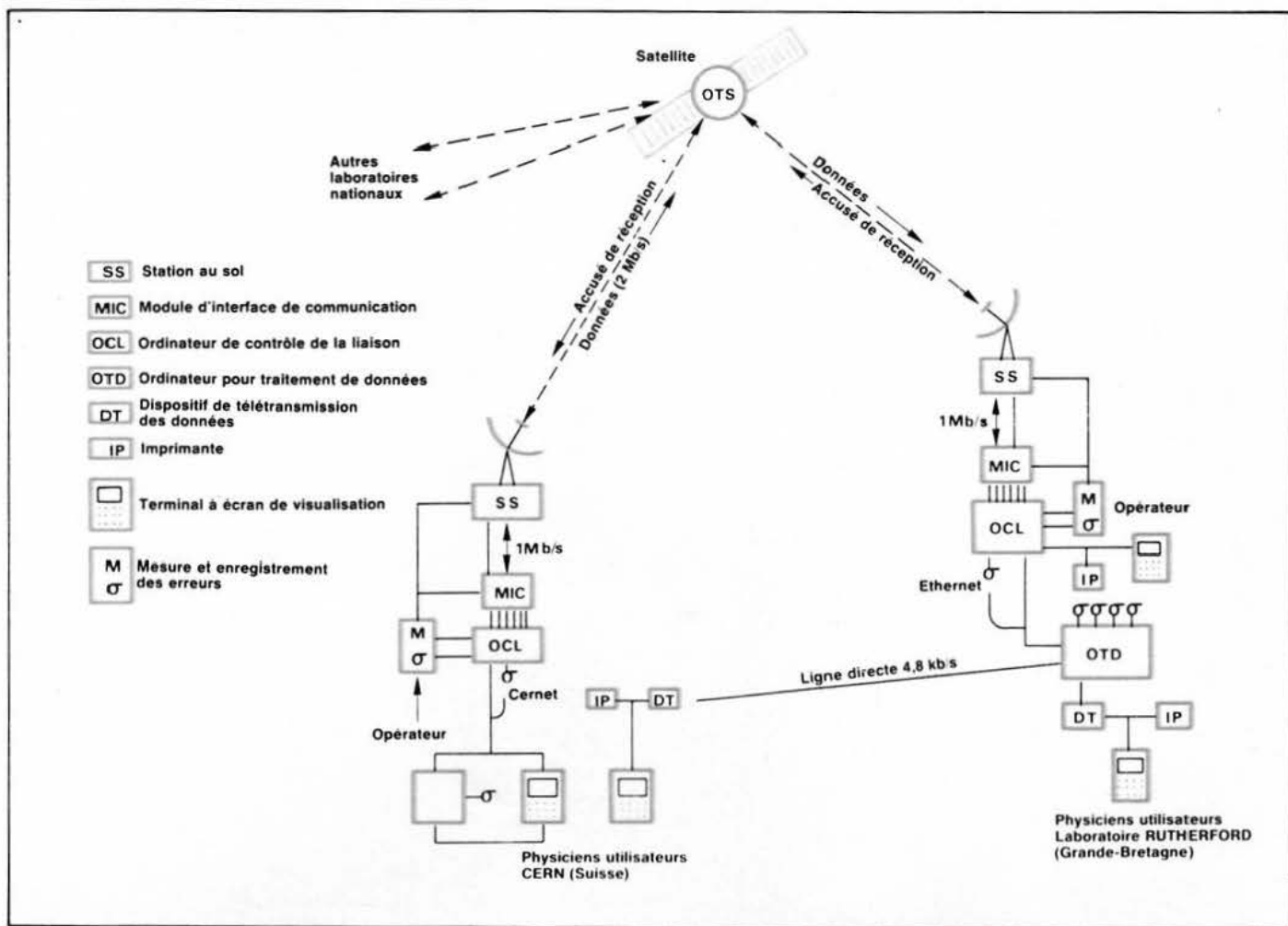


Fig. 3. - Chaîne de traitement de données relative à des expériences effectuées au CERN et analysées au Laboratoire Rutherford.

dans quelle mesure on pouvait atteindre de très faibles taux d'erreurs sur les bits (10^{-9} ou mieux) avec de petites stations au sol travaillant dans la gamme de fréquences : 11-14 GHz, par l'emploi de techniques de codage spéciales. En second lieu, il fallait procéder à une évaluation expérimentale de l'emploi et de la valeur des lignes de transmission de données avec débit de l'ordre du Mégabit, dans le cadre réaliste du traitement des données de physique des hautes énergies. Ces deux objectifs s'inscrivent parfaitement dans le développement général de l'informatique. Le traitement distribué et l'emploi de réseaux constituent l'un des principaux domaines en plein essor dans l'industrie et il est souhaitable de réaliser de tels systèmes qui ouvrent des voies entièrement nouvelles (comme le ferait un réseau ayant un débit dans la gamme des Mb/s qui relierait les ordinateurs des utilisateurs) pour les applications dans la vie réelle et pour un laps de durée adéquate.

À la suite des contacts initiaux entre la CCE, l'ASE et le CERN, sont venus s'ajouter les laboratoires de physique des hautes énergies au Royaume-Uni (Rutherford), en Allemagne (Desy), en Italie (INFN Pise), en France (Saclay), alors que des établissements en Irlande (University College, Dublin) et

en Autriche (Université technique, Graz) s'intéressent surtout aux aspects de la transmission par satellite.

L'un des problèmes pratiques que pose Stella, tient au fait que la plupart des équipements sont différents d'un laboratoire à l'autre. Ainsi, plusieurs types d'ordinateurs différents ont été prévus pour l'exploitation des stations par les laboratoires concernés. Afin de réduire cette difficulté liée à l'incompatibilité potentielle de l'équipement, le laboratoire Rutherford a rédigé le logiciel en utilisant un langage transportable, alors que le CERN a étudié et construit en série un interface universel à débit élevé qui sera inséré entre les ordinateurs et les stations au sol. La liaison entre des ordinateurs et des équipements de transmission de données hétérogènes à l'aide d'interfaces approuvés et de protocoles appropriés représente l'un des aspects qui justifie l'aide fournie par la CCE au bénéfice de ce projet.

Le système STELLA

Les expériences que permettra le système Stella recouvriront des aspects du domaine du traitement de données :

- l'établissement et le contrôle de liai-

sons par satellite avec un très faible taux d'erreur ;

- l'étude des exigences des utilisateurs en matière de transmission de données à débit élevé entre des laboratoires participant à une recherche donnée, avec l'emploi intensif d'une technologie perfectionnée pour le traitement des données.

L'équipement doit comprendre par conséquent des dispositifs pour la mesure des performances des transmissions et des taux d'erreurs, dans une large gamme de conditions d'exploitation et d'ambiance. Il doit également pouvoir être utilisé de manière courante en tant qu'élément pour la transmission rapide des données entre les expériences et les installations de calcul au CERN et dans les autres laboratoires.

Les principaux éléments avec leur incorporation dans les systèmes de traitement de données déjà utilisés en physique des hautes énergies sont présentés sur la figure 3, en prenant le CERN et le laboratoire Rutherford (Grande-Bretagne) comme exemples, étant donné qu'ils accueillent les premières stations mises en service. Chaque station au sol (fig. 4 et 5), c'est-à-dire un système émetteur-récepteur, avec son antenne de trois mètres de

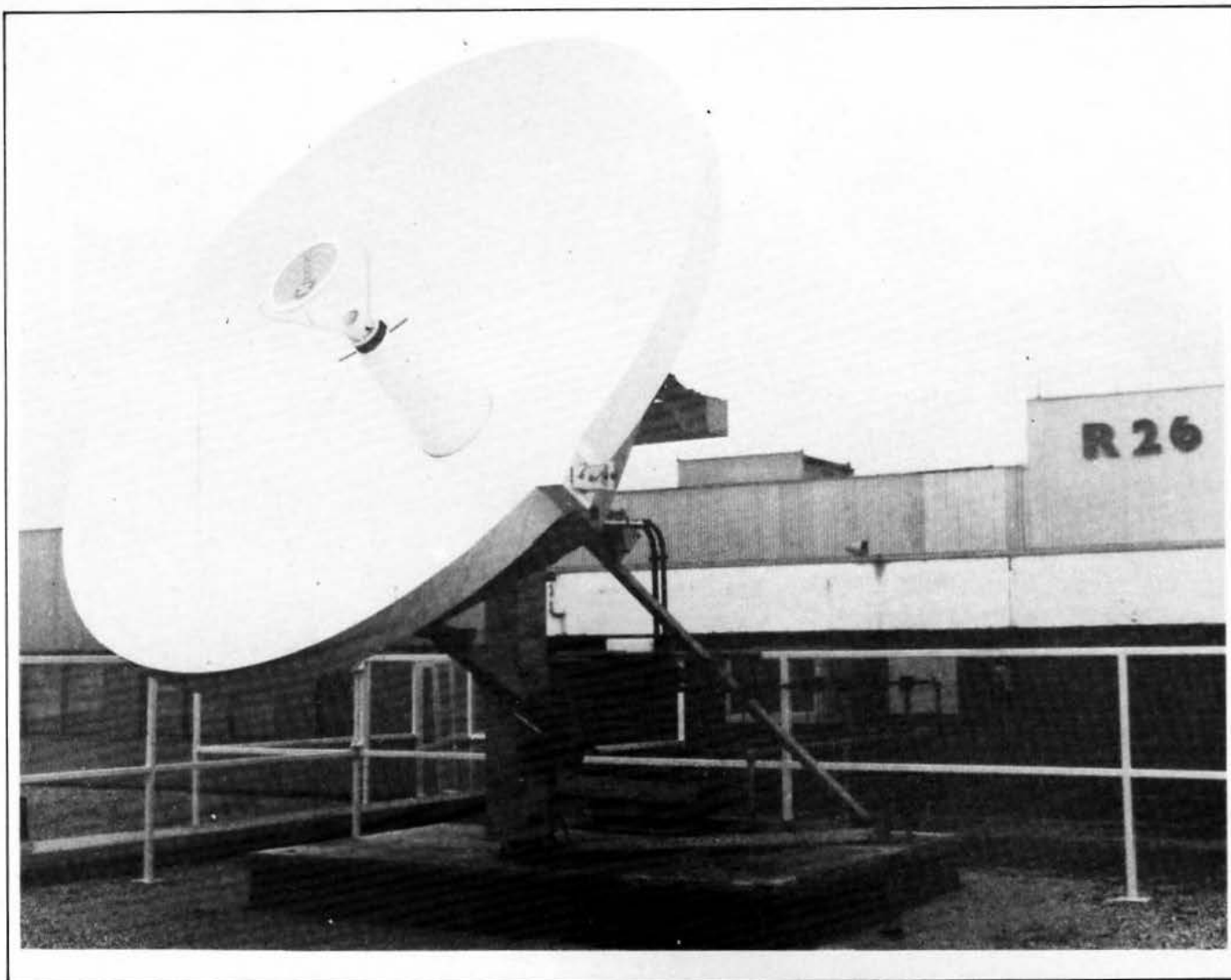


Fig. 4. - L'antenne de trois mètres de diamètre des Laboratoires Rutherford et Appleton en Grande-Bretagne.

diamètre, est commandée par un ordinateur de contrôle de la liaison (OCL), par l'intermédiaire d'un module d'interface spécial pour les communications. Les données à transmettre sont stockées temporairement sur bandes magnétiques dans l'ordinateur OCL, lequel enregistre à son tour sur bande au niveau de la station réceptrice. Au CERN, les données atteignant l'ordinateur OCL proviendront en général de l'ordinateur d'acquisition de données affecté à l'expérience de physique en cours, par l'intermédiaire du réseau interne à débit élevé (CERNET) qui relie les ordinateurs exploités sur le site.

Au laboratoire Rutherford, l'ordinateur OCL est relié au réseau local Ethernet et il peut transmettre les données reçues aux ordinateurs centraux, en vue du traitement. Ainsi, la liaison par satellite Stella relie deux réseaux internes d'ordinateurs, à débit élevé, mais de caractéristiques assez différentes. Cela pose ainsi des problèmes de recherche intéressante qui pourront être abordés ultérieurement.

Comme le montre la **figure 3**, l'actuelle chaîne de traitement pour les données de physique relatives à des

universités du Royaume-Uni ainsi qu'au CERN, de sorte que les physiciens anglais peuvent utiliser à distance les puissants ordinateurs exploités à Rutherford, à la condition que les données et les grands programmes d'analyse soient déjà présents à Rutherford. Les nouvelles données et les nouveaux programmes ne peuvent être effectivement transmis que sur bande ou sur disque; cela exige plusieurs jours, sinon une semaine ou même davantage. Les liaisons Stella sont conçues pour éliminer cet inconvénient et permettre la transmission de données récemment acquises, ainsi que le calcul et le retour des résultats dans un délai s'exprimant en heures et non plus en jours. L'évaluation de cette possibilité et d'autres améliorations opérationnelles dans l'exploitation réelle constituent l'un des principaux objectifs de Stella. On fera intervenir différents groupes de physiciens, originaires de divers établissements nationaux, et participant à des expériences différentes de expériences effectuées au CERN, mais relevant de Rutherford, comprend des postes de soumission à distance des tâches qui sont installés dans les uni-

manière à recueillir un large spectre d'opinions.

Lorsque le système sera devenu opérationnel, il est prévu de transmettre des échantillons de données à raison de plusieurs fois par jour, entre le CERN et les laboratoires nationaux intéressés, avec transfert éventuel de volumes plus importants au cours de la nuit ou en fin de semaine. Les groupes de physiciens noteront l'usage effectif de ces données rapidement transmises, afin d'apprécier l'effet correspondant, au cours d'une exploitation de plusieurs mois, sur l'emploi des ordinateurs au CERN et dans les laboratoires extérieurs. Le système Stella devrait agir également sur les déplacements des chercheurs et sur la possibilité pour les physiciens de participer plus activement au déroulement de leurs expériences tout en restant dans leurs propres centres de recherche. Si de telles liaisons à débit élevé se généralisaient à plus longue échéance, il pourrait en résulter des modifications considérables pour ce qui est de l'installation et de la réalisation des expériences, ainsi que de la fréquence et de l'ampleur des déplacements des cher-

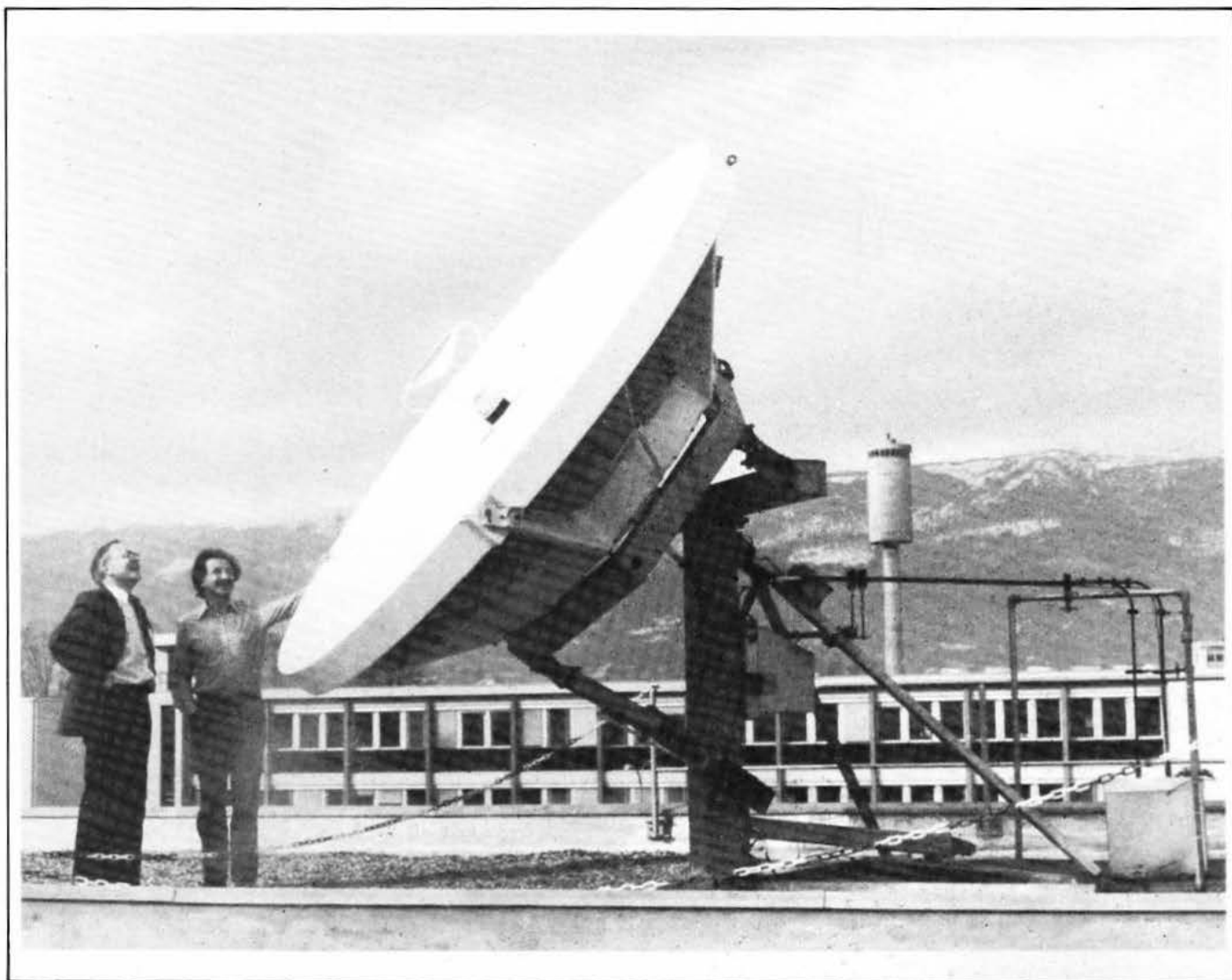


Fig. 5. — L'antenne installée au CERN, tournée vers le satellite OTS, est un maillon de la chaîne reliant les physiciens utilisant le laboratoire européen de recherche subnucléaire, et leurs installations nationales (photo CERN).

cheurs devant s'absenter de leurs universités.

L'autre objectif de Stella, qui est plus technique, concerne l'étude des erreurs de transmission de toutes sortes, de l'efficacité de leur détection et des mécanismes de correction utilisés. A cette fin, les conditions climatiques locales (qui affectent l'amplitude des signaux et les taux d'erreurs) ainsi que les paramètres des stations au sol, seront enregistrées en permanence, tout comme les erreurs de transmission quelconques qui auraient été décelées dans les données. Celles-ci seront transmises au satellite depuis la station émettrice « maître » dans les trames du type ISO HDLC contenant chacune environ 30 000 bits de données, et émises au rythme de 13 trames par seconde. Toutes les autres stations « esclaves » peuvent recevoir des signaux provenant du satellite dont les faisceaux couvrent la totalité de l'Europe occidentale ; elles peuvent enregistrer les données sur bande magnétique lorsque les trames leur sont adressées. Elles transmettent alors en retour de petites trames d'accusé de réception au cours des

intervalles de temps entre les transmissions successives originaires de la station « maître ». Celle-ci peut par conséquent savoir si une trame de données a été incorrectement reçue, auquel cas elle la retransmettra éventuellement plusieurs fois si cela est nécessaire. Des erreurs sur les données sont détectées à la réception dans le cadre de la procédure de transmission HDLC qui inclut une vérification dite contrôle cyclique par redondance (CCR), portant sur les données de chaque trame et capable de mettre en évidence toutes les erreurs probables dues au bruit et aux perturbations affectant la liaison par satellite.

Les taux d'erreur acceptables dans la transmission de données à débit élevé doivent être très inférieurs à ceux que l'on observe par exemple lors d'appels téléphoniques ou sur des canaux à bande passante étroite. Idéalement, une telle liaison ne doit pas introduire plus d'erreurs qu'une connexion directe à courte distance, mais en pratique un taux d'erreur représentant un bit pour 10^9 ou 10^{10} bits transmis apparaîtra dans des retransmissions avec une fréquence raisonnablement

faible. Afin d'atteindre ce résultat, bien meilleur que les performances des lignes des P et T ou des circuits de satellites normaux, on code les données en doublant le nombre de bits transmis, c'est-à-dire que la liaison par satellite travaille à 2 Mb/s, alors que le débit réel des données est de 1 Mb/s. A la réception, cette redondance de 100 % permet d'utiliser des techniques de correction d'erreurs très puissantes qui réduisent d'un facteur 10 000 ou plus le taux d'erreurs global. Pour assurer cette fonction, Stella comprend un codeur-décodeur et l'un des objectifs techniques du programme Stella consiste en une vérification des performances réelles de ce module dans une plage de conditions d'exploitation et climatiques.

L'équipement pour Stella, installé au CERN, représente un ensemble typique, tel qu'il est prévu pour tous les laboratoires. Il est schématisé sur la figure 6. L'ordinateur de contrôle de la liaison (OCL) est relié d'une part au réseau interne à débit élevé (CERNET) qui assure la connection entre les ordinateurs du CERN, et, d'autre part, à la station au sol, par l'intermédiaire du

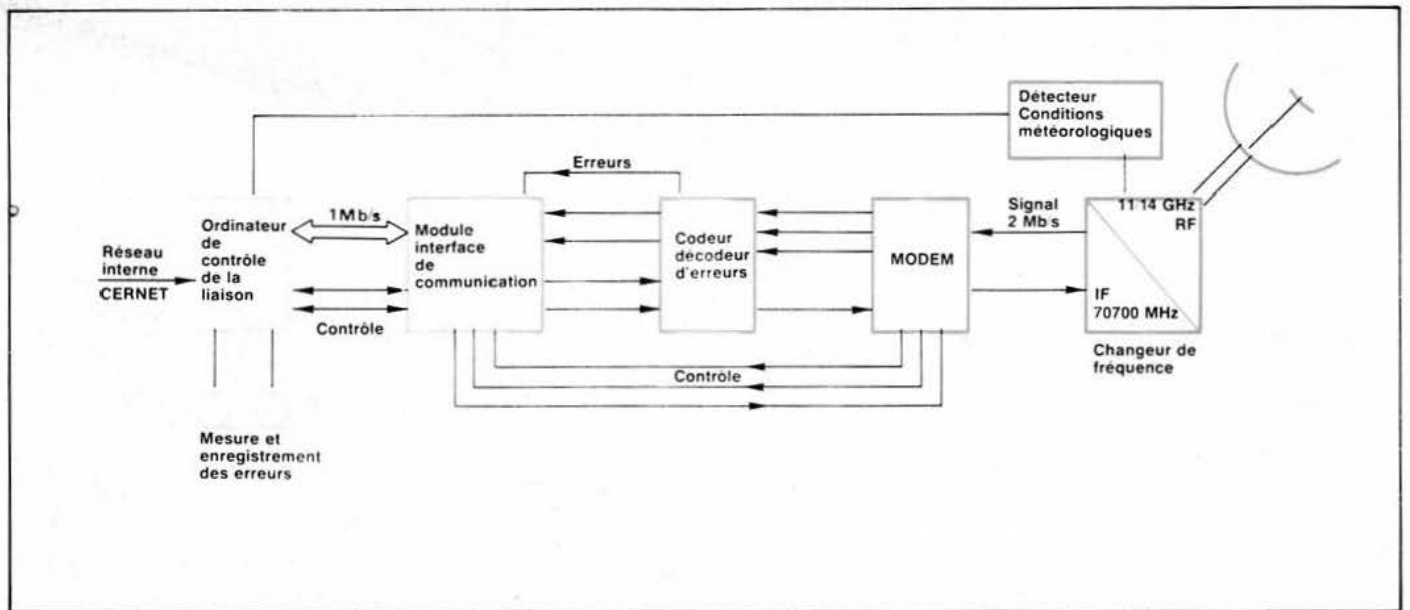


Fig. 6. - L'équipement pour Stella, installé au CERN.

module d'interface spécial pour les communications (MIC). L'ordinateur OCL est un mini-ordinateur standard, possédant un dérouleur de bandes pour le stockage des données à transmettre et des disques accueillant les programmes, les enregistrements de l'état et des erreurs, etc. Le MIC est relié directement à la mémoire de l'OCL. Il comprend un microprocesseur remplissant deux fonctions principales :

- la commande de l'équipement spécial (puce LSI) qui, lors de la transmission, prend les blocs de données dans la mémoire de l'OCL, les convertit dans le format des trames HDLC et les transmet à la station au sol. A la réception, l'opération se déroule dans l'ordre inverse, y compris une vérification par le CCR avec signalisation de toutes erreurs ;
- la génération des fonctions de séquençement critiques pour la transmission et la réception des données

ainsi que pour le maintien de la synchronisation entre les stations « esclaves » et la station « maître ».

Le module MIC a été étudié et construit en petite série par le CERN, à l'intention de tous les participants. Il est conçu de manière à pouvoir être facilement adapté aux différentes marques d'ordinateurs exploités.

L'ordinateur OCL stocke le logiciel pour le protocole de niveau plus élevé, conçu pour la transmission et la réception pour la manipulation des données dirigées vers le CERNET ou qui en proviennent, pour la bande magnétique intermédiaire, ainsi que pour la commande générale de la transmission, l'enregistrement des informations sur l'état et les erreurs, etc. Ce logiciel a été rédigé dans le langage transportable. BCPL, au laboratoire Rutherford. En partie du fait de son large usage au CERN et dans d'autres laboratoires, le BCPL est disponible sur de nombreux

types d'ordinateurs et son emploi évite une multiplication des travaux de logiciel dans le cadre de Stella.

La station au sol comprend un codeur-décodeur, un modem pour la transmission intermittente, effectuant la conversion de l'impulsion en une radiofréquence à 70 MHz puis un système changeur de fréquence classique opérant vers les fréquences finales de transmission-réception, à 14-11 GHz. La puissance maximale en sortie de l'émetteur est d'environ 100 W. Le récepteur comporte un étage d'entrée peu coûteux, à bruit relativement faible. Les performances d'ensemble, dans une liaison avec le satellite OTS, sont telles que compte tenu des caractéristiques théoriques du codeur-décodeur, le taux d'erreurs exigé sur les bits, soit mieux que 10^{-9} , devrait être atteint dans la majorité des conditions atmosphériques.

Jacques Trémolières

Le nouvel analyseur logique DOLCH LAM 4850, est le plus puissant de sa génération avec la possibilité d'analyser **48 voies** à des cadences d'échantillonnage pouvant aller jusqu'à **50 MHz**. La mémoire de **1024 bits** est organisée en **trois blocs indépendants** qui permettent à l'utilisateur de formater l'enregistrement et la restitution de multiples façons pour servir un nombre quasiment illimité d'applications. L'enregistrement simultané de données synchrones et asynchrones est possible.

Le système de déclenchement comprend **4 niveaux de reconnaissance séquentielle** avec cinq retards indépendants. Un autre système inédit de déclenchement permet la reconnaissance d'événements séquentiels à l'intérieur de deux limites d'un flot de données. La mémoire de comparaison de 1024 bits peut être organisée pour ne comparer que certaines sections. Enfin le LAM 4850 est entièrement programmable à distance par l'interface CCITT V24 ou le bus GPIB.

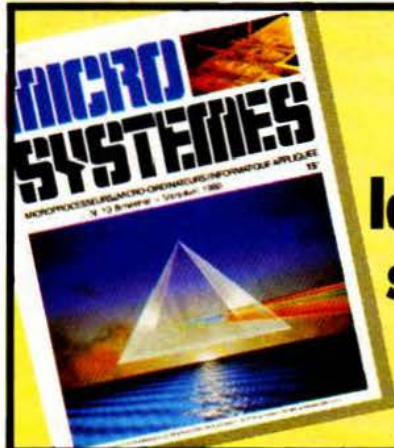


Z.A. des Godets, rue des Petits-Ruisseaux. B.P. 24
91370 Verrières-le-Buisson. Tél. (6) 930.28.80

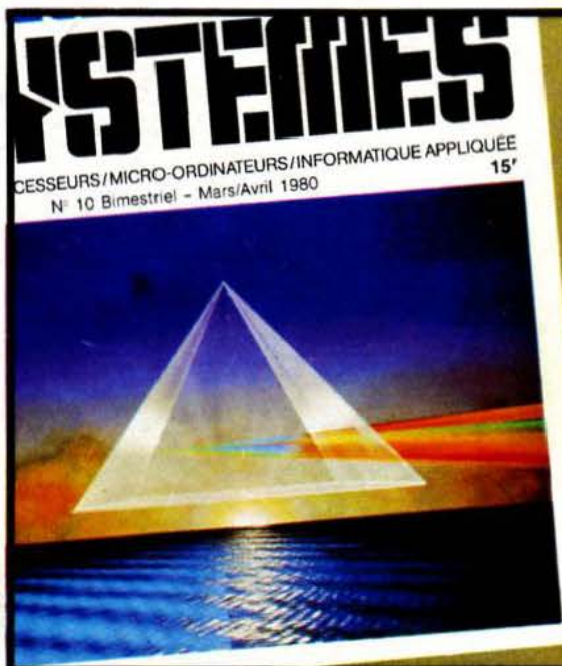
analyseur logique DOLCH 48 voies • 50 MHz



La Bête!



**En 1985,
la moitié des équipements électroniques
sera architecturée autour des
microprocesseurs.**



Que vous désiriez vous initier ou vous former aux techniques des **microprocesseurs** et mettre en pratique par des applications vos connaissances dans ce domaine, vous trouverez dans chaque numéro de Micro-Systèmes une série d'articles qui vous aideront à maîtriser cette technique.

Pour vous en convaincre, lisez plutôt le sommaire du numéro 11 de :

Mai-Juin 1980

Nos rubriques habituelles :

- Une introduction aux microprocesseurs.
- La programmation d'un microprocesseur.
- Initiation aux circuits digitaux.
- Construisez votre voiture robot.
- Le Basic.
- Les langages PASCAL et APL.

Mais aussi :

- Un dossier complet : « Les unités mémoires à disques souples ».

- Les fiches techniques des microprocesseurs couramment utilisés.

- Déterminez vos biorythmes.
- Un programme d'échecs pour micro-ordinateurs.
- Un jeu célèbre : le compte est bon.
- Réalisez une carte mémoire dynamique.
- L'assemblage d'un système à microprocesseur...

Le sérieux d'un journal au service d'une technique.

En vente chez tous les
marchands de journaux.

**MICRO
SYSTEMES**
MICROPROCESSEURS/MICRO-ORDINATEURS/INFORMATIQUE APPLIQUEE



MS
MICRO SYSTEMES

15, rue de la Paix
75002 Paris
Tél. : 296.46.97.