

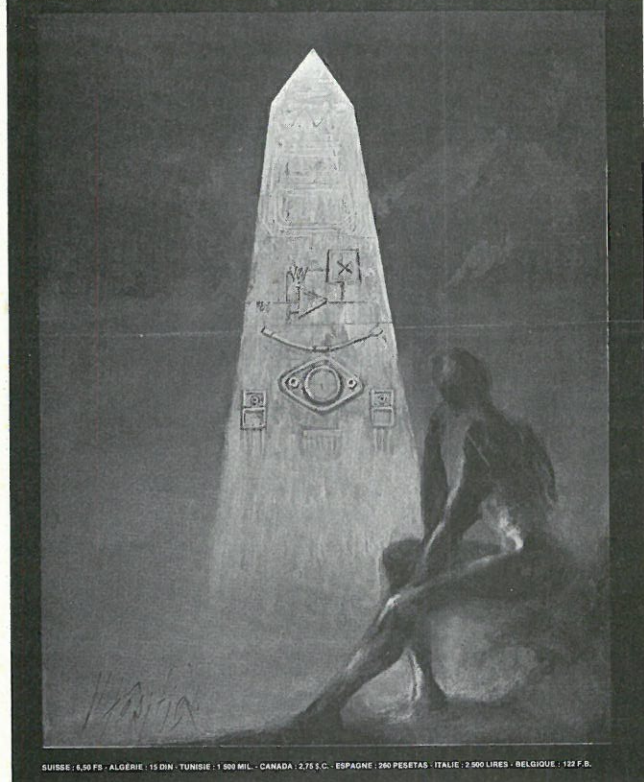
ELECTRONIQUE APPLICATIONS

Trimestriel N° 10 - Eté 1979 - 15 f



ELECTRONIQUE APPLICATIONS

Trimestriel N° 10 - Été 1979 - 15 f



SWISSE : 6,50 F.S. - ALGERIE : 15 DIN. - TUNISIE : 1 500 MIL. - CANADA : 2,75 S.C. - ESPAGNE : 260 PESETAS - ITALIE : 3 000 LIRE - BELGIQUE : 120 F.B.

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

43, rue de Dunkerque, 75010 Paris - Tél. : 285.04.46.

Publicité pour la Belgique : Euro-Publi-Belgium,

avenue 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 : **Philippe Arnould, Jean-Claude Baud, André Billès, Tin Bui Si, Henri Copin, Jos De Neef, André Doris, Pierre Ethenoz, D. Ferrand, Pierre-Louis Grenier, Patrick Gueulle, Daniel Heyden, Jacky Jegou, Félix Juster, M. Lacroix, Pierre Lemeunier, Alain Pelat, Robert Perret, Joël Ranchet, J.-F. Renaud, Jean Sabourin, S. Soegijoko, Emmanuel Toutain, Jacques Trémolières.**

Maquette : **Michel Raby**

Couverture : **Gilbert L'Héritier**

Ce numéro a été tiré à
66 000 exemplaires

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

1 an (4 numéros) : **48 F (France) - 65 F (Etranger)**

Copyright 1979 - Société Parisienne d'Édition

Dépôt légal 2^e trimestre 79 N° éditeur : 737

« 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

Analyse

Les lignes à microruban	85
L'antenne électronique : une solution aux problèmes de réception TV	121

Applications

Stroboscope 10 kHz de forte puissance	17
Utilisation des ultra-sons en mesure de distances	43
Caméra à réseau de photodiodes	47
Convertisseur continu / continu à VMOS	79

Electronique médicale

La mesure du débit cardiaque : la méthode de Fick	5
Les effets biologiques des infra-sons	35

Etude

La commutation téléphonique temporelle	13
Limitation du dV/dt à la commutation	31
Fonction de transfert des filtres polynomiaux	143
Méthode d'élaboration des compteurs d'impulsions	145

Mesures

Multimètre à microprocesseur (suite et fin)	69
---	----



Gestion d'automatisme par microprocesseur	105
Générateur d'impulsions à 6800	115

Schémathèque

Presse technique étrangère	97
----------------------------	----

Technologie

Le circuit imprimé : la protection des circuits la soudure, l'étamage	51
---	----

Les terres rares	59
Après le Salon des Composants et Inova	125
Les satellites artificiels	128
Cohérence et décohérence	139
Bibliographie	152
Réseaux de distribution des semi-conducteurs	155
Erratum du numéro précédent	162
Nouveautés	165
Encart Lambda N° 1	67
Encart Lambda N° 2	137
Bulletin d'abonnement	170

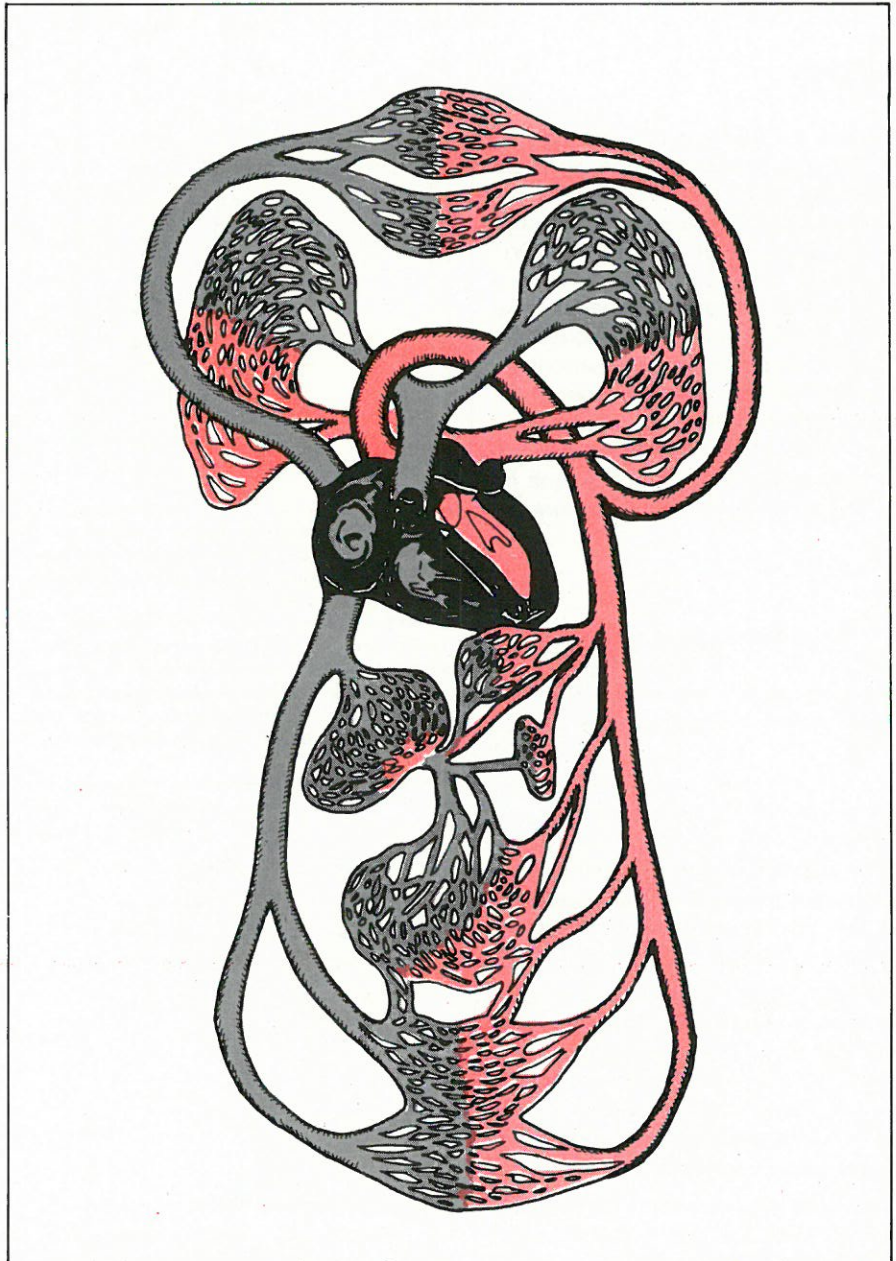
Nous avons consacré deux précédents articles au débit cardiaque et aux différentes méthodes qui permettent son calcul ou sa mesure (E.A. n° 8 et n° 9). Nous avons exposé les méthodes de dilution : **thermodilution** et **dilution de colorants** ou de **radio-isotopes**, procédés de mesure appliquant le principe de « **Stewart Hamilton** ».

Nous présentons aujourd'hui la « **méthode de Fick** » qui permet le calcul du débit cardiaque par la mesure de la consommation d'oxygène du patient.

Le débit pouvant par ailleurs être considéré comme le produit d'une vitesse par une section de passage, nous terminons notre exposé par la présentation des principes des « **vélocimétries** » ultrasonores et électromagnétiques.

La mesure du débit cardiaque:

la méthode de Fick



Rappel sur les méthodes de dilution

On peut considérer, le débit comme le quotient d'un volume par un temps; c'est d'ailleurs sa définition physique.

La mesure du temps ne présente pas de difficulté particulière. La mesure du volume se fait en général par dilution d'un indicateur : gaz, quantité de chaleur positive ou négative, radio-isotopes, colorants, etc.

Cette dilution peut être effectuée de façon brève (injection du traceur de courte durée) : c'est la méthode de « **Stewart Hamilton** » qui emploie des traceurs variés (voir E.A. n° 8 et n° 9).

Elle peut être effectuée de façon continue; le traceur étant éliminé à chaque tour du circuit sanguin ce qui évite sa recirculation : c'est le principe de « **Fick** ».

Méthode de Fick

1) Principe

Dans la méthode de **Fick**, on part du principe que tout l'oxygène absorbé par les poumons en un temps donné est abandonné au sang qui, de l'état veineux (non oxygéné) dans l'artère pulmonaire, passe à l'état artériel (oxygéné) dans les veines pulmonaires et le cœur gauche. En mesurant la quantité d'oxygène absorbé par les poumons et la teneur en oxygène du sang de l'artère pulmonaire ou du cœur gauche, on peut calculer le volume de sang qui a traversé en un temps donné le poumon, donc le débit pulmonaire :

Débit pulmonaire =

$$\frac{\text{Consommation d'oxygène}}{\text{Teneur O}_2 \text{ du sang veine pulmonaire} - \text{Teneur O}_2 \text{ du sang artère pulmonaire}}$$

Chez un malade ne présentant pas de « shunt » (« court-circuit » intracardiaque droite gauche ou « court-circuit » intravasculaire) le débit systémique est approximativement égal au débit pulmonaire.

On peut obtenir le débit systémique vrai de la même manière en exploitant la différence de teneur en oxygène des sangs artériels (prélevés dans l'artère fémorale, l'humérale, la radiale) et veineux (prélèvement dans la veine cave supérieure ou l'oreillette droite).

La différence des débits pulmonaires et systémiques permet de quantifier le débit de l'éventuel shunt.

2) Modalités pratiques

Ce principe énoncé dès 1870 ne devint applicable qu'avec la maîtrise du cathétérisme cardiaque par « **Courmand** » (1940).

L'application du principe de **Fick** implique la réalisation simultanée des opérations suivantes :

- prélèvement d'un échantillon sanguin dans l'artère pulmonaire par cathétérisme cardiaque classique;
- prélèvement d'un échantillon sanguin dans le cœur gauche par cathétérisme simultané droit gauche (sang veineux pulmonaire, auriculaire gauche, ventriculaire gauche ou aortique) ou de sang artériel systémique par

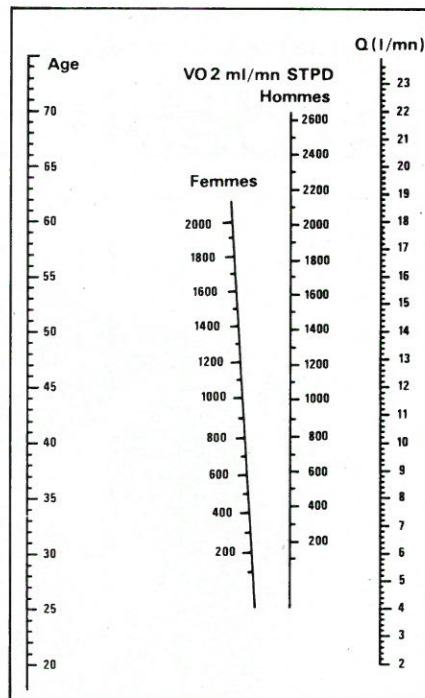


Fig. 1. - Nomogramme destiné à déterminer la valeur théorique du débit cardiaque (Q) en fonction de l'âge, du sexe et de la consommation d'oxygène (VO2); (d'après C.A.GE).

Utilisation pratique : joindre par une droite les valeurs correspondant à l'âge et à la consommation d'oxygène du sujet et prolonger la droite obtenue jusqu'à la ligne côté du débit cardiaque Q. L'erreur standard de l'estimation est de $\pm 1,4$ l/mn chez les hommes et de $\pm 1,13$ l/mn chez les femmes.

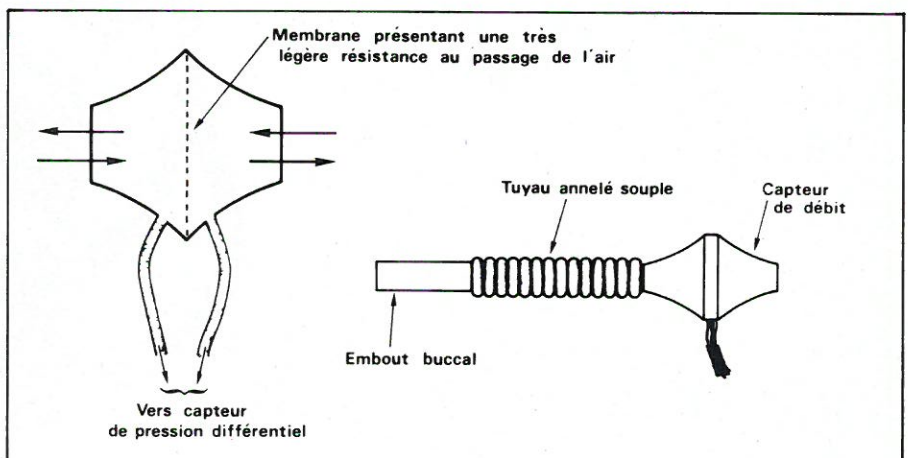


Fig. 2. - Principe et aspect d'un capteur de débit pulmonaire.

ponction d'une artère périphérique (artères radiale, humérale, fémorale);

- mesure simultanée de la consommation d'oxygène.

a) Les prélèvements sanguins :

Ils doivent être effectués avec soins et tous les paramètres susceptibles d'influencer la teneur en O₂ du sang doivent être maîtrisés :

- prélèvements effectués lentement avec de faibles aspirations, conservés au frais et à l'abri de l'air si l'analyse immédiate n'est pas possible.

b) Dosages de l'oxygène dans le sang :

Divers procédés permettent le dosage de l'oxygène :

- procédés gazométriques (technique de « **Haldane** »),
- procédés manométriques (technique de « **Van Slyke** »),
- procédés photométriques : procédés rapides donc très employés.

Ces procédés fournissent soit le contenu en oxygène du sang par unité de volume, soit la saturation (pourcentage d'oxygène) qui permet de retrouver le résultat précédent connaissant la capacité oxyphorique du sang :

Contenu O₂ = saturation × capacité oxyphorique

où capacité oxyphorique = taux d'hémoglobine × K

K = 1,34 cm³ oxygène/g. d'hémoglobine.

c) La mesure de la consommation d'oxygène :

C'est certainement la partie la plus délicate de la mesure, le dispositif de mesure, (masque facial, embout buccal du spiromètre) pouvant en effet influencer par un mécanisme psychologique l'état basal du patient.

Divers équipements sont employés :

- « **Métabographe** » de « **Fleish** »,

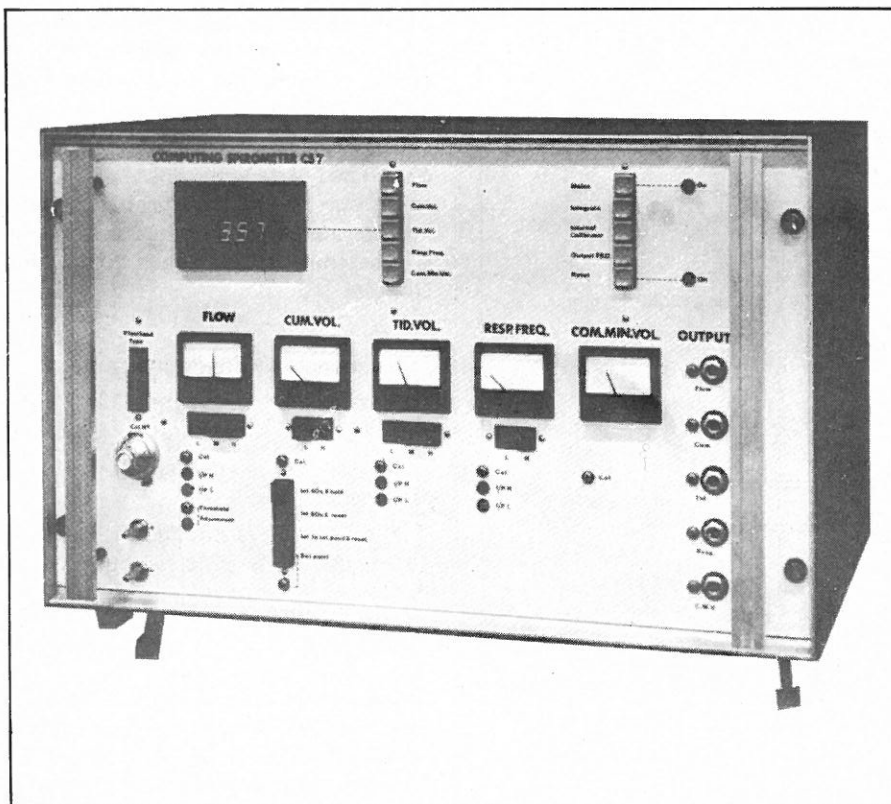


Fig. 3. — Un pneumotachographe ; noter la multiplicité des paramètres fournis : débit d'air instantané, volume courant, volume total. Remarquer en

bas à gauche les entrées pneumatiques destinées à la connexion du capteur de la figure 2.

— spiromètres divers, (voir fig. 2 et fig. 3),

— diaféromètre (exploitation de la différence de conductivité entre les gaz).

Des tables de consommation d'oxygène permettent à la rigueur l'évaluation de la consommation d'oxygène, particulièrement chez les très jeunes enfants pour lesquels la mesure est difficile, en fonction du sexe, de l'âge, du poids du sujet (voir fig. 1 un nomogramme destiné à l'estimation du débit cardiaque en fonction de la consommation d'oxygène).

d) Épreuve d'effort :

La mesure du débit cardiaque par la méthode de Fick, comme les autres procédés de mesure du débit cardiaque, peut-être réalisée pendant ou à l'issue d'une épreuve d'effort : exercice physique contrôlé et limité destiné à mettre en évidence les défauts de la fonction cardiaque, pas toujours évidents à l'état basal.

3) Résultats

Le principe de Fick correctement appliqué est considéré de façon quasi universelle comme le principe de référence des mesures de débit cardiaque. La corrélation entre la méthode de Fick et la méthode de dilution de colorant est bonne : le coefficient de corrélation

est de 0,85 pour une probabilité de corrélation de 0,99.

La mesure du débit pulmonaire (débit droit), et du débit systémique (débit gauche) permet la quantification des shunts, le calcul des résistances circulatoires pulmonaires (hypertension pulmonaire), des surfaces valvulaires, etc.

Il est toutefois nécessaire de se méfier des variations pathologiques et physiologiques du débit cardiaque susceptibles de modifier l'interprétation qu'il convient de donner à une mesure (voir E.A. n° 8 p. 6).

4) Validité

Bien entendu, la méthode de Fick a aussi ses limites en particulier, la mesure n'est valable que lorsque le patient est dans un état rigoureusement stationnaire, ce qui n'est pas toujours facile à réaliser surtout dans le cas de mesures en cours d'épreuves d'efforts.

Il faut par ailleurs que la ventilation pulmonaire soit stable et plus précisément que la ventilation alvéolaire soit stable c'est-à-dire qu'il faut que la quantité d'oxygène consommée, mesurée au niveau de la bouche du patient, soit égale à chaque instant à la quantité d'oxygène diffusée à travers les alvéoles pulmonaires et transportée aux tissus : les troubles de la ventilation pulmonaire, obstructions bronchi-

ques, etc. seront donc autant de sources d'erreurs de mesure.

Il faut bien sûr, comme dans les autres méthodes de dilution, se méfier de l'existence éventuelle de « shunt » droite — gauche.

L'application simple du principe de Fick amène à négliger la consommation d'oxygène propre du poumon, consommation qui d'après certains auteurs peut atteindre jusqu'à 15 % de la consommation totale, ce qui cause une surestimation du débit calculé.

Notons que, le principe de Fick fournit le débit des hématies, et non le débit sanguin. Il peut être nécessaire de tenir compte de ce fait, particulièrement dans la surveillance des patients en état de choc chez lesquels le temps de circulation des hématies est significativement plus court que le temps de circulation du plasma.

Enfin, comme nous l'avons dit précédemment, les prélèvements sanguins doivent être effectués avec soins et manipulés de façon à éviter toute variation parasite de la teneur en oxygène.

5) Méthode de Fick au CO₂

L'application indirecte du principe de Fick en utilisant le CO₂ produit par l'organisme au lieu de l'oxygène consommée permet également la mesure du débit cardiaque :

$$D.C. = \frac{\text{CO}_2 \text{ produit par unité de temps}}{\frac{\text{Contenu CO}_2 \text{ sang veineux} - \text{Contenu CO}_2 \text{ sang artériel}}{V_p \text{ CO}_2}}$$

- la production de CO₂ par unité de temps est mesurée dans l'air expiré
- la concentration en CO₂ du sang artériel périphérique est déduite de la concentration en CO₂ de l'air alvéolaire (au niveau de l'alvéole pulmonaire, il y a équilibre entre ces concentrations)
- la concentration en CO₂ du sang veineux est plus délicate à obtenir : si un patient réinspire son air expiré suffisamment longtemps, le taux de CO₂ de l'air alvéolaire devient égal à celui du sang veineux : c'est le « rebreathing », qui s'effectue bien entendu dans un air enrichi en oxygène.

La méthode est restée jusqu'à ces dernières années d'application difficile. Toutefois, les progrès technologiques ont permis le développement d'appareillage complexe simplifiant la réalisation des multiples opérations exigées.

La figure 4 que nous ne commentons pas donne une idée de la complexité du dispositif à mettre en œuvre !

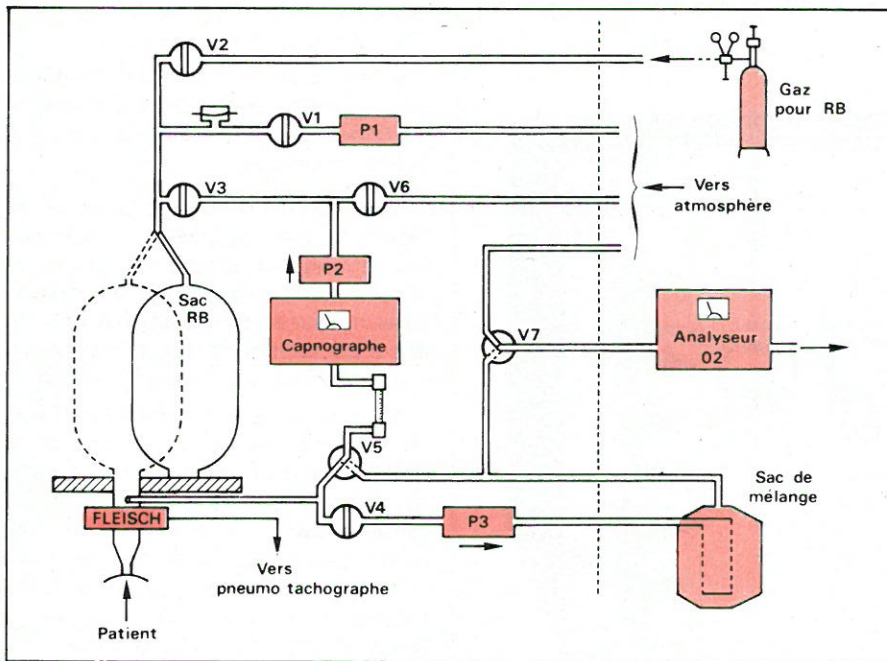


Fig. 4. - Schéma général de l'instrumentation pour la méthode de « rebreathing » au CO₂ (d'après DEGRE, VANHERLE, DENOLIN).

La mesure du débit cardiaque par les méthodes vélocimétriques

Le débit peut être considéré comme le produit d'une vitesse par une section de passage.

Il existe divers procédés permettant la mesure de la vitesse sanguine dans un vaisseau : vélocimétrie électromagnétique (application de la loi de **Laplace** de l'électromagnétisme), vélocimétrie ultrasonore (application de l'effet **Doppler**, ou variation du temps de transit d'une onde ultrasonore traversant un écoulement en fonction de la vitesse de l'écoulement).

Ces méthodes que nous allons maintenant détailler permettent essentiellement des mesures de débits locaux. Elles sont cependant applicables à la mesure du débit cardiaque : mesure du débit dans l'aorte ascendante : débit du cœur gauche, mesure du débit dans l'artère pulmonaire : débit du cœur droit.

La vélocimétrie la débitmétrie ultrasonore par effet Doppler

1) Rappels

● Ultrasons :

Les ultrasons sont, comme les sons, des vibrations qui nécessitent un support pour se propager. Le domaine de fréquence des ultrasons débute vers 18/20 kilohertz (fréquences extrêmes supérieures du spectre audible) et s'étend jusqu'à plusieurs dizaines de MHz.

Un faisceau d'ultrasons se propa-

geant dans un milieu non homogène (en l'occurrence les tissus du corps humain) subit :

- une absorption dans le milieu de propagation d'autant plus forte que le milieu est absorbant, que le chemin parcouru est long et que la fréquence des ultrasons est élevée ;
- des réflexions sur les diverses discontinuités du milieu de propagation ;
- une partie seulement de l'énergie ultrasonore appliquée à l'entrée du milieu de propagation est donc transmise en sortie.

● Effet Doppler Fizeau :

C'est une loi générale : lorsqu'une

onde quelconque est réfléchiée par un objet en mouvement, la fréquence de l'onde réfléchiée est influencée par la vitesse relative du réflecteur mobile.

L'angle entre la direction de propagation de l'onde et la vitesse du mobile réflecteur intervient également dans l'expression mathématique qui donne le glissement de fréquence dû à l'effet **Doppler** (fig. 5).

$$\Delta f = f \cdot \frac{v}{c} \cdot \cos \theta$$

f : fréquence de l'onde incidente

c : vitesse de propagation de l'onde dans le milieu considéré

v : vitesse relative de l'émetteur et du récepteur

θ : angle entre la direction de propagation de l'onde et la direction de la vitesse du récepteur.

2) Principe

Dans notre application à la mesure des vitesses sanguines, (voir fig. 6) l'onde ultrasonore, après propagation dans les tissus présents entre le transducteur « émission » et le vaisseau, est rétrodiffusée par les globules rouges du sang et, après propagation inverse, reçue, finalement par le transducteur « réception ».

On peut écrire :

$$\Delta f = 2 f \cdot \frac{v}{c} \cdot \cos \theta$$

où :

Δf est le changement de fréquence dû à l'effet Doppler

f : la fréquence ultrasonore employée

v : la vitesse sanguine

c : la vitesse de propagation des sons dans les tissus (environ 1500 m/s.)

θ : angle entre la direction du faisceau d'ultrasons et le vaisseau observé.

Le facteur « 2 » s'explique par le fait que dans ce cas, il y a cumul de deux effets **Doppler** successifs, le mobile réflecteur jouant tour à tour le rôle de récepteur mobile par rapport à l'émetteur puis d'émetteur mobile par rapport au récepteur.

La mesure de Δf , connaissant θ , permet donc le calcul de v . Le passage de la vitesse sanguine au débit suppose la connaissance du diamètre du vaisseau et du profil de vitesse dans la lumière vasculaire ce qui n'est pas chose facile !

Les fréquences ultrasonores employées vont de quelques MHz à plusieurs dizaines de MHz. Leur choix dépend du type de vaisseau examiné : toutes autres choses étant égales par ailleurs, plus la fréquence ultrasonore choisie est élevée, plus la résolution obtenue est bonne. Inversement plus la profondeur d'exploration possible est faible.

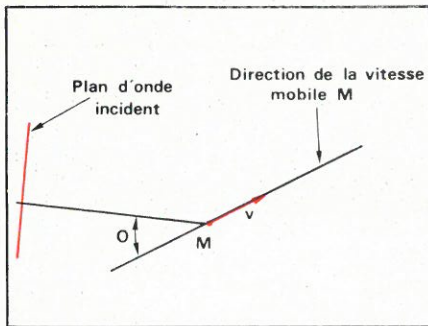


Fig. 5. - L'effet Doppler-Fizeau.

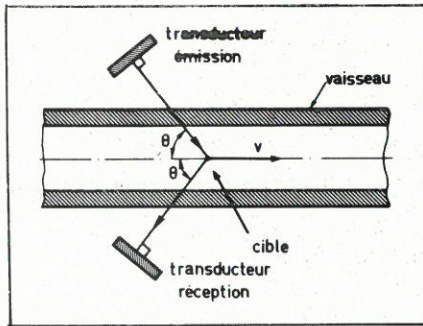


Fig. 6. - L'effet Doppler-Fizeau
 $\Delta f \approx 2f.v/c. \cos$

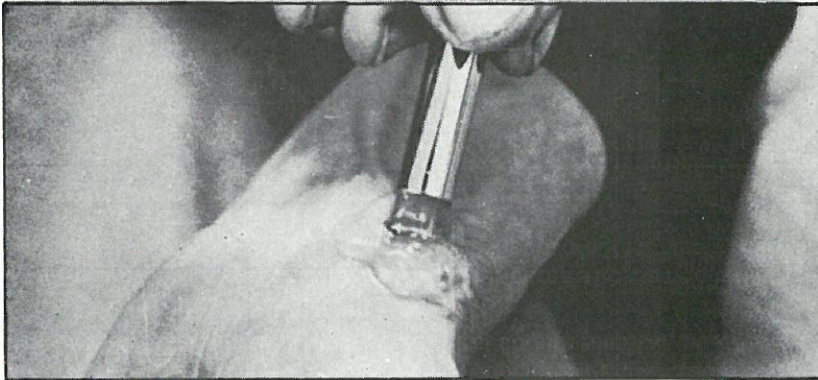


Fig. 11. - Photographie représentant le capteur en place pour l'observation de la vitesse dans l'artère

radiale. On notera l'interposition d'un gel aqueux entre le transducteur et la peau.

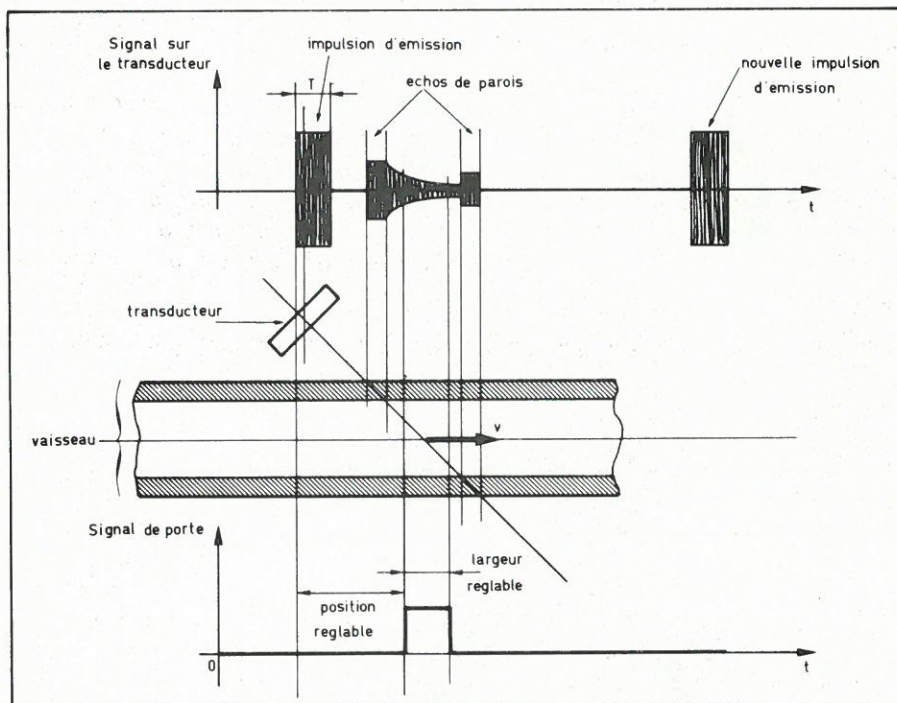


Fig. 7. - Principe des appareils Doppler pulsés.

Plusieurs types de mesures sont possibles :

● Émission ultrasonore continue et mesures transcutanées :

Le gros intérêt des méthodes ultrasonores est qu'elles permettent des mesures totalement atraumatiques pour le patient.

Lors d'une mesure transcutanée en « Doppler continu », il est en général impossible (tout au moins en employant des procédés simples) de connaître θ , angle entre la direction de propagation des ultrasons et la vitesse

sanguine observée. On a donc $v = k. \Delta f$ ou k est constant pendant la mesure ; on ne connaît donc v qu'à une constante multiplicative près.

Par ailleurs, la relation $\Delta f = 2 f v / c \cos \theta$ est écrite pour un seul mobile réflecteur. Il en existe en fait une multitude, animé de vitesses différentes (profil de vitesse dans le vaisseau). L'appareillage doit donc traiter le signal reçu, en faisant des hypothèses sur la forme du profil de vitesse de façon à élaborer la vitesse sanguine moyennée sur la section du vaisseau (on le considère le plus souvent comme

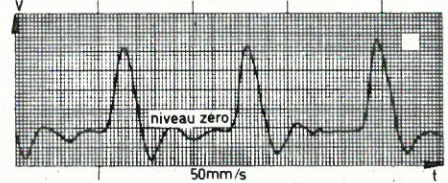


Fig. 12. - Exemple de tracé de vitesse sanguine en fonction du temps, dans une artère. Noter l'absence d'échelle de la courbe, en cm/s, ce qui est dans la plupart des cas impossible.

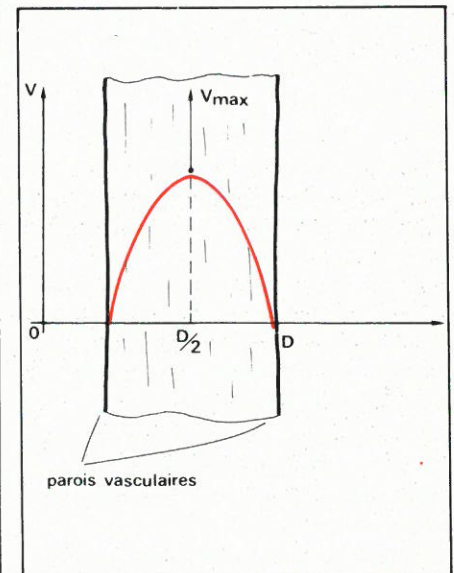


Fig. 13. - Profil de vitesse parabolique caractéristique de l'écoulement laminaire ($V_{max} = 2 V_{moyen}$).

parabolique, de révolution, sauf pour les très gros vaisseaux comme l'aorte où le profil est plan) (voir fig. 13).

La mesure transcutanée, très utile au diagnostic en pathologie vasculaire ne permet donc pas en général de mesure de débit (méconnaissance de θ et du diamètre du vaisseau) et ne fournit que la forme de la variation de la vitesse sanguine en fonction du temps, sans fournir de valeurs absolues (voir figures 11 et 12).

● Émission ultrasonore continue et mesures périvasculaires :

Des capteurs spéciaux choisis en fonction du diamètre du vaisseau (voir fig. 9) imposent un angle connu entre le vaisseau et la direction de propagation des ultrasons. L'hypothèse sur la forme du profil de vitesse subsiste. On peut donc obtenir dans ce cas une mesure du débit dans le vaisseau.

● Émission ultrasonore codée (par exemple émission pulsée) :

Que la mesure se fasse à travers la peau ou sur le vaisseau dénudé, le « Doppler à émission codée », grâce à sa résolution en profondeur permet : (voir figures 7 et 8)

- la mesure de la vitesse sanguine en un point du vaisseau,
- le relevé du profil de vitesse dans le vaisseau,
- la mesure de l'angle θ et du diamètre

tre vasculaire, information à partir des-
quelles il est possible de calculer la
vitesse moyenne sur la section du vais-
seau et le débit.

3) Modalités pratiques

La mesure du débit cardiaque grâce
à la vélocimétrie ultrasonore ne peut se
réaliser qu'en deux points : l'aorte ini-
tiale et le tronc de l'artère pulmonaire,
tous deux traversés par la totalité du
débit cardiaque.

La technique représentée par la
figure 10 permet une mesure externe
du débit cardiaque, totalement atrau-
matique, pouvant aller jusqu'à la sur-
veillance continue.

Dans ce cas particulier, l'angle θ est
connu : $\theta \simeq 0$ et $\cos \theta \simeq 1$, le profil
de vitesse peut être estimé plan (si l'on
travaille en « **Doppler continu** ») ou
mesuré (« **Doppler pulsé** »).

Le diamètre de l'aorte n'est pas
connu en « **Doppler continu** » on peut
cependant l'obtenir par exemple par
échographie ultrasonore ou grâce à
une radiographie pulmonaire réalisée
une seule fois pour étalonner la
mesure, même pour une surveillance
de longue durée.

Nous renvoyons nos lecteurs inté-
ressés par plus de détails sur ces tech-
niques et l'instrumentation mise en
œuvre aux n° 1 et 2 de notre revue où,
sous le titre « Les applications médica-
les des ultrasons », ils trouveront tou-
tes les informations techniques néces-
saires.

4) Résultats

validité de la méthode

La vélocimétrie ultrasonore externe
qui, dans certains cas nous l'avons vu
précédemment peut devenir débitmé-
trie, est une méthode très séduisante :
le besoin existe en effet d'une méthode
rapide, sûre, non invasive, permettant
par exemple l'évaluation de l'effet
d'une thérapeutique.

Par ailleurs, le caractère « instan-
tané » de la mesure est intéressant car
la courbe de vitesse/débit en fonction
du temps fournit des informations en
particulier sur le fonctionnement de la
valve aortique, la dynamique de la
contraction cardiaque, etc. (contracti-
lité myocardique, volume d'éjection
systolique).

Cependant un certain nombre de
difficultés doivent être surmontées :
l'accès au vaisseau par le faisceau
d'ultrasons n'est pas toujours facile
(obstacles des côtes, du poumon, qui
ne sont pas traversés par les ultrasons)
bien que la technique de « **Light** »
(fig. 10) permette la mesure chez près
de 90 % des sujets. Il est par ailleurs

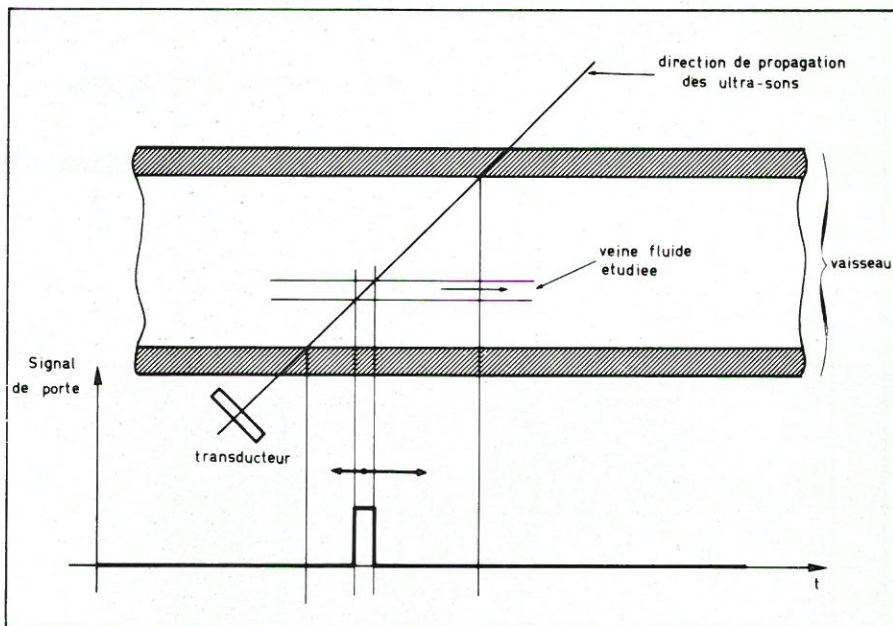


Fig. 8. - Principe du tracé d'un profil de vitesse dans un vaisseau.

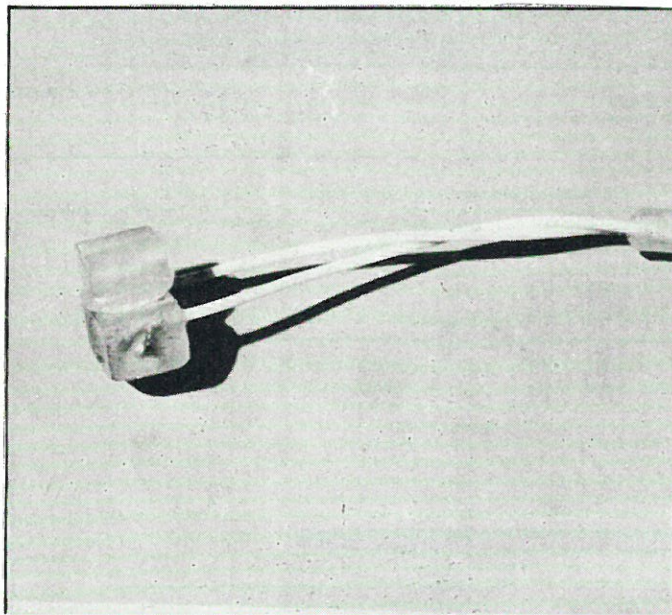


Fig. 9. - Un exemple de réalisation industrielle de capteur périvasculaire.

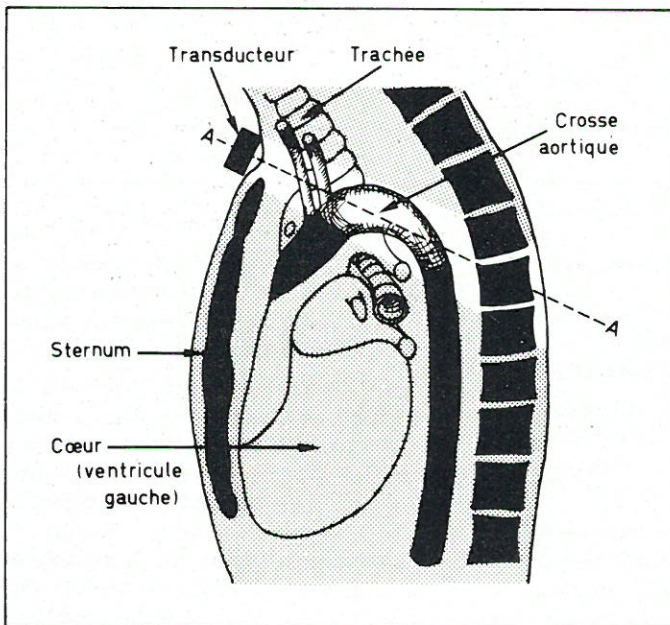


Fig. 10. - Technique de mesure du débit cardiaque.
On peut voir une zone claire représentant la partie

de la crosse aortique « illuminée » par le faisceau
d'ultrasons.

difficile d'éviter l'influence d'autres vaisseaux traversant le faisceau d'ultrasons (tronc brachio-céphalique, artère pulmonaire) ainsi que les artefacts provenant de réflexion des ultrasons sur des structures mobiles ou dus aux mouvements de la paroi des vaisseaux.

Des astuces basées sur la reconnaissance du sens des écoulements, l'analyse du spectre des signaux recueillis, permettent d'éliminer certains de ces problèmes d'interférence. La solution de choix est l'emploi d'un appareil **Doppler** à émission codée (« **Doppler pulsé** » par exemple).

Enfin, les écoulements turbulents interdisent toute mesure. Leur présence est cependant significative et la vélocimétrie ultrasonore dans de tels cas permet d'étayer les diagnostics d'insuffisance aortique. L'importance de l'écoulement négatif en diastole permet même de chiffrer l'insuffisance valvulaire.

La vélocimétrie électromagnétique

La technique électromagnétique de mesure de vitesse donc de débit est ancienne, même antérieure à la découverte de l'effet **Doppler** (1842).

M. Faraday en fut le précurseur en tentant en 1832 de mesurer le débit de la Tamise sous « Waterloo Bridge ». Il s'écoule cependant plus d'un siècle avant l'apparition, liée aux progrès technologiques, des premiers débitmètres électromagnétiques.

1) Principe

La loi de « **Laplace** » de l'électromagnétisme nous dit qu'un conducteur se déplaçant dans un champ magnétique voit apparaître à ses bornes une force électromotrice proportionnelle à sa vitesse de déplacement (voir **figures 14 A et B**)

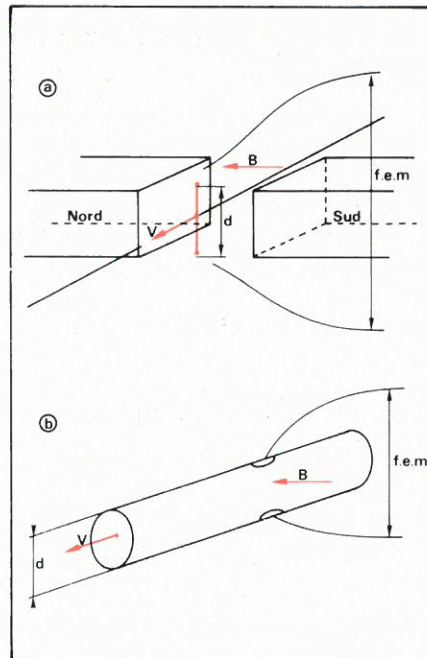


Fig. 14. - Principe de la débitmétrie électromagnétique.

La réalisation de la mesure impose donc :

- la création d'un champ magnétique
- la mesure grâce à des électrodes d'une différence de potentiel au **contact du vaisseau**.

La méthode de mesure électromagnétique est donc une méthode **invasive** ce qui réduit son champ d'application.

2) Modalités pratiques

La mesure du débit cardiaque grâce au vélocimètre électromagnétique ne peut se faire, comme pour la méthode ultrasonore, qu'en deux points : aorte initiale et artère pulmonaire.

La **figure 15 A et B** donne un exemple de capteur à implanter sur l'aorte initiale.

Ce capteur crée son propre champ magnétique. Le champ magnétique

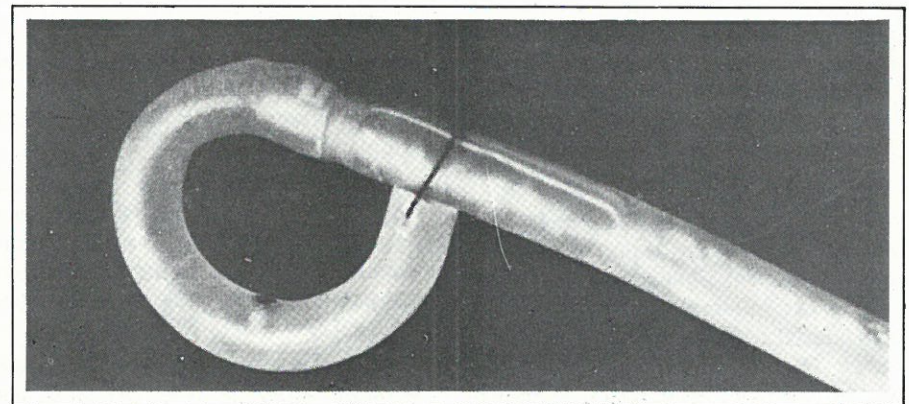


Fig. 15. - Capteur électromagnétique de Williams-Barefoot (1969).

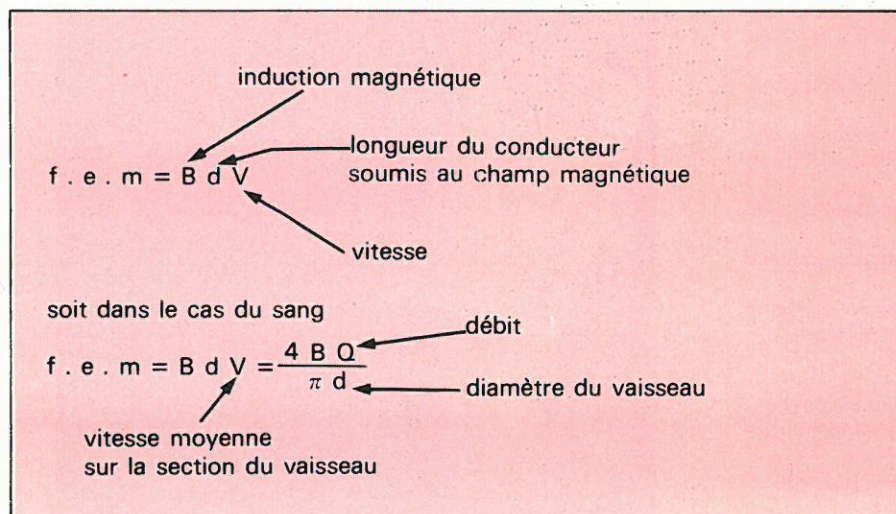
A - Capteur dans la position où il se trouverait autour d'un vaisseau (l'aorte par exemple).
B - Radiographie montrant le même capteur et les lignes de force du champ magnétique produit. Remarquer les électrodes e_1 et e_2 , le solénoïde et son noyau magnétique.

pourrait être créé à l'extérieur de l'organisme (voir **fig. 16** - technique de « **Grasking** ») ce qui pose de nombreux problèmes (méconnaissance de l'orientation exacte du champ magnétique par rapport à la vitesse mesurée, méconnaissance de la valeur exacte du champ magnétique au point de mesure).

3) Résultats

Validité de la méthode

Un des problèmes inhérents à la vélocimétrie ultrasonore se retrouve dans la vélocimétrie électromagnétique : l'influence du profil de vitesse dans le vaisseau. D'autres facteurs plus spécifiques interviennent : variation du comportement électrique du sang en fonction de l'hématocrite, influence de la qualité du contact électrode/vaisseau et de la paroi vasculaire.



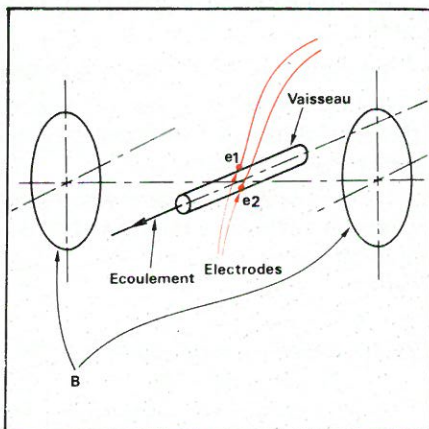


Fig. 16. - Débitmétrie électromagnétique avec champ magnétique créé à l'extérieur de l'organisme par des bobines d'Helmholtz (B); (d'après Gasking).

L'un des principaux problèmes de la méthode électromagnétique réside dans la difficulté d'obtenir un « zéro » et un étalonnage stables bien que les appareils récents à champ magnétique alternatif et détection synchrone soient moins sujets aux problèmes de dérive.

Conclusion

Nous n'avons survolé la méthode électromagnétique que pour mémoire : elle est en effet la plus ancienne, a été la plus appliquée et est même encore considérée comme méthode de référence. Elle est encore très utilisée en expérimentation animale où la débit-

ERRATA

Malgré notre attention, quelques erreurs se sont glissées dans la composition de nos articles des n° 8 et n° 9.

Nous prions nos lecteurs de bien vouloir nous en excuser.

● n° 8 page 7 il faut lire :

Débit pulmonaire =

Consommation d'oxygène	
Teneur en O ₂ du sang veineux pulmonaire	- Teneur en O ₂ du sang artère pulmonaire

● n° 8 page 7 colonne 2 ligne 21 lire « systémique » et non systématique.

● la figure 8 page 10 du n° 8 se rapporte aussi au troisième paragraphe 3^e colonne page 7.

● page 10 3^e colonne, bas de page, lire : (la précision s'accroît comme la racine carrée du nombre de mesures pratiquées si toutefois et...)

● n° 9 page 5 : il est évident que la coloration bleue du secteur artériel n'est due qu'à l'impression et au choix de la couleur bleue pour ce numéro. La coloration aurait dû être rouge, comme sur le même dessin du numéro 8.

● n° 9 page 6 : 1^{re} colonne ligne 31 lire « entre le lieu d'injection et le lieu de recueil ».

● n° 9 page 7 : 3^e colonne ligne 22 lire : « Ce phénomène est particulièrement sensible sur les cas pathologiques : les bas débits, shunts gauche-droite... »

● n° 9 page 8 : L'utilisation des radio-isotopes
lire « Les traceurs radioactifs ont été... » et non les travaux.

métrie ultrasonique ne l'a pas encore supplantée.

Son caractère invasif limite son application chez l'homme aux mesures péropératoires et à la surveillance en réanimation, après chirurgie cardiaque par exemple, grâce aux capteurs de la figure 15.

Nous concluons ainsi notre étude sur le débit cardiaque et les procédés les

plus usuels de mesure. Nul doute que les méthodes non invasives telles la vélocimétrie ultrasonore qui devient débitmètre avec les techniques actuelles ne soient appelées à se développer.

L'auteur se tient à la disposition des lecteurs par l'intermédiaire de la rédaction pour leur fournir toutes précisions.

D. Heyden
MIRA Électronique

NOUVEAU...

Fluke vient d'annoncer la commercialisation d'un nouveau multimètre 2000 points : le 8022A.

De même conception et d'apparence identique au 8020A déjà connu, cet appareil possède des caractéristiques un peu moins performantes que son aîné. Mais un argument de poids joue en sa faveur : son prix.

Il est effectivement vendu 780 F H.T., ce qui doit permettre à beaucoup d'utilisateurs de franchir le pas de l'analogique au digital pour un supplément relativement faible.

Voici ses caractéristiques :

● **Tensions continues** : de 200 mV à 1000 V pleine échelle en cinq gammes avec une précision de $\pm 0,25\%$ + 1 digit sur toutes les gammes.

● **Tensions alternatives** : 200 mV à 750 V en cinq gammes avec une précision de $\pm 1\%$ + 3 digits.

● **Résistances** : 200 Ω à 20 M Ω en six gammes avec une précision de $\pm 0,3\%$ + 3 digits sur la gamme 200 Ω et $\pm 0,2\%$ + 1 digit sur les autres gammes.

● **Courants continus** : 2 mA à 2 A en quatre gammes avec une précision de $\pm 0,75\%$ + 1 digit.

● **Courants alternatifs** : 2 mA à 2 A en quatre gammes avec une précision de $\pm 2\%$ + 3 digits.

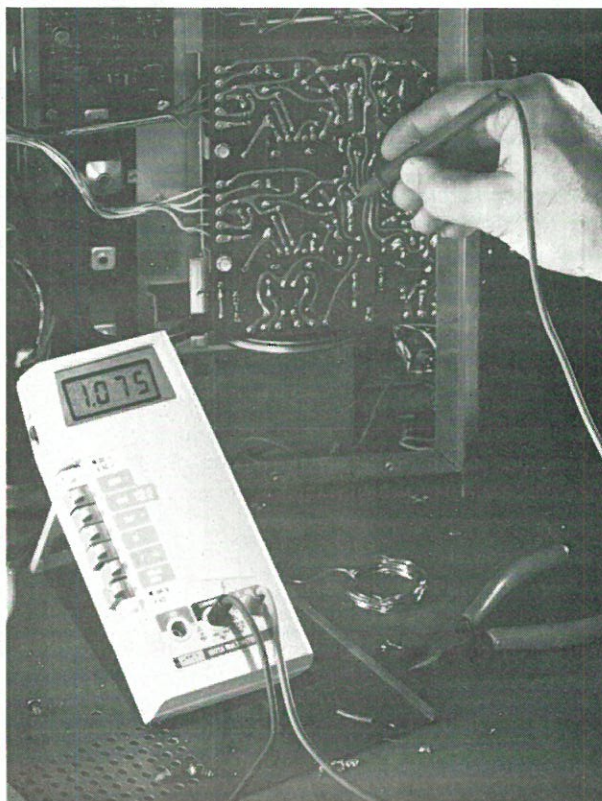
L'alimentation se fait par une pile classique de 9 V. La durée de vie de cette pile est de 200 heures (pile alcaline).

Dimensions : 18 x 8,6 x 4,5 cm (L x l x H)

Poids : 370 grammes

Comme le 8020A, le 8022A est doté d'une grande robustesse aux chocs (on peut jeter l'appareil sur le sol sans aucun risque).

M.B. Electronique, B.P. 31, rue Fourny, ZAC de Buc, 78530 Buc. Tél. : 956.81.31.



L'explosion des besoins en matière de télécommunications exige une adaptation rapide et profonde des réseaux téléphoniques publics et privés. Sur le plan transmission, de gros efforts ont été consentis dans le domaine des câbles terrestres et maritimes, des faisceaux hertziens terrestres ou spatiaux et plus récemment des câbles à fibres optiques.

En ce qui concerne la commutation, seconde fonction de base d'un réseau téléphonique, il est maintenant bien établi que seuls des centraux électroniques pilotés par calculateurs pourront valablement écouler l'impressionnant trafic des années à venir.

Un choix important doit cependant être fait entre deux systèmes très différents : commutation spatiale et commutation temporelle.

La commutation téléphonique temporelle

La notion de commutation

Le but essentiel d'un réseau de télécommunication peut être défini comme étant de permettre l'établissement d'une liaison entre deux équipements quelconques raccordés à ce réseau. Selon la capacité du réseau, le nombre de paires d'équipements pouvant être mis simultanément et indépendamment en rapport peut varier dans une large mesure. Selon l'organisation de ce réseau, le chemin entre les deux « abonnés » (puisque nous parlons en fait de téléphonie) peut s'établir à l'intérieur d'un seul central (installation privée ou communication locale) ou plus généralement, transiter par plusieurs centraux, via différents voies de transmission. Nous découvrons ici, l'existence de deux types de centraux, les centraux d'abonnés et les centraux de transit. En téléphonie automatique, les liaisons inter centraux doivent donc transmettre non seulement les informations (au sens le plus large du terme) destinées aux abonnés mais également des instructions permettant à tous les centraux intervenant dans l'établissement de la liaison de déterminer les chemins à créer pour faire aboutir la demande qui a été formulée au niveau du cadran d'appel de

l'abonné demandeur. En fin de conversation, d'autres instructions permettront la libération rapide des voies de transmission concernées, au profit d'un autre appel.

En commutation « spatiale », des raccordements physiques sont réalisés par des éléments apparentés à des relais commandés par des calculateurs recevant des ordres soit directement à partir des cadrans des postes d'abonnés, soit par l'intermédiaire des liaisons dites « de signalisation », d'autres centraux situés en amont. Ainsi, sur une même voie de transmission (câble, faisceau hertzien, etc.) l'information circulant entre deux abonnés est présente de façon continue sous forme analogique. Éventuellement, des systèmes de multiplexage à courants porteurs permettent de partager un même support à large bande passante entre un nombre plus ou moins élevé de communications. Cette pratique, habituelle au niveau des liaisons entre centraux, reste rare au niveau des jonctions centraux-abonnés, dans lesquelles chaque équipement terminal dispose le plus souvent en propre d'une « paire » ou ensemble de deux fils torsadés d'impédance caractéristique 600 Ω . Or, le développement des techniques digitales a permis de mettre en évidence le fait qu'une telle paire per-

met la transmission d'informations numériques à des vitesses d'environ 2 mégabits par seconde, grâce à des composants d'extrémité connus sous le nom d'émetteurs/récepteurs de ligne. Il se trouve que ce débit d'information est très supérieur à celui correspondant à la transmission d'un canal téléphonique 300/3400 Hz. On peut donc prévoir que plusieurs conversations digitalisées pourront être acheminées simultanément sur une seule paire.

Digitalisation de la parole

La transformation d'une grandeur analogique variable telle que la parole fait appel à deux principes de base : l'échantillonnage et la quantification.

1) Échantillonnage

L'échantillonnage consiste à ne prendre en compte l'amplitude instantanée d'une grandeur analogique qu'à certains instants bien précis, répétés à une fréquence appelée fréquence d'échantillonnage. Entre deux instants d'échantillonnage, on admet que la grandeur varie suffisamment peu pour qu'elle puisse être considérée comme constante. La **figure 1** montre que la fréquence d'échantillonnage est plus élevée. Les travaux de SHANNON ont démontré que l'opération peut s'effectuer sans perte significative d'information dès lors que la fréquence d'échantillonnage est du moins égale à deux fois la fréquence la plus élevée contenue dans la grandeur à échantillonner.

Dans le cas d'une conversation téléphonique dont le spectre est volontairement limité à la bande de fréquences de 300 à 3400 Hz, la fréquence d'échantillonnage habituelle est de 8 kHz. En enregistrement numérique du son (HiFi de la nouvelle génération), il faut bien sûr échantillonner à des fréquences très supérieures pour garantir une bande passante suffisamment étendue.

L'opération d'échantillonnage est effectuée par un circuit **échantillonneur-bloqueur** dont le principe est rappelé en **figure 2**. L'information est mémorisée entre deux instants d'échantillonnage successifs par un condensateur associé à un amplificateur « de lecture » à haute impédance d'entrée.

La restitution de la grandeur analogique se fait ensuite au moyen d'un simple filtre intégrateur (passe bas), à partir du signal échantillonné.

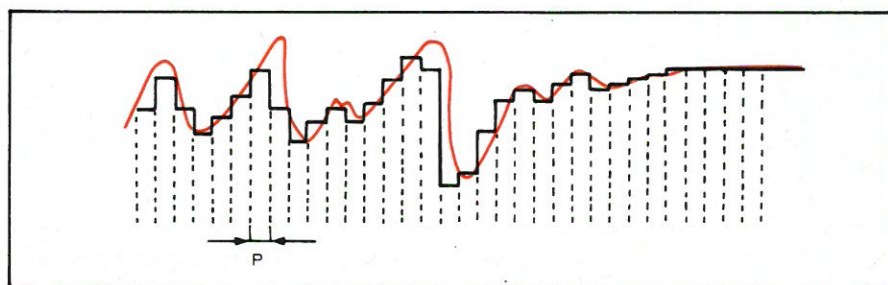


Fig. 1. - Échantillonnage de la parole. P est la période d'échantillonnage ($= 1/F$).

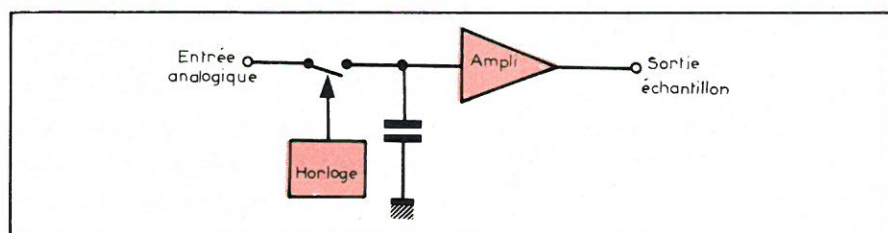


Fig. 2. - L'échantillonneur-bloqueur.

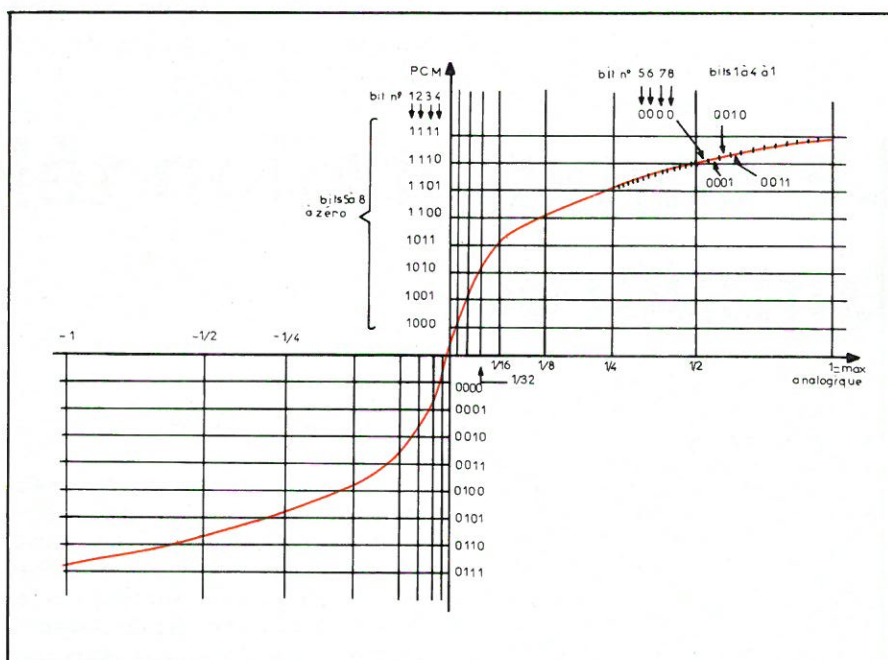


Fig. 3. - Définition des 256 niveaux de quantification de la parole correspondant au codage sur 8 bits.

2) Quantification

L'intérêt de l'opération d'échantillonnage est de transformer une information continuellement variable en une succession de valeurs constantes pendant des durées suffisantes pour opérer une conversion analogique-digitale. La conversion est donc déclenchée par la même horloge que celle pilotant l'échantillonneur-bloqueur.

On remplace ainsi la grandeur analogique par une suite de mots binaires se succédant à la fréquence d'échantillonnage. Le nombre de bits de ces mots binaires (ou encore la résolution du CAD) dépend de la finesse avec laquelle on désire coder l'amplitude de la grandeur analogique. La quantifica-

tion consiste donc à associer à chaque amplitude acquise par l'échantillonneur-bloqueur l'amplitude la plus voisine pouvant être obtenue par décodage d'un des mots binaires du code choisi. Il est bien évident qu'un codage sur 8 bits (512 niveaux distincts) permet une meilleure approximation qu'un codage sur 7 bits (128 niveaux distincts). Le choix dépend du niveau de distorsion que l'on peut accepter pour l'application envisagée. En téléphonie, on adopte un codage sur 8 bits (256 niveaux distincts), mais une compression/expansion est prévue par les normes du CCITT de façon à augmenter la résolution au niveau des faibles amplitudes au détriment des plus forts. La **figure 3** explicite sous forme de courbe de transfert ce procédé de quantification.

Le multiplexage temporel

Nous venons de voir qu'en téléphonie, la fréquence d'échantillonnage est fixée à 8 kHz, ce qui correspond à un échantillonnage toutes les 125 μ s. Or, à la vitesse de transmission utilisée (2,048 M bits/sec.), cette durée de 125 μ s permet d'écouler 256 bits. Un échantillon tenant sur 8 bits, il est clair que, moyennant un décalage approprié des instants d'échantillonnage, 32 voies téléphoniques digitalisées pourront se partager la même paire. L'unité de transmission s'appelle jonction MIC 32 voies (MIC = modulation par impulsions codées). Elle comporte en fait deux paires (donc quatre fils), une pour chaque sens de transmission puisque le téléphone est exploité en duplex intégral. En téléphonie classique aussi, d'ailleurs, ce n'est guère qu'au niveau d'une jonction d'abonné que les deux sens de transmission se partagent la même paire. Les liaisons intercentraux utilisent en général des « quarts » ou groupes de deux paires, dans lesquelles les deux directions sont séparées, de façon à permettre la mise en place simple d'amplificateurs ou répéteurs. En digital, bien sûr, l'amplification se trouve remplacée par une simple régénération des niveaux logiques au moyen de circuits analogues à des triggers de Schmidt. De ce fait, quelle que soit la longueur de la ligne, le bruit de fond n'intervient pas puisqu'il est éliminé au niveau de chaque répéteur au lieu d'être amplifié comme cela se passe en analogique.

La figure 4 montre comment chaque « trame » de 125 μ s se trouve partagée entre 32 intervalles de temps de 3,91 μ s contenant chacun un message de 8 bits. L'intervalle IT0 est toujours affecté à la synchronisation de la transmission. L'intervalle IT16, pour sa part, supporte une voie de signalisation servant à transmettre les ordres d'acheminement dont nous avons parlé plus haut. Il reste donc 30 intervalles (IT1 à 15 et 17 à 31) capables de supporter 30 conversations digitalisées. La conséquence de ceci est que sur une seule quartre, normalement prévue pour transmettre une seule conversation d'un central à un autre, il devient possible d'écouler 30 conversations simultanées, chacune d'elles utilisant la ligne pendant 1/32^e du temps. Ceci n'est pas sans rappeler l'exploitation en « temps partagé » des ordinateurs, ou encore, la transmission de données par paquets comme dans le cas des réseaux de type « TRANSPAC ».

D'ailleurs, les liaisons MIC installées à des fins de transmission téléphonique peuvent fort bien servir à écouler

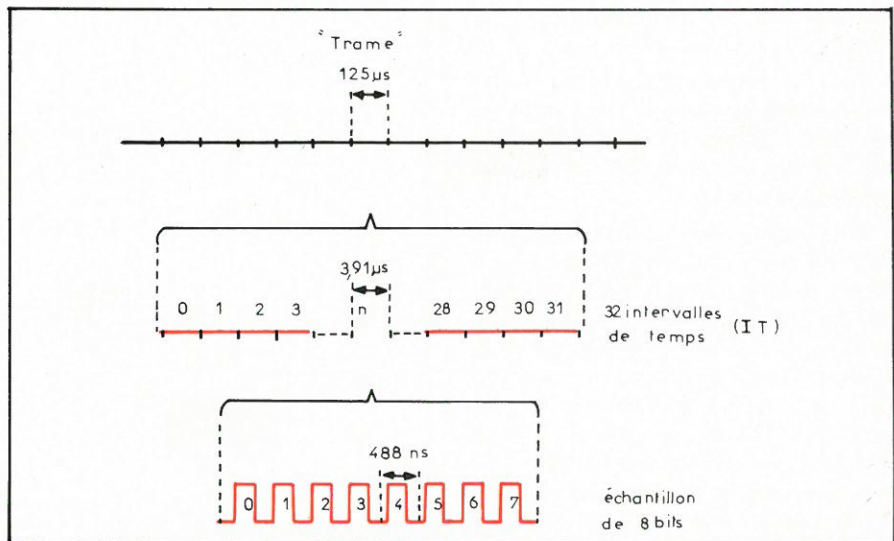


Fig. 4. — Principe du multiplexage MIC 32 voies.

du trafic de données, utilisation de plus en plus répandue pour les besoins de la téléinformatique.

Au niveau de la transmission en ligne d'informations digitales, nous remarquerons au passage que le code binaire pur à 8 moments utilisé pour la digitalisation de la parole ne se prête pas à la transmission. En effet, la valeur moyenne du signal formé par les messages série varie en fonction de la répartition des 1 et des 0, qui dépend elle-même de l'information à transmettre.

Comme la valeur moyenne des signaux injectés en ligne doit rester statistiquement nulle (absence de charge de la ligne) un transcodage est effectué dans un code spécialement étudié à cette fin de transmission et présentant les caractéristiques suivantes :

- l'on n'envoie jamais plus de trois 0 consécutifs
- statistiquement, la somme des 1 est égale à la somme des 0.

Un exemple de code répondant à ces critères est le HDB3 (High Density Bipolar of 3rd order).

Par contre, à l'intérieur des centraux, c'est le code binaire pur à 8 bits qui est employé, car il se révèle le mieux adapté à un traitement par ordinateur.

Les centraux temporels

Les lignes d'abonnés, travaillant en analogique, doivent être munies d'unités d'adaptation permettant d'opérer l'interface avec les jonctions MIC utilisées pour la transmission. En effet, les centraux équipés de jonctions MIC à multiplexage temporel traitent directement les messages numériques, le passage en analogique ne s'effectuant qu'au dernier moment, au moyen de

circuits appelés CODEC (COdeurs — DEcodeurs) installés dans les équipements terminaux d'abonnés.

De ce fait, un central temporel n'opère aucune commutation physique visant à aboutir les lignes entrantes et sortantes. Les abonnés mis en communication ne sont en fait reliés que par un lien purement logiciel, à l'intérieur d'un ordinateur. Tous les messages d'échantillons de parole arrivant au central sont chargés dans une gigantesque mémoire puis relus par un programme prenant en compte les signaux de signalisation « IT16 », de façon à les incorporer dans l'IT convenable de la jonction MIC desservant l'abonné destinataire. En effet, les jonctions MIC reliées au ordinateur regroupent chacune 30 abonnés équipés chacun d'une unité d'adaptation. Ces unités peuvent toutes être regroupées au central lui-même, tous les abonnés restant donc reliés par des jonctions analogiques, ou encore être déportées au niveau de quartiers, hameaux ou communes de faible importance, mais éloignés du central. On réduit alors dans un facteur 30 le nombre de paires nécessaires au raccordement des abonnés distants au central, et ce sans aucune réduction de service analogue à ce que l'on constate dans certains systèmes à « lignes partagées ». La figure 5 explique ces divers modes de raccordement aux abonnés et aux autres centraux. La figure 6, quant à elle, permet de suivre les chemins parcourus par les échantillons digitalisés échangés entre deux paires d'abonnés répartis comme suit :

- Un abonné relevant directement du central, raccordé sur une unité d'adaptation elle-même reliée au ordinateur par une jonction MIC dont l'IT2 est affecté à cet abonné.
- Un abonné relevant d'un autre central relié au premier par une jonction

MIC dont l'IT14 lui est attribué pour la durée de la conversation.

– Deux abonnés relevant d'un autre central relié au premier par une jonction MIC dont les IT3 et 20 leur sont respectivement attribués pour la durée de la conversation.

Ainsi donc, une fois les allocations d'IT décidées par le calculateur en fonction des instructions véhiculées par les différents IT16, chaque IT3 arrivant au central sur la jonction MIC A sera chargé en mémoire pour être relu un peu plus tard dès que se présentera l'IT14 de la jonction MIC B desservant le correspondant choisi. De même, le message contenu dans l'IT20 de la jonction A attendra en mémoire l'instant correspondant à l'IT2 de la trame suivante de la jonction C. Le processus est évidemment doublé de façon à desservir les deux sens de transmission. Tout ceci se traduit par un petit délai de transmission, correspondant aux temps de stockage en mémoire, mais il faut vraiment une oreille exercée et des conditions très particulières (mauvais réglage d'un des postes) pour pouvoir le déceler sous forme d'écho dans la transmission.

Conclusion

Nous n'avons bien évidemment évoqué dans ces pages que les principes les plus généreux sur lesquels est basée la téléphonie temporelle. Pour être complet, nous aurions dû décrire également de nombreuses fonctions annexes telles que l'appel et la supervision de chaque abonné, les systèmes de tests automatiques, fonctions elles aussi assumées par des calculateurs.

Pour nous résumer, nous confirmerons qu'un central « spatial » établit une liaison en raccordant physiquement et de façon continue les abonnés à des voies de transmission à faible débit d'information alors qu'un central « temporel » établit une liaison en partageant entre plusieurs abonnés des voies de transmission à grand débit d'information auxquelles ils sont raccordés d'une façon purement logicielle pendant des intervalles de temps très courts répétés à une cadence élevée suivant un ordre de succession fixé par calculateur.

Nul doute que l'avenir en matière de télécommunications appartient à des procédés similaires, capables de s'intégrer parfaitement à l'environnement entièrement numérique qui se construit progressivement.

Patrick Gueulle

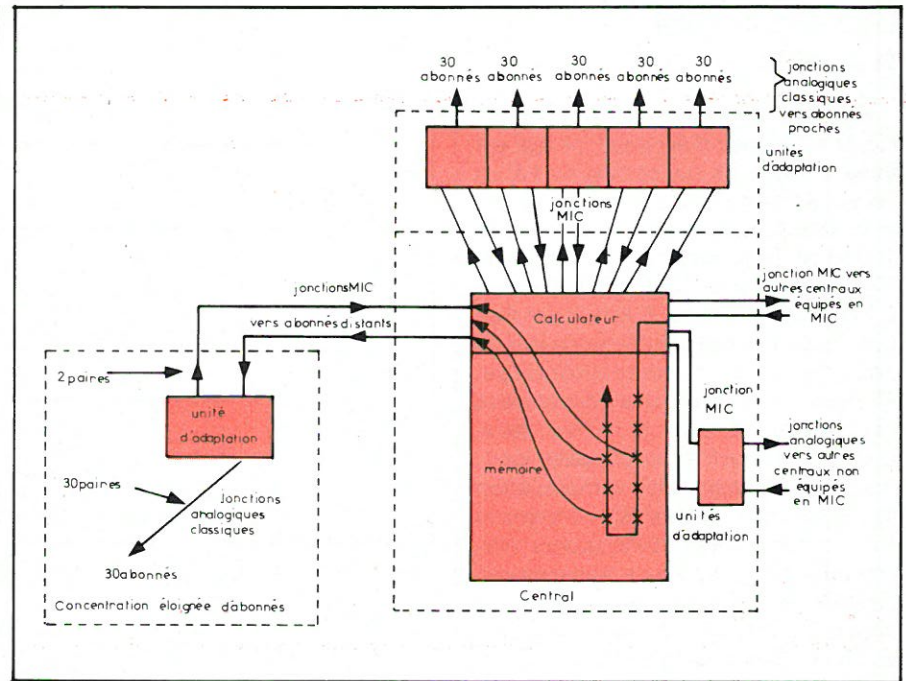


Fig. 5. – Principe d'un central temporel.

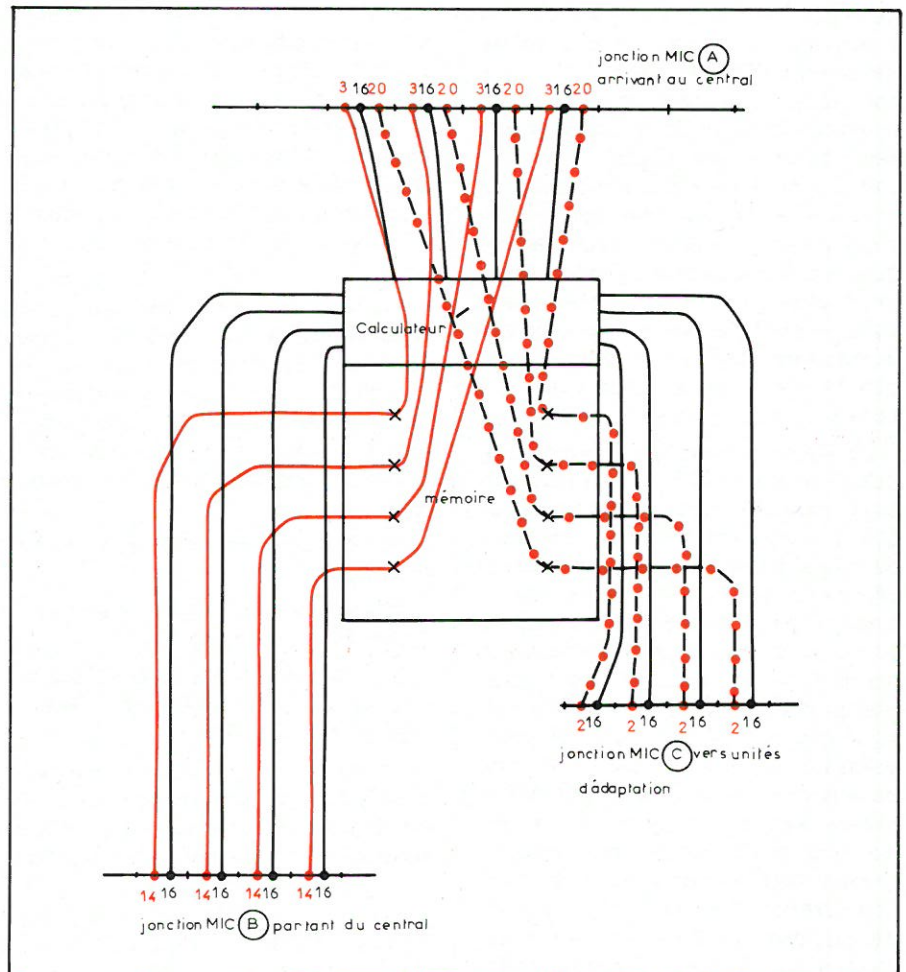


Fig. 6. – Principe de l'acheminement d'une communication.

Le stroboscope est l'appareil auquel on songe le plus dès que l'on doit visualiser au ralenti, des phénomènes très rapides.

Les caméras très rapides ont le désavantage de consommer beaucoup de film pour leur mise en route et de plus, elles sont difficilement synchronisables avec le phénomène à étudier.

En particulier, en aérodynamique on rencontre très souvent des phénomènes instationnaires comme les tourbillons ou lors de l'étude d'éolienne en mouvement.

C'est ainsi que le stroboscope et deux appareils photo se révèlent être d'excellents outils pour l'étude qualitative et quantitative de la vitesse des molécules d'air.

Stroboscope 1 kHz de forte puissance

Pour matérialiser ces écoulements d'air, on peut utiliser des bulles de savon gonflées à l'hélium. Ces bulles, d'un diamètre compris entre 1 et 5 mm, ont l'avantage d'être légères (c'est-à-dire ayant très peu d'inertie) et de résister à des vitesses de l'ordre de 80 m/s (soit 300 km/h. L'émetteur de bulles, baptisé Emibul, a été mis au point par la Seram (151, bd de l'Hôpital, 75640 Paris Cédex 13), il ne restait plus qu'à les visualiser.

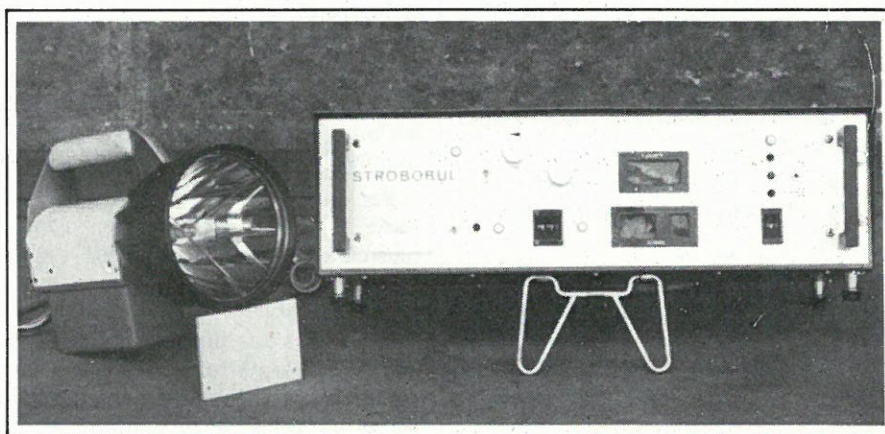


Photo 1. - Vue d'ensemble de l'appareil avec sa lampe.

Cahier des charges du stroboscope

La figure 1 montre ce que l'on désire voir sur la photo.

Une lumière continue de faible puissance laisserait une trace du chemin suivi par la bulle.

Sur cette lumière se superposerait une autre qui serait de courte durée très puissante et à intervalle de temps régulier, afin de mesurer la vitesse de la bulle.

Pour un vent de 50 m/s, l'intervalle entre les bulles doit être de l'ordre de 10 mm, ce qui nous amène à une fréquence d'éclair de 5 kHz au minimum.

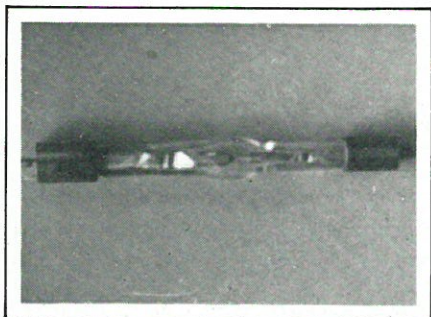
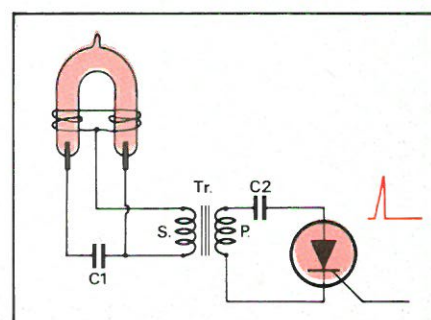
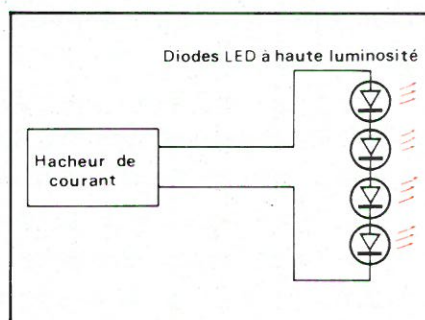
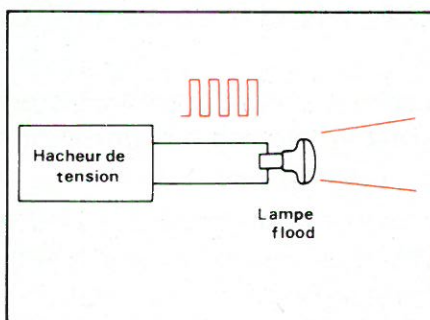
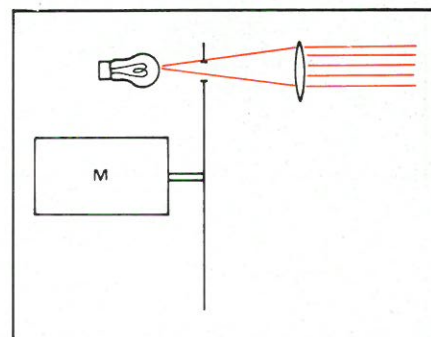
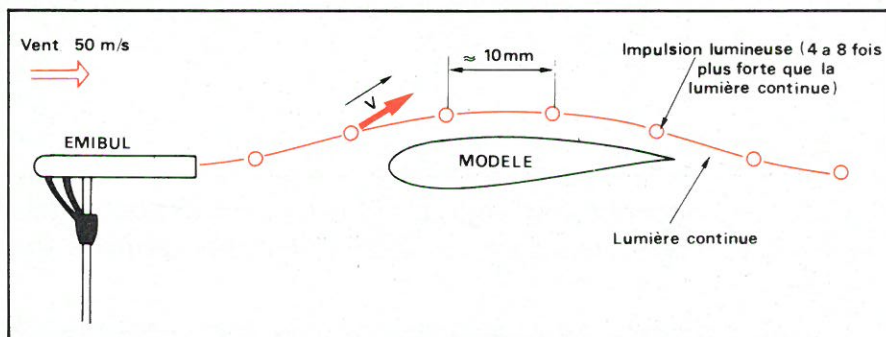


Photo 2. - Vue d'une XBO 75 W/2. L'anode étant l'électrode la plus grosse. Le tube en quartz ne doit être ni touché, ni sali sous peine de noircissement lors de son échauffement.

La puissance des éclairs doit être suffisante pour visualiser les bulles qui sont déjà transparentes de nature.

A basse vitesse (≈ 10 m/s), des flashes de 0,3 joules d'un tube à éclats sont suffisants.

Pour une fréquence de 5 kHz cela nous amènerait à une puissance de 1.5 kW.

Le problème n'est pas si simple ; c'est pourquoi nous allons passer en revue tous les procédés de stroboscopie que l'on puisse trouver.

Différents procédés de stroboscopie

a) Le plus simple (fig. 2)

Un moteur entraîne un disque percé de 1 ou plusieurs trous qui laissent passer un faisceau lumineux.

L'avantage de ce système est qu'il est simple à mettre en œuvre pour de basses fréquences, mais il possède certains inconvénients.

Tout d'abord, la durée des éclairs est trop grande si l'on désire une puissance lumineuse suffisante.

En supposant que l'on mette une lampe de 10 kW à incandescence ou une lampe à arc et deux trous dans le disque, celui-ci doit tourner à une vitesse de 150 000 tr/mn pour obtenir une fréquence de 5 kHz ! Même la roulette du dentiste atteint difficilement ces vitesses.

Voyons si l'électronique ne peut pas nous sortir de ce mauvais pas.

b) Lampes flood

Un procédé peu courant et pourtant employé dans certains cas est donné à la **figure 3**.

Un hacheur de tension module la luminosité d'une lampe flood. Malheureusement ces lampes comme toutes les lampes à incandescence possèdent une inertie qui limite la fréquence.

Par contre la luminosité de ce système aurait été suffisante en plaçant plusieurs lampes en parallèle.

c) Diodes LED

A l'inverse des lampes flood, les diodes LED permettent d'atteindre des fréquences très élevées (de l'ordre de MHz) en utilisant le schéma de la **figure 4**. Leur faible luminosité limite malheureusement leur emploi dans les stroboscopes bien que des LED de très haute brillance apparaissent sur le marché. Au dernier salon des composants 1979, un exposant possédait des LED rouges de 120 mcd pour 15 mA, ce qui est énorme quand on songe qu'une LED ordinaire a une intensité lumineuse de l'ordre de 10 mcd pour le même courant.

Certains utilisent ce genre de stroboscope pour le réglage de l'avance sur les moteurs des voitures.

d) Tube à éclats

Le stroboscope que l'on rencontre le plus couramment est celui de la **figure 5.**

Une lampe possède deux électrodes reliées à une capacité C_1 qui aura été préalablement chargée entre 200 V et 600 V.

Un transformateur Tr dont le primaire est relié à un thyristor et un autre condensateur chargé, sert à l'amorçage de l'arc.

Le secondaire du transformateur est relié à une des électrodes principales et une électrode d'amorçage qui est constituée d'un fil dénudé enroulé autour de l'ampoule.

Lorsque l'arc a été amorcé à l'aide de ce transformateur, la capacité C_1 se décharge dans le tube en développant un éclair d'une énergie $W = 1/2 CV^2$ ou W est exprimé en joule, C en farad et V représentant la tension de charge de C_1 en volt.

L'énergie pour chaque éclair est limitée par la puissance que peut dissiper la lampe.

Une lampe de 4 W coûte 30 francs ; par contre une lampe de 47 W coûte 500 francs. Or, il nous faut 1,5 kW comme le demande le cahier des charges.

De plus ce type de lampe nécessite 1 ms pour se désioniser totalement entre deux éclairs.

Avec un tube à éclats on ne peut donc espérer dépasser 1 kHz.

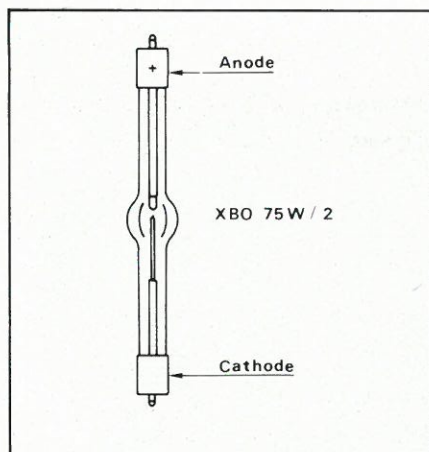


Fig. 7

e) Rampe de tubes à éclats

Pour atteindre une fréquence de 5 kHz avec des tubes à éclats, on peut en disposer 5 en ligne que l'on allume comme un chenillard (fig. 6).

L'inconvénient de ce système est qu'il est encombrant et peu maniable pour son installation.

De plus, ces lampes ont un arc assez long (environ 4 cm) qui empêche l'emploi d'une optique permettant la focalisation de la lumière.

C'est ce qui nous a amené à utiliser des lampes à arc court au xénon.

f) Lampe à arc court

L'arc a une longueur de 0,5 mm pour une largeur de 0,25 mm.

Avec ce type de lampe (fig. 7) nous avons pu utiliser avec efficacité un miroir parabolique pour concentrer la lumière.

La lampe à arc court permet de moduler la lumière jusqu'à 10 kHz (et même légèrement plus).

A la différence des tubes à éclats, une lampe à arc court de 100 W est suffisante car la focalisation est excellente.

Par contre, on ne peut que moduler la lumière, c'est-à-dire qu'elle ne peut jamais être nulle, car sinon l'arc se désamorcerait comme le montre la figure 8.

Le stroboscope de 10 kHz qui va être décrit utilise une lampe à arc court XBO 75 W/2 d'Osram.

Description de la XBO 75 W/2

Comme on peut le voir à la figure 7, une cathode et une anode sont disposées face à face dans une ampoule de quartz de forte épaisseur car la pression du xénon à l'intérieur du ballon est très élevée.

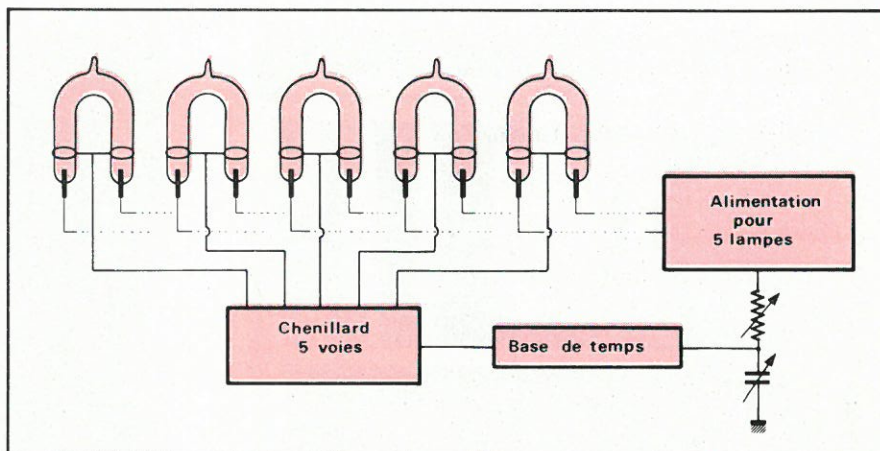


Fig. 6

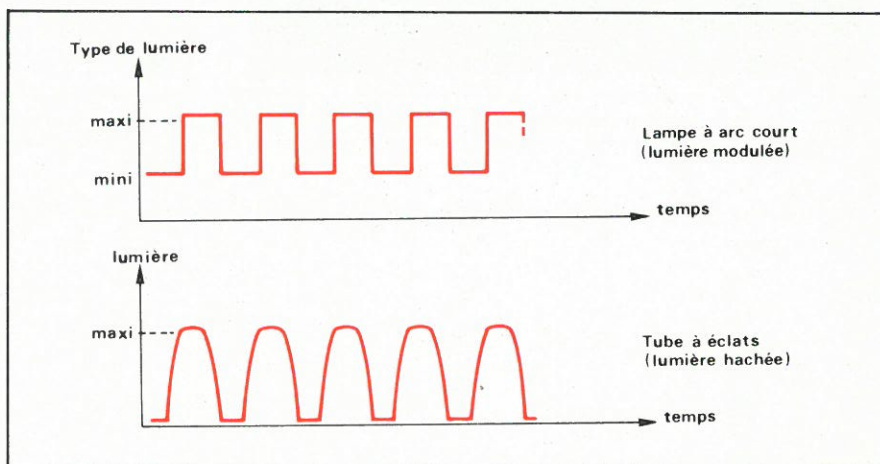


Fig. 8

Tension d'alimentation de la lampe à l'amorçage U_V (V)	45/50
Tension de fonctionnement U_L (V)	14
Intensité du courant J_L (A)	5,4
Puissance absorbée P_L (W)	75

Fig. 9

Pour amorcer l'arc on utilise un courant de haute fréquence (≈ 5 MHz) et de haute tension (≈ 15 kV).

La tension continue aux bornes de la lampe doit être de 45 à 50 V minimum au moment de l'amorçage.

Dès que l'arc s'est formé, la tension est de 14 V environ pour une intensité de 5,4 A. Ce qui nous donne une puissance absorbée de 75 W (fig. 9)

L'anode est relativement grande pour l'évacuation thermique et la cathode est donc plus petite en raison de la température élevée nécessaire (émission thermique).

En conséquence l'anode sera toujours placée en haut.

La XBO 75 W/2 autorise un débattement de $\pm 110^\circ$ comme le montre

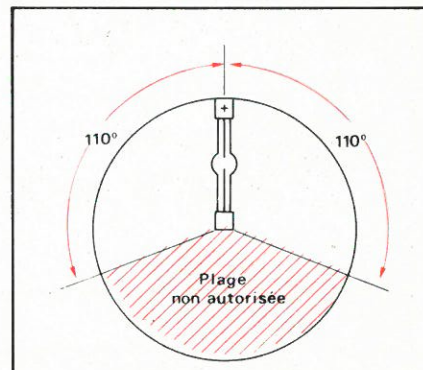


Fig. 10

la figure 10, ce qui n'est pas le cas de toutes les lampes.

Comme le montre la figure 11, la répartition spectrale de la densité de rayonnement relative des lampes XBO est très large.

Il ne faut donc pas regarder la lampe sans protection des yeux car l'émission d'ultra-violet ($0,4 \mu$) est très importante.

L'intensité lumineuse dépend du courant de la lampe suivant la formule approximative suivante : $I = 8 \cdot J^{1,5}$, où I est exprimé en candelas et J en ampères.

Ainsi pour 5,4 A (courant nominal) ou a 100 cd pour 10 A on aura 253 cd et pour 2 A, $I = 22$ cd.

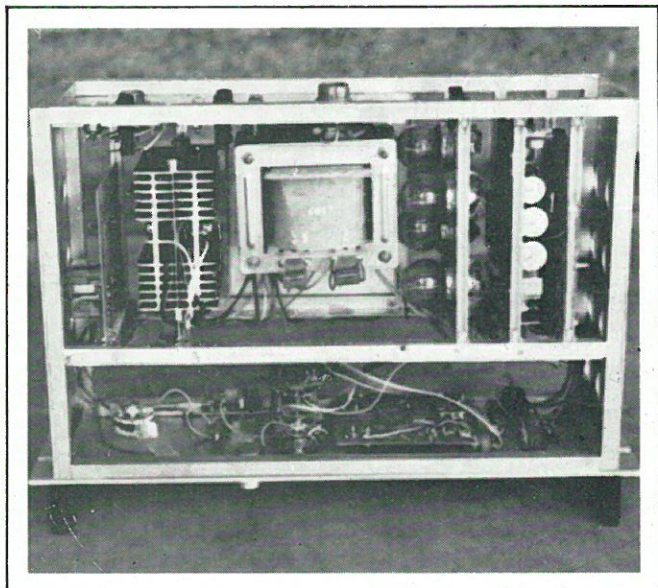


Photo 3. - Vue de l'intérieur de l'appareil. Etant donné le grand échauffement de l'ensemble, un ventilateur a été installé par la suite sur le côté gauche.

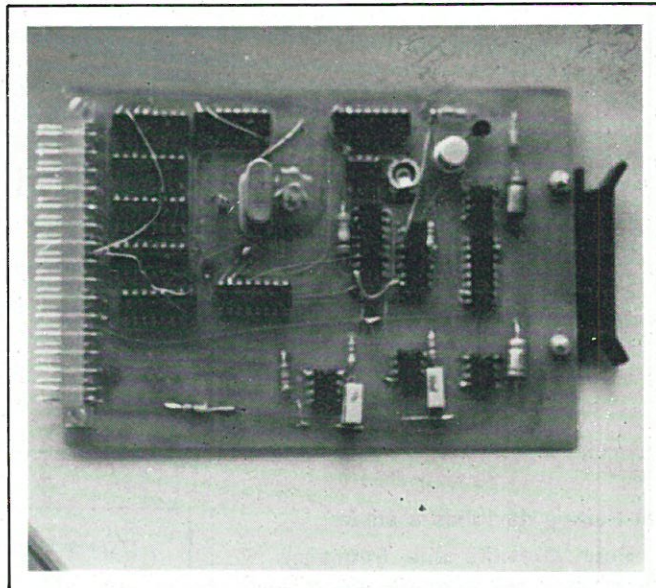


Photo 4. - Vue de dessus de la carte des circuits logiques. On notera le quartz de 1 MHz (facultatif) qui assure une stabilité et une grande précision dans les mesures.

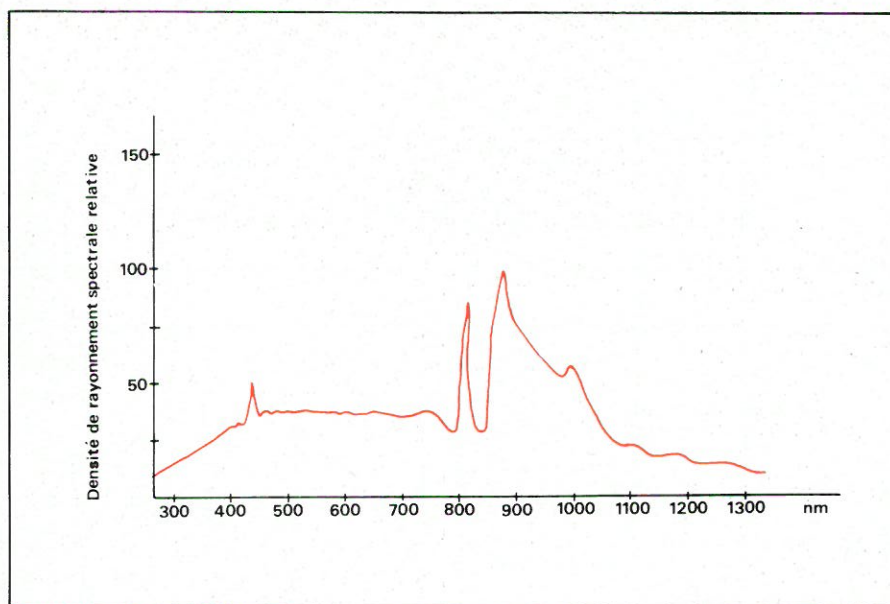


Fig. 11

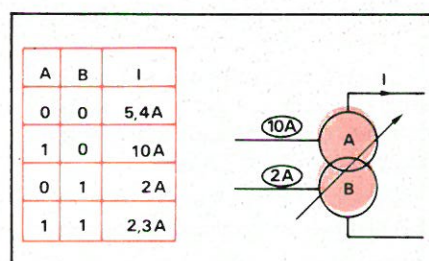


Fig. 13

La durée de vie de la lampe est de 400 heures à puissance et courant nominal (75 W et 5,4 A) et pour une durée de fonctionnement par commutation d'au moins 20 minutes.

Le prix d'une lampe est de 800 francs environ. A la fin de la durée de vie, on peut observer une chute du flux lumineux de 25 à 30 %.

Nous voici donc en possession d'une lampe capable d'être modulée jusqu'à 10 kHz. Il ne reste plus qu'à bâtir son alimentation qui a été baptisée Strobobul pour la circonstance.

Schéma de principe du Strobobul

La figure 12 représente le cas où l'on utilise l'horloge interne et que l'on ne se synchronise pas sur la sortie des bulles.

On verra plus loin le cas où l'on désire n'avoir que le cliché de la trajectoire d'une seule bulle et celui où l'on utilise une horloge externe pour avoir toutes les fréquences possibles.

Ainsi lorsqu'on appuie sur le poussoir P₁, on ouvre l'appareil photo qui le restera tant que P₁ est pressé, et on met à l'état 1 l'entrée A de l'alimentation à courant constant.

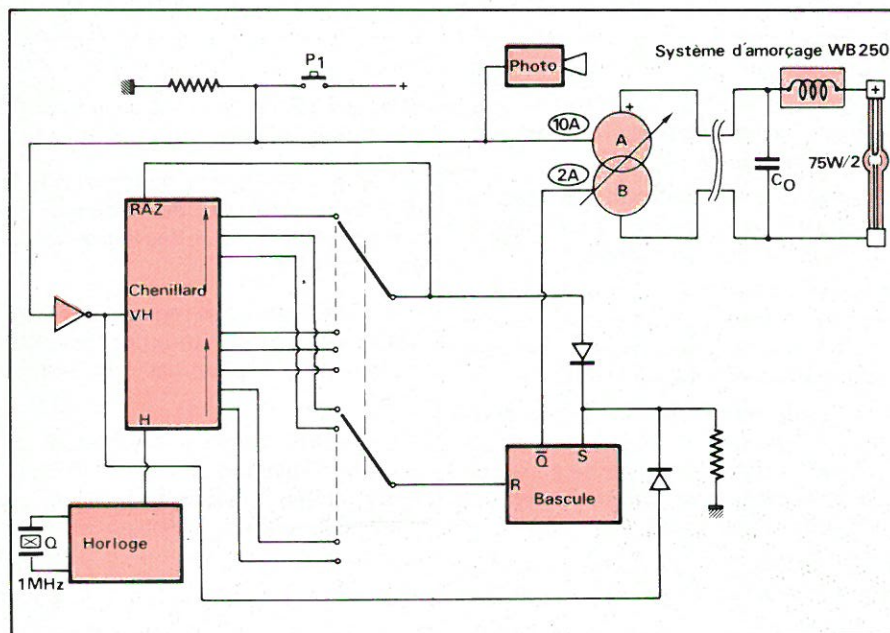


Fig. 12

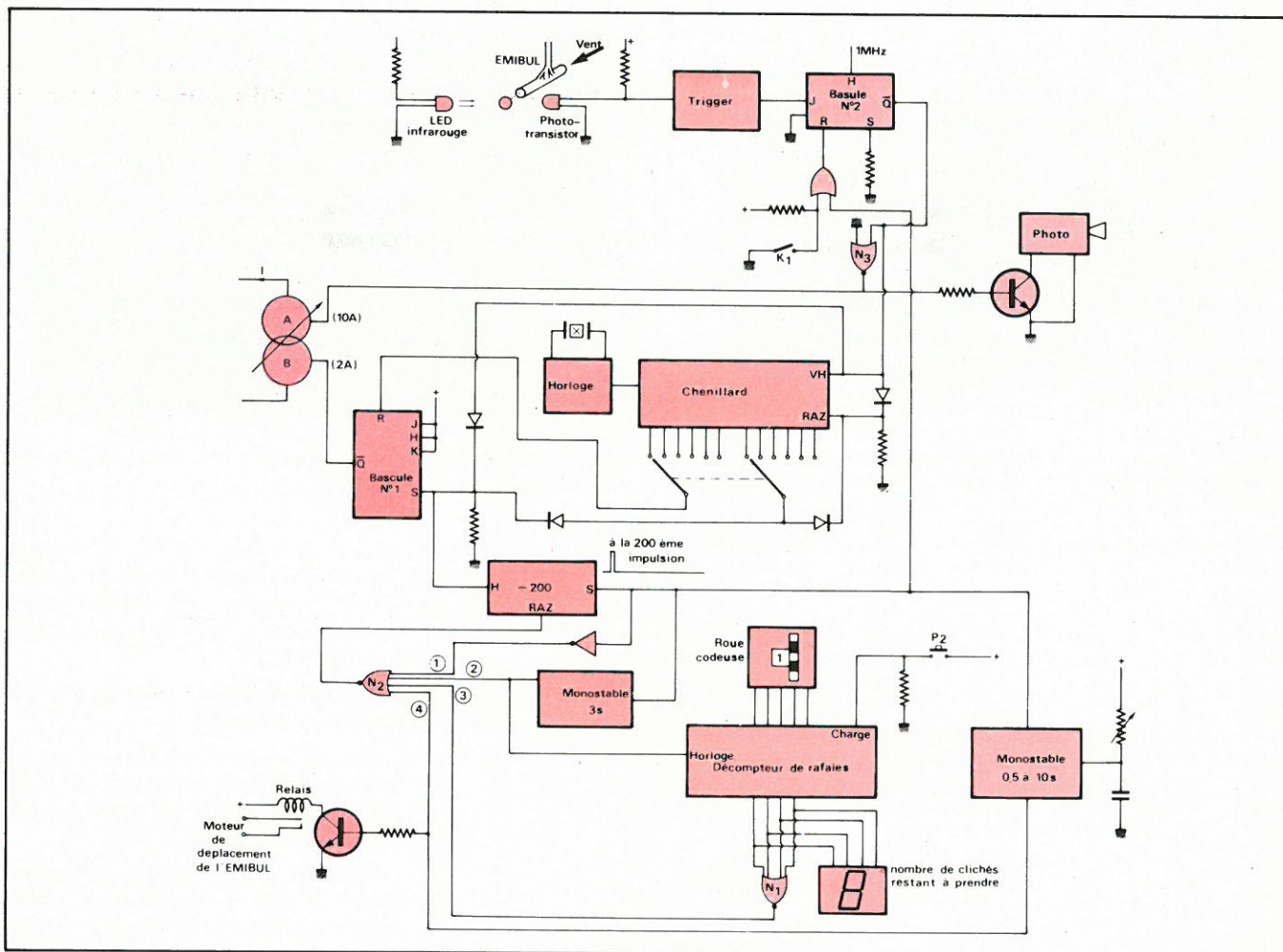


Fig. 15

L'alimentation est symbolisée comme à la **figure 13** qui donne la table de vérité des deux entrées logiques A et B en fonction du courant de sortie.

Lorsque la lampe n'est pas amorcée la tension de sortie est de 60 V et le courant est évidemment nul.

Un système d'amorçage portant la référence WB 250 génère le courant haute tension et haute fréquence.

Une capacité C_0 qui se trouve à l'intérieur du boîtier évite que le courant haute fréquence ne traverse l'alimentation, ce qui risquerait de détruire les transistors.

Par l'intermédiaire de P_1 et d'un inverseur, l'entrée validation horloge (VH) d'un chenillard passe à l'état 0, ce qui autorise son fonctionnement.

La sortie Q de la bascule est à l'état 0; on a donc 10 A dans la lampe.

Une impulsion est envoyée à l'entrée R de la bascule qui met la sortie Q à l'état 1; le courant dans la lampe passe à 2,3 A.

Puis une autre impulsion est envoyée sur l'entrée S de la bascule et sur la remise à zéro du chenillard et le cycle recommence.

La **figure 14** résume les différents états.

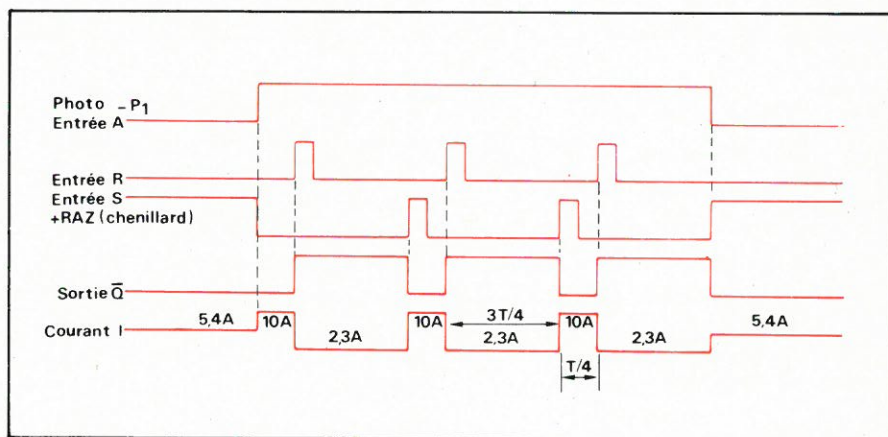


Fig. 14

La **figure 12** ne nous permet pas de photographier une seule trajectoire à la fois.

1 - Bulle par bulle

Lorsqu'on relâche P_1 , le courant revient à 5,4 A qui est le courant nominal de la lampe.

On a utilisé un chenillard plutôt qu'un compteur pour générer les impulsions afin de pouvoir régler facilement la largeur. Les meilleurs résultats ont été obtenus lorsqu'on restait $1/4$ du temps à 10 A et le reste du temps à 2,3 A.

On désire parfois n'avoir que le chemin suivi par une seule bulle sur le cliché.

Il faudrait appuyer sur P_1 dès que la bulle est sortie et relâcher P_1 dès qu'elle est sortie du champ de prise de vue de l'appareil photo, ce qui est évidemment impossible à haute vitesse à cause du temps de réponse du manipulateur. Il faut donc automatiser les opérations.

C'est ce que propose de faire la **figure 15** qui est plus compliquée que la **figure 12** mais qui reprend tous les composants.

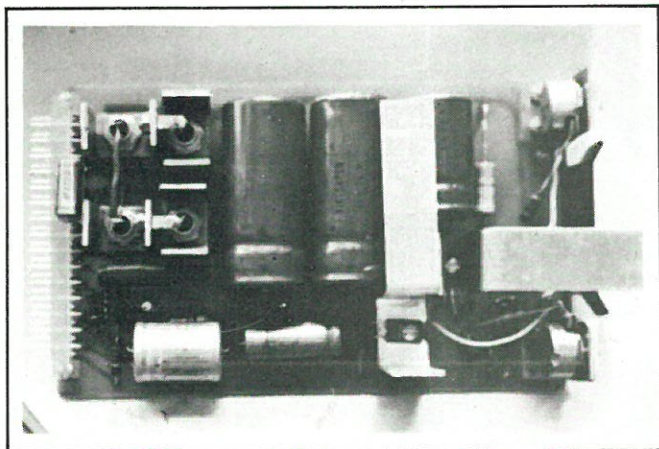


Photo 5. - Vue de dessus de la carte Alimentation. De nombreux radiateurs ont été installés afin d'éviter une trop grande montée en température des composants.

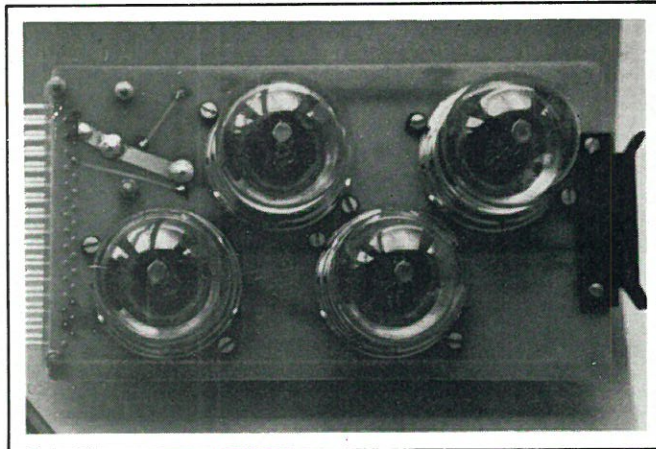


Photo 6. - Vue de la résistance de puissance R_2 constituée de quatre lampes de voitures.

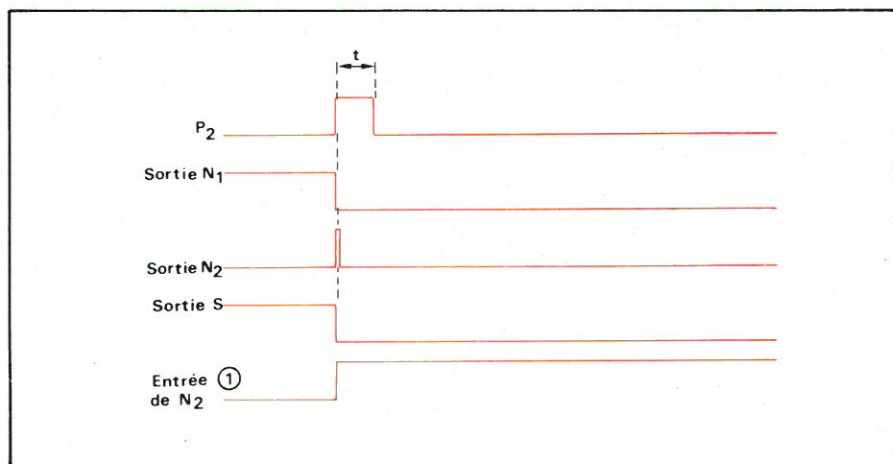


Fig. 16

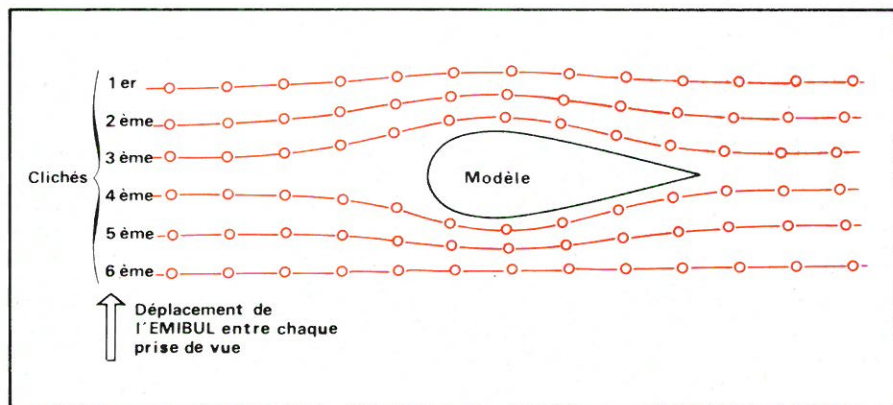


Fig. 17

On reconnaît l'horloge, le chenillard, l'alimentation et la bascule.

Cette fois-ci c'est le passage d'une bulle qui commande l'ensemble par l'intermédiaire d'un trigger.

Lorsque l'installation est prête, l'opérateur appuie sur P_2 qui a pour but de charger un décompteur d'un nombre que l'on aura préalablement affiché sur la roue cadense.

La sortie de la porte NOR « N_1 » passe à l'état 0 car le nombre est différent de zéro. Ce nombre, on le retrouve sur l'afficheur 7 segments, et il indique le nombre de photos que l'on désire prendre à la file.

Comme toutes les entrées de N_2 sont à l'état 0, sa sortie est à l'état 1. Ainsi on remet à zéro sur compteur par 200.

La sortie « s » de ce compteur passe à l'état 0 (car on vient de le remettre à zéro).

L'entrée 1 de N_2 est donc à l'état 1, la sortie de cette porte NOR repasse donc à l'état 0 et supprime ainsi la RAZ.

La figure 16 donne le diagramme des temps de cette première étape.

Comme on peut le voir, P_2 est un système électronique qui fournit une impulsion de largeur t .

La sortie S du compteur diviseur par 200 étant à zéro, l'entrée R de la bascule N° 2 repasse à l'état 0 car l'interrupteur K_1 aura été préalablement mis en court-circuit.

On verra plus loin l'utilité de K_1 dans le schéma général.

Dès qu'une bulle se trouve sur le faisceau d'infrarouge émis par une LED, une impulsion est envoyée sur l'entrée J de la bascule N° 2.

La sortie Q de cette bascule passe donc à l'état 0. La sortie de N_3 commande l'ouverture de l'appareil photo et le passe à 10 A.

La VH (validation horloge) du chenillard est donc à l'état 0, il en est de même pour sa RAZ (remise à 0).

Le chenillard se met donc à générer des impulsions comme on l'a vu sur le diagramme de la figure 14.

Une impulsion est envoyée sur R de la bascule N° 1 qui met la sortie Q de celle-ci à l'état 1. Le courant dans la lampe est donc de 2,3 A.

Une deuxième impulsion est envoyée sur S de la bascule N° 1, sur le compteur diviseur par 200 et sur la RAZ du chenillard.

Le courant dans la lampe repasse donc à 10 A et le cycle recommence.

Lorsqu'on arrive à la 200^e impulsion (ou moins si l'on désire) la sortie S du compteur diviseur par 200 passe à l'état 1, ce qui a pour effet de bloquer la bascule N° 2 et d'enclencher une série de monostable.

Le premier a un temps de trois secondes afin de laisser le temps à l'appareil photo de changer de négatif.

L'appareil photo, l'entrée (10 A) de l'alimentation, la VH et la RAZ du chenillard sont repassés à l'état de repos car la sortie Q de la bascule N° 2 est à l'état 1 ($R = 1$).

La sortie du monostable de trois secondes commande l'horloge du décompteur qui diminue d'une unité.

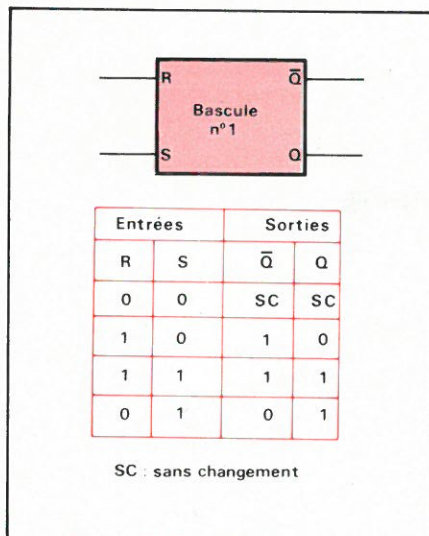


Fig. 20

La porte N_1 a pour but de détecter le nombre zéro. Lorsque celui-ci est présent à la sortie du décompteur, la sortie de N_1 qui ne pourra remettre à zéro le compteur diviseur par 200.

Le monostable de 0,5 à 10 secondes commandé dès la 200^e impulsion sert à actionner pendant un certain temps le moteur de déplacement de l'Emibul.

Ce moteur déplace l'Emibul horizontalement ou verticalement par rapport à la maquette afin de prendre la photo d'une trajectoire proche de la précédente.

En regroupant toutes les photos on obtient la **figure 17**.

Il est sûr que ce déplacement aurait pu être effectué manuellement, mais lorsqu'on a plusieurs essais successifs pour différentes vitesses de vent ou différentes inclinaisons du modèle ou autre paramètre, ce gadget électronique devient intéressant.

La **figure 18** donne le diagramme des temps de la **figure 15**.

On remarque que le temps entre chaque bulle doit être supérieure au temps des 200 impulsions, sinon une deuxième bulle serait visualisée sur la même trajectoire; ce qui gênerait l'étude quantitative de la photo.

2 - Stroboscope piloté par une fréquence extérieure

Les montages décrits précédemment utilisent une horloge pilotée par un quartz et un chenillard.

Ce système permet d'avoir une bonne précision dans les mesures; mais on a des fréquences par paliers.

On a: 25, 50, 100, 250, 500, 1 K, 2,5 K, 5 K, 10 kHz.

Toutes les fréquences intermédiaires peuvent être obtenues en utilisant un générateur BF et le schéma de la **figure 19**.

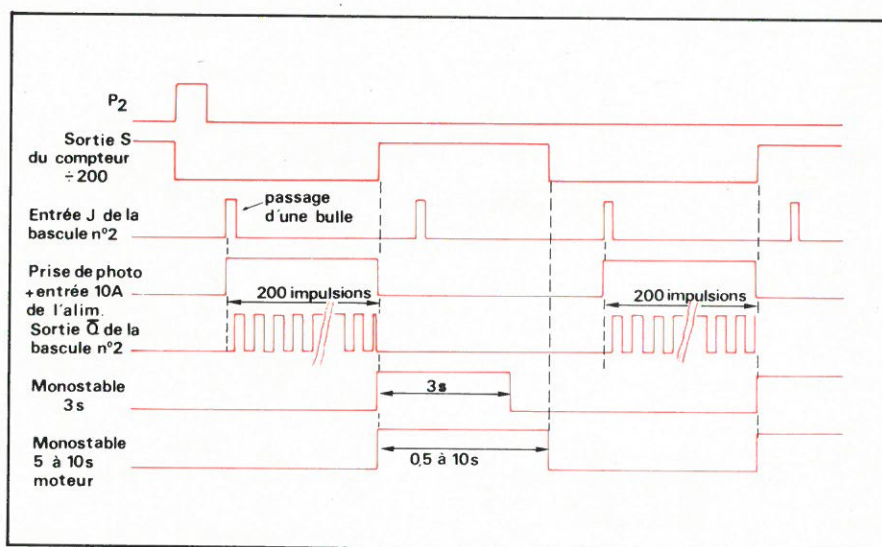


Fig. 18

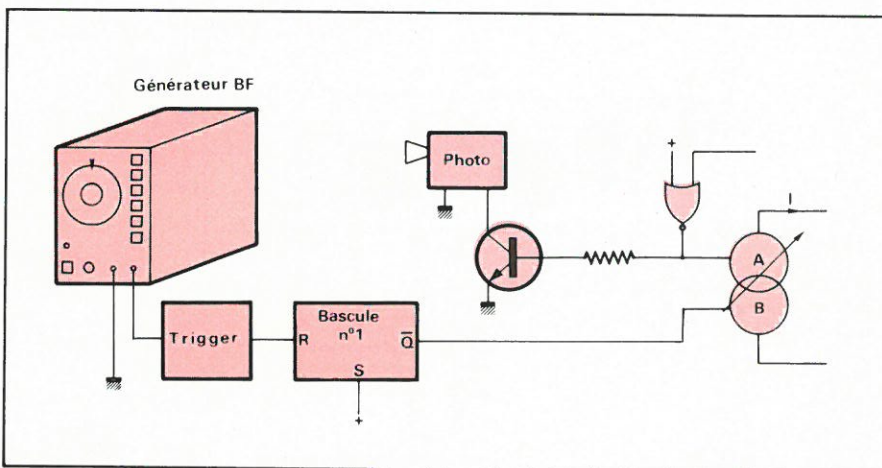


Fig. 19

Un générateur BF se branche à la place du détecteur de bulles et attaque le trigger de Schmitt.

Les signaux se retrouvent à l'entrée R de la bascule N° 1. L'entrée S étant à l'état 1, l'entrée B de l'alimentation va donc varier de 1 à 0 au rythme du générateur BF.

L'entrée A de l'alimentation est bloquée à l'état 0 afin de protéger la lampe en lui évitant un courant de 10 A trop long.

Ainsi le courant dans la lampe varie de 5,4 A à 2 A. On a donc une luminosité plus faible que dans les montages précédents car la position 10 A est supprimée.

La **figure 20** donne la table de vérité des bascules R-S utilisées.

Schéma de l'alimentation à courant constant

La **figure 21** donne le plan du générateur de courant.

Un gros transformateur de 240 VA fournit du courant continu à l'aide d'un

pont de 4 diodes D_1 à D_4 mises sur radiateur.

Une partie du courant stabilisé par C_1 sert à alimenter un transistor ballast T_1 qui fournit le + 12 V pour les circuits logiques.

Le condensateur C_1 alimente aussi à travers R_5 une série de diodes D_6 qui fournissent une tension stable de référence pour le générateur de courant.

Son schéma de principe est celui de la **figure 22**.

La tension « u » aux bornes des résistances R_3 et R_4 en parallèle, est rendue constante par la tension « V » aux bornes de D_6 et la chute de tension « E » dans les circuits base-émetteur du darlington.

Par construction ces deux tensions « V » et « E » sont constantes. Ainsi le courant I traversant les résistances R_3 et R_4 est constant.

Pour augmenter le courant, il suffit de diminuer $R_3 // R_4$, ce qui est réalisé à l'aide de T_5 , T_4 , T_3 et les deux résistances R_6 et R_7 .

Avec cet artifice on atteint 10 A, malheureusement la chute de tension aux bornes de R_2 est trop importante.

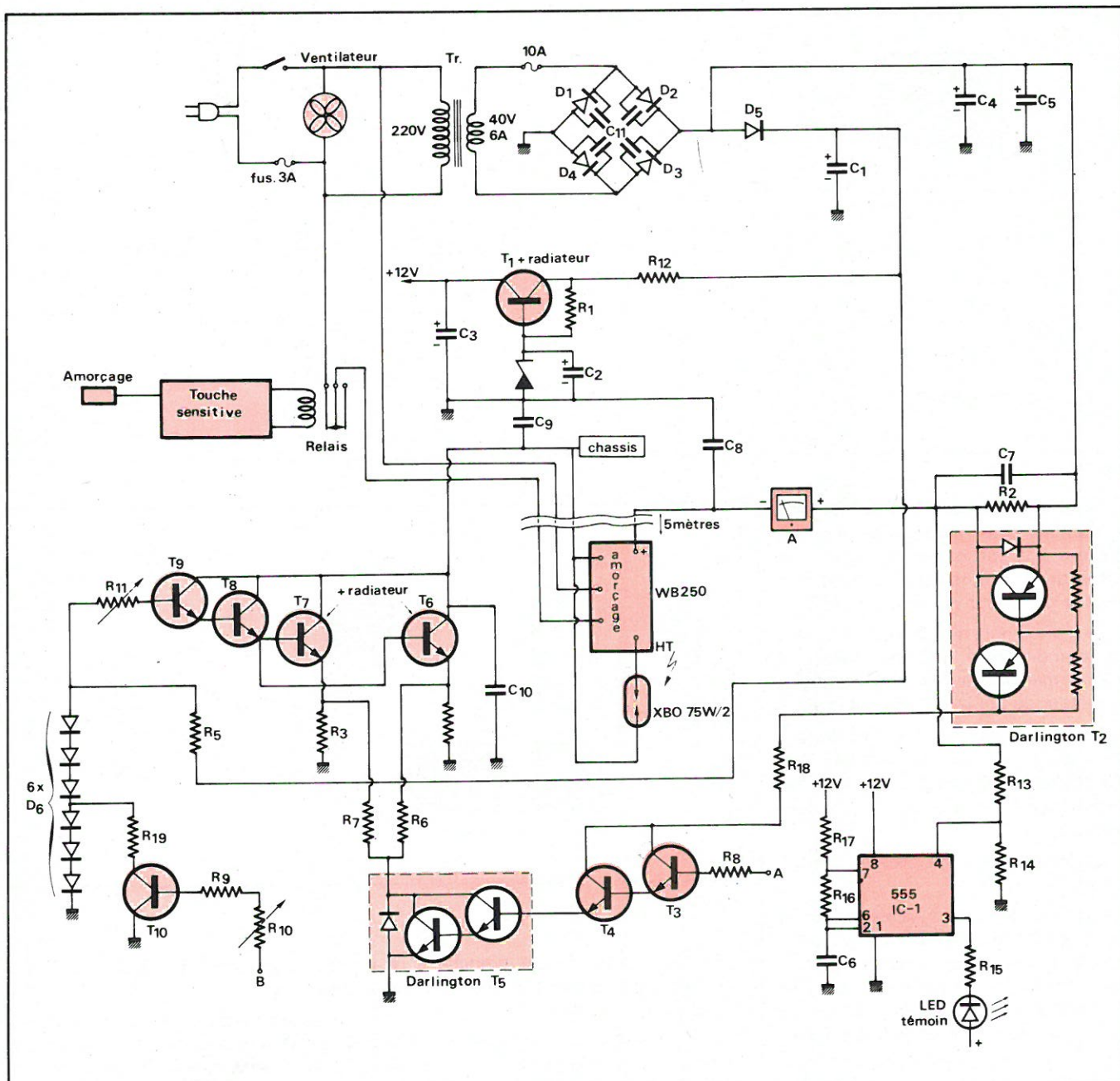


Fig. 21

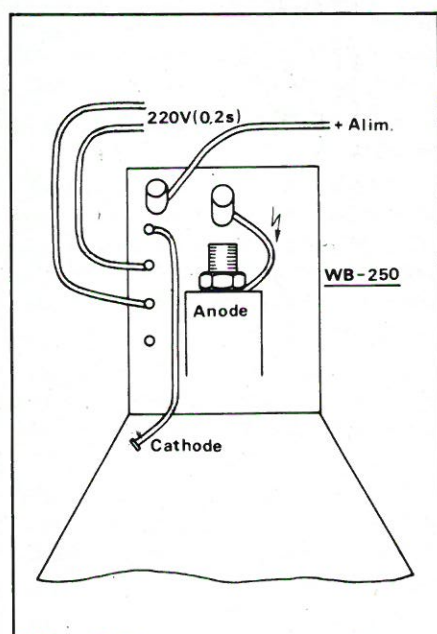


Fig. 23

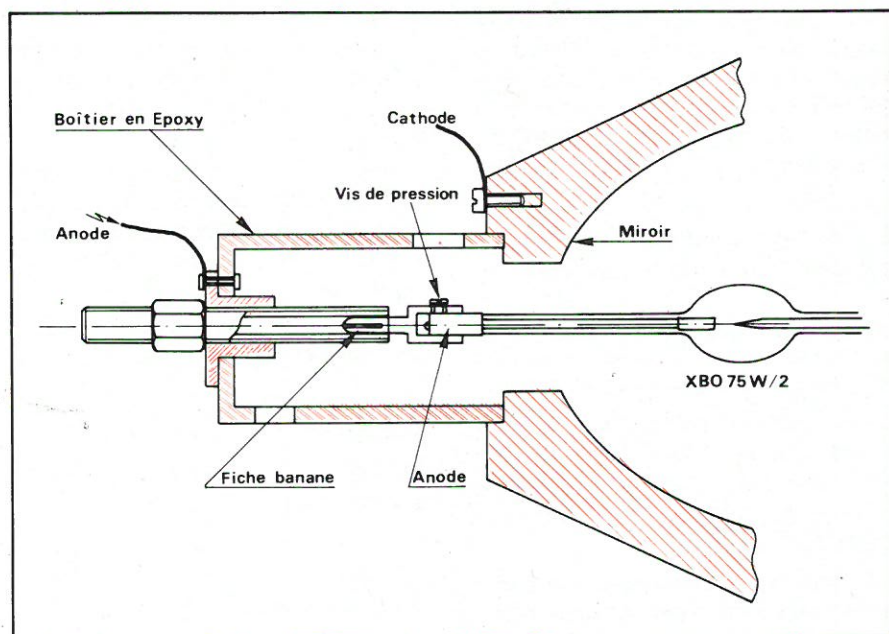


Fig. 24

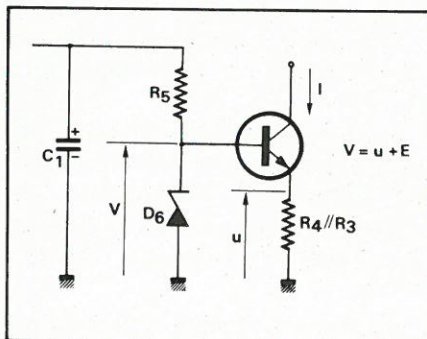


Fig. 22

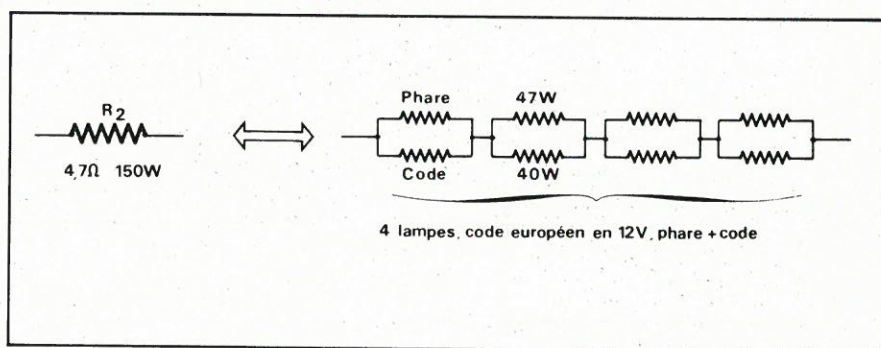


Fig. 25

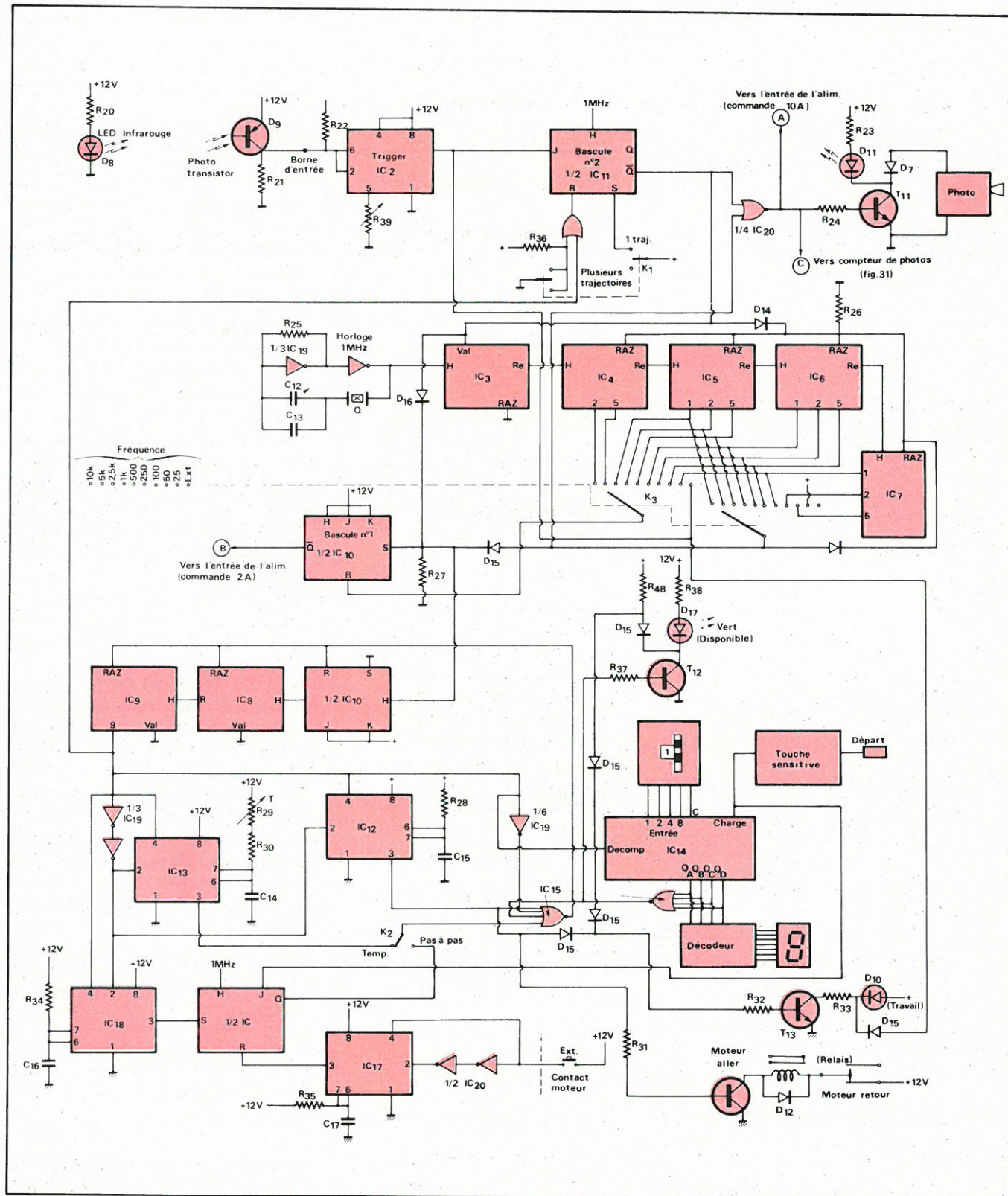


Fig. 26

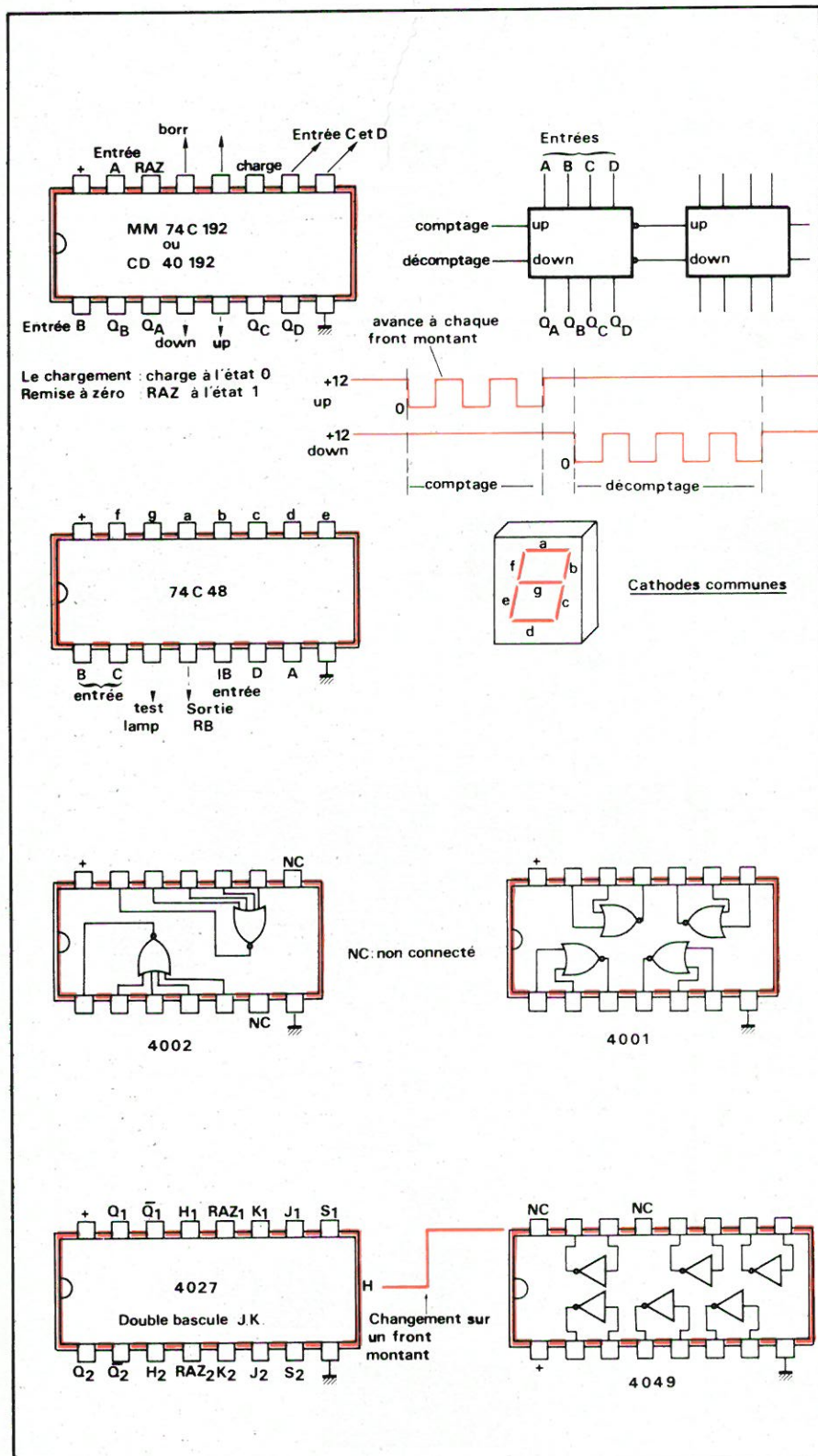


Fig. 29

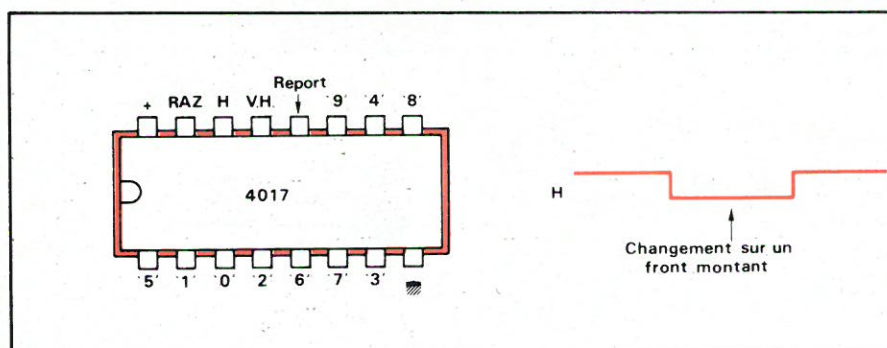


Fig. 27

Afin de l'éliminer un Darlington T_2 court-circuite cette résistance R_2 lorsque l'entrée A de l'alimentation est à +12 V.

Un pont formé des résistances R_{13} et R_{14} permet de prélever une fraction de la tension à la sortie de R_2 .

Lorsque la lampe n'est pas amorcée, aucun courant ne circule et on a 60 V à la sortie R_2 .

La borne 4 du 555 (IC_1) est à une tension supérieure à 0,8 V, ainsi la LED clignote pour indiquer la présence d'une tension supérieure à 30 V.

Lorsque la lampe est amorcée, la tension passe à 20 V et la LED cesse son clignotement pour rester allumée en continu.

L'amorçage de la lampe se fait à l'aide d'une touche sensitive qui enclenche un relais.

Une impulsion de 1 seconde maximum (0,2 suffit) et de 220 V est envoyée sur l'amorceur WB250.

Le brochage du WB 250 est donné à la figure 23.

La figure 24 donne le schéma du support de l'anode de la lampe.

Une douille munie d'une fiche banane est vissée sur l'anode de la lampe.

Cette fiche banane est enfilée dans une tige filetée percée. La tige permet le réglage du positionnement de la lampe par rapport au miroir.

Ce montage permet d'absorber les dilatations de la lampe lors de son échauffement.

La cathode est directement reliée au boîtier car le miroir est la récupération d'une lampe à arc américaine portative.

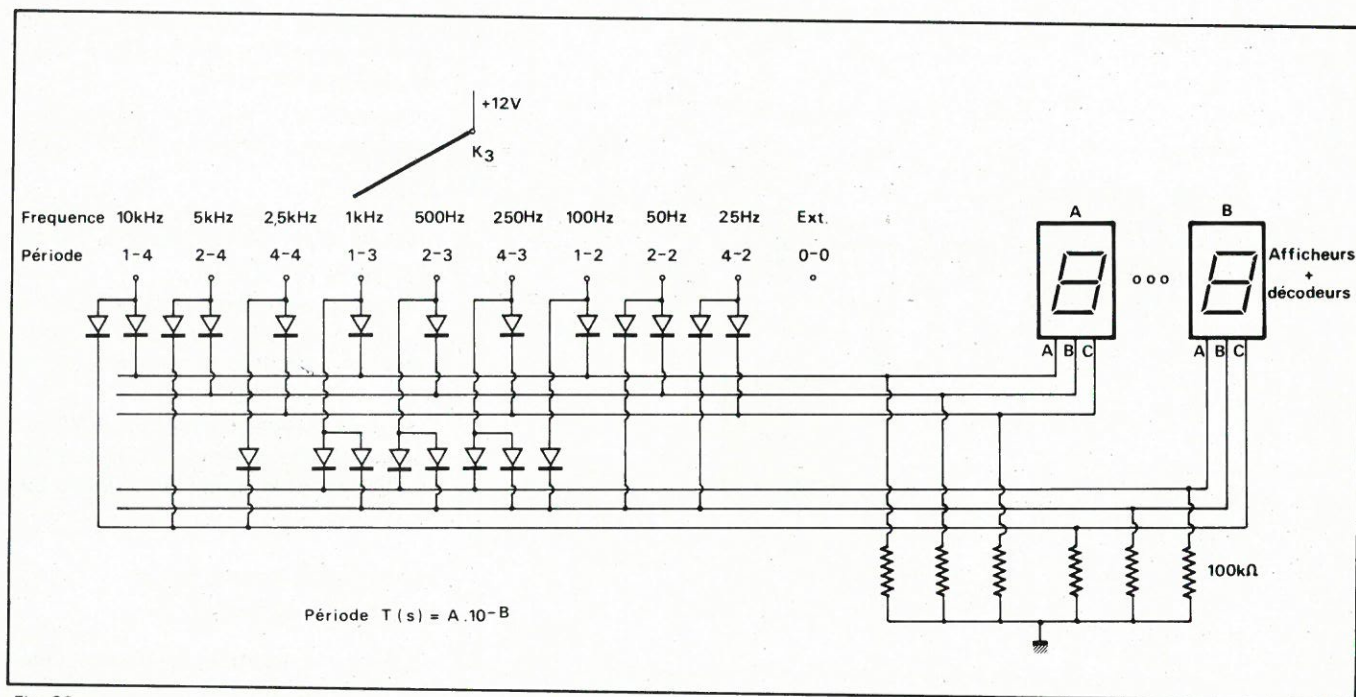
Les condensateurs C_8 , C_9 , C_{10} , C_{11} éliminent les courants haute fréquence et de haute tension résiduelle qui auraient pu passer au travers de l'amorceur.

La résistance R_2 est de forte puissance et de faible valeur ($4,7 \Omega / 150 \text{ W mini}$). Ne disposant pas de ce type de résistances de puissance, on a placé en série des lampes pour voitures comme le montre la figure 25.

Ces lampes seront remplacées dans la version définitive par des résistances de puissance montées en série et parallèles.

Schéma complet du générateur de signaux

La figure 26 est l'assemblage des figures 19, 15, 12 sans l'alimentation à courant.



On reconnaît les bascules N° 1 et 2.

L'horloge de 1 MHz est constituée de deux portes inverseuses C-MOS. La fréquence peut être ajustée grâce à C₁₂.

Le chenillard est constitué de cinq circuits intégrés type 4017 comme le montre la figure 27.

L'entrée VH (validation horloge) laisse compter le chenillard lorsque celle-ci est à l'état 0.

Le diviseur par 200 est constitué de 1/2 IC₁₀, IC₈, IC₉.

Le temporisateur de 3 secondes est IC₁₂ tandis que IC₁₃ constitue la temporisation moteur (monostable 0,5 à 10 secondes).

Un double inverseur à trois positions placé de la bascule N° 2 1/2 IC₁₁ détermine le mode de fonctionnement de l'appareil: soit bulle par bulle (fig. 15) soit en continu (fig. 12), soit en attente.

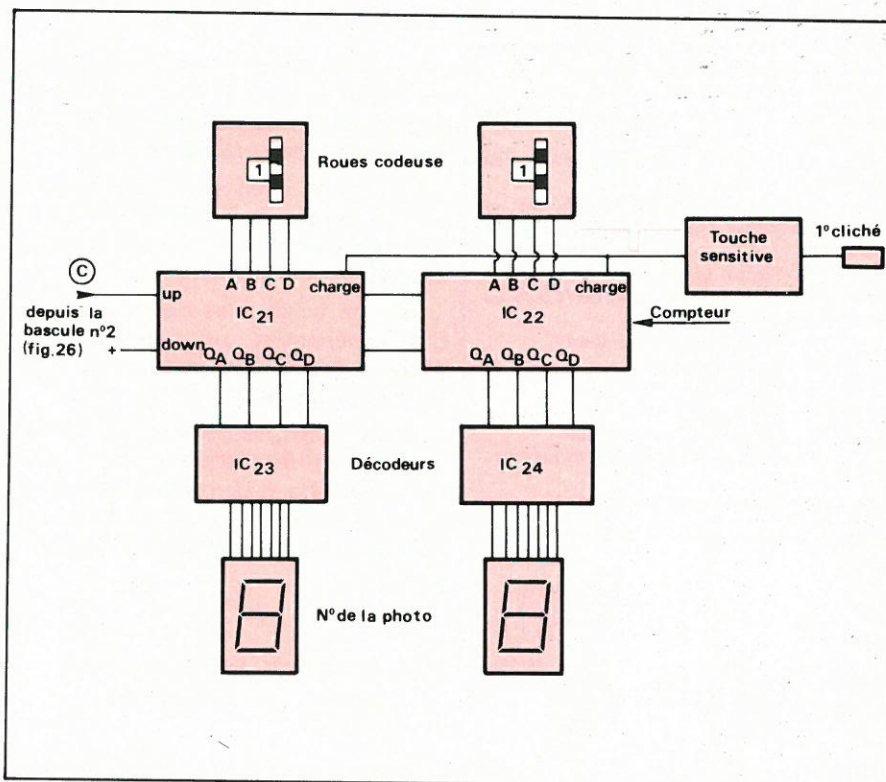
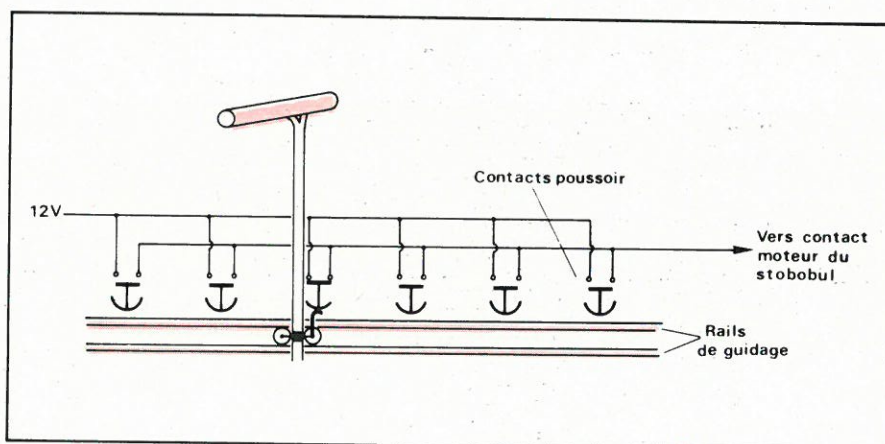
Un commutateur rotatif à dix positions et trois voies détermine la fréquence; la dernière position est externe et sert au branchement d'un générateur BF à la phase du phototransistor (D₉) (fig. 19).

Le moteur commandant le déplacement de l'Emibul peut fonctionner comme on l'a vu (fig. 15) en mode temporisé.

Si l'on désire des positions bien précises on utilisera des contacts que l'on placera le long du rail de guidage de l'Emibul comme le montre la figure 28.

Dans ce cas on placera l'interrupteur K₂ sur la position Pas à Pas.

Le brochage des différents circuits est donné à la figure 29.



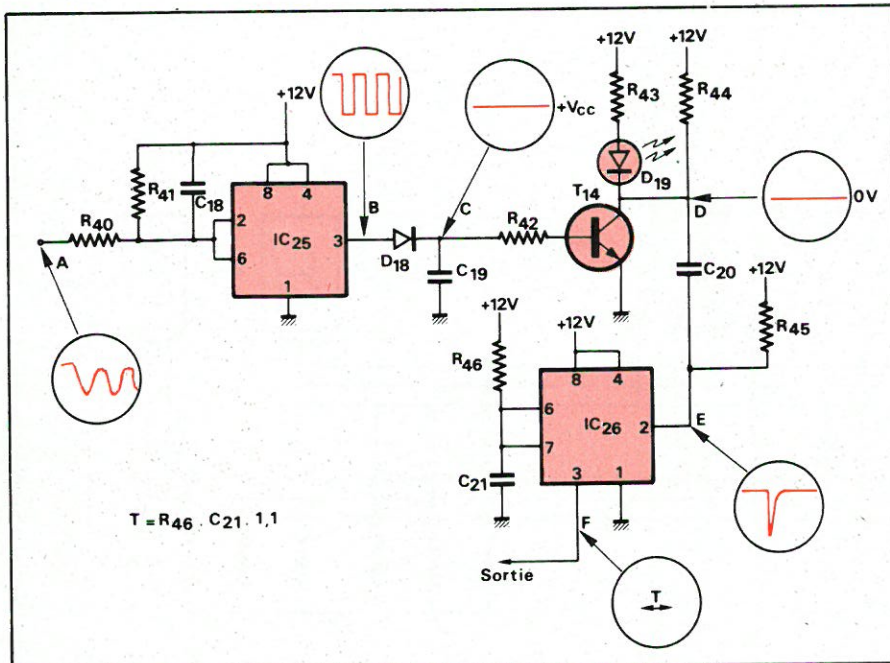


Fig. 32.

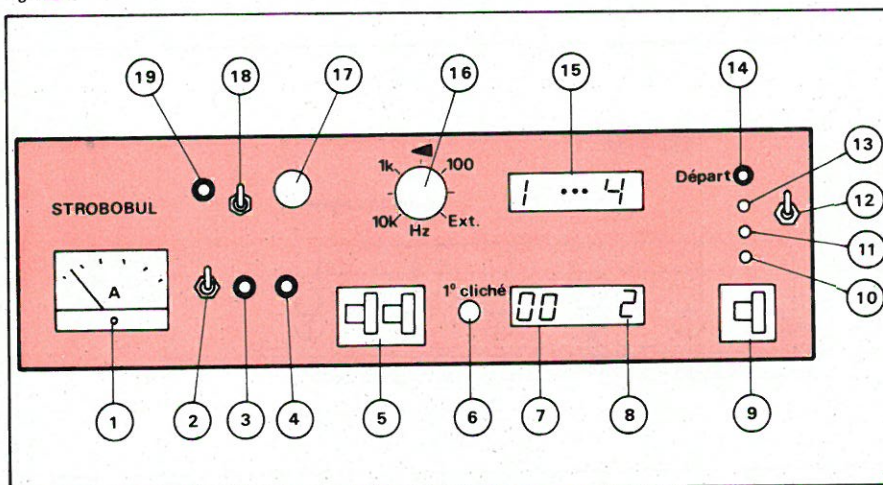


Fig. 34. 1 - Ampèremètre
2 - Interrupteur arrêt-marche
3 - Témoin de contrôle de tension
4 - Touche sensible d'amorçage
5 - Numéro de la première photo
6 - Touche sensible de la première photo
7 - Numéro de la photo en cours ou de la deuxième prise
8 - Nombre de photos en rafale restant
9 - Nombre de photos en rafale à prendre
10 - Témoin de prise de photo
11 - Témoin travail
12 - Choix du mode de travail (1 bulle ou plusieurs)
13 - Témoin repos (disponible)
14 - Touche départ
15 - Période $T = A \cdot 10^{-B}$
16 - Choix de fréquence
17 - Temporisation du moteur
18 - Choix du mode de déplacement du moteur
19 - Touche retour (du moteur)

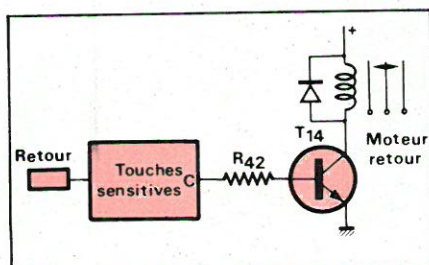


Fig. 33.

Le commutateur rotatif K_3 est aussi en liaison avec deux décodeurs sept segments afin de visualiser la période comme le montre la figure 30.

La période T (en seconde) est donnée par la formule $T = A \times 10^{-B}$ où A représente le premier afficheur et B le second.

Afin de faciliter les opérations lors des expériences, un compteur de photo a été mis en place comme le montre la figure 31.

Deux compteurs reçoivent le numéro de la première photo par l'intermédiaire de deux roues codeuses et d'un système à touche sensible fournissant une impulsion à l'état 0 (fig. 31).

Description du système à touche sensible

Le schéma de principe est donné à la figure 32.

L'avantage de ce système sur les boutons poussoirs est sa grande fiabilité de fonctionnement.

Les cercles représentent des oscillogrammes en différents points du montage.

On constate que pour l'enclenchement du relais d'amorçage (fig. 21) on prendra le signal en F.

Tandis que pour la touche « départ » on se connectera au point E; pour l'enregistrement de la première photo on se placera au point D.

Pour faire revenir le moteur de l'Emibul on utilise le schéma de la figure 33 en récupérant le signal de la figure 32 au point C.

Réalisation pratique et mode d'emploi

Comme le montrent les photos, chaque carte est montée sur glissière.

Le transformateur qui est la pièce la plus lourde a été placée au milieu.

La carte munie de ses afficheurs est placée contre la face avant.

La disposition et la nomenclature des éléments placés sur la face avant sont données à la figure 34.

Le mode d'emploi de l'appareil est très simple comme on peut en juger :

On met en marche l'appareil à l'aide de 2. L'amorçage de la lampe se fait en 4.

Le clignotement de la LED 3 indiquait qu'une tension supérieure à 30 V existait aux bornes de la lampe et des transistors ballast.

a) Photos de plusieurs bulles

Si l'on veut prendre plusieurs bulles avec le même cliché, on place 12 en position basse.

La fréquence est choisie à l'aide de 16.

Le numéro de la première photo aura été affiché en 5 et transmis au compteur 7 à l'aide de 6.

Si l'on désire une fréquence différente de celle proposée en 16 on se place en fréquence « Ext » et on attaque avec un générateur BF. La période affichée en 15 est 0 - 0.

Dans ce cas de fonctionnement, le contraste sera moins grand car l'intensité ne varie qu'entre 2 A et 5,4 A afin d'éviter un claquage accidentel de la lampe.

L'appareil photo peut être mis en pose B si l'on désire de nombreuses trajectoires ou sur une vitesse de l'ordre du 1/10 de seconde, si l'on désire quelques tracés de bulles seulement. Tout dépend du nombre de bulles éjectés par seconde par l'Emibul.

Nomenclature

● Alimentation (fig. 21)

Résistances

1/4 W sauf spécification

R₁ : 1,5 k Ω 5 W
 R₂ : 4,7 Ω 220 W
 R₃ : 1 Ω 10 W
 R₄ : 1 Ω 10 W
 R₅ : 2,2 k Ω 3 W
 R₆ : 0,47 Ω 3 W
 R₇ : 0,47 Ω 3 W
 R₈ : 100 k Ω
 R₉ : 47 k Ω
 R₁₀ : 220 k Ω potentiomètre
 R₁₁ : 47 k Ω
 R₁₂ : 82 Ω 30 W
 R₁₃ : 120 k Ω
 R₁₄ : 2,2 k Ω
 R₁₅ : 1,2 k Ω
 R₁₆ : 470 k Ω
 R₁₇ : 1 k Ω
 R₁₈ : 1,2 k Ω 5 W
 R₁₉ : 10 Ω 1/2 W
 R₄₇ : 4,7 k Ω

Condensateurs

C₁ : 1 000 μ F 63 V
 C₂ : 100 μ F 25 V
 C₃ : 1 000 μ F 25 V
 C₄ : 2 200 μ F 63 V
 C₅ : 2 200 μ F 63 V
 C₆ : 1 μ F 25 V
 C₇ : 22 nF 1 000 V
 C₈ : 22 nF 1 000 V
 C₉ : 22 nF 1 000 V
 C₁₀ : 22 nF 1 000 V
 C₁₁ : 22 nF 1 000 V

Diodes

D₁ : 62 R2 R
 D₂ : 62 R2 R
 D₃ : 62 R2 R
 D₄ : 62 R2 R
 D₅ : diode 1,3 A 60 V
 D₆ : 1N4148
 D_{z1} : Diode zener 12 V 1/2 W

Transistors

T₁ : 2N5192
 T₂ : BDX66C (Darlington)
 T₃ : MPSL01 (80 V-1 A)
 T₄ : BD230 (60 V-3 A)
 T₅ : BDX67C (Darlington)
 T₆ : 2N40852 (20 A-120 V)
 T₇ : 2N40852 (20 A-120 V)
 T₈ : 2N5192 (3 A-80 V)
 T₉ : MPSL01
 T₁₀ : BC337 (0,8 A-40 V)

Circuit intégré

IC₁ : TDB 0555 B (Siemens)

Divers

Ampèremètres 6 A
 Transformateur 40 V 6 A
 Ventilateur 12 l/s
 Relais 12 V 470 Ω (Siemens), 1 contact travail (minimum). Réf. : DO715 - F 104

● Partie logique (fig. 26)

Résistances

(1/4 W sauf spécification)

R₂₀ : 1 k Ω
 R₂₁ : 100 k Ω
 R₂₂ : 10 M Ω
 R₂₃ : 1 k Ω
 R₂₄ : 4,7 M Ω
 R₂₅ : 10 k Ω
 R₂₆ : 100 k Ω
 R₂₇ : 100 k Ω
 R₂₈ : 330 k Ω
 R₂₉ : 1 M Ω potentiomètre
 R₃₀ : 10 k Ω
 R₃₁ : 100 k Ω
 R₃₂ : 100 k Ω
 R₃₃ : 1 k Ω
 R₃₄ : 100 k Ω
 R₃₅ : 100 k Ω
 R₃₆ : 100 k Ω
 R₃₇ : 100 k Ω
 R₃₈ : 1 k Ω
 R₃₉ : 100 k Ω ajust.
 R₄₈ : 10 k Ω

Transistors

T₁₁ : BC337 + 2N2219
 T₁₂ : BC337
 T₁₃ : BC337

Condensateurs

C₁₂ : 2-12 pF ajust.
 C₁₃ : 12 pF
 C₁₄ : 10 μ F 16 V
 C₁₅ : 2,2 μ F 16 V
 C₁₆ : 10 μ F 16 V
 C₁₇ : 10 μ F 16 V

Diodes

D₇ : 1 A 25 V
 D₈ : LED infrarouge
 D₉ : BPW22 phototransistor RTC
 D₁₀ : LED jaune $\varnothing$ 5 mm. LD56A (Siemens)
 D₁₁ : LED rouge $\varnothing$ 5 mm. LD52C (Siemens)
 D₁₂ : 1N4148
 D₁₃ : 1N4148
 D₁₄ : 1N4148
 D₁₅ : 1N4148
 D₁₆ : 1N4148
 D₁₇ : LED verte $\varnothing$ 5 mm. LD 57 CA (Siemens)

Circuits intégrés

IC₂ : TDB555 (Siemens)
 IC₃ : CD4017
 IC₄ : CE4017
 IC₅ : CD4017
 IC₆ : CD4017
 IC₇ : CD4017
 IC₈ : CD4017
 IC₉ : CD4017
 IC₁₀ : CD4027
 IC₁₁ : CD4027
 IC₁₂ : TBB555
 IC₁₃ : TBB555
 IC₁₄ : CD40192
 IC₁₆ : 74C48
 IC₁₈ : TBB555
 IC₁₉ : CD4049
 IC₂₀ : CD4001
 IC₂₀ : CD4001
 IC₁₅ : 4002

Divers

Afficheurs 7 segments, cathodes communes
 Roues codeuses
 Interrupteur
 Fiche DIN
 commutateur rotatif 10 positions, 3 circuits

● Partie N° de photo (fig. 31)

Circuits intégrés

IC₂₁ : CD40192
 IC₂₂ : CD40192
 IC₂₃ : 74C48
 IC₂₄ : 74C48

Divers

2 afficheurs à cathodes communes rouge HA 1183 R (Siemens)

● Partie touche sensitive (fig. 32)

Résistances

(1/4 W)

R₄₀ : 10 k Ω
 R₄₁ : 10 M Ω
 R₄₂ : 10 k Ω
 R₄₃ : 1 k Ω
 R₄₄ : 10 k Ω
 R₄₅ : 100 k Ω
 R₄₆ : suivant temporisation

Transistors

T₁₄ : BC337

Condensateurs

C₁₈ : 1 μ F 16 V
 C₁₉ : 2 μ F 16 V
 C₂₀ : 1 μ F 16 V
 C₂₁ : suivant temporisation
 $T = R_{46} \cdot C_{21} \cdot 1,1$

Diodes

D₁₈ : 1N4148
 D₁₉ : LED rouge $\varnothing$ 3 mm

Circuits intégrés

IC₂₅ : TDB555 (Siemens)
 IC₂₆ : TDB555 (Siemens)

Tension d'alimentation de la lampe à l'amorçage 45/50
 U_V (volts)

Tension de fonctionnement 14
 U_L (volts)

Intensité du courant 5,4
 I_L (ampères)

Puissance absorbée 75
 P_L (watts)

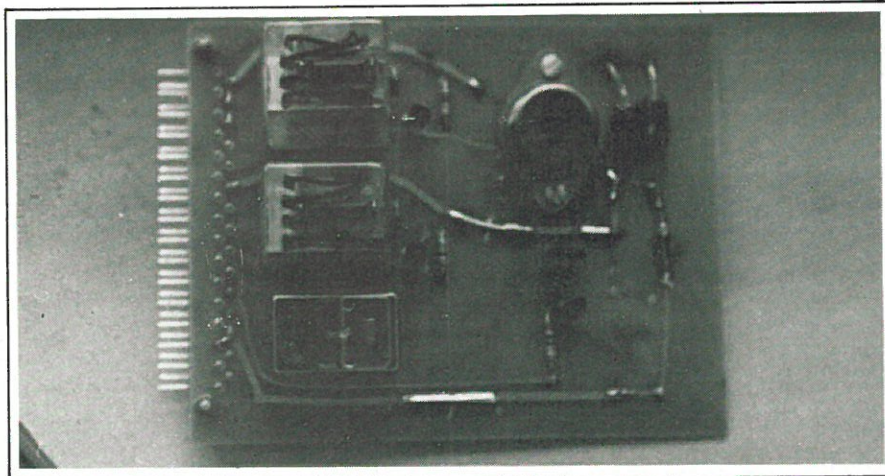


Photo 7. - Vue de la carte relais, le darlington T5 n'est pas monté sur radiateur étant donné son faible échauffement.

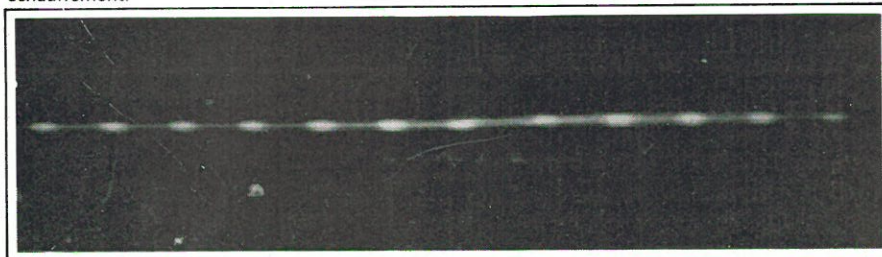


Photo 8. - Trace d'une bulle sur 10 KHz, la vitesse est de l'ordre de 40 m/s.

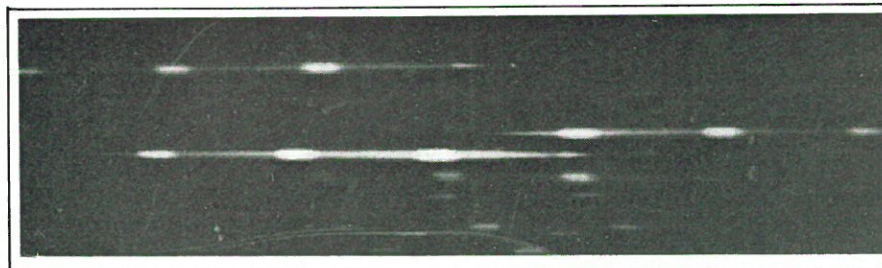


Photo 9. - Trace de trois bulles à une fréquence de 2,5 KHz pour une vitesse de l'ordre de 20 m/s. Temps d'ouverture, 1/500e de seconde. Film 400 ASA, ouverture 2,8.

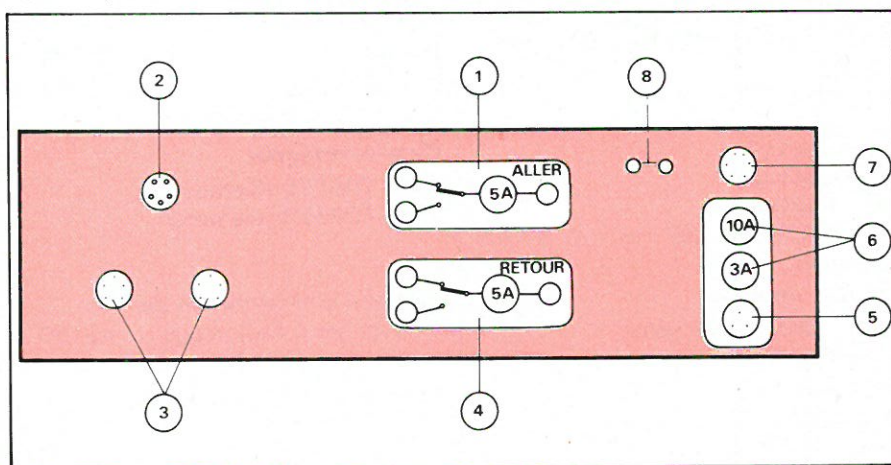


Fig. 35. 1 - Inverseur pour l'aller du moteur de déplacement de l'Emibul
2 - Prise pour la lampe (4 broches mini-mum)
3 - Prise de commande des appareils photos
4 - Inverseur pour le retour
5 - Prise secteur (avec prise de terre)
6 - Fusibles 3 et 10 A
7 - Prise de détection de passage de bulle ou générateur BF
8 - Prise de contact moteur

b) Photos bulle par bulle

Dans ce cas le commutateur à trois positions 12 sera placé en haut.

On choisit le nombre de trajectoires que l'on désire enregistrer en rafale sur la roue codeuse 9.

Comme pour le cas précédent la fréquence est choisie à l'aide de 16. Le mode de déplacement de l'Emibul est choisi à l'aide de 18. Dans le cas d'une temporisation du mouvement, le temps sera choisi à l'aide de 17.

Les opérations commencent dès que l'on appuie sur 14. La LED 10 s'allume dès qu'une bulle est détectée signalant la prise d'une photo, de même qu'au passage d'une bulle, la LED jaune 11 s'éteint.

A la fin des opérations, l'afficheur 8 s'éteint et la LED verte 13 se rallume, tandis que la LED 11 reste allumée tant que l'appareil photo n'est pas réarmé.

Dès que la LED verte s'allume on peut changer les paramètres : la fréquence à l'aide de 16, le nombre de photos à prendre à la file 9 et faire revenir l'Emibul à sa position d'origine à l'aide de 19 qui commande le retour.

Lorsque les essais sont terminés, on arrête l'appareil à l'aide de 2. Il faut se souvenir qu'un arrêt puis un allumage est équivalent à 20 minutes de durée de vie. La lampe est très sensible aux chocs thermiques.

La durée de vie est de 400 heures pour un fonctionnement en continu.

Lorsque les essais sont arrêtés momentanément, avant d'arrêter l'appareil on affiche sur les roues 5 le chiffre existant en 7. Ceci permettra d'avoir le numéro de la dernière photo lors de la reprise des essais en appuyant sur 6.

Les différentes connexions avec l'extérieur ont été placées à l'arrière suivant la figure 35.

La commande du moteur se fait à l'aide de deux inverseurs qui ne peuvent être tous les deux à la fois sur la position travail.

La commande du retour est prioritaire sur celle de l'aller.

Conclusion

Nous voici donc en possession d'un stroboscope qui rendra de nombreux services pour les mesures aérodynamiques.

De plus, certains « gadgets » facilitent les mesures lors des essais pour les rendre plus courts, libérant du même coup la soufflerie plus rapidement pour d'autres expériences.

La lampe XBO 75 W/2 et l'amorçeur WB 250 sont revendus par Cunon, 28-30, rue Fernand-Pelloutier, 92110 Clichy.

Le Strobobul est visible à l'E.N.S.A.M. (Ecole Nationale Supérieure des Arts et Métiers), 151, Bd de l'Hôpital, 75640 Paris cedex 13.

Nous espérons, par le biais de cette réalisation, avoir démystifié les lampes à arc qui peuvent rendre de nombreux services autres que le classique projecteur de films.

Philippe Arnould

Lorsqu'un triac commute une charge inductive, il se peut que, lors de l'extinction du circuit, la tension soit réappliquée trop rapidement aux bornes du triac et provoque un réamorçage intempestif. Le moyen le plus simple de limiter la vitesse à laquelle cette tension est réappliquée, est de connecter un circuit RC en parallèle avec le triac (fig. 1).

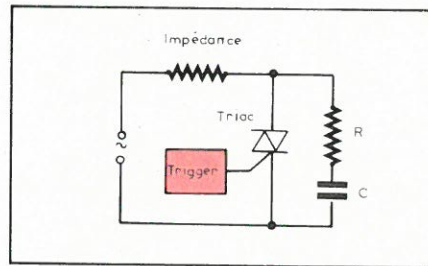


Fig. 1

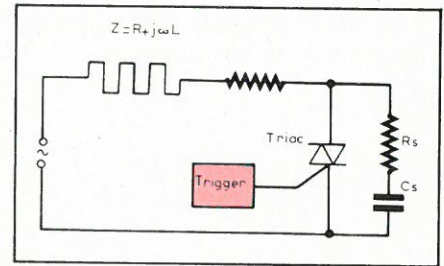


Fig. 2

Limitation du dV/dt dans les circuits à triacs

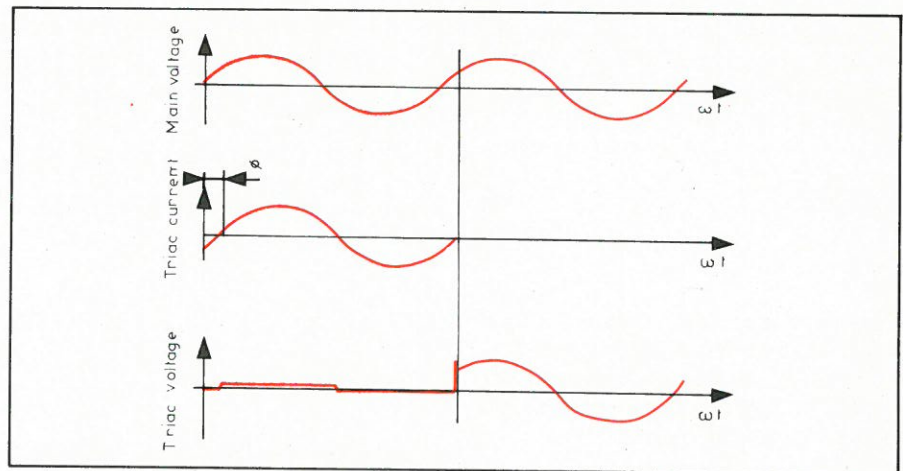


Fig. 3

Le choix des valeurs du condensateur et de la résistance est très important; des valeurs inadéquates peuvent être responsables du mauvais fonctionnement du circuit et même de la destruction de certains composants.

Considérons le cas d'une impédance de charge $Z = R + j\omega L$ (fig. 2).

La figure 3 montre le courant et la tension à l'extinction du triac.

La tension du réseau est donnée par la relation :

$$u(t) = U_M \sin \omega t \quad (1)$$

Lorsque le triac est conducteur, le courant dans la charge est en retard sur la tension :

$$i(t) = I_M \sin (\omega t - \phi) \quad (2)$$

$$I_M = \frac{U_M}{Z} \quad (3)$$

$$Z = \sqrt{R^2 + \omega^2 L^2} \quad (4)$$

$$\phi = \arctan \frac{\omega L}{R} \quad (5)$$

Au temps t_0 (fig. 3) tel que $\omega t_0 = \phi$, les relations deviennent :

$$u(t_0) = U_M \cdot \sin \varnothing \quad (6)$$

$$i(t_0) = I_M \cdot \sin 0 = 0 \quad (7)$$

La **figure 4** donne la représentation vectorielle au temps t_0 .

Lorsque le triac est bloqué, l'impédance du circuit devient :

$$Z' = R + j\omega L + R_s - \frac{j}{\omega C_s} \quad (8)$$

La **figure 5** donne la représentation vectorielle des tensions immédiatement après le blocage du triac.

La tension appliquée aux bornes du triac est donnée par la relation :

$$U_s = I' \cdot Z_s \quad (9)$$

$$Z_s = \sqrt{R_s^2 + \frac{1}{\omega^2 C_s^2}} \quad (10)$$

$$I' = \frac{U_M}{Z'} \quad (11)$$

Lorsque le triac se bloque au temps t_0 , on passe de la situation de la **figure 4** à celle de la **figure 5** à une vitesse ω_0 donnée par la relation :

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L \cdot C_s}} \quad (12)$$

Les **figures 6a** et **6b** montrent la tension aux bornes du triac au moment de la commutation. L'amplitude de l'oscillation dépend du facteur de qualité du circuit résonnant.

$$Q = \frac{\sqrt{\frac{L}{C_s}}}{R + R_s} \quad (13)$$

En pratique, dans l'équation (8), $R + j\omega L$ est très faible par rapport à $R_s - j/\omega C_s$. On peut donc admettre que $Z_s = Z'$ (9) et $U_s = U_M$ (9). L'amplitude initiale U_1 de l'oscillation est :

$$U_1 = U_M \cdot \sin \varnothing \quad (14)$$

Dans le cas d'une oscillation sinusoïdale, le dV/dt maximum est (**fig. 6b**) :

$$\frac{dV}{dt} = U_1 \frac{2\pi}{T_0} = U_1 \cdot \omega_0 \quad (15)$$

Pour simplifier l'équation (15), nous ne tenons pas compte de l'amortissement de l'oscillation. Pratiquement, le dV/dt réel est plus faible que celui donné par l'équation (15). En égalant les relations (12) et (15), on obtient :

$$\frac{dV}{dt} = \frac{U_1}{\sqrt{L \cdot C_s}} \quad (16)$$

$$\left(\frac{dV}{dt}\right)^2 = \frac{U_1^2}{L \cdot C_s} \quad (17)$$

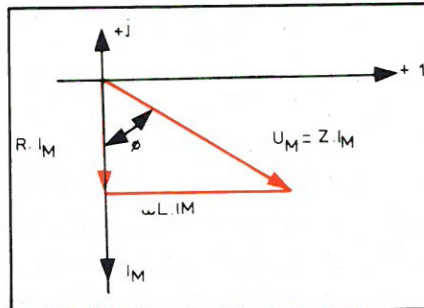


Fig. 4

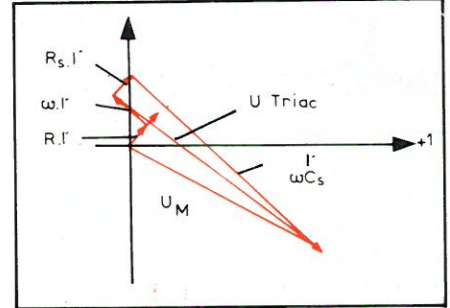


Fig. 5

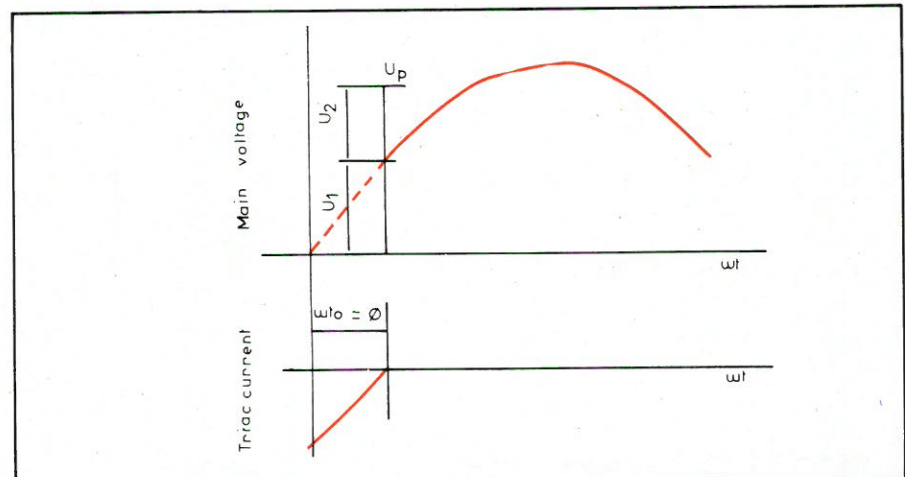


Fig. 6 a

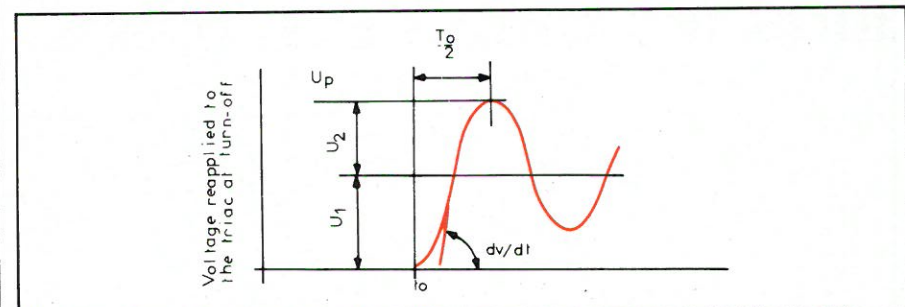


Fig. 6 b

$$C_s = \frac{U_1^2}{L \left(\frac{dV}{dt}\right)^2} \quad (18)$$

La tension de crête U_p de l'oscillation peut être au maximum égale à $2U_1$; mais le triac présente une limitation qui est sa tension de blocage répétitive V_{DROM} .

La tension U_p ne doit pas dépasser la valeur V_{DROM} ; deux cas peuvent se présenter :

$$a) U_1 \leq 0,5 V_{DROM}$$

Dans ce cas, le coefficient de qualité Q du circuit n'a pas besoin d'être limité et nous pourrions admettre : $R_s = 0$. Pour des raisons qui n'ont rien à voir avec la limitation de U_p , mais se rapportent à la limitation du courant de décharge de C_s , la valeur de R_s ne devrait pas être inférieure à :

$$R_s \geq 10 \Omega$$

$$b) U_1 > 0,5 V_{DROM}$$

Dans ce cas, le coefficient de qualité Q doit être limité de façon que :

$$U_p = U_1 + U_2 \leq V_{DROM} \quad (19)$$

(**fig. 6b**).

La décroissance de l'amplitude d'oscillation est donnée par la relation :

$$\frac{U_1}{U_2} = e^{\frac{\theta}{2}} \quad (20)$$

$$\theta = \frac{\pi}{Q} \quad (21)$$

$$\frac{\theta}{2} = \frac{\pi}{2Q} = \ln \frac{U_1}{U_2} = 2,3 \log \frac{U_1}{U_2} \quad (22)$$

$$\frac{1}{Q} = \frac{2,23}{\pi} \cdot \log \frac{U_1}{U_2} = 1,465 \log \frac{U_1}{U_2} \quad (23)$$

En remplaçant Q par sa valeur de la relation (13), nous obtenons :

$$\frac{1}{Q} = 1,465 \log \frac{U_1}{U_2} =$$

$$\frac{R + R_s}{\sqrt{\frac{L}{C_s}}} \quad (24)$$

$$R_s = 1,465 \log \frac{U_1}{U_2} \sqrt{\frac{L}{C_s}} - R \quad (25)$$

Dans le cas d'une impédance fortement inductive, ou si la valeur de C_s ne doit pas être la plus faible possible, il est plus simple d'admettre $Z = \omega L$ et $R = 0$. La valeur de L devient :

$$L = \frac{U_{\text{eff}}}{\omega I_{\text{eff}}} \quad (26)$$

Si l'impédance est faiblement ou moyennement inductive (facteur de puissance $\cos \varnothing \geq 0,8$), ou si la valeur de C_s doit être la plus basse compatible avec un fonctionnement correct du circuit, il faut prendre en considération les valeurs réelles de R et L .

La valeur des composants R_s et C_s est donnée par les relations (18) et (25) avec U_1 et U_2 en volts, R et R_s en ohms, L en henrys, C_s en farads et dV/dt en volts/seconde.

Exemple 1 :

Réseau : $220 \text{ V} \pm 10 \%$, 50 Hz

Triac : $V_{\text{DROM}} = 500 \text{ V}$, $dV/dt = 4 \text{ V}/\mu\text{s}$

Charge : $Z = 22 \Omega$

$\cos \varnothing = 0,8$

De ces valeurs, nous pouvons déterminer :

$$U_M = 220.2.1,1 = 342 \text{ V}$$

$$\omega = 2\pi.f = 314 \text{ rad/s}$$

$$\sin \varnothing = 0,6$$

$$R = 17,6 \Omega$$

$$\omega L = 13,2 \Omega$$

$$L = 0,042 \text{ H}$$

$$U_1 = U_M \sin \varnothing = 342.0,6 = 205 \text{ V}$$

$$C_s = \frac{U_1^2}{L \left(\frac{dV}{dt} \right)^2}$$

$$= \frac{205^2}{4,2.10^{-2} (4.10^6)^2}$$

$$= \frac{4,2.10^4}{4,2.10^{-2} . 1,6.10^{13}} = 0,625.10^{-7} \text{ F}$$

$$C_s = 68 \text{ nF}$$

Comme $U_1 = 205 \text{ V} < 0,5 V_{\text{DROM}} = 500 \text{ V}$, il n'est pas nécessaire de limiter l'amplitude d'oscillation et nous pouvons admettre :

$$R_s = 10 \Omega.$$

Exemple 2 :

Réseau : $220 \text{ V} \pm 10 \%$, 50 Hz

Triac : $V_{\text{DROM}} = 500 \text{ V}$, $dV/dt = 4 \text{ V}/\mu\text{s}$

Charge : $Z = 22 \Omega$

$\cos \varnothing = 0$

$$U_M = 220.2.1,1 = 342 \text{ V}$$

$$\omega = 2\pi.f = 314 \text{ rad/s}$$

$$\sin \varnothing = 1$$

$$\omega L = Z = 22 \Omega$$

$$L = 0,07 \text{ H}$$

$$U_1 = U_M \sin \varnothing = 342.1 = 342 \text{ V}$$

$$C_s = \frac{U_1^2}{L \left(\frac{dV}{dt} \right)^2}$$

$$= \frac{342^2}{7.10^{-2} (4.10^6)^2}$$

$$= \frac{1,17.10^5}{7.10^{-2} . 1,6.10^{13}} = 1,04.10^{-7} \text{ F}$$

$$C_s = 0,1 \mu\text{F}$$

$$V_{\text{DROM}} = U_p = U_1 + U_2 = 500 \text{ V}$$

$$U_2 = 500 - U_1 = 500 - 342 = 158 \text{ V}$$

$$R_s = 1,465 \log \frac{U_1}{U_2} \sqrt{\frac{L}{C_s}} - R$$

$$(R = 0)$$

$$= 1,465 \log \frac{342}{158} \sqrt{\frac{7.10^{-2}}{10^{-7}}}$$

$$= 1,465.0,336.10^2 \cdot 70$$

$$= 4,12.10^2$$

$$R_s = 470 \Omega$$

Remarque :

La condition nécessaire à l'oscillation du circuit est :

$$R + R_s < 2\sqrt{\frac{L}{C_s}} \quad (27)$$

De la relation (25), nous tirons :

$$R + R_s = 1,465 \log \frac{U_1}{U_2} \sqrt{\frac{L}{C_s}} \quad (28)$$

L'amortissement critique est réalisé lorsque :

$$R + R_s = 2\sqrt{\frac{L}{C_s}} \quad (29)$$

En égalant (28) et (29), nous avons :

$$1,465 \log \frac{U_1}{U_2} = 2 \quad (30)$$

$$\frac{U_1}{U_2} = 23,15 \quad (31)$$

$$1) \text{ Si } \frac{U_1}{U_2} < 23,15$$

le circuit oscille

$$2) \text{ Si } \frac{U_1}{U_2} = 23,15$$

l'amortissement du circuit est critique

$$3) \text{ Si } \frac{U_1}{U_2} > 23,15$$

l'amortissement est surcritique.

Dans les deux derniers cas, la tension réappliquée au triac ne dépasse pas la tension $U_1 = U_M \sin \varnothing$; U_2 est nulle.

La contradiction qui apparaît lors du passage du cas 1 aux cas 2 et 3 vient de la simplification introduite dans la relation (15) dans laquelle il n'est pas tenu compte du facteur d'amortissement θ [relation (21)] de la tension d'oscillation.

Pratiquement, cela signifie que le dV/dt réappliqué au triac sera plus faible que la valeur prévue. D'autre part, les cas 2 et 3 se rencontrent surtout lorsque l'écart entre la tension de crête du réseau U_M et la tension de blocage du triac V_{DROM} est faible. Dans de tels cas, il est préférable de disposer d'une marge de sécurité supplémentaire.

Pierre Ethenoz

Ingénieur ETS

TAG Zürich

Parmi les « armes sans parade », les armes à infrasons représentent une menace dont l'importance a provoqué une certaine prise de conscience. Les délégués de 62 pays se sont réunis à Genève en vue de préparer la Conférence de l'O.N.U. qui doit se tenir cette année et qui a pour objet d'interdire l'usage de certaines armes.

Les infrasons, aux fréquences de 7 à 8 Hz, entraînent des déchirements d'organes par résonance. Leurs effets sur l'organisme sont assez mal connus, mais le peu que l'on sait inquiète fortement l'opinion.

Les effets biologiques des infrasons

Dans la gamme des fréquences sonores, les infrasons occupent la fraction du spectre qui véhicule la majeure partie de l'énergie. Ils sont très peu absorbés, de l'ordre de 10^{-5} dB/km à 10 Hz, au lieu de 10 dB/km à 10 kHz. Il faut que les infrasons d'une explosion nucléaire (0,001 Hz) fassent une fois le tour de la terre pour s'affaiblir de 5 %. Nul obstacle ne les arrête et on les détecte même à très grande distance.

L'impact des infrasons sur l'organisme est ressenti, même à faible puissance, sous la forme de troubles visuels, psychiques, avec vertiges, vomissements et maux de tête. Les infrasons semblent agir également sur le système nerveux et le cerveau en altérant le cheminement des influx. C'est un problème d'ordre général qui dépasse très largement le domaine militaire ; les infrasons font partie de notre environnement.

Afin d'illustrer les effets biologiques des infrasons dans la vie courante, nous sommes tentés de rapporter la communication de Cabal et Roszak, à l'Institut de Médecine du travail de la région du nord, dans sa séance du 24 février 1973.

En résumant les faits, il s'agit d'un standard téléphonique nouvellement installé dans des locaux en sous-sol, situés près d'une chaufferie. L'installation est importante puisque quatre standardistes travaillent simultanément pendant les heures ouvrables.

Les locaux sont spacieux et agréables, l'agencement est fonctionnel et sur le plan matériel, la situation est nettement plus confortable que ce qu'elle était auparavant et l'avis des intéressés est unanime sur ce point.

La mise en route du nouveau service va se traduire, à la surprise générale, par toute une série de manifestations

plus ou moins riches en intensité et en couleur et qui n'épargneront personne. Les premiers symptômes restent relativement mineurs et associent quelques troubles du niveau de vigilance et des signes neuro-fonctionnels. Les sujets se plaignent en effet de céphalées avec une difficulté à se concentrer et à fixer les idées ; ils notent des malaises généraux : sensation de fatigue inexplicable, et surtout déclarent ressentir une impression de jambes lourdes voire de dérobement des membres inférieurs ; on note également des palpitations et des sensations à type de bouffées de chaleur.

La proximité de la chaufferie et de l'incinérateur fait immédiatement évoquer un oxycarbonisme. Une série de prélèvements d'atmosphère dans les différentes hypothèses de fonctionnement de la centrale élimine cette idée.

Malgré cela, les manifestations

décrites persistent et les auteurs notent même quelques autres troubles : tels des sensations d'oppression thoraciques, des sueurs. L'impression de gorge sèche avec la langue pâteuse, des troubles visuels et toujours les mêmes signes généraux et fonctionnels. L'examen clinique ne montre pas d'anomalie franche, les sujets n'ont pas d'antécédents particuliers. Enfin, une standardiste présente des manifestations aiguës avec des vomissements puis syncope ou perte de connaissance. Elle est hospitalisée immédiatement, mais les examens pratiqués ne laissent apparaître rien de significatif.

De retour sur les lieux de travail, les auteurs ont l'attention attirée par le système de conditionnement d'air, qui est bruyant et qui vibre. L'installation indispensable au bon fonctionnement technologique est importante et comprend soufflante et extracteurs ; l'hypothèse d'une nuisance infra-sonique est évoquée et des mesures sont alors effectuées pendant la nuit. Les résultats en sont étonnants, ils mettent en évidence des émergences sonores aléatoires avoisinant 90 dB dans la gamme des 6 Hz mais répétées dans le temps et un fond permanent dépassant 80 dB dans les 8 Hz. L'étude des phénomènes vibratoires montre également des chiffres étonnants puisque notés à 0,1 g ; ils avoisinent la limite de tolérance.

Cette observation situe bien le problème et sans vouloir dire que les infrasons sont à l'origine de tous nos maux, il est bon tout de même de les placer dans nos sujets de préoccupations. Peut être les considérerons-nous un jour comme un moyen thérapeutique.

Qu'est-ce que les infrasons ?

Dans la gamme des vibrations mécaniques, certaines sont audibles, d'autres pas. De part et d'autre de ces fréquences perçues par l'oreille humaine se situent les infrasons, vers les fréquences basses et les ultrasons, vers les fréquences hautes. Ces ondes se propagent dans un milieu, à la vitesse du son. Le milieu peut être gazeux, liquide ou solide. Dans ce dernier cas, les vibrations infrasonores sont connues sous le nom de vibrations mécaniques.

Aux basses fréquences, le phénomène est très particulier. Sous l'effet des variations de pression, le milieu se propage lui-même. Ainsi les variations de pression provoquées par le vent (rafales) s'effectuent à basse fréquence. Il s'agit en fait d'un déplacement de milieu, qui est plus lent que la

vitesse de propagation du son. Il semble en effet très différent de percevoir un top sonore dont la fréquence de répétition se situe dans la gamme des infrasons et un lent mouvement de houle d'un milieu à cette même fréquence. D'ailleurs, lorsqu'un milieu se déplace avec une forte amplitude (explosion, par exemple), on constate que ce milieu dépasse parfois la vitesse du son.

Quelle est la gamme des fréquences infrasonores ? On pourrait dire que la limite supérieure des fréquences infrasonores correspond à la limite inférieure des sons audibles. Ainsi, l'intervalle minimum (la période T) séparant deux stimulations auditives, et qui permet encore de percevoir séparément chaque stimulation, correspond à cette limite. Par analogie avec l'optique, on pourrait évoquer le pouvoir séparateur. Dans le domaine de l'audition on parle de constante de temps physiologique. Pour une fréquence de 16 Hz, elle est de :

$$\Delta T = \frac{1\,000}{16} = 66 \text{ ms}$$

Au-delà d'une fréquence de 16 Hz, l'organe de l'ouïe ne sépare plus mais intègre les signaux et il apparaît la sensation d'une tonalité.

Cette limite est subjective ; elle dépend des propriétés physiologiques de perception de chaque individu. Par convention, on situe cette limite aux environs de 20 Hz. Pour appréhender ce qu'est un infrason, on peut imaginer un haut-parleur monté sur une caisse acoustique. Dès lors que la membrane du haut-parleur se déplace lentement, la variation de pression suit ce déplacement et, de part et d'autre de la membrane, il y a égalisation des pressions. Lorsque la vitesse de déplacement de la membrane dépasse la vitesse du son, l'égalisation des pressions ne peut plus suivre le mouvement de la membrane. Les ondes acoustiques apparaissent.

Les sources d'infrasons

Les sources naturelles infrasonores sont nombreuses et variées. On évoque les tremblements de terre, dont les vibrations sismiques émettent des infrasons vers l'atmosphère. La chute des météorites, dont l'entrée dans l'atmosphère provoque un bang sonore. Mais il y a des infrasons atmosphériques d'origine inconnue. Ceux-ci ont été mis en évidence lors de la détection des explosions nucléaires. Or, en l'absence de ces dernières, les enregistrements laissaient apparaître, en bruit de fond, la présence d'infrasons.

L'observation, puis l'analyse, de l'émission des infrasons dans l'atmosphère par les éléments maritimes a permis de révéler, à proximité de fortes tempêtes, des ondes se situant entre 0,1 et 10 Hz. Ces ondes ont une propagation supérieure à celle du vent et voisine de celle du son. Il est difficile par conséquent de les rapprocher des variations de pression atmosphérique.

Les sources artificielles infrasonores sont également nombreuses. Cela va du bang sonore des avions (onde de choc), aux explosions de toutes sortes, ainsi que lors des phénomènes de combustion qui apparaissent dans les fusées à combustible liquide. Cet environnement sonore particulier mérite une attention dans la mesure où des effets physiologiques se manifestent dans certains cas. Afin d'être complet, et avant d'aborder cet aspect physiologique, il est bon de savoir comment on peut émettre des infrasons et comment les détecter.

Les émetteurs d'infrasons

Pour étudier un phénomène, il faut bien le maîtriser. Emettre des infrasons est une manière de préciser les conditions de cette émission. Au **Centre National de la Recherche Scientifique** de Marseille, de nombreuses études ont été menées et ce, depuis plusieurs années. Parmi les émetteurs expérimentés nous trouvons le tuyau résonant excité soit par un haut-parleur, un piston ou un jet d'air (fig. 1). Le tuyau, d'une longueur de 24 mètres, vibre avec une fréquence de 7 Hz ($1/2\lambda$) au moyen du haut-parleur et avec une fréquence de 2,5 Hz ($1,4\lambda$), au moyen du jet d'air (tuyau d'orgue).

Le jet d'air peut être remplacé par divers types de sifflets dont l'augmentation de la dimension permet d'obtenir la diminution de la fréquence.

Les laboratoires acoustiques du **Centre National d'Etudes des Télécommunications** ont construit, notamment pour leurs expériences physiologiques, un système clos où la variation périodique de la pression est assurée par un piston. On n'obtient pas réellement des infrasons, mais des variations de pression qui se situent dans la gamme de 0 à 15 Hz avec une intensité acoustique maximale de 192 dBA (fig. 2).

Dans un tout autre ordre d'idée, les bangs sonores générés d'une manière synthétique représentent une autre façon d'émettre des infrasons. En dehors des explosions, les bangs artificiels peuvent être obtenus dans des chambres d'expérimentation au

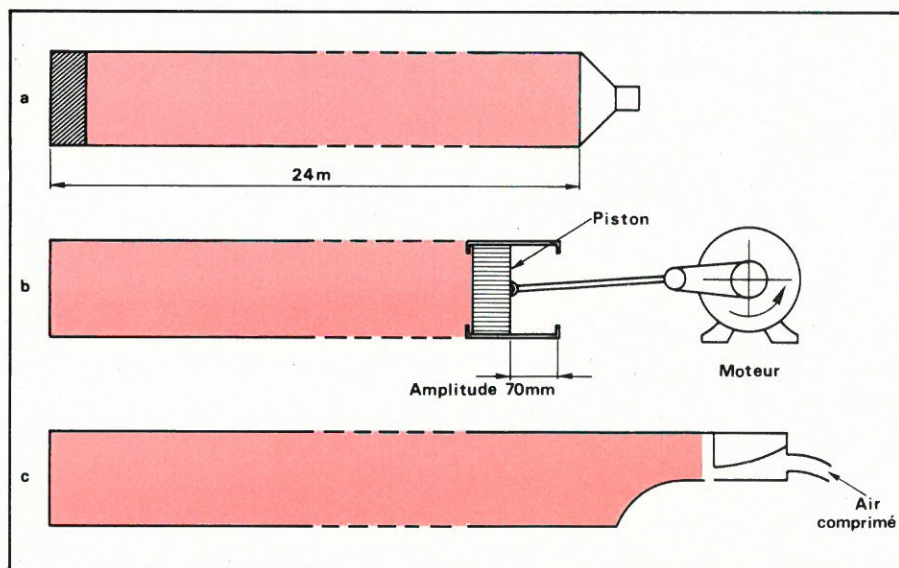


Fig. 1. - Tuyau résonnant excité par : a) un haut-parleur, b) un piston, c) un jet d'air.

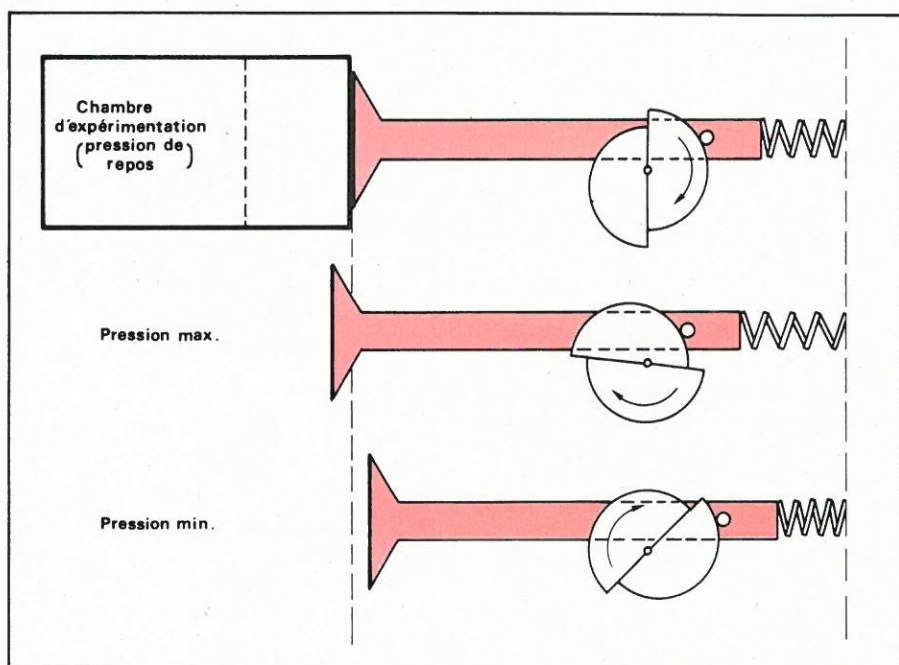


Fig. 3. - Générateur de bang artificiel, au moyen d'un piston et d'une chambre d'expérimentation, d'après Lucas et Kryter.

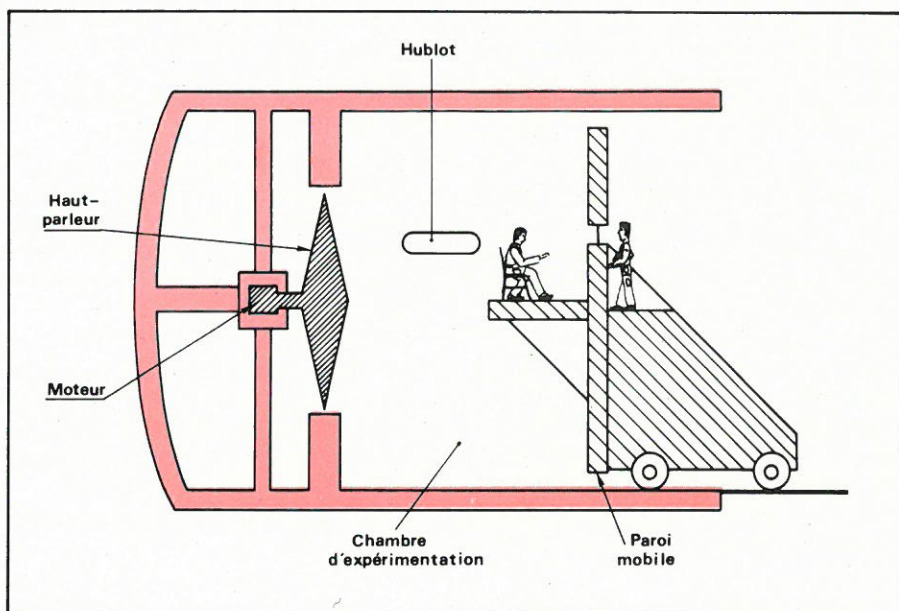


Fig. 4. - Générateur de bang artificiel au moyen d'un haut-parleur de grandes dimensions logé dans la chambre d'expérimentation, d'après Edge et Mayes.

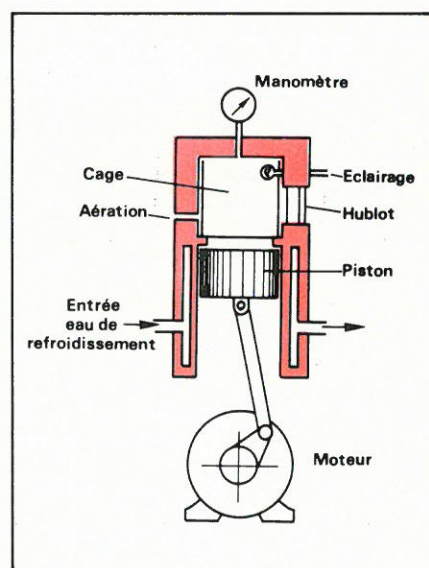


Fig. 2. - Système à piston assurant une variation périodique de la pression, assimilable à une émission infrasonore.

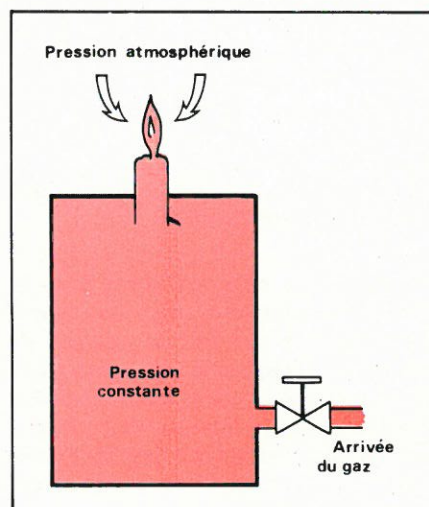


Fig. 5. - Dispositif à flamme pour la détection des infrasons.

moyen de piston mu mécaniquement (fig. 3), ou au moyen de haut-parleur de grandes dimensions (fig. 4).

Les détecteurs d'infrasons

L'ancêtre des détecteurs d'infrasons, en usage au siècle dernier, est représenté par un dispositif à flamme sensible (fig. 5). La pression du gaz à l'intérieur de l'enceinte étant constante, l'importance de la flamme sera fonction de la pression atmosphérique. Afin d'augmenter la sensibilité de ce type de détecteur, et de permettre de visualiser les phénomènes, Gavreau (1966) a proposé un modèle avec photocellule (fig. 6).

Il existe d'autres moyens de détecter les infrasons et les systèmes étudiés ont surtout été mis au point pour déceler les explosions chimiques au cours des guerres. Dans cet ordre d'idées, le microphone à piston (fig. 7) permet de

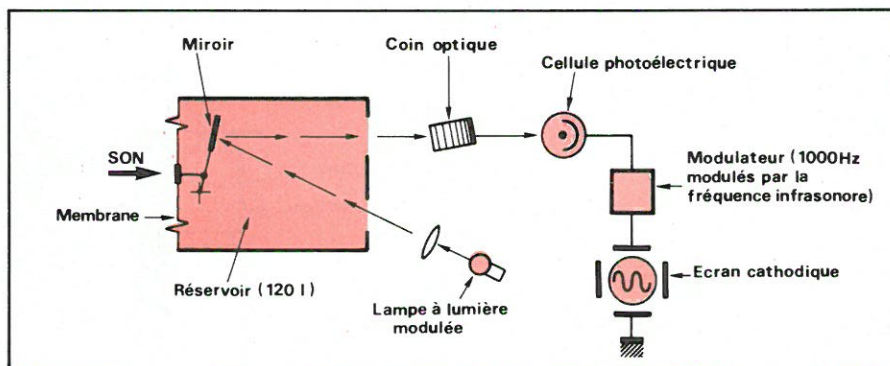


Fig. 6. - Détecteur photoélectrique des infrasons, d'après Gavreau 1966.

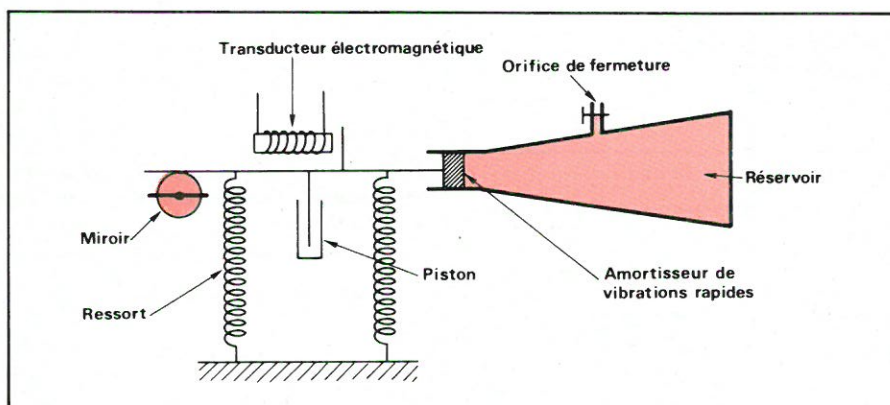


Fig. 7. - Microphone à piston, schéma de principe montrant l'emploi : soit d'un miroir rotatif, soit d'un transducteur électromagnétique.

détecter des infrasons entre 0,25 et 20 Hz. La sensibilité dans une bande de fréquence est liée au volume du réservoir (fréquence de résonance fonction du volume), mais la sensibilité générale est liée également au dispositif de miroir rotatif qui peut être amélioré par l'emploi d'un transducteur électromagnétique.

Actuellement il existe des dispositifs encore plus performants. Nous pensons à l'emploi des microphones à condensateurs où les variations de pression sont traduites directement en variations de courant électrique (fig. 8). En choisissant les valeurs de la résistance (quelques centaines de $M\Omega$) et de la capacité (10 à 200 pF) on parvient à obtenir une bonne courbe de réponse. Dans le domaine des infrasons, cette réponse est d'autant meilleure que la capacité du microphone est élevée, mais cela implique une petite distance entre la membrane et l'électrode immobile. Cependant, cette petite distance peut favoriser l'apparition de décharges à travers le diélectrique. La sensibilité de ce détecteur est donc limitée.

On peut tourner la difficulté en considérant le microphone comme étant une capacité parallèle d'un circuit de résonance. La mesure de la capacité peut se faire, par exemple, au moyen d'un pont.

Un autre type de microphone mérite d'être signalé, c'est le microphone électrochimique, type Solon (fig. 9).

La variation de la pression atmosphérique agit par l'intermédiaire d'une membrane souple sur un électrolyte contenu dans un boîtier. Sous l'action de la pression, apparaît un déplacement de l'électrolyte, d'où une variation du débit ionique. La grande inertie du liquide convient à la détection des infrasons et des fréquences graves, entre 0,003 à 50 Hz.

Il existe d'autres systèmes de détection et pour les lecteurs intéressés nous les renvoyons à l'excellent ouvrage de L. Pimonow, auquel nous avons fait quelques emprunts. On y trouve également les détecteurs de très basses fréquences, inférieures au Hertz ; et la façon de séparer les infrasons des variations de pression parasites.

Déterminer la responsabilité des infrasons dans les réactions biologiques des sujets exposés n'est pas chose aisée si l'on songe que l'agression sonore est un phénomène complexe. En effet, on y trouve des sons audibles, des infra et ultrasons, et de simples variations de pression. Dans la mesure où la détection est suffisamment sélective, il est possible d'étudier le rôle des infrasons dans l'apparition de certains troubles pathologiques. C'est à ceux-ci que nous voudrions consacrer la seconde partie de cette étude.

L'être humain possède un capteur de pression aérienne, c'est l'oreille. Cet organe fait la distinction entre la pres-

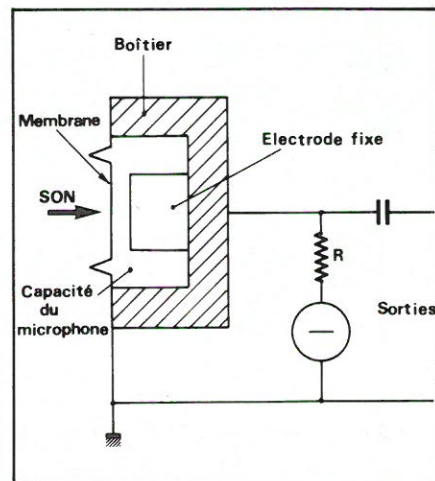


Fig. 8. - Microphone électrostatique.

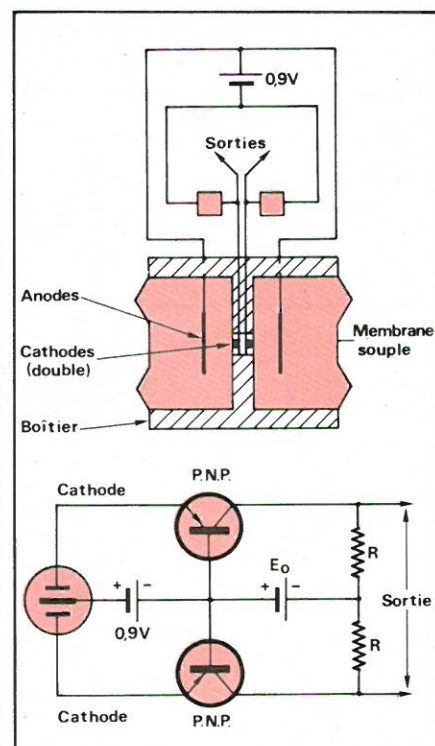


Fig. 9. - Microphone électrochimique type Solon.

sion atmosphérique et les variations de pression dues à l'ébranlement du milieu. Ce capteur physiologique a une bande passante comprise entre 20 et 20 000 Hz.

Lorsque l'on envisage l'aspect pathologique des vibrations acoustique, on évoque aussi bien l'atteinte de l'organe sensoriel que les phénomènes généraux ressentis par l'organisme dans son ensemble.

Le capteur sensoriel est très sensible mais, de ce fait, il est très fragile. La vibration acoustique peut être très intense et provoquer des lésions au niveau de l'oreille interne (surdité professionnelle).

Lorsque l'oreille est sollicitée par une vibration acoustique située dans sa bande passante et avec une intensité non dangereuse, cette vibration est transmise aux structures du système nerveux supérieur qui la perçoivent

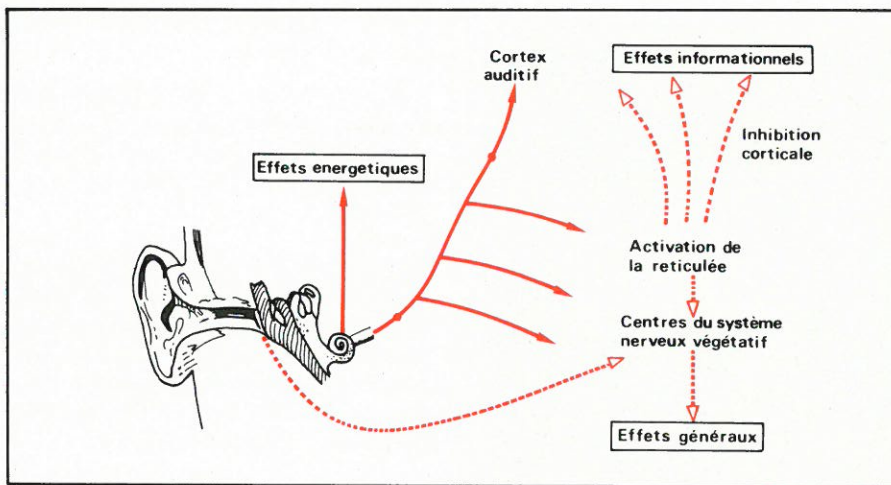


Fig. 10. - Les effets du bruit sur l'organisme humain, d'après Grandjean modifié Borredon.

comme une information. A ce niveau, cette information peut être perçue comme porteuse d'un message utile à la connaissance de l'environnement, ou comme une gêne.

Enfin, les phénomènes généraux ressentis par l'organisme dans son ensemble peuvent se situer au niveau de l'oreille, mais sous la forme de déplacement des structures de l'oreille interne. L'émission infrasonore, non perçue en tant que son, stimule néanmoins le tympan qui ne fournira pas une réponse auditive mais une impression tactile. La richesse de l'innervation de l'oreille interne rend très sensible l'ensemble des structures aux actions mécaniques des infrasons. Le système nerveux sympathique répercute ces actions et participe à généraliser le phénomène.

Les infrasons ont également une action mécanique directe sur l'organisme. Les cavités abdominale et thoracique contiennent des organes dont la localisation et le système d'attache les rendent sensibles aux vibrations de basse fréquence. Cet aspect du problème est donc à ne pas négliger.

Les effets du bruit que nous venons d'évoquer peuvent se résumer sur la figure 10, selon le Dr Borredon (schéma modifié d'après Grandjean).

Les effets énergétiques

Lorsque l'on aborde l'étude des infrasons sur le plan physiologique, il est nécessaire de tenir compte du facteur psychologique. Il est certain qu'un bruit qui passerait inaperçu dans la journée, prend une autre dimension s'il se produit la nuit, c'est le cas d'un volet qui grince ou de gouttes d'eau qui tombent. Dans ce cas, l'action informationnelle prend le pas sur l'effet énergétique.

Toutefois, sans négliger cet aspect, nous nous limiterons aux effets soma-

tiques (organiques), dont il est possible de mettre en évidence, voire chiffrer, les résultats. Ainsi, dans le domaine des bangs supersoniques, la plupart des centres d'études admettent les données suivantes : un bang de 0,25 mB se supporte très bien ; il se supporte moins bien entre 0,5 (134 dB) et 1 mB. A 2 mB (140 dB) une gêne physiologique apparaît et au-dessus de 2 mB on observe des troubles parfois irréversibles.

En dehors des bangs supersoniques, qui représentent un aspect très particulier dans le domaine infrasonore, il est intéressant d'examiner le tableau I. Il nous montre, d'après Stephens (1969), comment l'organisme réagit physiologiquement aux vibrations de diverses fréquences. On note que la zone infrasonore a sa part de responsabilité ; toutefois, il y a lieu de tenir compte du niveau et du temps d'exposition aux infrasons.

D'après Pimonow, il se dégage quatre zones d'action :

- Une **première zone** où l'action des infrasons est mortelle. Elle se situe au-delà de 185 dB pour des durées d'expérience chez l'animal, supérieures à 10 mn. On observe notamment des déchirures des enveloppes alvéolaires.
- Une **seconde zone**, située entre 172 et 140 dB, représente une gamme assez large où il faut distinguer ce que l'on constate vers les 172 dB ou vers les 140 dB.

Il n'est pas toujours aisé de découper les zones avec précision. Entre 185 et 172 dB on assiste à diverses manifestations chez l'animal que Borredon rapporte dans l'une de ses études. Ainsi, chez des rats soumis pendant 7 mn à des niveaux de 174 dB (7 Hz sinus, c'est-à-dire dirigé vers les sinus) un aspect congestif des poumons est observé ; les animaux soumis pendant 15 mn à un niveau de 180 dB (7 Hz sinus) présentent de franches suffusions hémorragiques intra-alvéolaires.

Sur le chien, Johnson note à 160 dB un effet sur le rythme respiratoire. A partir des niveaux 164-166 dB, la ventilation diminue et les mouvements respiratoires spontanés cessent pour un niveau de 172 dB.

Pour des fréquences à un Hz, il n'y a plus de mouvement de la cage thoracique. Le système respiratoire se comporte comme une bouteille rigide dont la ventilation est assurée par les variations de pression dans le caisson. Ceci est suffisant pour déterminer un mouvement de va-et-vient des gaz dans le système pulmonaire entraînant un débit moyen comparable à celui nécessaire à une ventilation convenable chez le chien. Ces conclusions sont à rapprocher des observations de Mohr sur des sujets humains exposés à des niveaux infrasonores de 153 dB et qui ressentaient une sensation de mouvement d'air dans la gorge.

Au-dessus de 1 Hz, la cage thoracique est à nouveau mobilisée passivement et, vers 3-4 Hz, le mouvement atteint son maximum, ce qui correspond aux fréquences de résonance de la cage thoracique et du diaphragme.

Chez l'homme, le seuil de la douleur de l'oreille en pression statique est entre 180 et 175 dB, mais il descend à 150 dB à 10 Hz. Toutefois, comme le fait remarquer Nixon, dans le domaine infrasonore, une légère sensation douloureuse n'implique pas l'existence d'un risque pour la fonction auditive. Nous reviendrons sur les expériences de Nixon chez l'homme, dans le paragraphe suivant (la troisième zone).

C'est surtout entre 140 et 155 dB que les expérimentateurs ont travaillé sur des durées inférieures à 2 mn, car c'est dans cette gamme que de tels niveaux infrasonores ont été observés au cours de lancement des fusées. Au cours des essais on a constaté des troubles végétatifs, une baisse des performances physiques chez des sujets qui, au départ, étaient en très bonne condition physique.

- Une **troisième zone**, où l'action des infrasons est très difficile à apprécier, et qui se situe entre 120 et 145 dB. Sans énumérer les résultats des diverses expériences menées, Nixon a proposé dans le tableau II les niveaux maxima à ne pas dépasser pour éviter l'apparition d'une baisse du seuil de l'audition.

Dans cette zone, Borredon, au **Centre de Recherche de Médecine Aéronautique (C.E.R.M.A.)** a étudié les effets physiologiques chez l'homme soumis à une exposition à des niveaux infrasonores de 130 dB. Dans un caisson hexagonal de 6,3 m³ de volume, les sujets en expérience sont soumis,

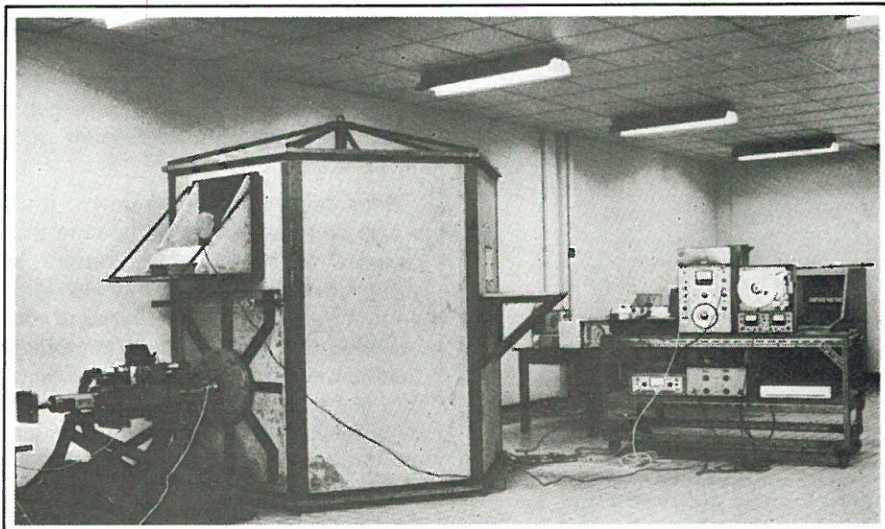


Fig. 11. - Caisson expérimental du CERMA (doc. Borredon).

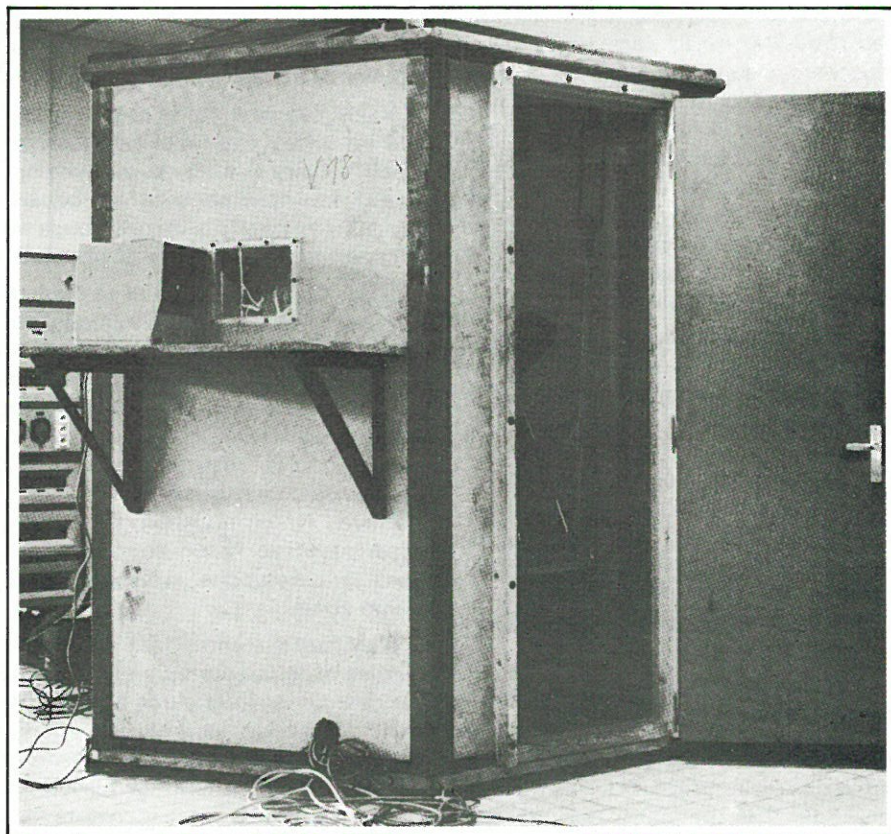


Fig. 12. - Caisson expérimental du CERMA ; le chronoscope près du hublot sur lequel il est monté (doc. Borredon).

Effets physiologiques	Fréquence en Hz							
	10^{-1}	1	10	10^2	10^3	10^4	10^5	10^6
Résonance de corps ou d'organes								
Troubles respiratoires ou de la parole								
Troubles de l'équilibre								
Troubles des mouvements								
Vision floue								
Baisse du rendement au travail								

Infrasons

Tableau I. - Troubles observés chez l'homme en fonction de la fréquence (Stephens).

Bibliographie

BORREDON P - QUANDIEU P - Considérations actuelles sur les effets physiopathologiques des infrasons. Radioprotection 1977, vol. 12, n° 4 - 345.357.

BORREDON P - NATHIE J - GIBERT A - Étude chez l'homme des effets physiologiques d'une exposition à des niveaux infrasonores de 130 dB. Aerospace Medical Panel Specialist's Meeting. Oslo 22-23 avril 1974 - AGARD Conference Proceeding n° 145.

CABAL C - ROSZAK E - Nuisances dues aux infrasons. Archives des Maladies Professionnelles de Médecine du Travail et de Sécurité sociale - T. 35, n° 9, septembre 74, 848.849.

GAVREAU V - Sons graves intenses et infrasons, effets physiologiques, protection. Sciences et Progrès, La Nature 1968, n° 3401, 336.344.

GRANDJEAN E - Précis d'ergonomie. Organisation physiologique du travail. 1969, Dunod Paris.

PIMONOW L - Les infrasons. 1976, Édit. du CNRS Paris.

STEPHENS R W B - Infrasonics. Ultrasonics janvier 1969, 7, 30.35.

au moyen d'un piston hydraulique, à une variation de pression sinusoïdale de 7,5 Hz à 130 dB (fig. 11 et 12). La chaîne de mesure des niveaux infrasonores, à l'intérieur du caisson, est une chaîne Bruel & Kjaer.

Les résultats, pour ce qui concerne les paramètres cardiovasculaires, montrent que les sujets en expérience supportent très bien cette exposition. Cependant, une augmentation légère, mais significative, de la pression artérielle diastolique (minima) est mise en évidence. Le rôle des infrasons n'est peut-être pas seul en cause, il faut toutefois y songer lors de l'apparition de l'hypertension artérielle en milieu professionnel.

● Une quatrième zone, située en dessous de 120 dB, est encore plus difficile à délimiter que la zone précédente. Il semble que dans cette zone le facteur temps joue un rôle très important. Il s'agit donc d'ambiance où les infrasons de faible niveau se mêlent aux sons audibles et dont les effets se traduisent par une fatigue générale.

Si nous résumons les nombreux résultats qui ont permis de délimiter ces quatre zones, nous obtenons la figure 13 établie par Stan, où nous avons fait figurer les limites des zones.

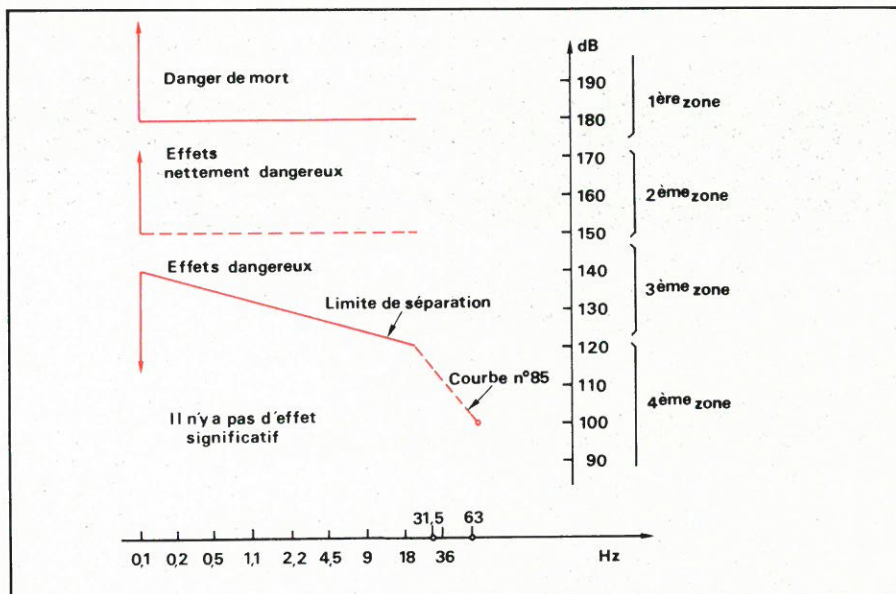


Fig. 13. - Limites des différents niveaux infrasonores, d'après Stan modifié.

Durée d'exposition par 24 h	Fréquence (Hz)							
	1	5	7	8	10	11	12	20
8 min	150	150	150	145	145	145	140	140
1 heure	145	138	-	-	135	-	-	132
8 heures	136	129	-	-	126	-	-	123
24 heures	131	124	-	-	121	-	-	118

Tableau II. - Protection de l'organe de l'audition en fonction de la fréquence (Hz). Niveaux maxima (dB) en fonction des temps d'exposition (d'après Nixon).

Ces limites ont été exposées lors du Colloque international sur les infrasons (1973) qui s'est tenu à Paris, sous

l'égide du Centre National de la Recherche Scientifique. Les chiffres en sont toujours valables. Notons que

la courbe N85 correspond à la courbe d'évaluation du bruit selon la norme NF S30 010 dans les fréquences de 31,5 et 63 Hz.

Conclusion

L'action néfaste des infrasons se situe à un niveau nettement au-dessus de celui des sons audibles. La protection des êtres humains semblerait donc aisée, dans la mesure où la protection dans la zone audible protégerait, a fortiori, dans la zone infrasonore. En fait ce n'est pas le cas, comme nous l'avons vu, les infrasons n'ont pas seulement un effet sur l'organe de l'ouïe. Ils sont générateurs de fatigue et la protection la plus efficace est celle tenant compte de la loi d'affaiblissement. Or, vis-à-vis des infrasons c'est la loi de masse qui prévaut, ce qui exclu toute application à la protection individuelle. Reste alors la suppression des infrasons à leur source.

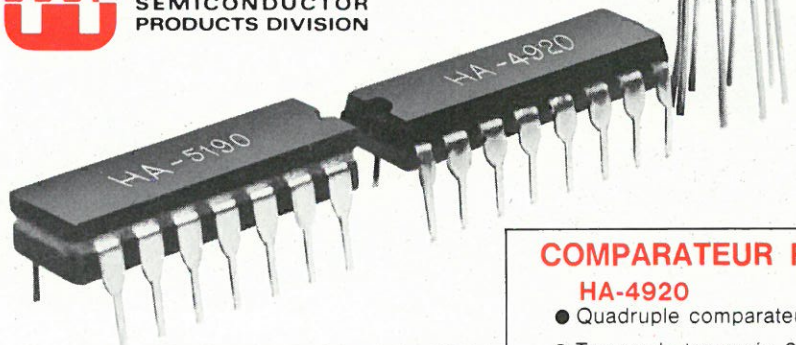
Sous l'angle thérapeutique les informations sont rares. Rappelons quelques données fournies par Chauchard (1960) sur l'action des infrasons sur les chronaxies nerveuses chez le rat et par Konings (1966) sur la diminution de la douleur sur les moignons des amputés.

Jacques Trémoières

les amplis opérationnels les plus rapides



HARRIS
SEMICONDUCTOR
PRODUCTS DIVISION



- Technologie bipolaire/FET à isolation diélectrique
- Ajustage des étages d'entrée par laser

COMPAREUR RAPIDE

HA-4920

- Quadruple compareur
- Temps de traversée 35ns (max) (5 mV OD)
- Courant de sortie $\pm 3,2$ mA
- Alimentations ± 5 V à ± 15 V

BIFETS

- Tension de décalage : 0,5 mV ($5 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$)
- Courant d'entrée : 50 pA

HA-5100

- GBW ≈ 18 MHz
- S/R ≈ 12 V/ μs

HA-5110

- GBW ≈ 75 MHz
- S/R ≈ 50 V/ μs

HA-5150*

- S/R ≈ 50 V/ μs

HA-5160*

- S/R ≈ 150 V/ μs

* en développement

ULTRA-RAPIDE

HA-5190

- S/R ≈ 200 V/ μs
- GBW ≈ 150 MHz
- BW ≈ 10 MHz (forts signaux)
- Temps d'établissement < 100ns (à 0,01%)

spetelec

Tour EUROPA - Centre Commercial Belle-Épine - EUROPA 111
94532 RUNGIS Cedex - Tél. 686.56.65 - Téléc : 250801

Nombreux sont les cas où il s'avère nécessaire de mesurer la distance séparant deux points dont l'un est considéré comme « inaccessible » car trop éloigné ou mobile. Les procédés que l'on utilise alors pour l'acquisition de la distance sont le plus souvent basés sur la réflexion sur l'objet distant d'une onde au sens le plus large du terme (onde sonore, onde radio, onde lumineuse, etc.). La connaissance de la vitesse de propagation de cette onde dans le milieu considéré permet de calculer facilement la distance à partir d'une mesure du temps de parcours aller-retour.

L'utilisation des ultrasons en mesure des distances

Pour la mesure des grandes distances dans l'air, on utilise les ondes radios (RADAR) ou lumineuses (LIDAR) alors que les ondes sonores sont surtout employées pour les mesures dans l'eau (SONAR) ou dans l'air, pour les courtes distances seulement (SODAR). Le but de ces pages est précisément d'évoquer ces deux derniers cas de figure.

Principe général des mesures de distance par réflexion d'onde

Lors de la définition d'un système d'acquisition de distance, il faut tenir compte de plusieurs critères susceptibles de limiter le choix des moyens pouvant être mis en œuvre.

1. Le milieu environnant

Les deux principaux milieux au sein desquels il est souvent nécessaire de procéder à des mesures de distance sont l'air et l'eau. Notons au passage que différentes informations supplémentaires telles que vitesse, accélération, etc., peuvent être déduites des mesures de distance, ce qui augmente la portée de cette étude.

Les phénomènes de propagation des ondes sont extrêmement différents d'un de ces milieux à l'autre.

Dans l'air, les ondes radio et lumineuses se propagent très loin, et à grande vitesse ($3 \cdot 10^8$ m/s environ). Par contre, les ondes sonores s'y propagent d'autant moins loin que leur fréquence est plus élevée et avec une célérité bien moindre (environ 300 m/s soit 10^6 fois moins vite). Dans l'eau, seules les ondes « radio » de très basse fréquence (quelques kHz) parviennent à se propager, en raison

principalement de la conductibilité de ce milieu. Également, la propagation des ondes lumineuses (lasers) y reste médiocre et de toutes façons insuffisante pour permettre des sondages intéressants.

Par contre, les ondes sonores voient leur célérité passer à une valeur variant de 1000 à 1500 m/s environ, selon la salinité et la pression (donc la profondeur). On utilise toute la gamme des fréquences, depuis les ébranlements dus à des explosions de petites charges jusqu'aux ultrasons (typiquement 200 kHz dans l'eau contre 40 kHz dans l'air).

2. La cadence de mesure exigée

La mesure s'effectue par émission d'une courte impulsion et par chronométrage jusqu'à l'instant de réception de l'écho. Il va de soi qu'il faut attendre le retour de l'impulsion avant d'en émettre une autre, sauf systèmes de codage complexes.

Dans le cas d'utilisation d'ondes sonores, si la distance à mesurer est grande, il peut s'avérer nécessaire d'espacer de façon notable les instants de scrutation. Lorsque cette contrainte apparaît comme inacceptable (surveillance de mouvements rapides par exemple) il faut utiliser des ondes se propageant à plus grande vitesse, lumineuses ou radio, tout en tenant

compte des impératifs fixés par le milieu.

3. Les possibilités de chronométrage

Lorsqu'une mesure de faible distance est effectuée par voie lumineuse ou radio, le temps de propagation est si faible que, si une résolution élevée est exigée de la mesure, il faut faire travailler le chronomètre à partir d'une fréquence d'horloge très élevée ce qui peut poser des problèmes. De plus, les impulsions émises devant être bien plus courtes que le temps de propagation, on débouche sur des problèmes délicats de temps de réponse des circuits de puissance et des transducteurs.

Prenons un exemple :

Soit à réaliser un système de mesure des distances utilisant des ondes micrométriques (RADAR) ou un laser, et capable de mesurer des distances comprises entre 0 et 50 mètres avec une résolution de 10 cm. Pour une distance mesurée de 50 mètres, l'onde mettra $0,33 \mu s$ à effectuer le trajet aller-retour. Si donc le compteur pilotant l'affichage est mis à zéro par l'impulsion de départ et arrêté par l'impulsion d'écho, la fréquence d'horloge doit être de l'ordre de 1500 MHz. De plus, on ne peut guère tolérer une durée d'impulsion supérieure à quelques centaines de picosecondes.

Tout ceci montre que le choix de l'un ou l'autre principe résulte d'un compromis entre la simplicité de l'équipement et les performances demandées, tenant compte, bien sûr, de la nature du milieu de propagation.

En tout état de cause, il apparaît que l'utilisation des ultrasons permet une bien plus grande simplicité des circuits dans tous les cas où une très grande rapidité de mesure n'est pas primordiale.

Les transducteurs ultrasoniques

Plusieurs procédés peuvent être employés pour émettre et recevoir des ultrasons, procédés le plus souvent dérivés de ceux utilisés dans le spectre audible. Certains tweeters permettent de dépasser très largement les 20 kHz et sont donc capables de travailler en « US ».

Les transducteurs à magnétostriction utilisent les variations de volume de pièces magnétiques soumises à un champ oscillatoire pour mettre le milieu ambiant en oscillation. Les



Modèle des transducteurs utilisés (MA40 LIR/S Murata) pour la mesure des distances dans l'air.

transducteurs piézoélectriques sont cependant les plus répandus parce que peu coûteux, faciles à mettre en œuvre, et existant dans une large gamme de modèles. Ils sont formés d'un cristal piézocéramique incorporé dans un boîtier conçu de façon à procurer à l'ensemble les caractéristiques voulues de directivité, d'étanchéité, de robustesse mécanique, etc. Des cristaux sont également disponibles séparément pour toute application spéciale (RTC). Électriquement, ces composants présentent une composante essentiellement capacitive. On donne également souvent dans les caractéris-

tiques techniques l'impédance présentée par le transducteur à sa fréquence de résonance.

Le respect exact de cette fréquence de résonance est important lors de l'étude et de la mise en œuvre d'un équipement émetteur ou récepteur d'ultrasons. Ce n'est qu'à cette condition que pourront être obtenues la puissance d'émission et la sensibilité de réception voulues.

Les circuits électroniques associés

La mise en œuvre des transducteurs ultrasoniques exige l'emploi de deux sortes de circuits :

- les générateurs de puissance
- les amplificateurs de réception.

Ces deux types de montages étant appelés à voisiner dans les ensembles de mesure des distances, il est bien certain que des précautions devront être prises au niveau des masses et des blindages de façon à éviter les accrochages.

1. Les générateurs de puissance

La fonction des générateurs de puissance est double : d'une part élaborer un signal présentant les caractéristiques voulues de fréquence et de répartition dans le temps des impulsions et d'autre part réaliser l'adaptation entre cet oscillateur pilote et le transducteur.

L'allure des signaux à générer apparaît en **figure 1** : on rencontre de brefs trains d'ondes à la fréquence de résonance du transducteur, séparés par un intervalle de temps dont nous avons défini l'utilité plus haut.

La répartition des trains d'ondes dans le temps est obtenue au moyen d'une horloge à rapport cyclique très faible. Cette horloge peut être électro-

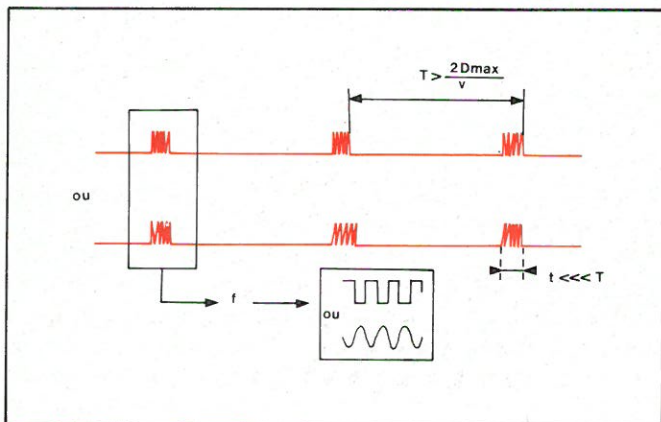


Fig. 1. - Caractéristiques des signaux d'émission. f_e est la fréquence de résonance du transducteur.

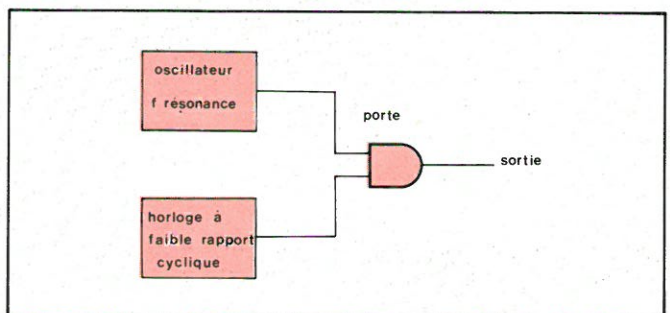


Fig. 2a. - Exemple de réalisation des signaux de la figure 1.

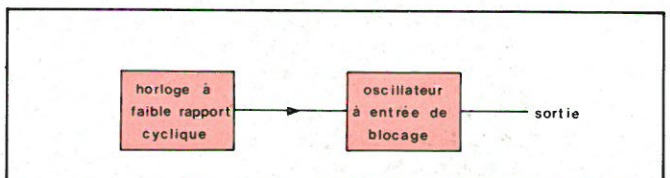


Fig. 2b. - Exemple de réalisation des signaux de la figure 1.

nique ou mécanique (moteur + « contact » comme dans les sondeurs à éclat utilisés en navigation). Les créniaux délivrés par cette horloge viennent autoriser l'acheminement vers l'étage d'émission du signal de l'oscillateur qui peut être rectangulaire ou sinusoïdal (fig. 2).

La figure 3 donne un exemple de réalisation d'un tel générateur (horloge et oscillateur) au moyen de quatre portes NAND CMOS réunies en un seul boîtier CD4011. Si la puissance d'émission est réduite (utilisation de petits transducteurs 40 kHz pour télécommande de téléviseurs), un tel montage suffit pour attaquer directement le cristal, à travers un condensateur d'élimination de la composante continue, nuisible aux transducteurs.

Dans le cas des sondeurs de marine, les puissances émises pouvant atteindre quelques dizaines à quelques centaines de watts crête, il faut employer un amplificateur. Compte tenu de la grande dilution dans le temps des pointes de puissance, un montage très simple peut suffire, comme celui représenté figure 4. Le transistor doit être capable de supporter d'importantes pointes de courant, mais sa puissance dissipable reste très secondaire. A ce point de vue, le TIP35 A Texas convient très bien, ainsi bien sûr que d'autres références voisines.

Le calcul du transformateur se fait en trois temps :

a) recherche d'un pot ferrite capable de transmettre la puissance crête prévue (un modèle RM10 convient dans la majorité des cas). Vérifier que le maté-

riau ferrite convient à la fréquence prévue ;

b) calcul du rapport de transformation nécessaire pour obtenir aux bornes du transducteur la tension correspondant à la puissance prévue, en fonction de l'excursion disponible au primaire ;

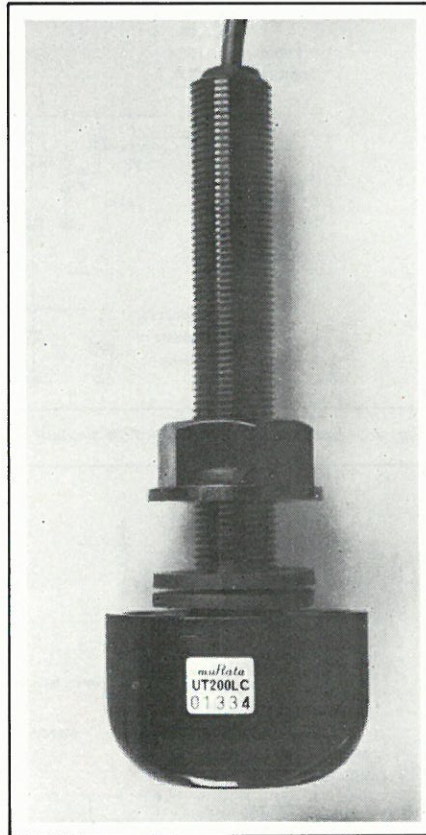
c) calcul du nombre de spires du secondaire, en fonction de la constante

d'inductance spécifique du pot, de façon à faire résonner ce secondaire avec la capacité du transducteur sur la fréquence exacte de ce dernier. De là, on remonte facilement au nombre de spires du primaire, via le rapport.

2. Les amplificateurs de réception

L'amplificateur de réception d'un système de mesure des distances doit présenter un gain très important en raison de l'atténuation rapide (en $1/d^2$) du signal de retour. Des niveaux de l'ordre du millivolt, voire du microvolt ne sont pas rares dans certains cas. Une certaine sélectivité étant souvent souhaitable afin d'éliminer les signaux parasites, on comprend que de tels amplificateurs s'apparentent aux circuits FI des récepteurs de radiodiffusion. La différence majeure se situe cependant au niveau du réglage de gain qui doit être manuel (contrairement aux habituelles CAG) afin de permettre l'élimination des échos multiples survenant dans certaines conditions. A ce niveau encore, il est possible de faire appel à des portes CMOS qui, contre réactionnées conformément à la figure 5 introduisent un gain plus que notable à des fréquences pouvant dépasser 200 kHz. Des éléments sélectifs peuvent être incorporés entre ces étages.

La figure 6 indique comment utiliser le même transducteur en émission et réception. Cette solution s'avère avantageuse lorsque le coût des transducteurs est important ou lorsque la place manque pour en loger deux. Les deux diodes limitent la tension en émission



Modèle des transducteurs (UT200-LC5 Murata) utilisés pour la mesure des distances dans l'eau (sondeur de profondeur).

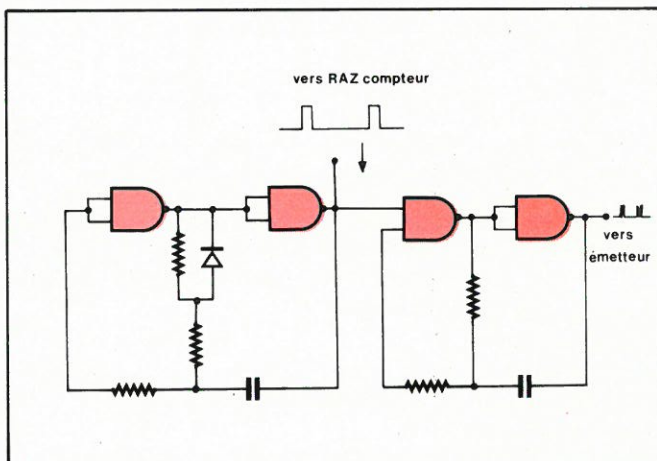


Fig. 3. - Exemple de générateur de signaux utilisant les 4 portes d'un CD4011.

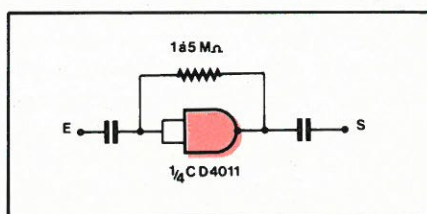


Fig. 5. - Exemple d'étage amplificateur de réception.

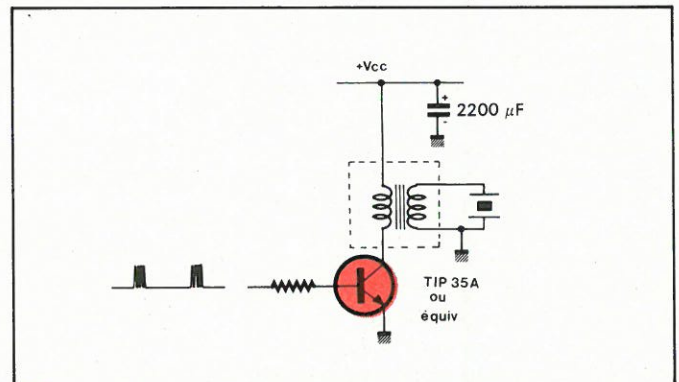


Fig. 4. - Exemple d'amplificateur d'émission. Les bobinages sont faits sur pot ferrite et accordés sur la fréquence du transducteur.

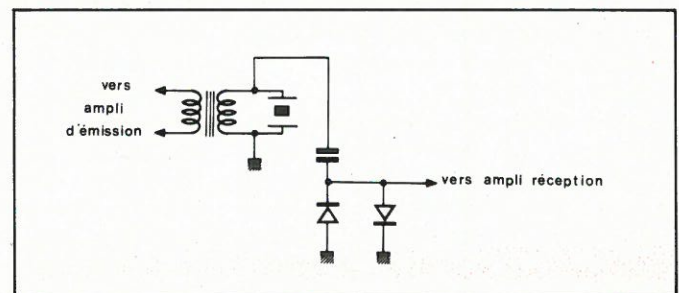


Fig. 6. - Utilisation du même transducteur en émission et réception.

à une valeur supportable par le préampli. La valeur du condensateur doit être faible par rapport à la capacité du transducteur.

Malgré tout, et notamment dans l'air, de meilleurs résultats sont obtenus avec des transducteurs séparés pour l'émission et la réception, des résonances parasites et retardées affectant parfois les transducteurs soumis à de fortes puissances.

3. Utilisation de circuits intégrés spécifiques

Comme dans bien des domaines, il est maintenant possible d'utiliser en mesure des distances des circuits intégrés spécifiquement conçus pour cette fonction.

Le LM1812 de National Semiconductor contient en effet un ensemble émetteur/récepteur à commutation interne sur niveau logique extérieur. Moyennant un faible nombre de composants extérieurs, il se prête bien à la réalisation de sondeurs « marine » (200 kHz) ou de télémètres devant fonctionner dans l'air (40 kHz).

La figure 7 reproduit le schéma d'application de ce circuit, initialement prévu pour la construction de sondeurs à éclats. Un moteur réglé en vitesse entraîne une palette sur laquelle sont fixés un néon et un aimant. A chaque tour, ce dernier délivre une impulsion à une bobine de détection qui déclenche l'émission pendant un temps fixé par un monostable intérieur au LM1812 (1 ms environ). Le circuit accordé $560 \mu\text{H}/1200 \text{ pF}$ fixe la fréquence de l'oscillateur incorporé, donc du train d'ondes délivré par l'ampli de puissance interne au transfo élévateur, puis au transducteur. Simultanément, le néon délivre un éclair qui apparaît comme un point lumineux sur l'échelle circulaire de l'appareil, dont il matérialise le zéro. Aussitôt le système commute en réception : le circuit accordé oscillateur fixe maintenant la sélectivité de réception et deux potentiomètres déterminent le gain et le seuil du montage. Dès réception de l'écho, le néon délivre un second éclair qui indique alors la profondeur mesurée sur l'échelle. L'apparition de plusieurs échos signale souvent la présence de corps flottants tels que des bancs de poissons. La cadence d'émission, donc l'échelle de mesure, sont fonction de la vitesse du moteur.

Un montage similaire peut être réalisé pour un fonctionnement dans l'air (40 kHz) sous réserve d'appliquer les modifications indiquées figure 8. Dans les deux cas, le montage doit être alimenté sous 12 V et le circuit intégré n'exige aucun refroidisseur. La puissance d'émission peut atteindre 12 W

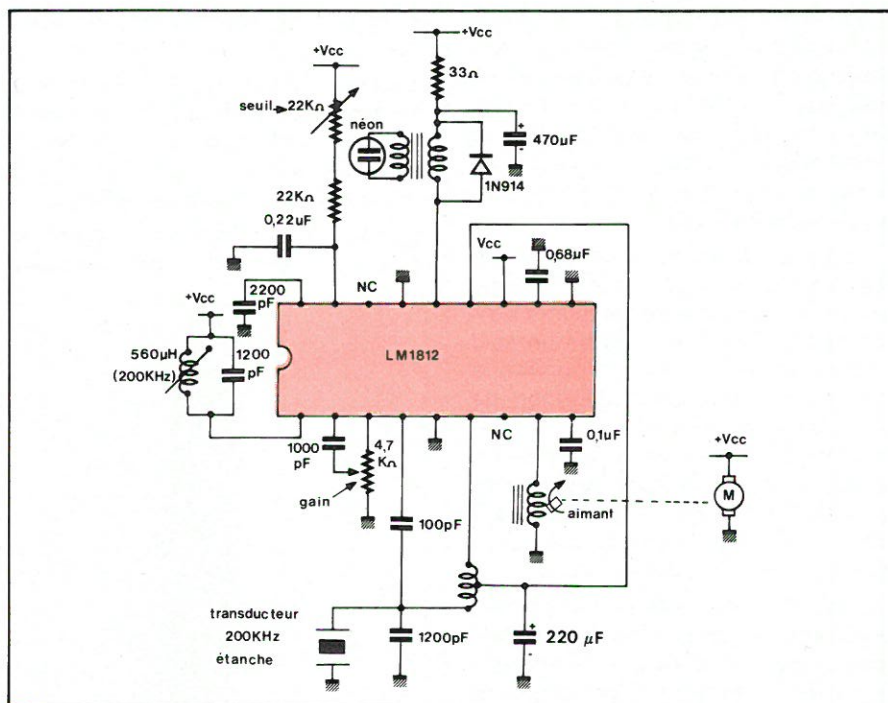


Fig. 7. - Exemple de réalisation d'un sondeur à éclats. M est un moteur réglé en vitesse.

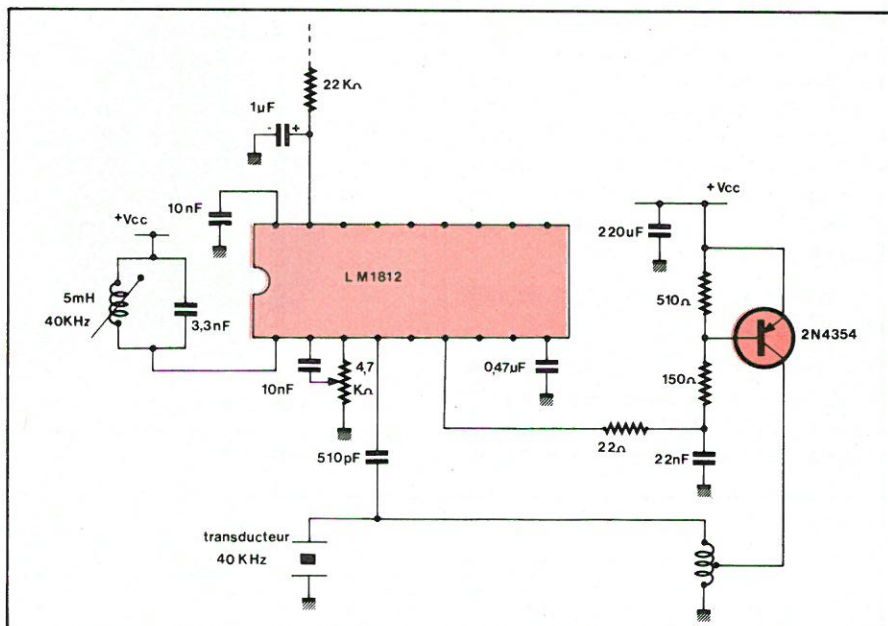


Fig. 8. - Modifications pour fonctionnement dans l'air.

sans transistors extérieurs, et des impulsions de 10 W peuvent être fournies au néon.

Il est possible d'incorporer ces circuits à un ensemble digital de mesure des distances : les impulsions de commande d'émission seront dirigées sur la broche 8, à travers une résistance limitant le courant à moins de 50 mA sous peine de destruction du circuit (le niveau logique de repos est le zéro).

Une résistance de 5,1 kΩ sera placée entre la broche 14 et l'alimentation, ce qui permet de disposer des impulsions d'écho sous forme de niveaux logiques sur la broche 14, pour commander la mémorisation du contenu des compteurs. Si deux transducteurs indépendants doivent être utilisés pour l'émission et la réception,

on supprimera le condensateur de 100 ou 510 pF pour brancher le transducteur de réception entre la broche 4 et la masse.

Conclusion

De tels montages sont utiles pour mesurer toutes sortes de distances avec une bonne précision, mais également pour réaliser des systèmes d'alarme à seuil pour automatismes ou dispositifs de sécurité anti-collision ou autres. Dans ces derniers cas, la logique associée peut se trouver très simplifiée sans perte significative de performances.

Patrick Gueulle

Cette caméra trouve son utilité pour la vision nocturne, la lecture automatique des spectres optiques et les analyseurs optiques multi-canaux, pour la fabrication de portraits par micro-ordinateurs, lecture de badges, étiquettes, etc.

A la base du système, dont la **figure 1** montre le schéma de principe, on trouve un réseau de photodiodes et un circuit de gestion (RETICON)*. Nous avons utilisé tout particulièrement le réseau RL-256G et le circuit RC 301, qui permettent d'obtenir, sur un écran d'oscilloscope, une image en 256 points en autant de teintes de gris que l'on veut.

Une caméra à réseau de photodiodes

Une application scientifique encore plus simple, qui verra les prix fondre comme neige au soleil grâce aux microprocesseurs, est celle de la **figure 2** où le réseau, pratiquement sans optique est capable d'analyser un spectre de raies issu d'un spectromètre optique. On dispose ainsi de 256 canaux d'analyse optique d'une dynamique en intensités très grande, compte tenu du caractère analogique du signal sur la photodiode sélectionnée en sortie du réseau.

La dimension géométrique des réseaux que nous pouvons ainsi utiliser est de l'ordre de 1 à 2 cm en ligne et on peut y trouver 256, 512 ou 1 024 photodiodes par réseau. Sur certains spectromètres des modifications minimales de l'optique propre permettront de placer le circuit intégré du réseau de photodiodes à même la fente du spectromètre.

Rappelons que le prix de certains analyseurs optiques multi-canaux (OMA) avoisine les 100 000 F, avec des convertisseurs analogiques-numériques d'amplitude et des mémoires de stockage des résultats. La solution qui consisterait en l'utilisation d'un tel réseau, suivi d'un convertisseur A/D par soft-microprocesseur, pourrait coûter entre 20 et 50 fois moins cher...

Notre propos n'étant pas de vous tourmenter avec de telles idées, mais de vous décrire une réalisation électronique très simple permettant d'obtenir des résultats semblables à ceux de certaines caméras, passons à la description du circuit.

La plaque-mère

Elle fonctionne selon le schéma de la **figure 3** et exécute le balayage complet et répétitif de la ligne de photodiodes, ce qui permet d'obtenir une analyse en intensité d'une fente optique d'environ 1/2 mm d'ouverture.

L'image que l'on obtient sur un oscilloscope, **figure 2** est échantillonnée et présente une certaine structure en escalier due à l'échantillonnage de l'abscisse.

Analysons maintenant le fonctionnement des circuits de la **figure 3** :

* Distribué en France par Tekelec-Airtronic

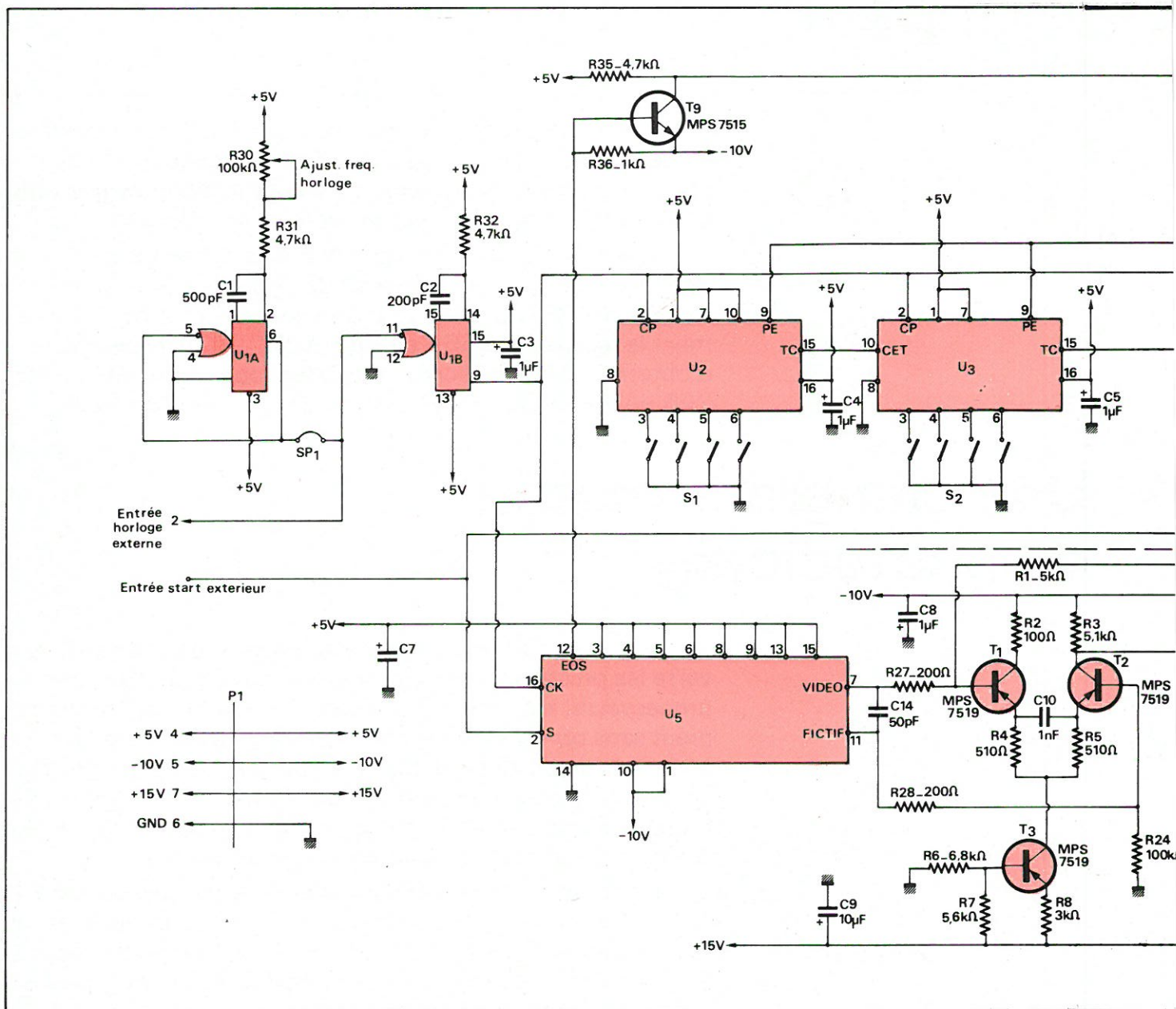
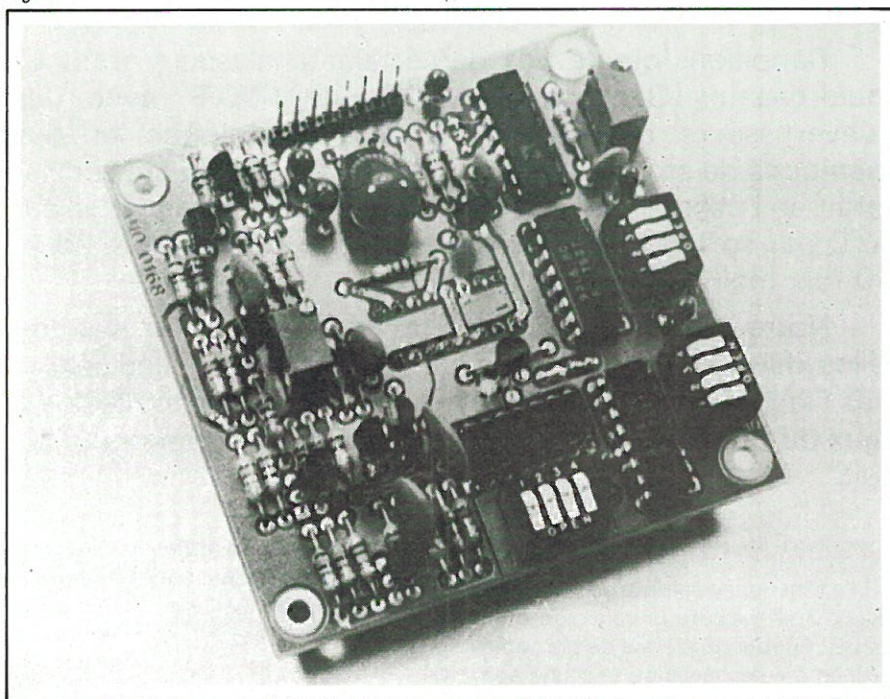


Fig. 3



Le câblage du circuit imprimé.

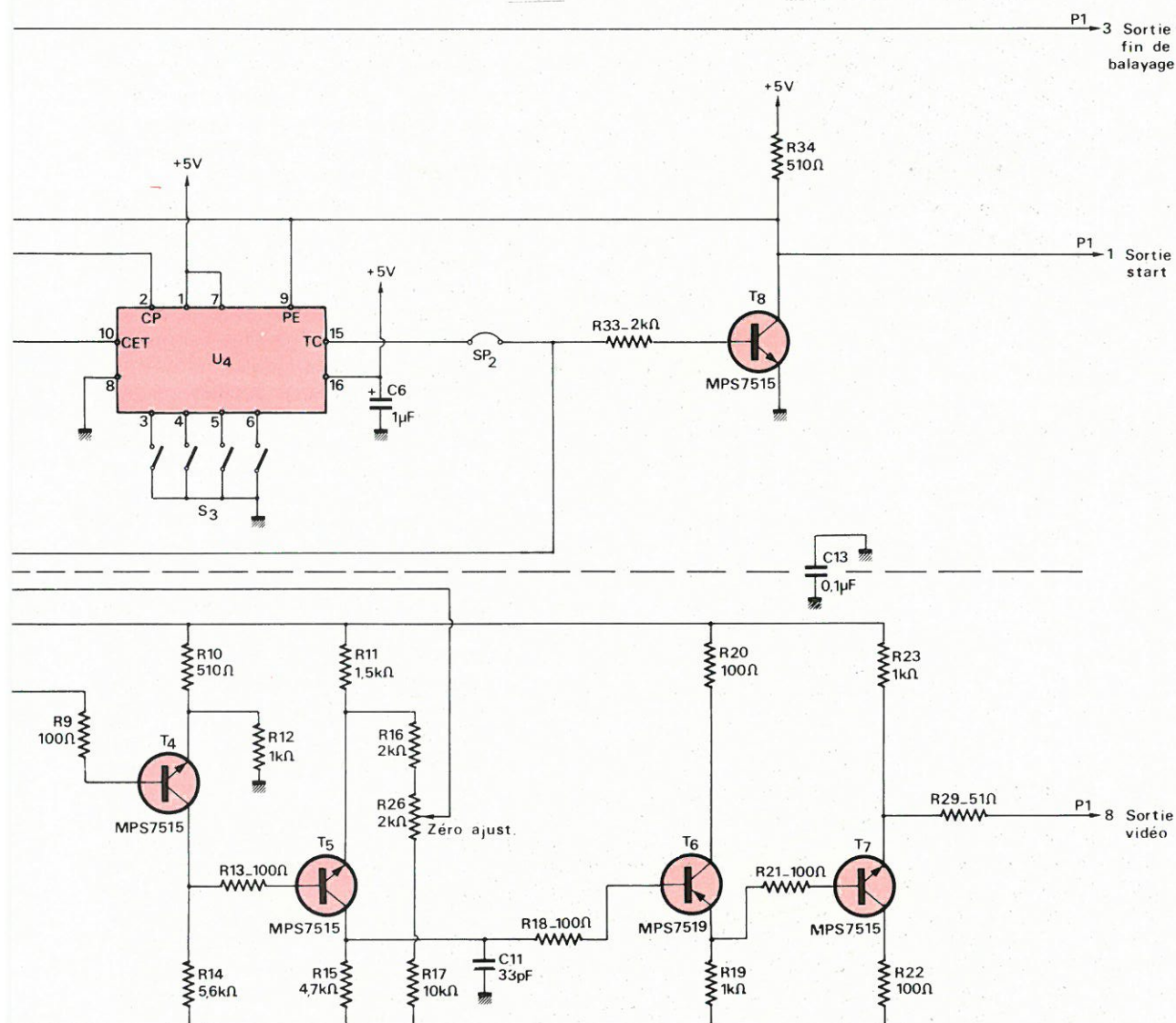
Un générateur d'horloge permet d'obtenir, par la variation du potentiomètre R_2 , des fréquences allant de 75 kHz à 1 MHz.

La deuxième partie du générateur d'horloge détermine la largeur de l'impulsion d'horloge et l'on obtient en sortie des impulsions négatives d'une largeur d'environ 500 ns, en niveaux TTL.

On peut utiliser un balayage d'un réseau par une horloge externe, auquel cas il faudrait ouvrir le contact SP_1 , qui met hors circuit la première partie de l'horloge.

Le contact SP_2 conditionne le recyclage du balayage, par la voie interne, quand il est fait ou externe, quand il est défectueux. Dans ce dernier cas on peut redémarrer le balayage tous les $N + 1$ coups d'horloge. N étant le nombre de photodiodes que l'on veut parcourir.

Trois compteurs 9316-Fairchild à 4 bits et présélection permettent la

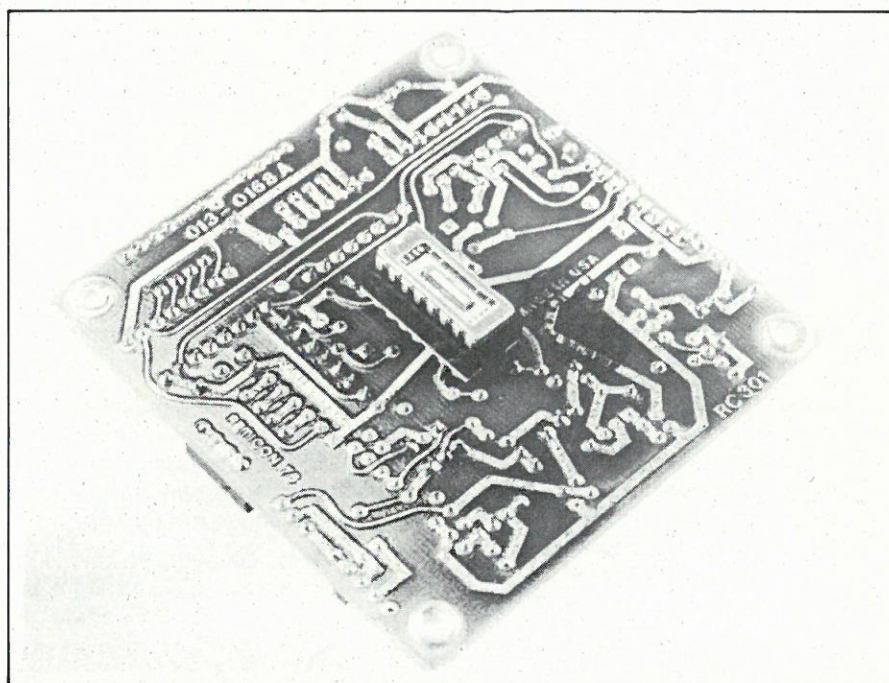


génération de l'impulsion de start entre 1 et 4 096 tops d'horloge, en choisissant une combinaison adéquate des contacts de présélection. Rappelons que les entrées TTL ont des rappels au + 5 V ce qui rend inutile l'utilisation de résistances externes, la sélection par les contacteurs se faisant au niveau bas.

Chaque quartet de commutateurs a un poids en puissances de 2, selon la série suivante :

- $S_1 - 1 : 2^0$
- $S_1 - 2 : 2^1$
- $S_1 - 3 : 2^2$
- $S_1 - 4 : 2^3$
- $S_2 - 1 : 2^4$, etc.

Un transistor NPN, Q_8 amplifie l'impulsion de « start » en l'inversant et l'offre en sortie à l'utilisateur qui synchronisera principalement la base de temps de son oscilloscope ou annoncera à son microprocesseur que le balayage d'une nouvelle ligne va commencer.



Le réseau de photodiodes prend place sur le côté soudure classique de la plaque double face (à trous métallisés).

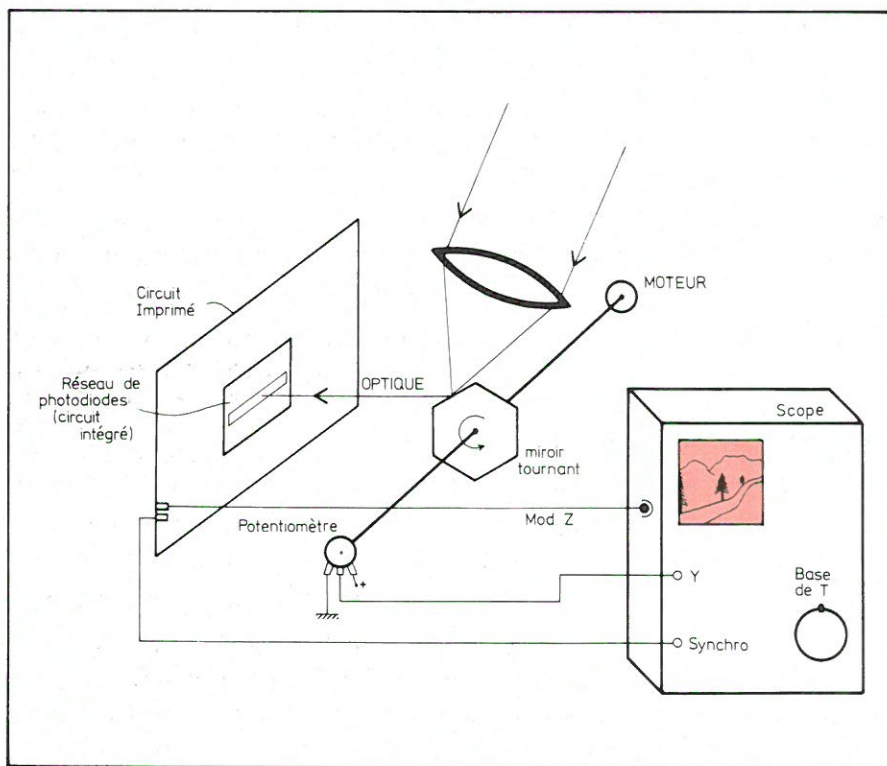


Fig. 1

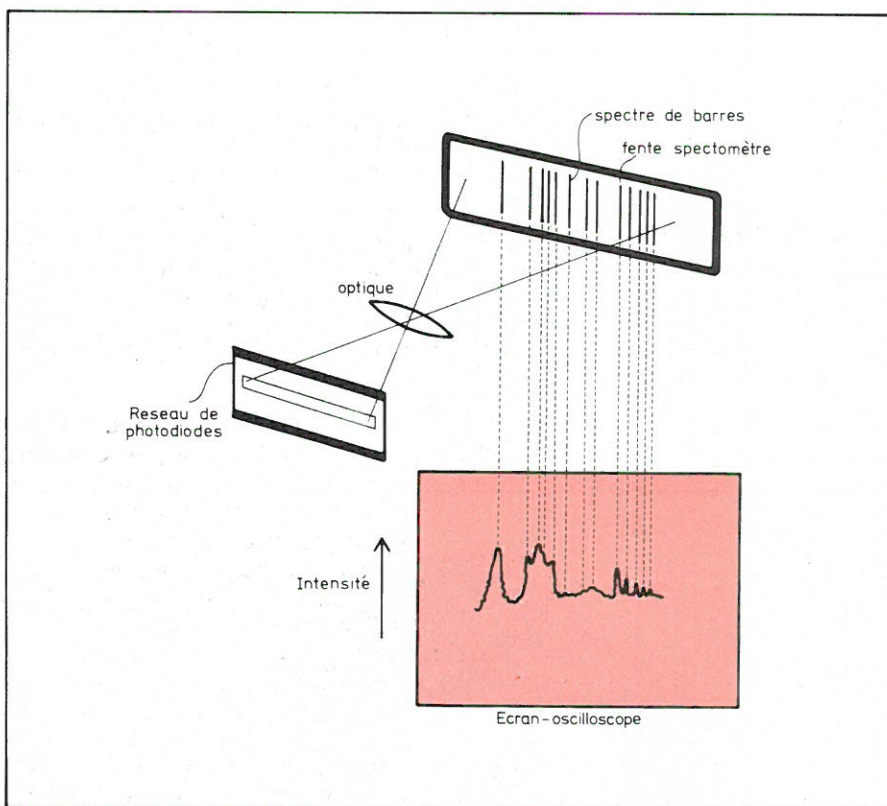


Fig. 2

La cadence de balayage conseillée est supérieure à 25 Hz. Cela concorde avec le papillotement de l'image sur l'écran d'un oscilloscope, mais la raison de cette vitesse minimale admissible est autre : en deçà, le courant d'obscurité des diodes croît et produit une perte de dynamique en amplitude.

Le réseau de photodiodes que nous utilisons possède une logique intégrée très élaborée sur laquelle nous ne nous attardons pas : l'impulsion de start doit

être au niveau haut pendant une transition négative du signal d'horloge. Cela valide le balayage et la première impulsion vidéo apparaît 500 ns après le front descendant d'horloge.

Le réseau contient en réalité une paire de diodes en ligne, à chaque photodiode active correspondant une paire utilisée contre les dérives et les transitoires. Quand la ligne vidéo active et la ligne fictive seront amplifiées en soustraction (par un ampli dif-

férentiel) les transitoires dus à la commutation seront fortement atténués.

L'amplificateur différentiel, en éléments discrets, est doté d'une très grande bande passante, possède un potentiomètre de réglage du décalage (R_{36} , de 2 k Ω) et fournit à la sortie $J_1 - 8$ des impulsions vidéo positives de 3 V crête à crête maximum.

Une impulsion EOL (End of Line) est également disponible. Elle rend compte de la fin du balayage effectif du réseau de photodiodes, mais peut ne pas correspondre avec la fin du comptage devant générer l'impulsion de départ du balayage. De cette façon elle pourrait démarrer le balayage d'un second réseau et puis d'un troisième, etc. Néanmoins, cette impulsion devra être inversée pour produire le « START » d'un autre réseau, ou même son propre redémarrage, si l'on veut obtenir des lignes complètes en photodiodes balayées avec l'écran. Dans le contraire, après le balayage de 256 photodiodes, par exemple et si le comptage génère le « START » toutes les 300 impulsions d'horloge, il y aura une portion de plat, sans signal vidéo.

Mise en marche

Après avoir branché trois alimentations de +5 V, +10 V et -10 V_{cc} ($\pm 5\%$) aux broches 4, 7 et 5 du connecteur J_1 , respectivement, par rapport à la broche 6 qui est la masse, on ajuste R_2 pour une fréquence de balayage convenable et on regarde la sortie vidéo sur l'entrée Y d'un oscilloscope ($J_1 - 8$). Le zéro se règle par R_{26} .

André Doris

La gravure nous met en présence du tracé de câblage sur lequel le circuit recevra ses éléments actifs ou passifs qui seront alors fixés et reliés électriquement. Pour ce faire, il faut préparer le métal conducteur afin que les contacts présentent la fiabilité souhaitable. C'est cette préparation que nous allons maintenant décrire.

Le circuit imprimé : la protection des circuits, la soudure, l'étamage

Le but à atteindre. Un élément de circuit électronique, autrement dit un composant, exige que ses connexions soient aussi parfaites que possible. Pour atteindre ce but, les surfaces de contact doivent être dotées de qualités particulières qui nécessitent l'application de traitements physico-chimiques spécifiques.

Alors que la soudure ne constituait autrefois que le moyen de fixation et de contact, on fait aujourd'hui appel à l'étamage pour réaliser d'autres opérations : protection de stockage, réserves de gravure, contacts intercouches (trous métallisés) ou, tout simplement, revêtement anticorrosion.

Les anciens de l'électronique câblée à la main, ont tous, pendant un temps, considéré le soudage comme la seule opération de montage après gravure sans remarquer la différence fondamentale entre le câblage classique et le câblage à plat. Dans le premier cas la masse du fil autorise un mouillage et donc une adhésivité plus facile du métal d'apport. La fiabilité de la connexion est atteinte sans difficulté, ce qui n'est pas le cas de la feuille de cuivre venant de subir un traitement chimique.

La soudure

Conditions d'obtention d'une bonne soudure

D'une façon générale, la soudabilité présentée par un groupe métallique dépend de nombreux paramètres parmi lesquels : la température ainsi que la compatibilité des métaux à souder entre eux, et avec le produit d'apport.

Toutefois l'état de surface des éléments à joindre entre en ligne de compte, c'est pourquoi une préparation s'impose au moyen d'une substance appelée « flux ». Dans une étude de M. Christian Romont, chimiste spécialisé d'une firme française, on remar-

que que le mécanisme du flux consiste d'abord à dissoudre les oxydes et contaminants naissant sur les surfaces chauffées au moment du soudage. Ensuite, afin que la couche transitoire de liaison puisse s'établir, le flux tend à réduire les forces de tension superficielle existantes au moment du « liquidus » entre l'alliage d'apport et le métal à souder (cuivre en général).

Dans les flux on trouve donc des substances miscibles avec la phase liquide de la soudure et réagissant sur le métal.

Lorsque l'on observe une coupe micrographique d'une goutte de soudure, étain/plomb par exemple, on voit que la liaison (fig. 1) comporte trois zones :

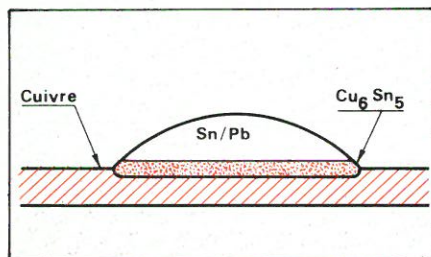


Fig. 1

- le cuivre,
- une couche transitoire composée, en partie, d'une combinaison de cuivre et d'étain (Cu_6Sn_5),
- la soudure à l'étain (Sn/Pb).

Le plomb n'est utile que pour le réglage du liquidus mais ne s'allie pas au cuivre. On dit qu'il ne sert que pour l'obtention de « l'eutectique » qui exprime la faculté de passage de l'état solide à l'état liquide à température constante.

Par conséquent, la variation dans la proportion des métaux constitutifs de l'alliage d'apport va modifier la température à laquelle il va fondre en provoquant sa liaison avec la connexion à souder. Le graphique de la **figure 2** montre l'allure de la courbe obtenue par comparaison entre les températures et les diverses teneurs en plomb et en étain. Vers 183 °C l'alliage Sn/Pb passe directement de l'état solide à l'état liquide **sans période de transition pâteuse**. La composition correspondante lue en abscisse comporte alors très exactement 63 % d'étain et 37 % de plomb. Toutefois on sait qu'en métallurgie il est impossible d'assurer la pureté intégrale d'un métal quelconque. Il comporte toujours une faible quantité des substances étrangères qui nuisent, dans notre cas, à la fiabilité de l'opération.

A cet effet de nombreuses normalisations ont été établies à partir des normes US : QQ.S.571 (de la « Federal Specification »), ASTM.B.32 ou MIL-STD.454 pour la soudure au bain ou à la vague. Le tableau ci-dessous porte sur les limites préconisées par les deux dernières pour quelques corps souvent rencontrés dans les compositions de l'eutectique Sn/Pb.

Corps %	ASTM.B 32	MIL.STD.454
Antimoine	0,20 – 0,5	0,75 max.
Bismuth	0,25	
Cuivre	0,08	0,5
Fer	0,02	0,08
Zinc	0,005	0,008
Aluminium	0,005	0,008
Arsenic	0,03	0,05
Cadmium		0,01
Phosphore		0,01
Sulfures		0,03
Or		1

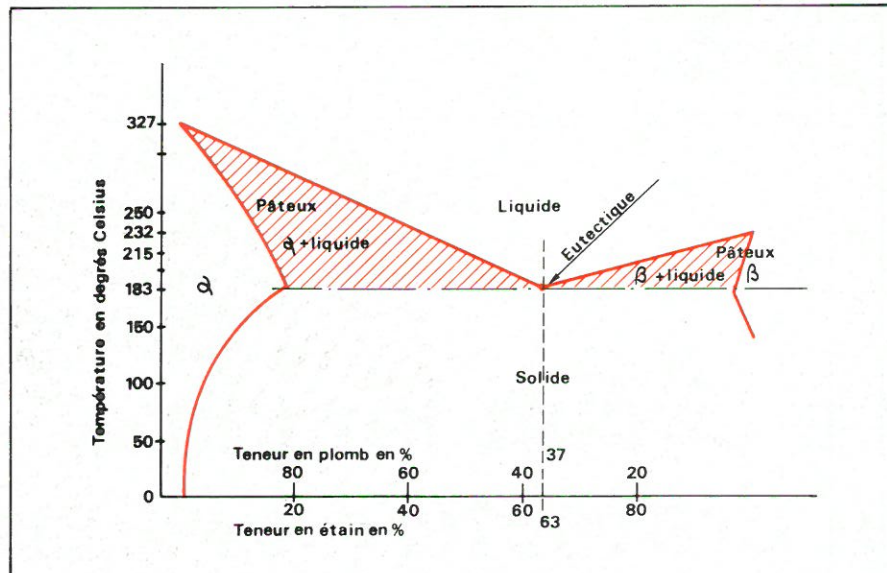


Fig. 2

Ces pourcentages viennent donc en déduction de celui de l'un des deux composants, ce qui modifie évidemment la place du point d'inflexion du graphique de la **figure 2**.

En examinant au microscope une surface de soudure plane, on remarque que la solidification comporte deux phases que l'on convient d'appeler α et β (voir **figure 2**) et qui se matérialise par des points foncés et clairs. Par rapport à une surface de 63/37 celle de l'alliage 60/40 présente une surface plus claire due à une plus grande proportion en β alors que le 50/50 est plus foncé à cause de sa dominante en α .

La conclusion a priori s'impose donc d'elle-même, à savoir qu'une soudure est d'autant plus claire, ou plus foncée, que sa teneur en étain ou en plomb est plus importante.

Constitution des alliages

La constatation qui précède ne peut être considérée qu'à titre purement indicatif car la qualité d'un alliage de soudure dépend aussi d'un grand nombre d'autres composants comme il vient d'être dit en présentant les valeurs du tableau ci-dessous.

« Alphametals », fabricant US représenté en France, base précisément sa

renommée sur une recherche de raffinage lui permettant de proposer, sous la marque « Vaculoy », un éventail de produits particulièrement performants.

En ajoutant d'autres métaux en plus ou moins grande quantité à l'alliage de base (argent, cadmium, bismuth, antimoine ou indium), on peut obtenir des températures de liquidus descendant à moins de 50 °C ou s'élevant au-delà de 300 °C. Sur le tableau de l'annexe I nous avons récapitulé un certain nombre de compositions comportant des métaux d'apport avec, pour quelques-unes, l'adjonction d'indium.

« L'indium est une vitamine métallique » dit son producteur (Indium Corp. U.S.A.). Il est le 49^e élément de la classification périodique. A l'état pur il fond à 157 °C et c'est un métal noble résistant parfaitement à l'oxydation, ce qui lui permet d'être soudé sans fusion. Cette particularité, que les américains appellent le « Welding » ou « Cold Weld », alliée à sa ductibilité le destine notamment à la microélectronique pour les soldes avec préformes ainsi que pour les liaisons sur films minces d'or.

Avec l'introduction d'indium dans les formules d'alliages il est possible de donner au métal d'apport des températures compatibles avec la plupart des types de composants électroniques. En dehors du mélange eutectique évoqué plus haut (liquidus à 93 °C) et qui comporte 44 % d'indium, on peut produire des alliages dont le point de fusion descend aux environs de 10 °C pour certaines applications en basses températures. Un type de soudure dite « Cryogénique », couverte par un brevet US, est décrite dans le livre de Howard H. Manko (MC. Graw-Hill). Elle peut être employée sous des températures de 4,2° Kelvin, en se comportant comme un supraconducteur.

Plus récemment la firme précitée, en collaboration avec l'Indium Corps., a mis au point un type de soudure permettant de relier des pièces métalliques et non métalliques. Avec des proportions importantes d'indium, il est possible d'accrocher sur le verre, le quartz, la céramique vitrifiée ainsi que le mica et certains oxydes métalliques. Bien exécutées ces jonctions offrent à la traction des résistances atteignant 50 kg/cm².

Dans le domaine de la microélectronique de telles soudures présentent un grand intérêt.

La gamme des produits de l'Indium Corp. est distribuée en Europe sous la marque « Indalloy ». Dans le tableau de l'annexe I, l'alliage composé à parties égales d'indium et d'étain fond à 125° et, en dehors de sa faculté d'accrochage sur les substances non métalliques, il possède une bonne malléabilité à basse température, ce qui le destine également comme compensateur de dilatation bimétallique.

Il existe encore d'autres combinaisons telles que celles offertes par : Litton (Kester), Demetron S.F.C. etc., et dans lesquelles on peut trouver également du silicium, du gallium ou même du germanium, sans parler des soudures à l'or et à l'argent.

Le rôle des flux de soudage et leur nature

Nous avons dit que le flux prépare les surfaces à souder en favorisant le contact entre la phase liquide et les métaux à réunir.

L'idéal consisterait à obtenir un étagement intime de la soudure en fusion sur la surface des pièces sans interposition d'un produit quelconque (welding). C'est rarement possible et c'est dommage car les avantages du fluxage sont souvent contrecarrés par les contaminations éventuelles dues au procédé.

Le mot flux vient d'une racine latine qui signifie « s'écouler ». En matière de soudage dit Howard H. Manko, c'est impropre car l'action du flux provoque une réaction chimique un peu comparable à celle d'un catalyseur.

En fait, il s'agit surtout de dissoudre les oxydes en les transformant pour les rendre inoffensifs et de diminuer les forces de tension superficielle, ce qui conduit à formuler deux sortes de substances : les flux inorganiques et les flux organiques.

Flux inorganiques et résineux

Le plus ancien de tous les flux connus des zingeurs depuis long-

temps est le chlorure de zinc. On l'obtient facilement en faisant réagir de l'acide chlorhydrique sur des copeaux de zinc. De la même façon, on produit le chlorure d'ammonium et c'est à partir de ces sels qu'on prépare les pâtes à souder classiques, encore utilisées en électrotechnique. Toutefois, ce sont des produits très corrosifs. En électronique, il faut trouver autre chose et les compositions à base de résines terpéniques sont très employées.

Sur un cuivre propre et faiblement oxydé la colophane, par exemple, procure des soudures parfaites et solides, mais on préfère souvent l'activer afin d'attaquer plus énergiquement la couche d'oxyde.

Les flux résineux sont donc de trois sortes :

- non activés « R »,
- moyennement activés « RMA »,
- activés « RA ».

Ils sont traités dans des solvants alcooliques avec addition d'acides organiques, de composés aminés ou de certains halogènes. Avec addition de produits tensio-actifs, le flux favorise la mouillabilité au moment du liquidus.

Les flux résineux appliqués au trempé, par projection ou par enduction sont utilisés pour le soudage proprement dit, alors que pour la protection stannique par fusion, on met en œuvre les flux organiques.

Flux organiques (OA)

Les flux organiques en solutions aqueuses sont généralement à base : d'acides (lactiques, oléiques, stéariques, phtaliques, etc.) d'halogènes (aniline, bromures, chlorures) ou de groupes aminés ou amides (urée, éthylène-diamine ou aniline phosphate).

Excellents pour les alliages à haut point de fusion (hard soldering) les flux OA sont utilisables aussi bien pour le soudage que pour l'étamage y compris au « leveling » à air chaud.

Leur corrosivité est supérieure aux systèmes résineux mais leur dissolution est beaucoup plus aisée car les résidus sont souvent ionisables donc lavables à l'eau.

Les crèmes ou pâtes de soudure

On connaît la première simplification du soudage entraînée par la fabrication des tubes d'alliage remplis de flux résineux « Cored Solder », universellement employés depuis de nombreuses années.

La dernière méthode - la neuvième - d'application du flux adoptée en électronique fait usage des crèmes de soudure appelées « Solder Paints » aux U.S.A.

Elle n'est pas nouvelle dans l'industrie en général, mais les qualités électroniques des produits sont plus élaborées que celles des précédents. On peut mettre ces pâtes en œuvre comme on applique une peinture.

Dans la crème de soudure le rapport en poids du métal au flux est extrêmement élevé, entre 80 % et 90 %, ce qui lui confère de notables avantages : bonne métallisation et peu de résidu. Le véhicule est généralement résineux.

Par ailleurs, ce type de produit facilement applicable par sérigraphie avec du 200 mesh (maille de 90 μ - voir N° 6 page 87) autorise un contrôle d'épaisseur du dépôt en réduisant les pertes et la main-d'œuvre. Aucun bouillonnement ni éclaboussure ne sont à craindre.

Les formules disponibles sont de deux sortes : non polymérisables et polymérisables. Les premières sont destinées au travail rapide avec des températures de traitement inférieures à 250 °C. Les autres, acceptant jusqu'à 350 °C sont utilisables après de longues périodes de stockage sur le substrat (jusqu'à une année).

Les pâtes de soudure sont réalisables dans tous les types d'alliages mentionnés au tableau de l'annexe I, mais les plus courants, signalés par Alpha, sont les suivants (colophane) :

	Solidus	Liquidus
63 Sn/37 Pb	183 °C	
60 Sn/40 Pb	183 °C	189 °C
62 Sn/36 Pb/2 Ag	179 °C	
96.5 Sn/3.5 Ag	221 °C	
95 Ag/5 Ag	221 °C	240 °C
80 Au/20 Sn	280 °C	
95 Sn/5 Sb	232 °C	240 °C
97.5 Pb/2.5 Ag	304 °C	
97.5 Pb/1.5 Ag/1 Sn	309 °C	
10 Sn/88 Pb/2 Ag	268 °C	302 °C
10 Sn/90 Pb	268 °C	299 °C
5 Sn/95 Pb	272 °C	312 °C

On peut déposer la crème à travers un masque en métal (gravé ou poinçonné) placé sur les écrans afin d'obtenir des dépôts épais de 0,13 à 0,7 mm. Avec les formules ci-dessus, on a toujours entre le dépôt et après la refusion, un rapport d'environ 2,5/1. La courbe de la **figure 3** qui confirme cette hypothèse pour la 60/40 sur colophane, indique en outre la surface couverte par unité de poids en fonction de l'épaisseur déposée. L'application à la seringue, comme il est d'usage pour les colles époxy, est aussi réalisable avec les crèmes de soudage.

L'élimination des résidus de flux peut se faire dans les mêmes conditions que pour les méthodes classiques avec solvants « bi-polaires » chlorés ou fluorés.

Avec les circuits hybrides des précautions particulières sont à prendre et la propreté des circuits nettoyés peut facilement être contrôlée avec un appareil appelé ionographe (**fig. 4**).

Les soudures sur préformes

En micro électronique où la précision prend une grande importance, le raccordement des composants requiert une particulière attention. A cet effet, les fournisseurs de produits de soudage proposent des éléments préfabriqués que l'on place au niveau du raccordement prévu afin de réaliser la connexion selon le processus de la conductivité continue par enduction (CCC = Continuous Conductive Coating). La **figure 5** montre le principe de soudage d'une patte de semi-conducteur (pin), dans le trou métallisé d'un substrat au moyen d'une rondelle (washer) préparée avec ou sans flux, selon le principe de fusion adopté.

Les préformes sont aussi fabriquées selon une gamme très étendue de types. On trouve :

- des billes, dont le diamètre varie entre 25μ et 3,2 mm, composées d'alliages fondant jusqu'à 1063°C , avec une pureté de 99,999 %,
- des disques,
- des rondelles dont la couche centrale est constituée de cuivre, de bronze ou d'alliage au nickel.

L'étamage

Principes

La protection et la préparation du câblage pour le montage constitue ce qu'il est convenu d'appeler l'étamage. Il s'agit de déposer sur le métal conducteur un film d'alliage favorisant l'opération de soudure des composants tout en protégeant la surface

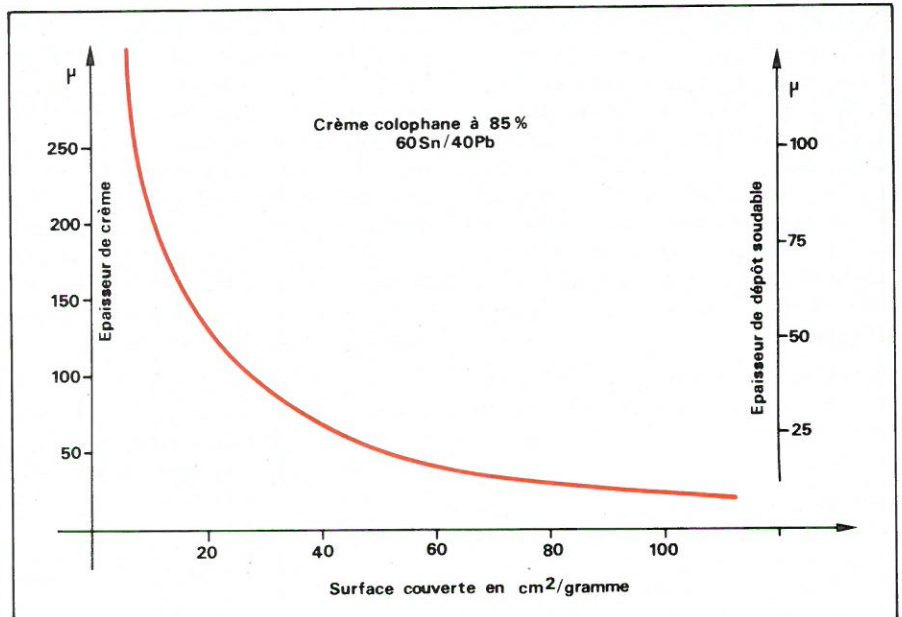


Fig. 3

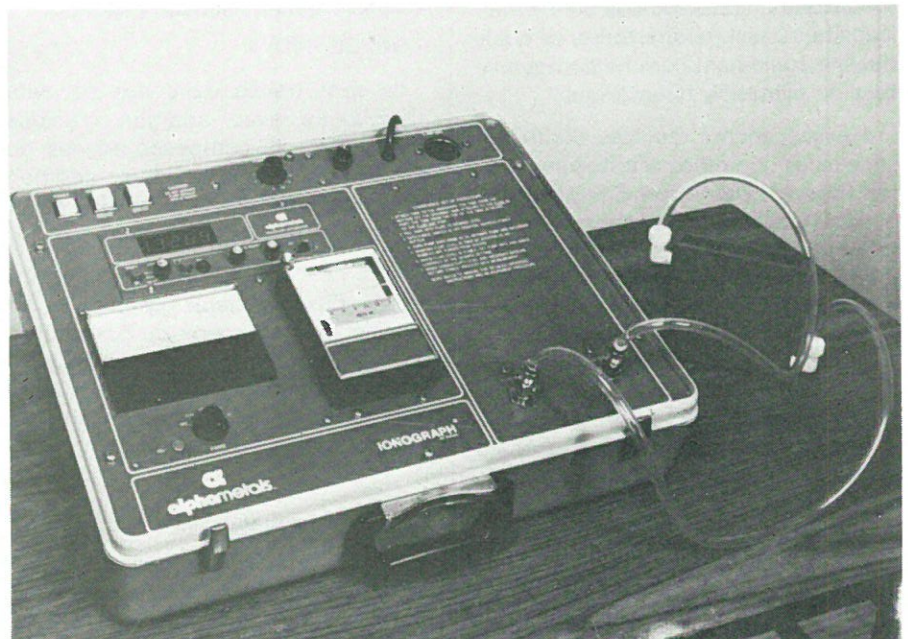


Fig. 4

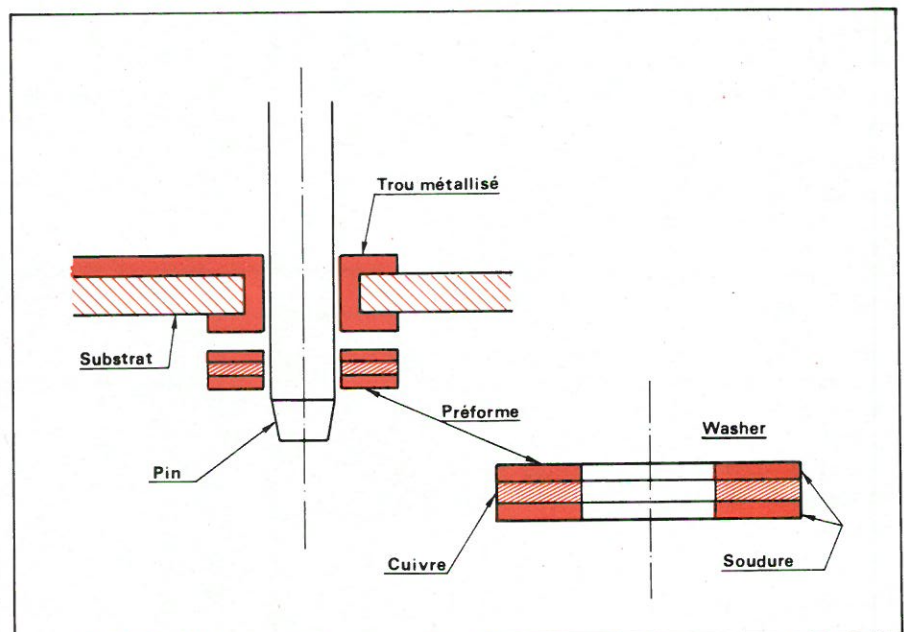


Fig. 5

pendant les manipulations antérieures ou le stockage.

Après des tentatives malheureuses de dépôt au bain ou à la vague, les chercheurs ont imaginé des revêtements chimiques et électrolytiques, qui sous certaines conditions, procurent encore de bons résultats.

Toutefois de notables progrès ont redonné aux anciens systèmes un regain d'intérêt qui les réintègre souvent aux premiers rangs des opérations technologiques.

Les procédés galvanoplastique et chimique

Par galvanoplastie, on applique sur la surface du cuivre de copper clad une pellicule d'eutectique selon le tracé du câblage, après avoir pratiqué **des réserves négatives** (voir N° 3 page 48).

A titre d'exemple le bain H.T.P., de P.M.D. Continentale, en solution acide se compose de :

- Plomb
- Etain
- Acide fluorborique

Il se traite de la façon suivante :

$T = 20 \text{ à } 25 \text{ }^{\circ}\text{C}$

$I_a = 2,5 \text{ A/dm}^2$

$I_c = 1 \text{ à } 2 \text{ A/dm}^2$

sous agitation continue et couvre 25μ en 30 mn.

Après dépôt, on retire les réserves et on grave en solution alcaline ou sulfochromique (voir N° 8, page 26), le dépôt soudable formant la réserve de gravure.

Il n'est toutefois pas possible de garder en l'état la couverture stannique car elle présente toujours des défauts caractéristiques :

- migration du cuivre dans l'étain, ce qui amoindrit la soudabilité en fonction du temps de stockage,
- bords non protégés.

Il faut alors procéder à la **refusion** le plus tôt possible.

Dans le même but, on peut, au lieu d'électrolyse, adopter l'étamage chimique sans courant, par « déplacement ». Cette méthode se pratique par une simple immersion dans un bain acide, soit d'étain, soit d'étain/plomb. Un produit P.M.D., appelé « Stanimerse » procure, sous $70 \text{ }^{\circ}\text{C}$ environ, un dépôt de 3μ en 12 mn maximum.

Etamages par fusion

Selon l'importance des séries et les moyens du fabricant, on pratique aussi l'étamage par fusion de l'alliage appli-

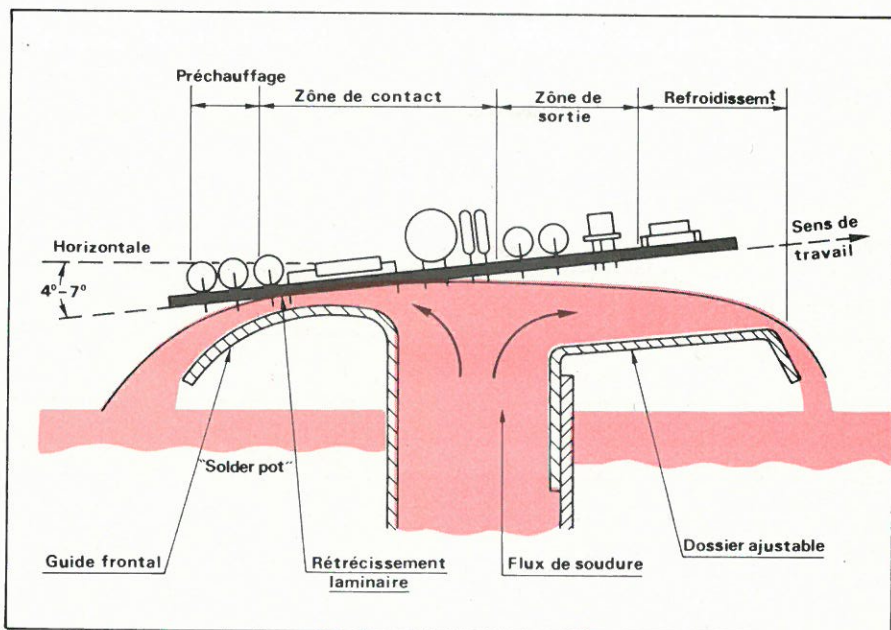


Fig. 6

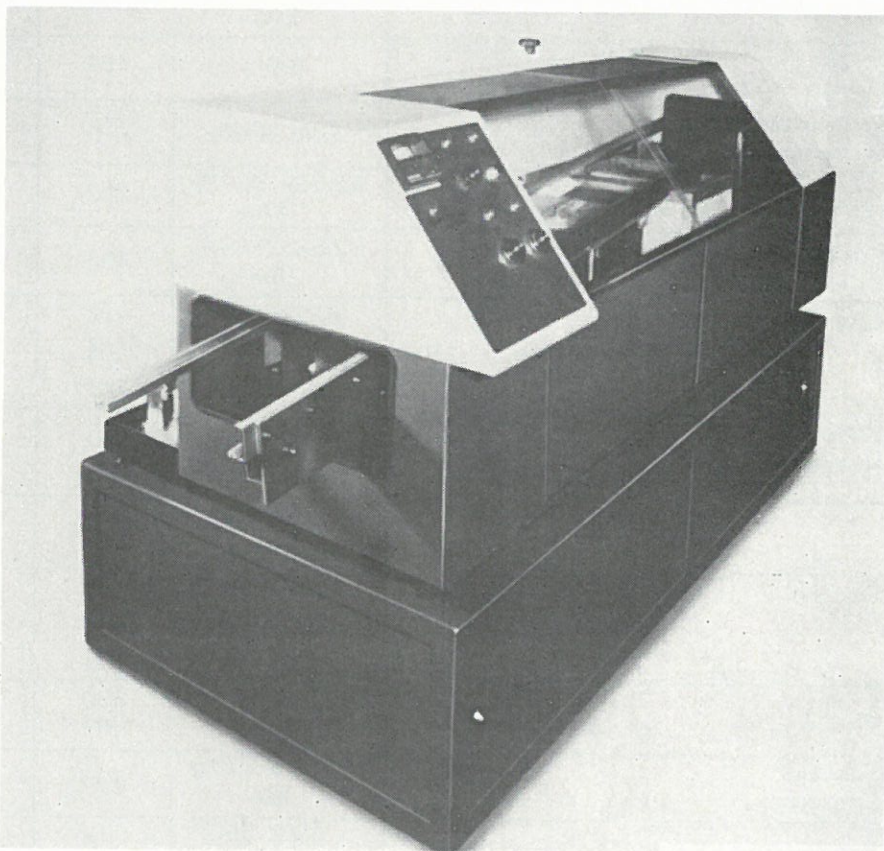


Fig. 7

qué après fluxage et, éventuellement, préchauffage des platines.

L'étamage au rouleau consiste à faire passer la carte entre deux cylindres presque en contact, à axes parallèles, dont l'un d'eux tourne dans un bain de soudure en fusion. Avec l'alliage 60/40 on peut, sous $245 \text{ }^{\circ}\text{C}$, travailler à la cadence de deux à trois mètres/minute.

Le bain s'oxyde facilement et il faut, avec une raclette, le débarrasser de sa croûte d'oxydes.

La machine est peu coûteuse, mais

elle a le défaut de fumer, de chauffer et de boucher les trous s'ils sont percés avant. Dans ce cas, la surfusion ultérieure est indispensable.

L'étamage à la vague nécessite un fluxeur à mousse et met en œuvre un matériel plus onéreux. Toutefois, la vague est toujours exempte d'impuretés et le dépôt est régulier. On peut ajouter un système de programmation et un convoyeur avec préchauffage et refroidissement à ce dispositif qui actuellement constitue l'un des meilleurs procédés pour la grande production en matière de protection et de soudure sur circuits imprimés.

ANNEXE I

	Composition	Liquidus °C	Solidus °C	Zone Pâteuse	Conductivité électrique % par rapport au cuivre
PF. bas	49Bi 21In 18Pb 12Sn	58	58	Eutectique	2.43
Standard	44In 42Sn 14Cd	93	93	Eutectique	
	15.5Sn 32Pb 52.5Bi	95		Eutectique	
Quartz - Verre - Céram	52In 48Sn	118	118	Eutectique	11.7
Quartz - Verre - Céram	50In 50Sn	125	118	7 °C	11.7
Cryogénique (2)	97In 3Ag	143	143	Eutectique	23.0
Or excepté	51.2Sn 30.6Pb 18.2Cd	145	145	Eutectique	
	50Sn 32Pb 18Cd	146		Eutectique	
Or bon	80In 15Pb 5Ag	149	142	7 °C	13.0
Ductile Quartz - Verre - Céram	100In	157	157	Eutectique	24.0
Fatigue thermique Or excepté (1)	70In 30 Pb	174	160	14 °C	8.8
Argent bon	62.5Sn 36.1Pb 1.4Ag	179	179	Eutectique	11.6
Corrosion alcaline Or excepté	37.5Sn 37.5Pb 25In	181	134	47 °C	7.8
Or excepté (1)	63Sn 37Pb	183	183	Eutectique	11.5
(1)	60In 40Pb	185	174	15 °C	7.0
(1)	50In 50Pb	209	180	29 °C	6.0
Standard Or excepté (1)	96.5Sn 3.5Ag 60Pb 40In	221 225	221 195	Eutectique 30 °C	16.0 5.2
(2)	95Sn 5Sb 90In 10Ag	233 237	240 141	96 °C	22.1
Traction (1)	95Sn 5Sb	240	232	8 °C	11.9
(1)	75Pb 25In	264	250	14 °C	4.6
(1)	81Pb 19In	280	270	10 °C	4.5
Or bon (3)	92.5Pb 5In 2.5Ag	300 (PF)			5.5
Standard Or excepté (3)	97.5Pb 1.5Ag 1Sn	309	309	Eutectique	6.0
(3)	90Pb 5In 5Ag	310	290	20 °C	5.6
Or excepté	95Pb 5Sn	314	311	3 °C	8.8
Or bon	95Pb 5In	314	293	21 °C	5.1

Nota : le tableau complet dont sont extraits les renseignements contenus dans ce tableau est adressé gratuitement sur simple demande à Alpha Métaux (voir liste des fournisseurs).

Sur la **figure 6** nous avons représenté le principe de la vague « Lambda » mise au point par Electrovert (Canada) et mise à profit dans sa machine Econopak présentée cette année au Salon des Composants (fig. 7).

L'étamage « à l'air chaud », dont Electrovert a été l'innovateur, semble être le plus perfectionné des systèmes

de revêtements. Il a été mis au point par les laboratoires Sandia aux U.S.A. et consiste à tremper le support fluxé dans un bain de soudure en fusion pendant un très court instant et à le soumettre très rapidement à des jets puissants d'air chaud purifié.

La **figure 8** montre le dernier modèle de machine, « Levelair », basée sur ce principe et qui assure un nivel-

lement brillant de l'étamage sous une épaisseur régulière et pré-ordonnée, tout en laissant les trous parfaitement débouchés.

Elle peut traiter par heure 100 panneaux de 610 x 610 mm (24" x 24"). Précisons que cette marque vient du mot « leveling » qui signifie **nivellement**.

Grâce à ce genre de machine on

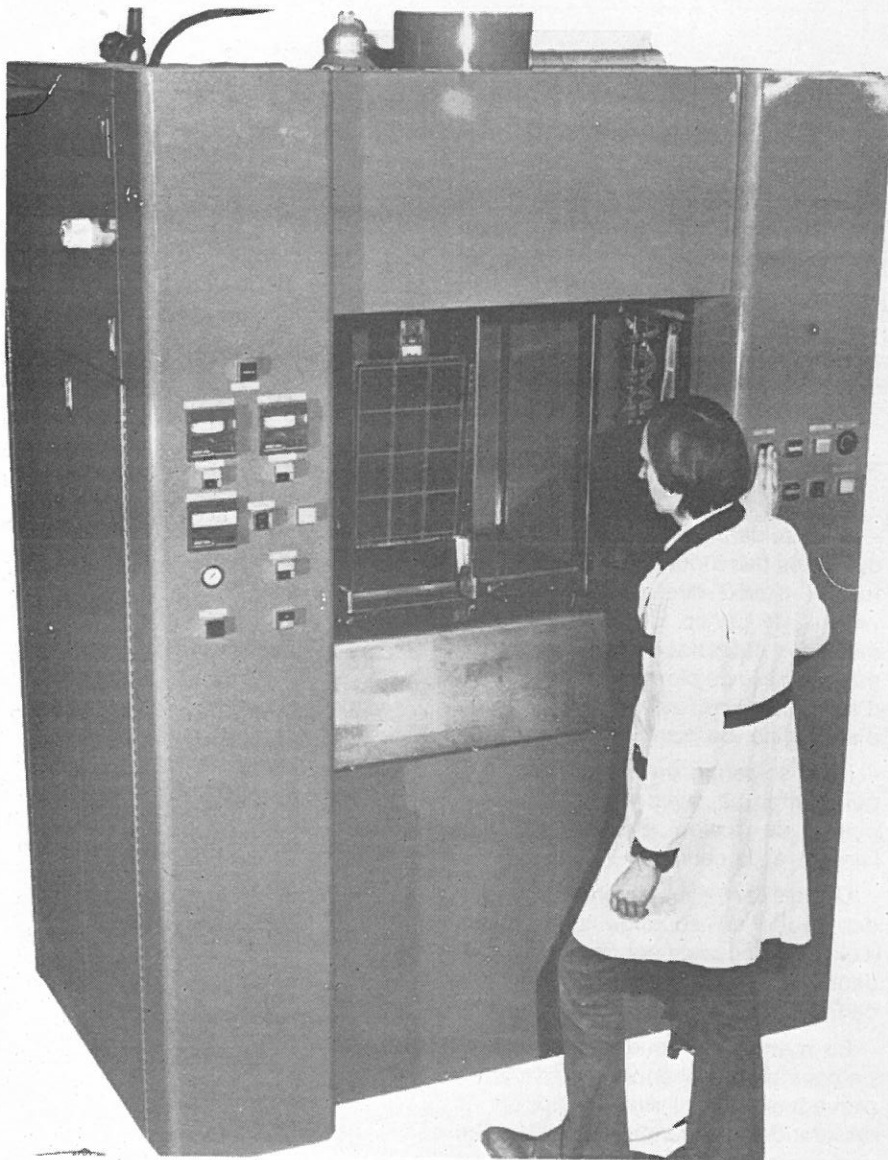


Fig. 8

peut, du même coup, appliquer et niveler la pellicule d'étamage qui nécessiterait autrement deux opérations : le dépôt et la refusion (ou surfusion) que les anglo-saxons dénomment « reflow ».

Notons au passage que la société Californienne Gyrex Corp. fabrique un ensemble du même genre, avec programmation incorporée.

La refusion des dépôts

Lorsque l'étamage est pratiqué sans nivelage ou lorsqu'il s'agit de dépôts électrolytiques ou chimiques, la pellicule ne présente pas les garanties exigées d'une bonne préparation. Elle peut être poreuse et, en tous cas, les bords de conducteurs sont vulnérables puisqu'ils ne sont pas recouverts. De plus la surface de l'étamage n'est pas toujours brillante avec certains procédés et son efficacité est alors douteuse.

On procède alors à une surfusion par l'un des moyens suivants :

- à la vague d'huile chaude,
- au bain d'huile chaude,
- à la pulvérisation de liquide chaud,
- au jet de gaz chaud (air ou autre),
- à l'infrarouge

Nous serions tentés de dire que la refusion aux infrarouges offre la meilleure garantie en raison de l'homogénéité de son action. De plus, le niveau de température aux IR n'est pas très élevé, ce qui évite les déformations éventuelles.

Malgré tout le procédé aux IR n'est pas applicable sur les multicouches à cause du risque de déstratification toujours possible. Le rayonnement, justement à cause de sa régularité, ne fait pratiquement pas de différence entre le cœur du matériau et sa surface.

Avec un gaz inerte tel que l'azote, on peut arriver à la surfusion vers 230°C, sous un jet de l'ordre de 1,5 kg/cm² et, en réglant la vitesse d'application, l'élévation de la température ne s'exerce que sur la face soudable du métal.

Avec de l'air filtré et conditionné, on résout le problème de façon plus économique et c'est ce qui est mis à profit dans les machines « Levelair ». Grâce à la précision de leurs « couteaux d'air » on peut, en jouant sur plusieurs facteurs, définir avec une grande précision l'épaisseur du revêtement lequel, nous venons de le dire, peut être appliqué et réglé (reflow) en une seule et même opération.

La programmation des paramètres suivants :

- Pression de l'air (jusqu'à 6 kg/cm²)
- Temps d'immersion (3/5 secondes)
- Vitesse du retrait (jusqu'à 40 m/mn)
- Distance des « couteaux » à la plaque correctement réglée
- Température du jet d'air (200-300 °C)
- Angle d'incidence du jet d'air (60-70°)

permet de régler le dépôt entre 5 et 20 μ , mais avec des câblages très denses on a pu obtenir des épaisseurs de 3 à 7 μ . Précisons que selon I.P.C. (Institute of Printed Circuits - U.S.A.), il est convenu, en matière d'étamage, d'appeler **couches minces** celles dont l'épaisseur reste inférieure à 7,5 μ (300 micro-inch) et **couches épaisses** celles qui sont supérieures à 7,5 μ .

Comparé aux jets ou bains de « liquide calorifique » - l'appellation huile est impropre - le reflow au jet d'air, ou de gaz, chaud autorise l'application de couches épaisses généralement admises en fabrication. La platine ne subit qu'un choc thermique, et non un chauffage plusieurs fois répété. De plus, le recouvrement de l'intérieur des trous métallisés est nettement favorisé, sans risque de bouchage.

D'une manière générale, la refusion étant indispensable après les dépôts électrolytiques, il est clair que cette nouvelle méthode apporte une sérieuse économie sur la chaîne de fabrication.

Du point de vue matériel, la refusion au liquide chaud (Hot oil levelling) se pratique dans des bacs chauffants, équipés ou non de pompes, selon que l'opération est pratiquée au trempé ou par projection.

On peut aussi se servir d'un appareil à vague similaire à celui en usage pour la soudure.

Quoi qu'il en soit, le liquide calorifique est toujours hydrosoluble et biodégradable, avec une grande stabilité chimique et une résistance à l'oxydation. Il doit être fréquemment contrôlé.

Le soudage en microélectronique hybride

Les spécialistes de l'hybride distinguent deux sortes de soudures par fusion :

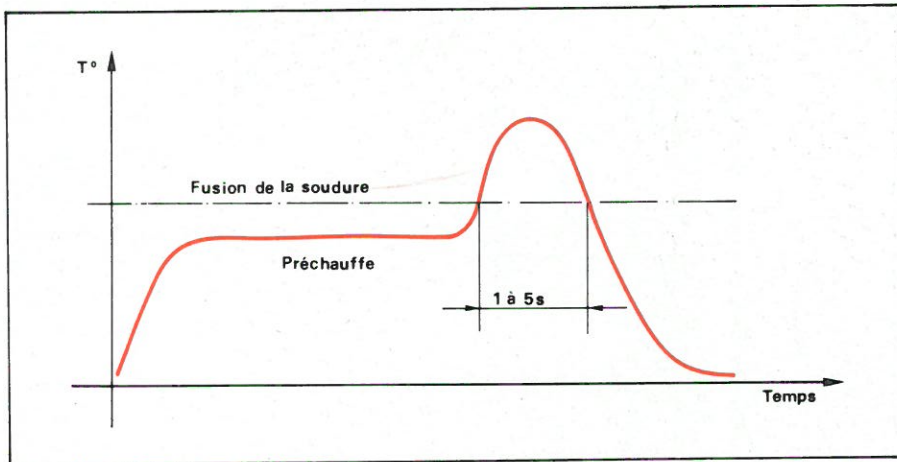


Fig. 9

Quelques fournisseurs de matériels et produits pour la soudure

- **Alpha Metals (Indium)**: 27, rue Léon Loiseau, 93100 Montreuil. Tél.: 857.11.80.
- **Anglade S.A.**: 33, rue du Moulin-des-Bruyères, 92400 Courbevoie. Tél.: 789.42.42.
- **Comatel**: 78-80, av. du Général-de-Gaulle, 92130 Issy-les-Moulineaux. Tél.: 644.34.20.
- **Epotecny**: 35 bis, rue Paul Doumer, 78140 Vélizy. Tél.: 946.69.34.
- **Europrim S.A.**: 19, bd du Lycée, 92170 Vanves. Tél.: 644.81.70.
- **Fry's métaux Ltd**: voir Anglade.
- **Kager KG**: 5, quai des Tilleuls, B.P. 83, 67160 Wissembourg. Tél.: (88) 94.94.17.
- **Litton precision products international inc.**: 58, rue Pottier, 78150 Le Chesnay. Tél.: 955.21.04.
- **MCE S.A.R.L. (Bleiwerk R.F.A.)**: 18, rue Charles-Michels, 92220 Bagneux. Tél.: 665.02.11.
- **Métaux blancs ouvrés (M.B.O.)**: rue de la Fonderie - Z.I., 21800 Chevigny Saint-Sauveur. Tél.: (80) 46.12.58.
- **Mektron**: 9, allée des Jachères, Sofilic 416, 94263 Fresnes Cédex. Tél.: 668.10.25.
- **Multicore solders Ltd (Comindus S.A.)**: 8, rue Milton, 75009 Paris. Tél.: 280.17.73.
- **Protokote Ltd**: 34 bis, rue Gambetta, 93100 Montreuil. Tél.: 808.37.71.
- **S.F.C.**: 3, rue des Carrières, 93800 Epinay-sur-Seine. Tél.: 822.59.95.

- Soft soldering, ou soudure tendre, qui utilise des métaux à faible point de fusion, c'est-à-dire ceux dont nous venons de parler. Ce sont généralement des eutectiques binaires ou ternaires à base de plomb, d'étain, d'or ou d'argent, avec addition d'indium, d'antimoine, de bismuth, etc.

- Hard soldering ou brasure (brazing) qui s'effectue avec des métaux à points de fusion élevés, tels que l'argent et le cuivre.

D'autre part, nous l'avons vu, il existe des types de soudage sans fusion (cold-weld ou welding) comme le soudage par thermo-compression bien connu.

En matière de soudage par fusion, on constate un phénomène tendant à provoquer, dans l'alliage d'apport, la dissolution du conducteur que l'on veut raccorder. Elle peut intervenir très rapidement et le temps de dissolution (leaching time) est d'autant plus court que la température est plus élevée.

La nature de la couche influe également sur le « leaching time ». Le cuivre et le nickel sont peu solubles, le palladium l'est un peu plus, mais l'or et l'argent présentent une grande solubilité dans les alliages de soudure.

L'emploi de l'argent augmente considérablement le temps critique et les ensembles plomb-indium sont très intéressants pour les films d'or.

La figure 9 montre le profil de température idéal pour le soudage sur couches hybrides.

Nous avons parlé des préformes qui constituent l'un des moyens de réduire la dissolution. En technologie hybride les préformes or/silicium, or/germanium et or/étain sont souvent utilisées, surtout dans les applications spatiales et militaires. Le « die bonding » qui consiste à souder des pastilles de silicium sur des couches d'or est courant dans cette technologie.

Dans la pratique du scellement des boîtiers dorés (D.I.L. - S.W.P.I. et

T.O.8.) les exigences de la norme MIL 883 peuvent être satisfaites avec une préforme 80 Au/20 Sn dont l'eutectique se situe à 280 °C. En opérant en atmosphère inerte la dissolution de l'or est évitée.

La pratique

La mise en œuvre des dépôts et de la soudure peut prendre des formes qu'il conviendra de préciser. Mais l'application d'un dépôt, quels que soient sa forme et son but, laisse toujours un résidu et entraîne des sujétions qui doivent être résolues. Ce sera notre propos dans un prochain article.

P. Lemeunier

LES TERRES RARES

L'électronique est une activité dont le développement est lié au progrès de la chimie. L'amélioration des caractéristiques des systèmes électroniques, voire la création de nouveaux matériaux, impliquent des matériaux de haute performance. Ce fut le cas, il y a quelques années, avec l'emploi du germanium et du silicium.

Depuis, d'autres matériaux sont apparus sur le marché. C'est le cas notamment des éléments de la famille des lanthanides, appelés aussi « terres rares », mais qui ne le sont plus depuis le développement industriel qu'elles ont suscité.

L'apport de la chimie au progrès technologique est fondamental. Il est intéressant de faire une incursion dans ce domaine pour montrer que les activités à haute technicité exploitent les découvertes et le savoir faire de la chimie.



Fig. 1. - Le vieil alchimiste, d'après Téniers (documentation Rhône-Poulenc).

ACTINIDES

CONFIGURATIONS ÉLECTRONIQUES DES ATOMES DES ÉLÉMENTS																				
Symbole		Numéro atomique (Z)	NOMBRE ET DISTRIBUTION DES ÉLECTRONS																	
			1s	2s	2p	3s	3p	3d	4s	4p	4d	4f	5s	5p	5d	5f	6s	6p	6d	6f
Sc		21	2	2	6	2	6	1	2											
Y		39	2	2	6	2	6	10	2	6	1		2							
LANTHANIDES	La	57	2	2	6	2	6	10	2	6	10		2	6	1					2
	Ce	58	2	2	6	2	6	10	2	6	10	2	2	6						2
	Pr	59	2	2	6	2	6	10	2	6	10	3	2	6						2
	Nd	60	2	2	6	2	6	10	2	6	10	4	2	6						2
	Pm	61	2	2	6	2	6	10	2	6	10	5	2	6						2
	Sm	62	2	2	6	2	6	10	2	6	10	6	2	6						2
	Eu	63	2	2	6	2	6	10	2	6	10	7	2	6						2
	Gd	64	2	2	6	2	6	10	2	6	10	7	2	6	1					2
	Tb	65	2	2	6	2	6	10	2	6	10	9	2	6						2
	Dy	66	2	2	6	2	6	10	2	6	10	10	2	6						2
	Ho	67	2	2	6	2	6	10	2	6	10	11	2	6						2
Er	68	2	2	6	2	6	10	2	6	10	12	2	6						2	
Tm	69	2	2	6	2	6	10	2	6	10	13	2	6						2	
Yb	70	2	2	6	2	6	10	2	6	10	14	2	6						2	
Lu	71	2	2	6	2	6	10	2	6	10	14	2	6	1					2	
Th		90	2	2	6	2	6	10	2	6	10	14	2	6	10		2	6	2	2

La découverte des différents élé-

Que représentent ces lanthanides dans la classification périodique des éléments, selon Mendeleïev. Le tableau I place ces éléments dans le groupe III, et tous regroupés dans la case du lanthane, depuis le numéro atomique 57 jusqu'au numéro 71. Chaque colonne comprend des éléments dont les propriétés sont analogues. C'est la raison pour laquelle autour des lanthanides nous trouvons le scandium (21) et l'yttrium (39) puis

La place particulière qu'occupent les lanthanides dans la classification périodique tient à la structure de leurs couches électroniques (**tableau III**). Parmi les 15 éléments, le promethium (61) est instable et radioactif avec une période de 710 jours. Pour l'ensemble des lanthanides, la couche extérieure 6 s contient deux électrons, tandis que la couche intérieure 4 f se remplit successivement jusqu'à 14 électrons. Comme ce sont les électrons extérieurs (électrons de valence) qui déterminent presque uniquement les propriétés chimiques d'un élément, les lanthanides auront donc des propriétés chimiques identiques, ce qui ne facilite pas la mise au point de procédés de séparation.

N° atomique	Symbole	Elément	Poids atomique O = 16	Point de fusion du métal ± 5 °C	Densité	Forme cristalline	Température à laquelle le métal a une pression de vapeur de 1 à 2 mm de Hg	Température approxi- mative d'ébullition °K 760 mm Hg	Formule de l'oxyde calciné à l'air	Poids moléculaire de l'oxyde	Densité de l'oxyde	Forme cristalline de l'oxyde	Point de fusion de l'oxyde	Section efficace de capture pour neutrons thermiques en barns (Mélange naturel d'isotopes)	Rayon ionique + en Å
				°C			°C	°K					°C		
39	Y	Yttrium	88,92	1 539	4,47	hexagonale	1 750	3 200	Y ₂ O ₃	225,8	4,8-5,0	cubique	2 415	Y	1
57	La	Lanthane	138,92	920	6,17	hexagonale	2 600	3 772	La ₂ O ₃	325,8	6,51	hexagonale	2 250	La	9
58	Ce	Cérium	140,13	795	6,77 6,67	cubique f.c. hexagonale	2 500	3 741	CeO ₂	172,1	7,3	cubique	1 950	Ce	1
59	Pr	Praséodyme	140,92	935	6,78 6,64	hexagonale cubique c.	2 230	3 400	Pr ₆ O ₁₁	1 021,5		cubique	2 200	Pr	11
60	Nd	Neodyme	144,27	1 024	7,00 6,80	hexagonale cubique c.	2 200	3 300	Nd ₂ O ₃	336,5	7,24	hexagonale	2 272	Nd	46
61	Pm	Prométhium	145												
62	Sm	Samarium	150,35	1 072	7,53	rhomb.		2 173	Sm ₂ O ₃	348,7	7,43	cubique	2 325	Sm	5500
63	Eu	Europium	152,00	826	5,25	cubique	1 140	1 712	Eu ₂ O ₃	352,0	7,42	cubique	2 050	Eu	4600
64	Gd	Gadolinium	156,9	1 312	7,89 7,8	hexagonale cubique f.c.		3 273	Gd ₂ O ₃	362,5	7,4	cubique	2 340	Gd	46000
65	Tb	Terbium	158,93	1 356	8,27	hexagonale	1 670	3 073	Tb ₄ O ₇	747,7		cubique	2 200	Tb	44
66	Dy	Dysprosium	162,51	1 407	8,53	hexagonale	1 500	2 873	Dy ₂ O ₃	373,0	7,8	cubique	2 340	Dy	1100
67	Ho	Holmium	164,94	1 461	8,80	hexagonale	1 600	2 873	Ho ₂ O ₃	377,9		cubique	2 360	Ho	64
68	Er	Erbium	167,27	1 497	9,05	hexagonale	1 500	3 173	Er ₂ O ₃	382,5	8,6	cubique	2 355	Er	166
69	Tm	Thulium	168,94	1 545	9,33	hexagonale	1 225	2 000	Tm ₂ O ₃	385,9	8,6	cubique	2 400	Tm	118
70	Yb	Ytterbium	173,04	824	6,97 6,54	cubique f.c. cubique c.		1 700	Yb ₂ O ₃	394,1	9,2	cubique	2 346	Yb	36
71	Lu	Lutécium	174,99	1 652	9,84	hexagonale	1 800	3 600	Lu ₂ O ₃	398,0		cubique	2 490	Lu	108
90	Th	Thorium	232,04	1 700	11,7	cubique	—	4 000	ThO ₂	264,04	9,86	cubique	3 050	Th	—

Tableau III. — Constantes physiques des lanthanides.

La saturation de la couche intérieure, sans que la couche extérieure ne change, augmente le nombre de charges négatives (électroniques) et de charges positives (noyau). On constate alors une augmentation de l'attraction électrostatique entraînant une diminution du rayon ionique. C'est la contraction des lanthanides en fonction de l'augmentation du numéro atomique (tableau III).

La place des lanthanides

On dit que le terme de « terres rares » est inadapté à la réalité. Qu'en est-il en fait ? La composition de l'écorce terrestre n'est pas uniforme selon que l'on considère la croûte océanique ou la croûte continentale. Toutefois la moyenne montre que 8 éléments seulement forment près de 99 % (en poids) de la croûte terrestre.

Dans la croûte terrestre, Shaw définit trois catégories d'éléments :

- les éléments majeurs (ex : O, Si, Al...) > 1 %
- les éléments mineurs (ex : P, Ti, Mn...) < 1 % > 0,1 %
- les éléments traces (ex : Zr, Ce, Rb...) < 0,1 % ou 1 000 ppm.

Ainsi, la plupart des éléments

connus représentent-ils une très faible partie de la croûte terrestre et l'abondance ou la rareté est une notion bien subjective. Les métaux usuels ont des teneurs moyennes bien inférieures à 1 %, exemple : le cuivre (0,005 %), le plomb (0,001) ; les lanthanides également. En fait la rareté devient abondance dès que l'on découvre un gisement ou que l'on individualise certaines roches (tableau IV).

Les lanthanides sont présents surtout dans trois types de minerais (tableau V) :

— La **monazite** est un minéral fragile, légèrement paramagnétique. C'est un accessoire des roches granitiques et métamorphiques gneissiques, que l'on rencontre parfois dans les pegmatites syénitiques. La monazite est associée aux zircon, xénotime, apatite et colombite. Il existe un gisement primaire en Afrique du Sud, les gisements importants se trouvent en Inde, à Ceylan, au Brésil, en Australie, à Madagascar.

— La **bastnaesite** est un minéral fragile, que l'on trouve dans les gîtes métasomatiques, les syénites et les pegmatites. Il existe un important gisement aux U.S.A. qui confère à ce pays une position de leader dans le domaine des terres rares non séparées.

— La **xénotime** est un minéral fragile, modérément paramagnétique. Il pro-

ELEMENTS	TENEUR COMPAREE
Nickel	80
Cuivre	70
Cérium	46
Samarium	40
Yttrium	28
Néodyme	24
Cobalt	23
Lanthane	18
Plomb	16
Bore	1
Cadmium	0,15

Tableau IV.

vient des roches éruptives alcalines, des pegmatites et des roches métamorphiques gneissiques et il est associé au rutile, au zircon et à la monazite. On a trouvé de jolis cristaux à Bétsékoba (Madagascar).

La séparation des lanthanides

C'est vers les années 1915 que fut créée, en France, la Société des Terres Rares (S.T.R.), pour la fabrication de pierres à briquet et de thorium pour les manchons de becs Auer. L'usine, installée à Serquignie (Normandie) fut détruite en 1944. La S.T.R. s'implante alors à Thann, puis à La Rochelle où la proximité du port facilite l'expansion de l'usine. Mais des difficultés financières apparaissent et en 1970 la S.T.R. est absorbée par Pechiney-Saint-Gobain, par Rhône-Progil en 1972 et par Rhône-Poulenc Industries en 1975.

L'usine de La Rochelle est actuellement la première usine au monde pour ce qui concerne les terres rares séparées et elle est la seule susceptible de produire au degré de pureté voulu les 14 lanthanides, ainsi que du thorium et de l'yttrium (fig. 2).

Dans le passé, l'usine de La Rochelle a utilisé le procédé par échange d'ions sur colonnes de résine pour la production des terres rares de grande pureté. Ce procédé a été complètement abandonné pour des raisons économiques et techniques en production industrielle. On l'a gardé à l'échelle du laboratoire pour répondre aux demandes en terres rares de faible tonnage ne justifiant pas la mise en œuvre d'un procédé de séparation par extraction liquide/liquide. Industriellement, l'extraction liquide/liquide utilisée est un procédé intéressant au point de vue prix de revient. Très automatisé, il demande peu de main d'œuvre mais exige un personnel qualifié (fig. 3). L'usine de La Rochelle possède plus de 1 000 étages de séparation basés sur le principe du mélangeur-décanteur.

Pour la mise au point d'une nouvelle séparation, on détermine les facteurs de séparation en laboratoire pour le milieu considéré. Les différents paramètres sont fournis à un ordinateur qui donne les conditions de marche industrielles (débits des phases, concentration, nombre d'étages...) à partir d'un programme pré-établi. Ce programme est tout à fait comparable à ceux utilisés pour les opérations des distillations fractionnées. On observe une très bonne concordance entre les données théoriques sortant de l'ordinateur et les valeurs déterminées dans les conditions réelles.

La gamme des extractants (solvants) utilisés est très variée. On étudie pour chaque coupure à réaliser le meilleur extractant, c'est-à-dire celui pour lequel on aura les facteurs de séparation les plus élevés possibles.

Les solvants utilisés sont, par exem-

Oxydes	Teneur en oxydes totaux de TR en %		
	Monazite	Bastnaesite	Xénotime
Terres cériques			
Lanthane (La_2O_3)	23	32	10,6 %
Cerium (CeO_2)	46,5	49,5	
Praseodyme (Pr_2O_3)	5,1	4,2	
Néodyme (Nd_2O_3)	18,4	13	
	93 %	98,7 %	
Terres yttriques			
Samarium (Sm_2O_3)	2,3	0,5	1,2
Europium (Eu_2O_3)	0,07	0,11	0,01
Gadolinium (Gd_2O_3)	1,7	0,15	3,6
Terbium (Tb_2O_3)	0,16		1
Dysprosium (Dy_2O_3)	0,52	0,12	7,5
Holmium (Ho_2O_3)	0,09		2
Erbium (Er_2O_3)	0,13		6,2
Ytterbium (Yb_2O_3)	0,061		6
Thulium (Tm_2O_3)	0,013	0,015	1,27
Lutétium (Lu_2O_3)	0,006		0,63
Yttrium (Y_2O_3)	2	0,1	60
	7 %	1,3 %	89,4 %
Thorium (ThO_2)	10 %	0,5 %	

Tableau IV. - Composition des principaux minerais contenant des lanthanides.

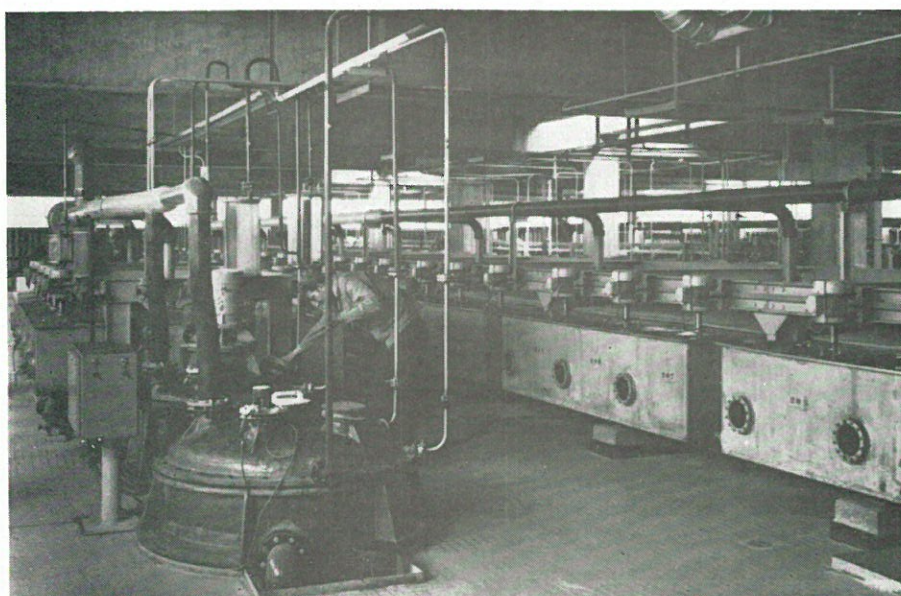


Fig. 2. - L'usine de La Rochelle : atelier d'extraction liquide/liquide des terres rares (documentation Rhône-Poulenc).

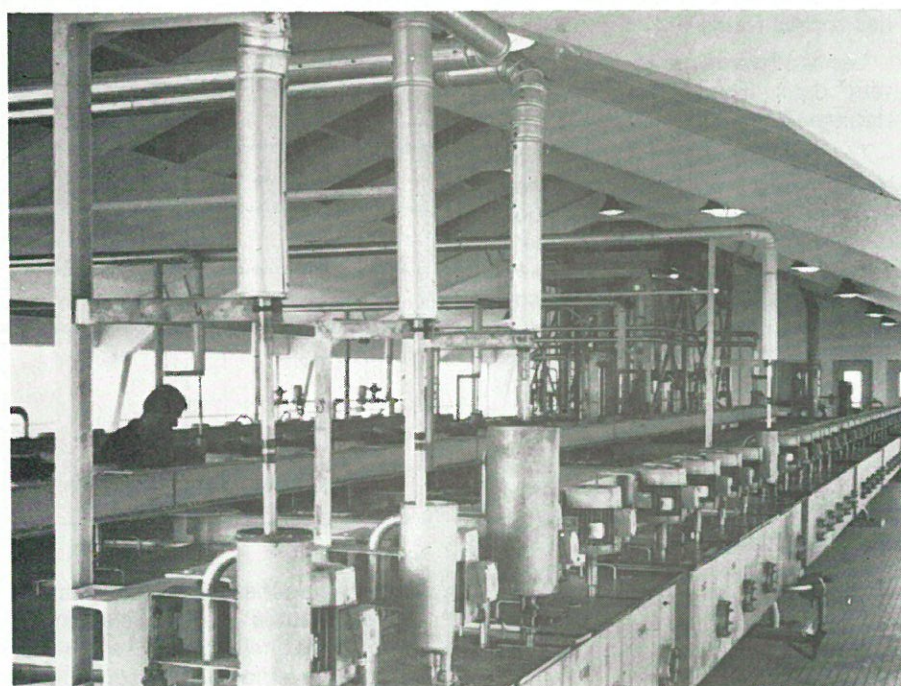


Fig. 3. - L'usine de La Rochelle : atelier d'extraction liquide/liquide des terres rares (documentation Rhône-Poulenc).



Fig. 5. - Test cathodique des luminophores sur banc d'essais réalisé par Thomson CSF (Centre de Recherches Rhône-Poulenc d'Aubervilliers).

remplaçant terres rares à ce luminophore au sulfure de zinc, et le choix se porte sur l'oxysulfure de lanthane dopé au terbium. Le marché étant pour ces deux produits du même ordre que celui de l'yttrium et de l'euporium. Suivant les matrices utilisées ce composé peut émettre dans le vert ou dans le bleu.

Le vanadate d'yttrium dopé à l'euporium est en outre utilisé pour corriger et améliorer l'émission lumineuse des lampes à vapeur de mercure hautes pressions.

Les luminophores aux terres rares que nous venons de mentionner sont aussi utilisés pour la fabrication des tubes fluorescents. Le rendu des couleurs permet d'obtenir une lumière beaucoup plus équilibrée et moins gênante pour l'œil. Le prix des tubes, a permis à Philips de fabriquer des tubes dont la puissance d'émission est telle qu'elle permet d'installer deux tubes là où il en fallait trois aux luminophores sans terres rares.

Le remplacement du tungstate de calcium, par des luminophores aux terres rares dans les écrans renforçants pour clichés radiologiques aux rayons X, devrait s'opérer presque complètement dans les deux ou trois années à venir (fig. 6).

La grande luminescence de ces composés permet de diminuer le temps d'exposition aux rayons X et par

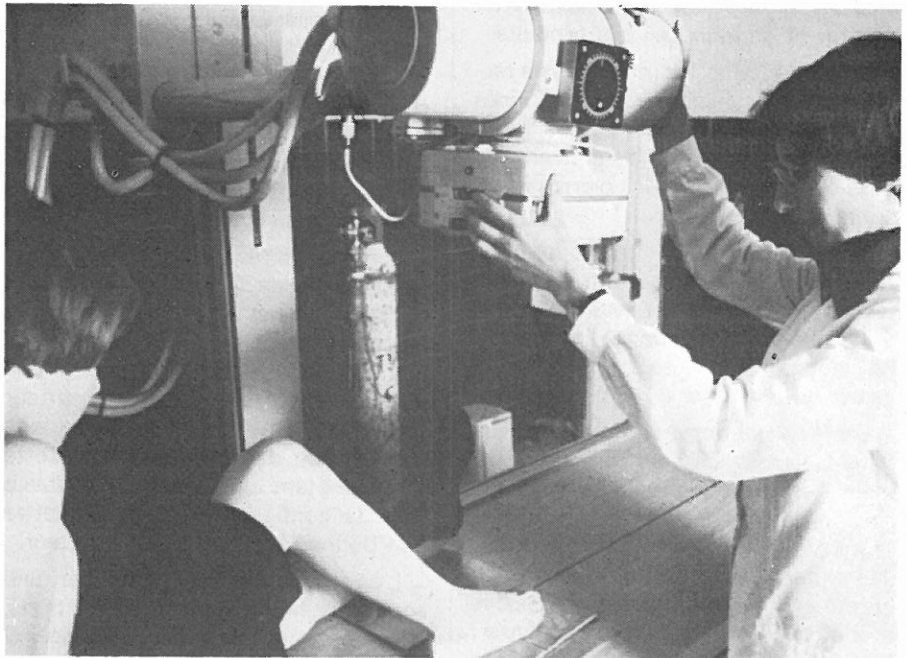


Fig. 6. - L'emploi de luminophores aux terres rares dans les écrans renforçateurs en radiographie, permet de diminuer les temps d'exposition (documentation Rhône-Poulenc).

là même les risques de contamination du patient.

Trois types de luminophores sont actuellement lancés sur le marché pour cette application : l'oxysulfure de gadolinium ou de gadolinium-yttrium activé au terbium dont la principale émission dans le bleu et un composé mixte alcalino terreux/euporium divalent.

Nous voyons donc que déjà de nombreuses combinaisons sont passées au stade industriel, et les possibilités qui restent encore offertes, comme par exemple la transformation par transfert d'énergie de rayonnement invisible en rayonnement visible, sont très nombreuses.

Enfin, il ne faudrait pas quitter la luminescence sans parler de l'utilisa-

ple : des composés organophosphorés, des amines, des acides carboxyliques.

Les facteurs de séparation entre les différentes terres rares sont en général faibles. Il est donc nécessaire de multiplier les étages d'extraction.

Les séparations sont suivies dans les batteries au moyen d'analyseurs continus disposés sur des étages sensibles. Les résultats de ces analyses continues permettent la régulation automatique de la marche des batteries en jouant sur les différents paramètres, en particulier, les débits. La conséquence de cette régulation est d'obtenir une grande constance de la production après la mise en équilibre des différents étages.

La technique des mélangeurs décanseurs est très souple, elle permet, en particulier, l'arrêt de l'installation sans que soient perturbés les états d'équilibre des différentes phases.

Des applications très variées

L'utilisation au début du siècle du thorium dans les manchons à gaz pour l'éclairage public laissait comme résidus les terres rares. Ce qui a conduit les chercheurs à étudier les moyens de séparer et de valoriser ces produits.

A cette époque, les mélanges de terres rares disponibles étaient valorisés sous forme d'oxyde pour l'industrie du verre, de fluorure pour les arcs électriques et de métal pour les pierres à briquets.

L'arrivée de l'électricité provoqua la chute des ventes du thorium et les terres rares furent alors extraites pour elles-mêmes. Cependant, l'apparition de l'industrie nucléaire a redonné de la valeur au thorium.

Les applications traditionnelles que nous venons d'évoquer utilisaient des mélanges de lanthanides. Au contraire les applications récentes, en particulier l'électronique, la luminescence, demandent des produits de très haute pureté et il n'est pas rare d'utiliser des produits à 99,99 % de pureté (optique) : 99,999 % (luminescence) et même 99,9999 % (monocristaux), c'est-à-dire moins de une partie par million d'impuretés (les puretés considérées sont relatives aux éléments terres rares).

La luminescence

La luminescence est l'application qui a fait le plus progresser la qualité des séparations des terres rares. L'émission



Fig. 4. - Examen d'un luminophore sous irradiation ultra-violette (Centre de Recherches Rhône-Poulenc d'Aubervilliers).

sion de lumières d'une couleur donnée est très influencée par la présence d'impuretés qui peuvent modifier la couleur apparente d'émission et en diminuer la brillance. Il a donc fallu trouver des techniques de séparation permettant d'obtenir des produits de haute pureté.

Les possibilités des terres rares dans ce domaine de la luminescence sont considérables et nous ne sommes pas au bout de nos surprises. Le système est simple. Il s'agit d'introduire une petite quantité d'un produit émetteur de lumière sous certaines conditions d'excitation, dans une matrice. Cette matrice étant un ensemble cristallin dont la configuration doit permettre une bonne répartition de l'émetteur.

L'excitation de l'émetteur par une source extérieure (rayons X, électrons, rayonnement ultra-violet ou nucléaire) provoque le mouvement des électrons, de la fameuse couche 4f, vers un niveau de potentiel plus élevé, instable pour les électrons considérés. Le retour à l'état initial s'effectue après un temps plus ou moins court, avec restitution de l'énergie acquise sous forme d'émission lumineuse.

Les terres rares présentent la particularité d'émettre à une longueur d'onde très précise du spectre : le gadolinium et le cérium dans l'ultra-violet, l'euporium dans le rouge, le

samarium dans l'orange, le terbium dans le vert, le dysprosium dans le bleu, le neodyme dans l'infrarouge. On voit toutes les possibilités de recherches offertes par ces produits en les associant à des matrices différentes gadolinium, yttrium, lanthane, etc.

Les oxydes ou oxysulfures d'yttrium activé par l'euporium sont utilisés par tous les fabricants de luminophores pour produire la composante rouge de la télévision couleur (fig. 4 et 5). La production mondiale pour cette application est d'environ 130 tonnes d'yttrium et 10 tonnes d'euporium par an. La France, avec Rhône-Poulenc, et les États-Unis se partagent la plus grande partie du marché mondial. La Russie et le Japon sont aussi producteurs mais restent tournés vers leurs marchés intérieurs.

Les nouveaux tubes T.V. lancés sur le marché ont une densité de courant cathodique très supérieure à celles des tubes de la première génération. Cette augmentation de la densité de courant a pour effet d'accroître la brillance du luminophore rouge aux terres rares et de provoquer une chute de brillance du luminophore vert classique au sulfure de zinc. Ce qui entraîne un déséquilibre à l'émission.

Des recherches, sur le point d'aboutir, ont été entreprises, pour trouver un

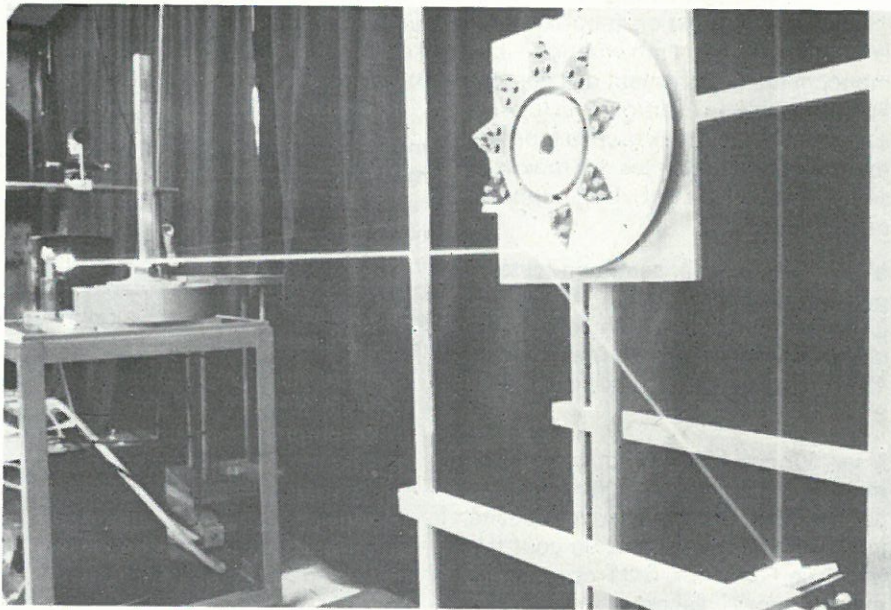


Fig. 7. - Le néodyme est utilisé pour produire la lumière cohérente de certains lasers (documentation Rhône-Poulenc).

tion du néodyme pour produire la lumière cohérente des lasers à cristaux (fig. 7).

Le magnétisme

Dans le domaine du magnétisme, notons l'utilisation de l'oxyde d'yttrium dans la fabrication de certaines ferrites, les YIG (Yttrium, Iron Garnet), employées en très haute fréquence.

Nous assistons actuellement, après plusieurs années de recherches, à la fabrication industrielle des aimants permanents terres rares cobalt et plus particulièrement des aimants samarium-cobalt (SmCo_5). Grâce à leur extraordinaire anisotropie magnéto-cristalline et à leur haute induction intrinsèque, ces matériaux permettent d'obtenir des aimants ayant les énergies les plus fortes. Ils sont deux fois plus puissants que les aimants platine-cobalt et cinq fois plus puissants que les alliages Al Ni Co (c'est-à-dire 20 M Gauss oerstedt contre 4-5 pour les Al Ni Co et 10 pour les Pt Co) avec des températures de Curie supérieures à 700 °C contre 250 °C pour les Al Ni Co.

Les caractéristiques s'avèrent particulièrement intéressantes pour la miniaturisation des aimants.

Il s'agit là d'un marché considérable uniquement pour un débouché. L'importance de ce marché conduira les fabricants d'aimants à réaliser différents types de produits à base de terres rares : samarium-cobalt ou mischmétal-cobalt.

La miniaturisation de ces aimants a permis de supplanter le platine-cobalt en horlogerie. On les utilise aussi pour les moteurs pas à pas (machine-outil, micromoteurs), les serrures magnéti-

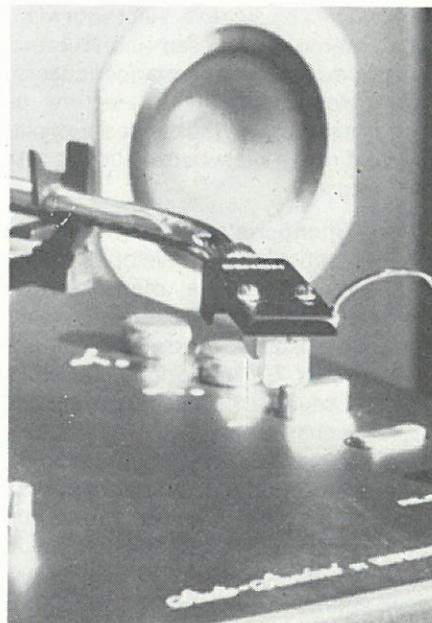


Fig. 8. - La miniaturisation des aimants, grâce à l'emploi des terres rares, permettra leur emploi dans les têtes de lecture Hi-Fi (documentation Rhône-Poulenc).

ques, la transmission magnétique, tête de lecture Hi-Fi (fig. 8), haut-parleur, etc.

Deux procédés industriels permettent d'obtenir ces aimants :

Le premier consiste à réduire les oxydes de terres rares par le calcium en présence de cobalt. Le second consiste à préparer par les procédés classiques les métaux des terres rares. L'alliage terres rares cobalt est ensuite effectué par fusion.

Une société anglaise a mis au point un procédé de préparation d'aimants qui consiste à lier la poudre métallique au moyen d'une résine. La technique utilisée étant celle du moulage plastique, elle permet d'obtenir les aimants suivant toutes les formes possibles avec un état de surface variable (lisse, gravée...).

Les monocristaux en électronique moderne

Sans la cristallogénèse (production de monocristaux), l'électronique moderne n'existerait pas, et les progrès immenses attendus pour les années à venir dans l'électronique : miniaturisation, augmentation des capacités, gains de puissance, fiabilité accrue, passent inévitablement par les monocristaux. Or, pour des produits d'une importance aussi fondamentale, il existe très peu de fabrications industrielles en France et elles sont souvent à très petite échelle.

Il en résulte sur le plan national une dépendance technologique des industries de composants électroniques qui les place dans un état d'infériorité vis-à-vis de leurs grands concurrents. Elle entraîne en outre un important déplacement de valeur ajoutée vers l'extérieur.

Mieux pourvue que la France seule, l'Europe occidentale est néanmoins fortement déficitaire pour la plupart de ces matériaux, à l'exception du silicium dont la firme allemande Wacker assure près du quart des besoins de l'électronique mondiale.

Aujourd'hui, les deux principales zones de production de composants électroniques sont majoritairement les États-Unis et, plus récemment, le Japon qui s'équipe très rapidement.

Dans ce contexte économique particulier, la mise en place d'une usine de cristallogénèse s'insère parfaitement dans le plan de restructuration de l'industrie électronique française sous l'impulsion des pouvoirs publics. Il s'agit de la société Crismatec, filiale entre Rhône-Poulenc et le Commissariat à l'Énergie Atomique (C.E.A.). L'usine sera opérationnelle dans le courant de l'année 1980 et produira des monocristaux sous forme de lingots ou de tranches de différents composés du gallium et du lithium (rappelons que Rhône-Poulenc fabrique du gallium dans son usine de Salindres).

Toutefois, début 1979, une unité pilote a été mise en service dans l'enceinte du centre d'études nucléaires de Grenoble. Le rôle de cette phase pilote prévue pour une durée de 15 mois, est de définir dans des conditions de production industrielle, les paramètres techniques et économiques de la phase de développement ultérieure.

Lorsque l'unité industrielle entrera en fonctionnement, la production portera, en un premier temps sur les grenats de gallium et gadolinium (G.G.G.). Ceux-ci se présentent sous forme de lingots ou tranches polies, ou épi-

taxiées, c'est-à-dire recouvertes d'une couche monocristalline de ferrite dans laquelle peuvent être générées des bulles magnétiques. La principale application du G.G.G. est, en effet, les mémoires à bulles magnétiques pour lesquelles 1978 aura été l'année du décollage. Selon certaines estimations récentes, le marché mondial des mémoires à bulles pourrait dépasser les 200 millions de dollars dès 1983, et le milliard de dollars entre 1985 et 1990.

L'objectif est de pouvoir satisfaire à terme près de 10 % des besoins du marché mondial des grenats G.G.G. ou dérivés. Cela nécessitera un plan d'investissement de l'ordre de 60 millions de francs d'ici à 1983.

Des mémoires à bulles

Pour aborder ce type de mémoire, il est nécessaire de faire un petit rappel de chimie, pour mieux situer les monocristaux et ce qu'ils apportent à l'électronique.

On peut définir un monocristal comme un solide dans lequel règne un ordre d'une grande perfection sur le plan géométrique même à l'échelle atomique (les atomes, qui le constituent sont très régulièrement répartis). Un tel arrangement ordonné à grande échelle se rencontre à l'état naturel dans quelques minéraux bien cristallisés tel que le quartz. Mais la plupart des corps solides usuels sont soit vitreux, soit polycristallins, c'est-à-dire composés d'un assemblage de nombreux petits cristaux. Les impuretés chimiques constituant des irrégularités dans l'ordre cristallin, les monocristaux doivent être d'une pureté chimique très élevée. Leur obtention industrielle est aujourd'hui chose possible : la technologie actuelle permet en effet d'obtenir des monocristaux de grande taille et de pureté chimique soigneusement contrôlée.

Les monocristaux sont des matériaux indispensables pour mettre en valeur des phénomènes d'interactions très faibles, habituellement masqués ou détruits par les imperfections et les discontinuités des solides polycristallins. Or, ces interactions sont à la base de nombreux phénomènes physiques utilisables de façon industrielle en électronique.

Les premiers matériaux monocristallins ont été le silicium et le germanium. Ils ont permis d'obtenir les transistors. Ces mêmes monocristaux peuvent servir également à générer de la lumière dans les diodes luminescentes rouges ou vertes des calculatrices, des horloges et de divers systèmes d'affichage.

Une autre application importante est le stockage de l'information. Les monocristaux y apportent des possibilités nouvelles en électronique. Il existe à l'heure actuelle deux grands types de mémoires. Ce sont les mémoires à semi-conducteurs et les supports magnétiques.

- les mémoires à semi-conducteurs peuvent stocker jusqu'à 16 000 bits pour un coût de 0,1 à 1,5 centime par bit, le temps d'accès très bref étant de 40 à 50 milliardième de seconde (40 à 50 nano secondes)

- les supports magnétiques (bandes, disques souples ou « floppy ») au contraire ont une très grande capacité, jusqu'à 5 millions de bits, un coût très faible de l'ordre de 0,01 centime/bit mais un temps d'accès beaucoup plus long de l'ordre du dixième de seconde (50 à 100 millisecondes). En effet, alors que l'on accède électriquement aux mémoires à semi-conducteur, l'accès aux mémoires magnétiques se fait mécaniquement par lecture de l'information sur un substrat par déplacement relatif du substrat sur une tête de lecture.

Les monocristaux permettent à l'heure actuelle de développer deux nouveaux types de mémoires de caractéristiques intermédiaires pour lesquels existent déjà des applications industrielles. L'information y est stockée soit sous forme de charges électriques (« charge coupled device » ou CCD), soit sous forme de micro domaines magnétique (bulles magnétiques). La « lecture » de l'information se fait, non plus par défilement mécanique du substrat mais en déplaçant l'information, charge ou bulle, dans le substrat par une action électrique ou magnétique. Le temps d'accès est alors plus réduit que pour les mémoires à support magnétique.

A titre d'exemple, c'est à partir de tranches de G.G.G. que l'on greffe, par épitaxie, une couche ferri-magnétique monocristalline où seront créées les bulles. Les mémoires ainsi réalisées auront quelques mm² de surface. Ces puces sont munies de microélectrodes et insérées dans un boîtier contenant aussi les dispositifs de lecture et d'effacement, aimants et bobines. Une telle « puce » peut contenir actuellement plusieurs dizaines de milliers d'informations élémentaires ou « bits » (bientôt plusieurs centaines de milliers, on approche le million au laboratoire). Le temps d'accès à ces informations est de l'ordre de la milliseconde et le coût est de l'ordre de 0,15 à 0,20 centime par « bit » mais est appelé à diminuer. Enfin, avantage non négligeable, l'information contenue dans ces bulles n'est pas « volatile », c'est-à-dire

qu'elle ne disparaît pas au cas où cesse l'alimentation électrique de la mémoire.

Les applications potentielles des mémoires à bulles sont nombreuses : mémoires de calculateur, stockage de textes, de courrier, annuaires téléphoniques. Dès à présent, quelques sociétés commercialisent ces dispositifs qui sont appelés à connaître, dans les prochaines années, un développement important.

Jacques Trémoières

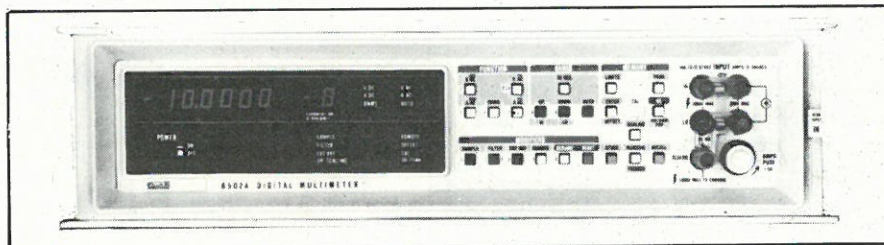
Dans une première partie (voir Electronique Applications N° 9 pages 127 à 133), nous avons commencé l'analyse technique des multimètres à microprocesseur 8500 A et 8502 A de Fluke.

La philosophie, les motivations de choix, les caractéristiques et les performances de ces deux appareils ont été développées.

Nous allons à présent examiner certaines fonctions utilisant des techniques différentes de celles rencontrées dans les multimètres classiques. Nous verrons également la manière d'utiliser au maximum les caractéristiques de ces appareils dans les diverses mesures, ce qui permettra de cerner le vaste domaine d'applications qu'ils couvrent.

Multimètre de hautes performances à microprocesseur : techniques et applications

(suite et fin)



Conception et techniques du 8 502 A

Le multimètre 8 502 A fait partie d'une petite famille de multimètres actuellement sur le marché mondial qui peut être qualifiée de hautes performances. Nous avons vu que les principales caractéristiques de cet appareil étaient ; très grande précision (0.0006 % sur la gamme 10 V la plus fréquemment exploitée) ; rapidité, puisque le 8 502 A peut effectuer 500 mesures par seconde lorsqu'il est commandé par un calculateur et 250 mesures par seconde en exploitation manuelle et pour ces deux cas, pour la pleine résolution c'est-à-dire avec 6 1/2 digits (par exemple 1 μ V sur la gamme 1 volt avec un dépassement de 2.5V soit 2 500 000 points) ; modularité (grâce à une structure dite « bus ») ; multiples possibilités de traitements et, pour ne pas citer toutes ses possibilités sa compatibilité avec tous périphériques généralement utilisés en laboratoire ou en production.

Pour qu'un appareil présente de tels caractéristiques, il doit être conçu avec

des techniques différentes de celles usuellement rencontrées avec les multimètres classiques. Sans entrer dans les détails de la conception du 8 502 A ; examinons cependant comment ont pu être obtenues ses performances.

a) Convertisseur analogique/digital

Un convertisseur analogique/digital qui soit rapide, très précis, avec un minimum de bruit et à haute résolution est le C.A.D. qui est nécessaire au 8 502 A. En fait, pour cumuler toutes les caractéristiques ci-dessus, seul un C.A.D. utilisant la technique dite à approximations successives peut donner les meilleurs résultats. En effet, la conventionnelle conversion par intégration double ou triple rampes, si elle offre de nombreux avantages, a cependant le défaut d'être relativement lente, alors que d'autres techniques telles que la conversion tension-fréquence ou par modulation d'impulsions n'offrent pas une précision ou une stabilité suffisantes.

La conversion analogique-digitale à approximations successives du 8 502 A, dont le schéma synoptique

de principe est illustré dans la **figure 16**, effectue des mesures indépendantes les unes des autres et la vitesse élevée de ce mode de conversion est due au fait que la tension d'entrée est comparée à un signal de contre réaction et cela par approximations successives. Ce convertisseur analogique digital permet de convertir directement une tension continue en une donnée numérique en utilisant le principe suivant.

1) Digitalisation et mémorisation d'une valeur approximative de la tension d'entrée inconnue et qui sera disponible à la sortie du convertisseur.

2) Amplification de la différence de tension entre la sortie du C.A.D. et la tension inconnue (amplificateurs de différences G et H).

3) Mémorisation de la différence amplifiée dans une capacité (C_1 ou C_2).

4) Déconnecter la tension inconnue et la capacité venant du convertisseur (S_1).

5) Reconnecter la capacité vers le convertisseur de façon à traiter cette tension comme une tension inconnue (S_2).

6) En répétant toutes ces opérations (en utilisant d'autres capacités comme éléments de mémoire) jusqu'à ce que le nombre de conversions A.D. soit suffisant pour obtenir la meilleure résolution.

Pour obtenir une mesure, le système procède en cinq étapes et chacune de ces étapes consiste en une période de décision (qui comprend cinq décisions) et une période de soustraction. Après ces étapes, le convertisseur est initialisé par une commande issue du microprocesseur.

Durant la première étape, le signal d'entrée est appliqué à un nœud d'évaluation, la polarité du signal est détectée, et un bit d'information est transmis à un circuit de commande logique. Suivant la donnée de cette polarité, le module C.A.D. sélectionne le commutateur correspondant à la tension de référence + ou - qui est dans ce cas requise. Le premier des cinq diviseurs de précision est commuté dans le nœud d'évaluation et un bit de polarité est retourné. Si la polarité est changée, le premier diviseur de précision (voir **fig. 17**) est commuté « OFF » alors que si le bit de polarité est inchangé, ce diviseur est commuté « ON ». Par la suite, un autre diviseur de précision est aussi commuté dans le nœud d'évaluation et un autre bit de polarité est retourné. Ces séquences se répètent ainsi de suite jusqu'à ce que les cinq diviseurs de précision aient été commutés, ce qui complète les cinq périodes de décision.

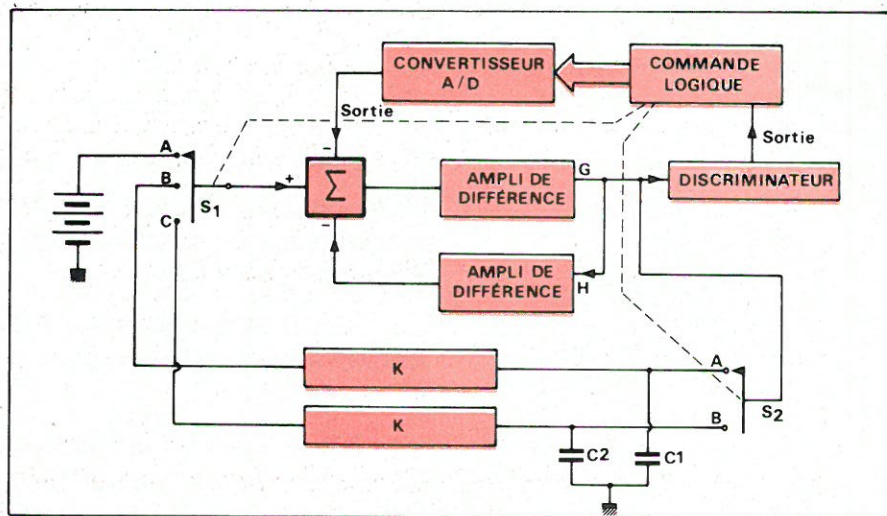


Fig. 16. - Synoptique du convertisseur à approximations successives.

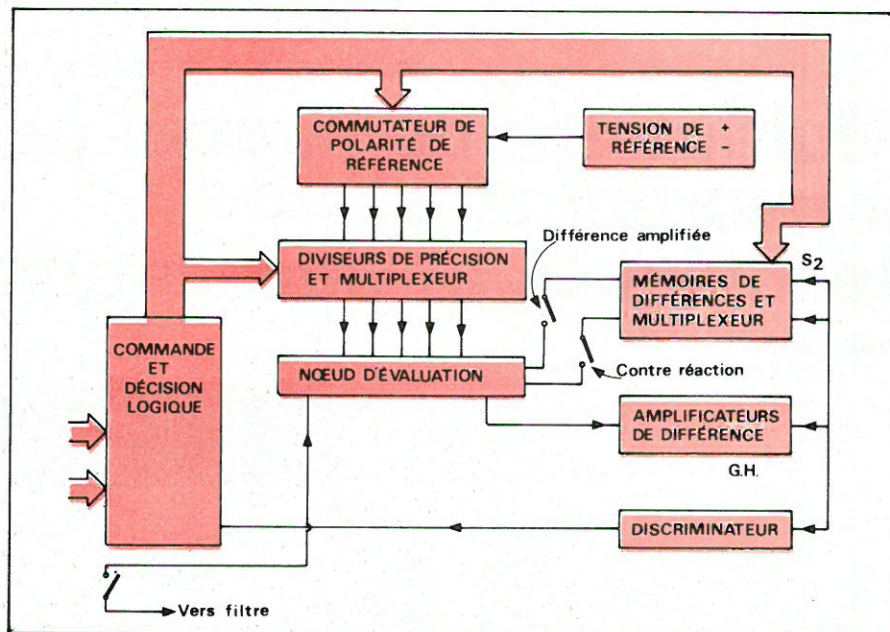


Fig. 17. - Diagramme général du convertisseur.

Ces cinq diviseurs de précision sont par puissance de deux. Ainsi, lorsque le cinquième diviseur est commuté, nous travaillons avec une haute résolution. La période de décision suivante est une période de soustraction (par contre réaction avec le contenu de la différence mémorisée dans une capacité et amplifiée). Cette dernière période de soustraction complète la première mesure et l'entrée est maintenant déconnectée du nœud d'évaluation et l'amplificateur de différence est commuté de façon à recevoir une nouvelle information pour une nouvelle mesure.

b) Principe de la mesure des résistances

La **figure 5** qui résume les principales caractéristiques du 8 502 A montre que comme pour les autres fonctions la mesure des valeurs résistives peut être réalisée avec une très bonne précision. En effet, entre 100 Ω et plus de 4 M Ω la précision de base (pour 90 jours à 23 $^{\circ}\text{C} \pm 5^{\circ}\text{C}$) est de

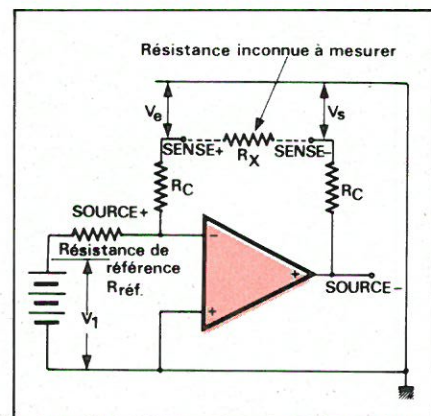


Fig. 18. - Méthode de mesures de valeurs résistives avec le multimètre à microprocesseur.

$\pm 0,003\%$ ce qui implique une méthode de mesure telle que celle décrite ci-dessous et illustrée **figure 18**.

Le circuit de la **figure 18** mesure la résistance inconnue R_x avec : une résistance de haute précision et de haute stabilité (soit la résistance de référence R_{ref}) ; une tension de sortie V_s ; une source de tension V_1 et la tension d'entrée V_e en effectuant :

$$R_x = R_{ref} \left(\frac{V_s}{V_1 - V_e} \right)$$

Le but de cette méthode de mesure de valeurs résistives est d'éliminer les causes d'erreurs dues aux dérives de l'alimentation souvent constatées avec le principe de mesure utilisant une source à courant constant qui traverse la résistance inconnue et où la tension à ses bornes est mesurée. Pour le 8 502 A, les valeurs ohmiques sont calculées à l'aide du microprocesseur à partir de trois mesures de tensions, V_s , V_1 et V_e de telle sorte que la valeur de la référence de tension n'influence pas le résultat ; ainsi, toute source d'imprécision est éliminée.

En outre, ces mesures de résistances peuvent s'effectuer en utilisant le mode « haute vitesse ». Dans ce mode, V_1 et V_e sont mesurés une fois et les résistances inconnues sont calculées en tenant compte de V_s seulement. Dans ce cas, plus de 50 mesures par seconde peuvent être faites.

Avec le multimètre, les mesures de résistances sont réalisables en deux, ou quatre fils lorsque les valeurs inconnues sont inférieures à 100 k Ω . En effet, le mode de mesure en quatre fils permet d'éliminer l'influence de la résistance des cordons de mesure qui pourrait être, selon les cas et les valeurs des résistances, une source d'erreur de mesure relativement importante. De plus, pour éliminer les erreurs de mesures dues aux tensions de mode commun le 8 502 A comporte une garde qui peut être utilisée comme le montre la figure 19. Cette garde peut être mise en service lorsque des résistances de valeurs importantes doivent être mesurées et qui pourraient être affectées par des bruits quelconques ; elle permettra dans ce cas d'obtenir des mesures plus précises. Bien entendu, comme nous le verrons plus loin, cette connexion « garde » est également utilisable sur les autres fonctions du 8 502 A.

c) Principe et performances de la mesure de tensions alternatives en valeurs efficaces vraies

Au choix de l'utilisateur, le 8 502 A peut recevoir ; un module pour la mesure de tensions alternatives dit en « réponse moyenne » ou un module pour les mêmes mesures, mais en valeurs efficaces vraies qui peut tenir compte des deux composantes alternatives et continues (AC + DC) ou de la seule composante alternative.

Il existe plusieurs méthodes pour convertir la valeur d'entrée à mesurer en valeur efficace vraie. Le multimètre 8 502 A utilise la méthode par calcul qui offre une grande dynamique et qui

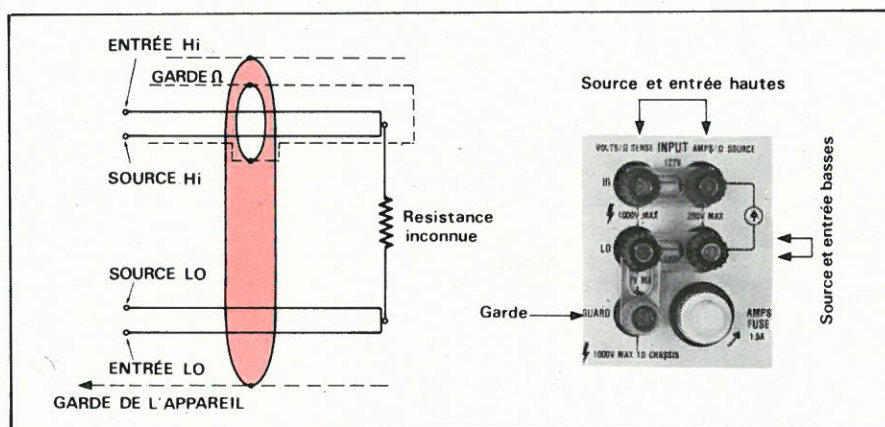


Fig. 19. - Illustration de la mesure de résistance en quatre fils en utilisant la connexion « garde ».

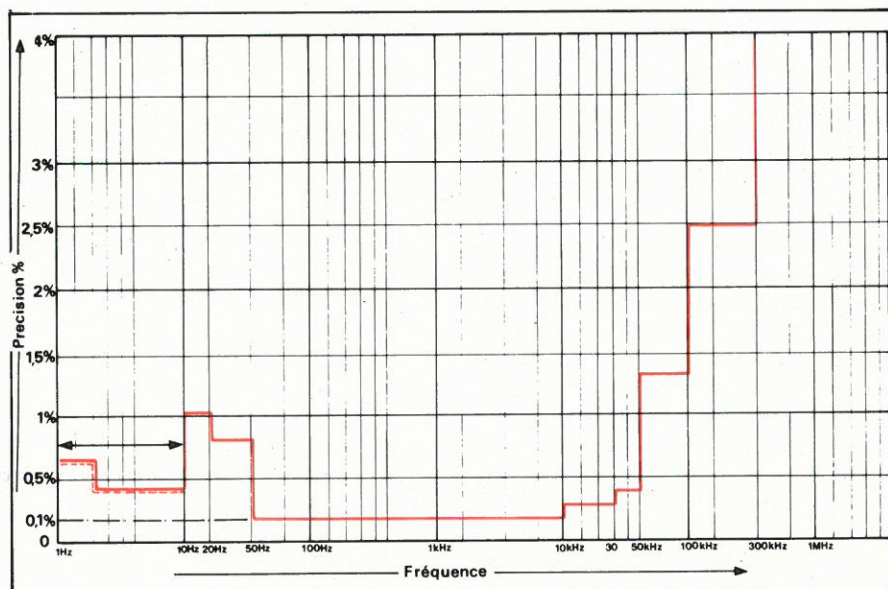


Fig. 20. - Précision en fonction de la fréquence du signal à mesurer en utilisant la fonction V_{rms} en valeur efficace vraie ($V_{rms} \approx V_{eff}$).

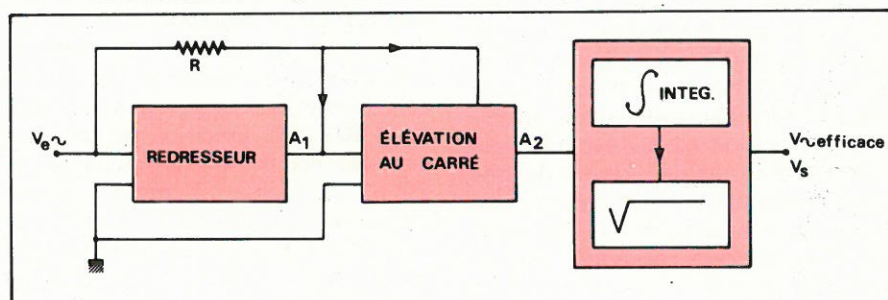


Fig. 21. - Synoptique du principe de calcul du convertisseur de valeurs efficaces vraies.

est très rapide. De plus, comme le veut un tel appareil de mesure, cette fonction V_{rms} est très précise comme en témoigne la courbe de la figure 20 qui montre également que les fréquences mesurées peuvent varier entre 1 Hz (dans ce cas c'est une option) et 1 MHz.

Pour obtenir la valeur efficace vraie d'un signal sinusoïdal, nous devons appliquer :

$$V_{efficace} = \sqrt{\frac{V_c^2}{T} \int_0^T \sin^2 \omega t \cdot dt}$$

avec une tension sinusoïdale pure $v = V_c \sin \omega t$ (V_c est la tension crête). Ainsi, la conversion R.M.S. (Roth Mean Square) est réalisée mathématique-

ment avec le 8502 A en intégrant le carré de la tension d'entrée puis par la suite en extrayant la racine carrée de l'ensemble soit à effectuer :

$$V_e = V_e^2 = \frac{1}{T} \int_0^T v^2 dt = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T v^2 dt} = \text{valeur efficace}$$

Pour effectuer ces opérations, le convertisseur de valeurs efficaces procède en quatre parties principales (il faut noter que le calcul effectué pour la mesure R.M.S. avec le 8 502 A est totalement indépendant des autres fonctions calculs de l'appareil et à ce titre peuvent être exploitées simultanément pendant l'utilisation de la fonc-

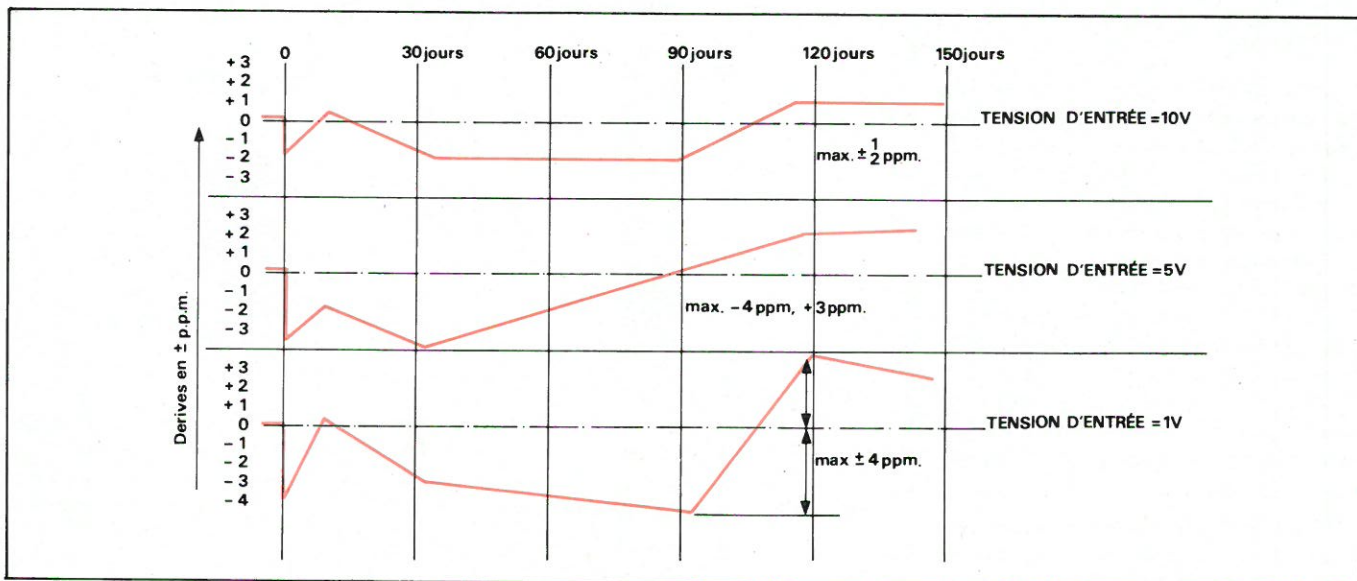


Fig. 23. - Illustration graphique de la stabilité à long terme du 8502 A en mesures de tensions continues.

tion), comme nous pouvons le voir dans la **figure 21**.

La première de ces parties a pour but de délivrer en sortie de A₁ une tension continue redressée qui correspond à la valeur de la tension alternative d'entrée V_e. La deuxième partie du convertisseur élève au carré la valeur de sortie de A₁ alors que les troisième et quatrième parties du circuit ont pour but d'intégrer et d'extraire la racine carrée permettant ainsi de disposer à la sortie V_s une tension continue proportionnelle à la valeur efficace vraie du signal injecté à l'entrée du multimètre.

L'affichage de la valeur de la tension alternative mesurée atteint 2 500 000 points sur la gamme 1 V. Ainsi, l'utilisateur peut, lorsqu'il utilise le 8 502 A en haute résolution, apprécier le microvolt ce qui est très utile pour les mesures de signaux de très faible amplitude où il est dans ce cas besoin d'un maximum de résolution. Entre autres caractéristiques importantes, la fonction V_{rms} en R.M.S. à un facteur de crête de 7 pour la pleine échelle et qui augmente dans le rapport $7 \times \sqrt{\text{gamme}/V_{\text{entrée}}}$ donnant ainsi une grande marge de sécurité à l'opérateur pour la mesure de signaux ayant un facteur de crête important tel le bruit par exemple.

d) Précision et stabilité à long terme du multimètre

Pour de nombreuses applications et notamment en métrologie, c'est bien sûr la précision qui est la caractéristique importante et nous avons vu qu'en ce qui concerne le 8 502 A cette précision est l'une des meilleures qui puissent exister actuellement pour un tel appareil. Cependant, la précision n'est pas toujours la caractéristique prédominante. En effet, la stabilité est éga-

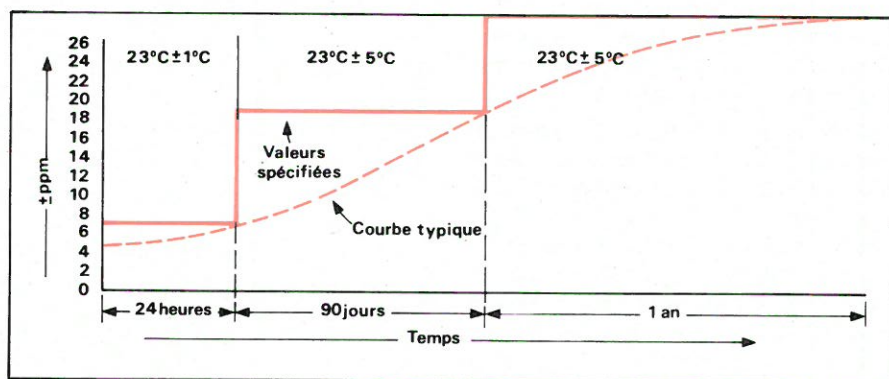


Fig. 22. - Précisions à court, moyen et long terme du multimètre 8502 A.

lement l'un des plus importants critères de choix (A quoi pourrait être utile une excellente précision si la stabilité était mise en doute?). En fait, les caractéristiques précision et stabilité sont liées et, si nous prenons l'exemple du 8 502 A, la précision de l'appareil est spécifiée : à court terme (24 heures $23^\circ\text{C} \pm 1^\circ\text{C}$) ; à moyen terme (90 jours avec une plage de température d'utilisation plus étendue soit entre 18°C et 28°C) ; à long terme c'est-à-dire sur une période de 1 an dans une plage de température de fonctionnement adapté à pratiquement tous les cas d'utilisation dans un quelconque laboratoire. Les différences de précisions entre celles données à court terme à $\pm 1^\circ\text{C}$ et celles données à moyen et long termes montrent à quel point l'appareil de mesure est sensible aux variations de températures et dans le temps. Ainsi, si nous prenons les courbes de la **figure 22**, nous pouvons voir qu'entre la précision à long terme, avec une plage de température de $\pm 5^\circ\text{C}$ et celle à court terme, sur la gamme 10 V, il y a assez peu de différence, ce qui montre ainsi la stabilité de la précision dans le temps et en fonction de la température. Cette stabilité, comme déjà cité est une caractéristique dont il faut tenir compte en fonction de l'utilisation de

l'appareil. En effet, si une précision de n ppm est nécessaire, il faut savoir le temps maximum pendant lequel l'utilisateur peut compter sur cette précision et ainsi, la période entre deux étalonnages de l'appareil. Si l'on tient compte du fait qu'un calibrage d'appareil de précision est dans certains cas onéreux (sans compter le temps d'indisponibilité de l'appareil), il va de soi que les caractéristiques stabilité et précision à long terme sont prédominantes.

Des applications nécessitent des mesures de dérives d'une tension précise sur un temps relativement long (par exemple en métrologie) et dans ce cas, les fluctuations de la tension d'alimentation et les effets de la température ne sont pas à considérer. Aussi, il importe que l'appareil de mesure ait lui-même une dérive la plus faible possible dans le temps ce qui, comme le montre les courbes de la **figure 23** est le cas du 8502 A quelle que soit la gamme (1 V ou 10 V) où nous pouvons voir que sur une durée de 150 jours, la dérive maximale sur la gamme 10 V est de ± 2 ppm soit une valeur minimale lue de 9,99998 V et une valeur maximale de 10,00002 V. Alors que sur la gamme 1 V, la dérive maximale dans le même temps est de ± 4 ppm.

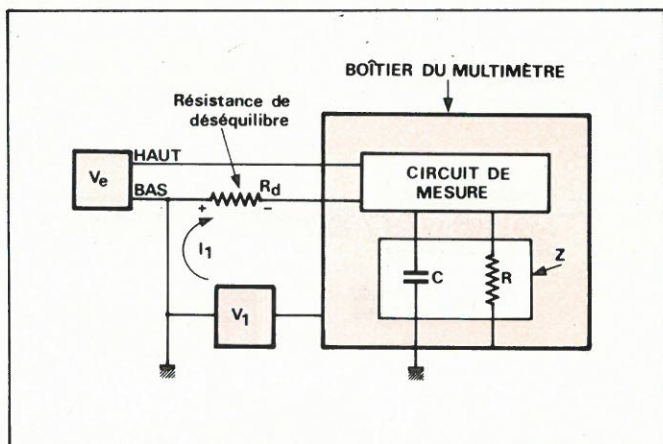


Fig. 24. - Illustration du bruit en mode commun.

Notons que lorsque le 8502A est utilisé en dehors de la plage de température d'utilisation spécifiée un coefficient de température doit être appliqué et cela de 0 à 18 °C et de 28 à 50 °C puisque l'appareil peut parfaitement fonctionner entre 0 et 50 °C. Ce coefficient de température est de 0,0002 % par degré qu'il faut ajouter à la précision spécifiée.

Réjection de mode commun du 8 502 A

Le bruit de mode commun est un signal parasite qui est injecté dans le circuit de mesure du multimètre à travers les bornes d'entrée et qui entraîne une erreur de lecture qui peut être dans certain cas très importante. En effet, la tension inconnue à mesurer qui est injectée aux entrées haute et basse de l'appareil n'a pas, comme le montre la **figure 24** une masse au même potentiel que le boîtier du multimètre qui forme une source V_1 qui fait circuler un courant I_1 dans le circuit de mesure. Ce courant circule jusqu'à la jonction de la source de tension et de la résistance de déséquilibre R_d qui est dans ce cas l'impédance interne de la source de tension. A cette jonction, le courant se divise, mais en raison de la haute impédance d'entrée du multimètre, le courant I_1 s'écoule à travers R_d dans le conducteur bas et revient à la source V_1 à travers C et R entre le boîtier du multimètre et le circuit de mesure, ce qui a pour effet de créer une chute de tension aux bornes de R_d qui vient en série avec la tension à mesurer à l'entrée du 8 502 A. Cette tension détermine l'erreur de mode commun qui peut pratiquement entraîner des erreurs de mesures importantes. En effet, si une tension de 10 V doit être mesurée avec une résolution de 10 μ V et que la tension de mode commun soit de 1 V à la fréquence du réseau soit 50 Hz, nous devons dans ce cas

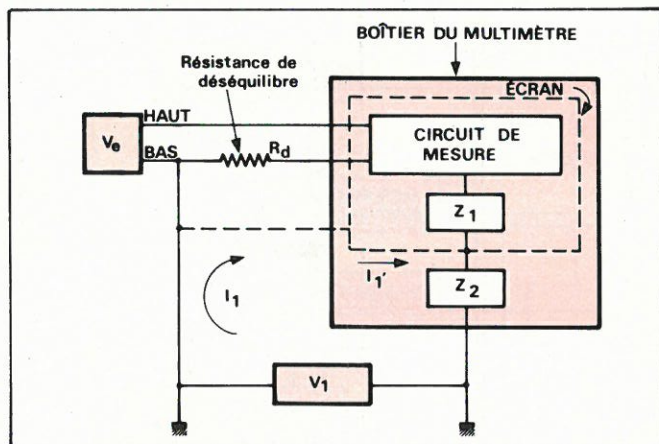


Fig. 25. - Illustration du circuit de « garde » pour la réjection du bruit de mode commun.

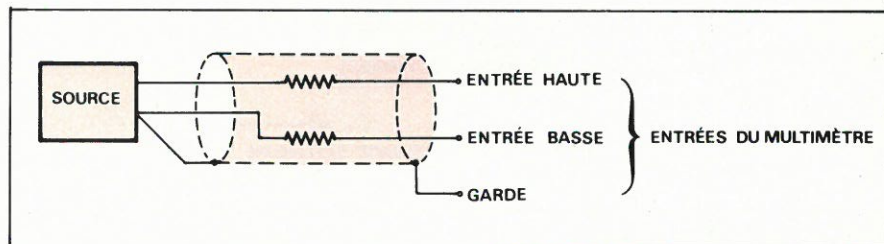


Fig. 26. - Utilisation de la garde du multimètre.

tenir compte de l'impédance Z formée par C et R de la **figure 24** qui, supposons le, est de 10 M Ω . Si nous avons une résistance de déséquilibre R_d de 1 k Ω (valeur de résistance généralement utilisée pour la mesure du taux de réjection de mode commun), nous aurons une tension parasite aux bornes de la résistance de 100 μ V ce qui est bien sûr incompatible avec la résolution de 10 μ V souhaitée.

Pour réaliser cette mesure, il faut donc augmenter dans de fortes proportions l'impédance Z qui sera d'autant plus faible que la fréquence du bruit de mode commun sera importante. Aussi, la réjection en mode commun est-elle généralement spécifiée à 50 Hz (ou 60 Hz), cas où le bruit est le plus important et le plus fréquent.

Pour diminuer cette impédance Z , il faut que les circuits de mesure du multimètre soient soigneusement isolés comme nous pouvons le voir dans la **figure 25**. Dans ce cas le multimètre est équipé d'un écran et d'une connexion dite de « garde » comme pour le cas précédent, un courant I_1 est engendré par V_1 . Ce courant, lorsqu'il parvient au point de jonction de la connexion « garde », se divise en deux ; une partie I_1' traverse l'impédance Z_2 à travers le blindage sans créer d'effet parasite ; l'autre partie traverse R_d , le conducteur de la connexion basse et les impédances Z_1 et Z_2 .

Cependant, du fait du rapport très important entre la résistance du circuit de garde et R_d , la d.d.p. entre les circuits de mesure et l'écran est très faible. Ainsi, l'impédance totale est très importante et la tension de mode com-

mun si faible que la résolution souhaitée antérieurement est maintenant obtenue.

Pour minimiser l'effet de mode commun, le branchement des bornes d'entrées du multimètre 8 502 A peut s'effectuer conformément au schéma de la **figure 26**, pour la mesure de tensions.

Synoptique du multimètre à microprocesseur 8 502 A

Les principaux circuits du multimètre 8 502 A sont contenus dans le schéma de la **figure 27** qui montre que les modules analogiques de l'appareil qui sont, rappelons le, commandés par des impulsions logiques, sont modulaires et peuvent donc être au choix utilisés ou non dans l'ensemble. Après ces modules analogiques, nous avons les deux filtres analogiques et le convertisseur rapide à approximations successives. Le contrôleur commande l'ensemble des circuits à partir des instructions délivrées par les modules logiques et notamment par les instructions de l'opérateur données directement à partir de la face avant.

Outre la possibilité d'utiliser le 8 502 A pour le laboratoire ou la métrologie en commandant la quasi-totalité de ses fonctions mathématiques à partir de la face avant, le multimètre peut-être également exploité intégré dans un système de mesures automatiques. Le 8 502 A (comme le 8 500 A) peut être commandé à partir

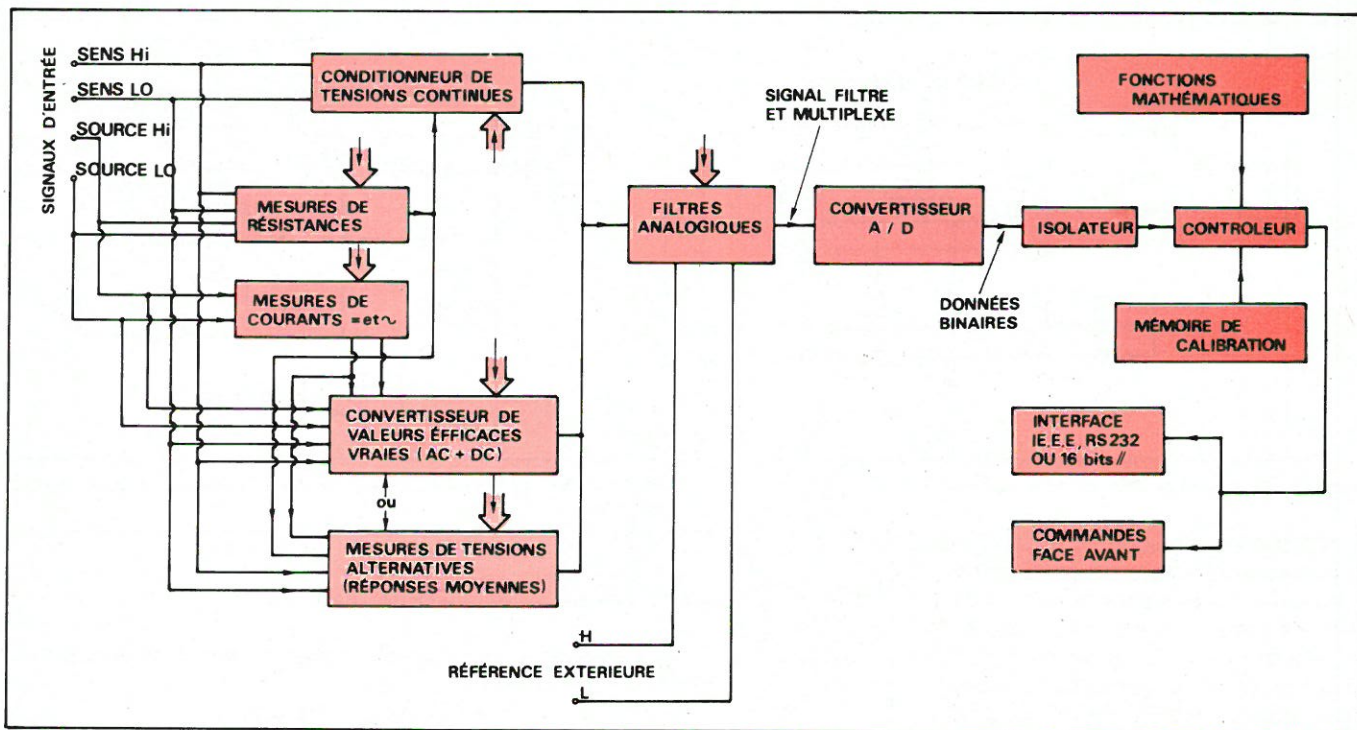


Fig. 27. - Diagramme du 8502 A.

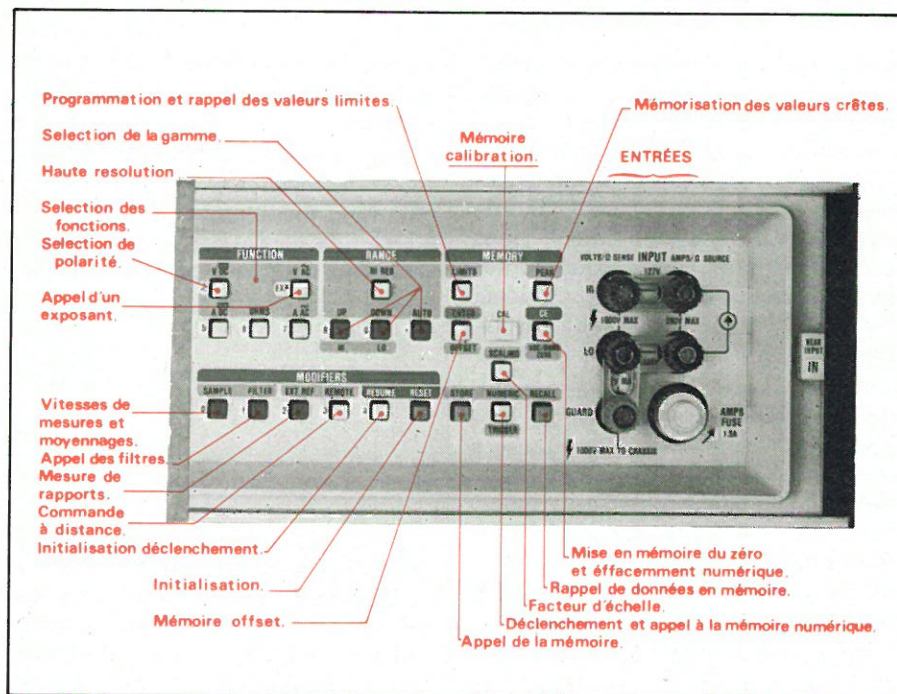


Fig. 28. - Commandes des principales fonctions du 8502 A.

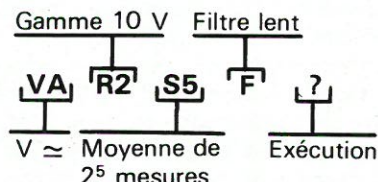
de trois interfaces : a) RS232 ; b) I.E.E. 488-1975 ; c) 16 bits parallèle.

Dans ce dernier cas, l'appareil peut effectuer plus de 500 lectures par seconde avec le maximum de résolution.

En fait dans la plupart des cas c'est l'interface I.E.E. qui est utilisé et ce sont des instructions simples qui permettent de programmer le 8502 A avec les mini-calculateurs de la nouvelle génération.

Si par exemple nous souhaitons programmer le 8502 A pour fonctionner comme suit : « Mesures de tensions alternatives, gamme 10 V, valeur moyenne des affichages toutes les 2⁵

mesures, avec filtre et instruction d'exécution », nous devons simplement effectuer.



Il faut noter que toutes les fonctions du 8502 A sont programmables et que de nombreuses autres instructions sont également accessibles à l'aide d'un interface et d'un périphérique permettant la programmation.

Fonctions mathématiques et mémoires du 8502A FLUKE

Le 8502A n'est pas seulement un multimètre de haute précision qui se contente d'afficher la valeur exacte du paramètre qui lui est injecté à l'entrée. Il peut également effectuer un certain nombre de traitements et mémoriser des données programmables manuellement ou comme nous l'avons vu par calculateur.

Quelles sont ses fonctions et leurs applications, pour les plus importantes programmables sur la face avant comme nous pouvons le constater sur la figure 28 qui illustre les commandes et entrées du multimètre 8502 A ?

a) Mémorisation de valeurs limites hautes et basses ou en valeurs numériques et dans ce cas ces valeurs sont entrées par le clavier numérique de l'appareil (0 à 9) ou en données analogiques et c'est la valeur affichée qui est entrée au choix comme limite haute ou basse. Prenons comme exemple le signal de la figure 29 issu d'une alimentation stabilisée dont on veut connaître sur un temps déterminé si la variation de la tension de sortie sur une charge RL est comprise dans les spécifications pour une variation de la tension du secteur de $\pm 10\%$. Si l'alimentation est stabilisée à $\pm 1.10^{-4}$, nous pouvons programmer le 8502 A comme suit : (voir fig. A page suivante).

La mémorisation de la valeur limite haute a ainsi été programmée.

Pour la limite basse, la même opération doit être réalisée en changeant Hi

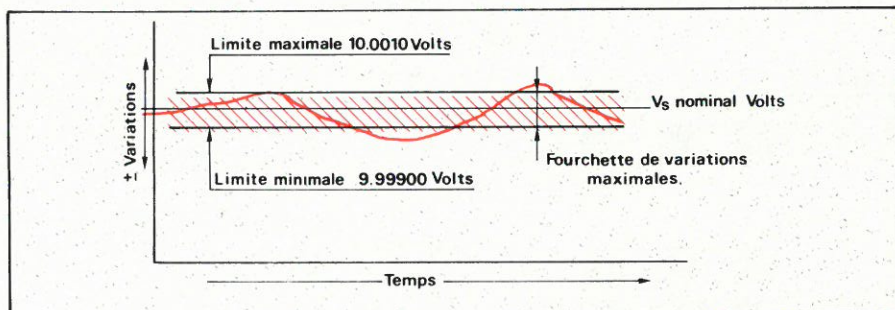


Fig. 29. - Illustration de la mise en mémoire de la détection des valeurs limites.

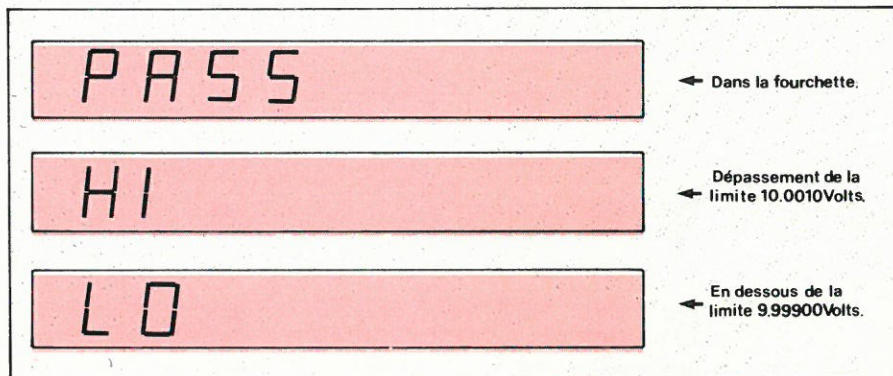
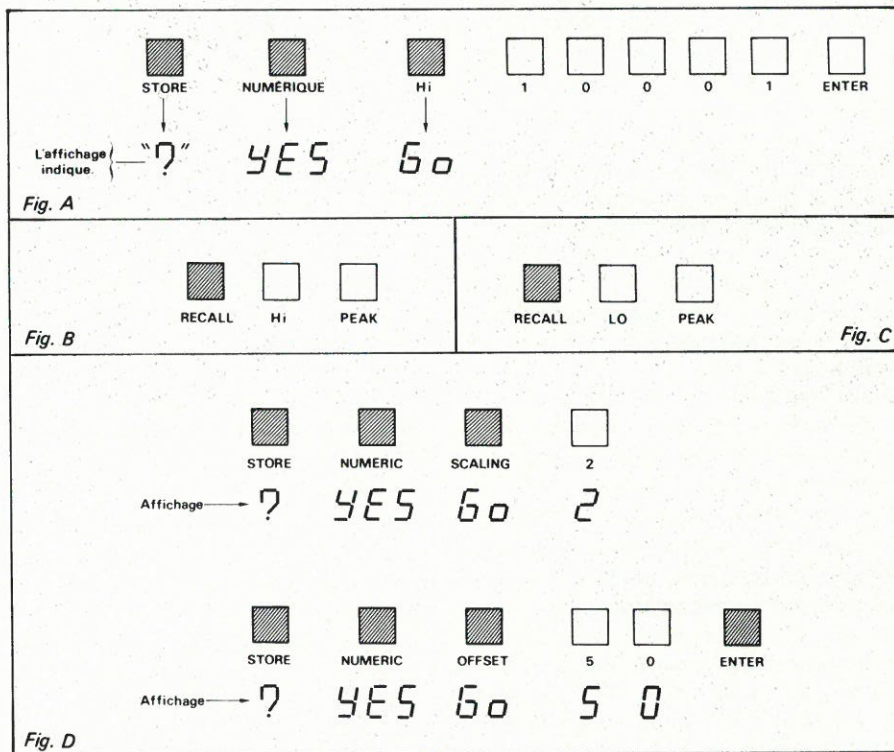


Fig. 30. - Indication de l'affichage du 8502 A sur la fonction « limites ».



par Lo (voir figure 28) et 10001 par la valeur numérique 09999.

Ces deux informations entrées dans la mémoire du 8502 A, en appelant la fonction limite (LIMITS), l'affichage du multimètre indiquera à l'opérateur si la tension mesurée est au-dessus, à l'intérieur ou en dessous de la plage de la variation de tension de sortie de l'alimentation par les indications montrées figure 30. Quand une limite mini ou maxi est dépassée, il suffit de rappeler une autre fois la fonction « limits » et cette fois la valeur exacte en tensions, résistance ou courant est affichée.

b) La mémorisation des valeurs crêtes est une fonction programmable très simplement puisqu'il suffit d'appuyer sur la touche « PEAK » (dans ce cas, un voyant lumineux L.E.D. s'allume sur l'indicateur de fonctions en-dessous de l'affichage). Cette fonction demandée, les valeurs les plus élevées seront mémorisées même si les mesures effectuées durent toute une journée ou plusieurs semaines si l'appareil n'est pas débranché du secteur. Cette possibilité est très souvent utilisée dans la recherche ou en production. En effet, prenons l'exemple d'une pièce mécanique contrôlée en

quantité dont la planéité est une spécification importante et où il est nécessaire de savoir quel est le défaut de planéité maximum rencontré pour la production de plusieurs centaines ou milliers de ces pièces.

A l'aide d'un palpeur délivrant une tension continue proportionnelle à la planéité qui est injectée à l'entrée du 8502 A, celui-ci mémorisera les défauts mini et maxi rencontrés et à chaque instant, sans effacer les données mémorisées l'opérateur peut rappeler ces données en effectuant :

(voir figure B)

pour la valeur maximale mémorisée, ou bien :

(voir figure C)

pour la valeur minimale mémorisée.

Si l'appareil est couplé à un calculateur, par un des trois interfaces cités, automatiquement ces valeurs sont disponibles à tout instant et éventuellement imprimées ou affichées sur un écran de visualisation.

La mémorisation de ces valeurs, peut en outre s'effectuer très rapidement puisque chaque mesure peut durer 4 ms (ou 1,7 ms avec l'interface 16 bits parallèle) ainsi, même pour un signal qui évolue 250 fois par seconde les valeurs minimales et maximales peuvent être gardées en mémoire.

Pour cet exemple d'application, non seulement la mémorisation des valeurs mini et maxi peuvent être rappelées, mais simultanément l'opérateur peut programmer comme nous l'avons examiné plus haut des limites mini et maxi. Ainsi, nous pouvons obtenir les données schématisées dans la figure 31.

c) Mémorisation d'un facteur d'échelle. Comme pour le cas de la mémorisation de données limites,

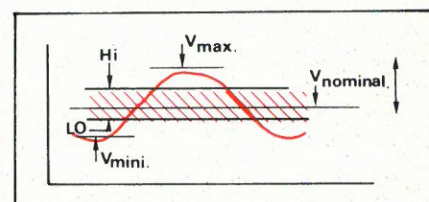


Fig. 31. - Le 8502 A peut mémoriser simultanément ces 5 données.

l'introduction d'un facteur d'échelle peut s'effectuer analogiquement ou numériquement. Dans le premier cas, c'est la donnée d'entrée qui, selon sa valeur, est utilisée comme facteur multiplicateur ou diviseur. Dans le second cas, le facteur d'échelle est entré numériquement.

La fonction « SCALING » peut être utilisée pour mémoriser un facteur correctif pour certaines mesures comme par exemple la mesure de températures à l'aide d'une thermistance qui a une résistance de 100 Ω à

0 °C et un coefficient de température linéaire de 2,5 Ω par °C.

Pour obtenir une lecture directe de la température en °C nous utiliserons en fait deux fonctions : le facteur d'échelle et la mémorisation d'une valeur de décalage « OFFSET » ces données seront entrées de la façon suivante : (voir figure D page précédente)

Ainsi, si la température mesurée est de 0 °C, nous avons pour une thermistance de 100 Ω :

$$(100 \cdot \frac{1}{2}) - 50 = 0^{\circ}\text{C}$$

Si la température mesurée est de 108 Ω l'affichage du 8502 A indique :

$$(108 \cdot \frac{1}{2}) - 50 = 4^{\circ}\text{C}$$

Notons que le facteur d'échelle peut aussi être utilisé pour afficher directement le rapport entre une valeur de référence et une valeur lue. En effet, prenons pour exemple une tension (continue ou alternative) dont la valeur typique est de 5,03 volts, en effectuant analogiquement : (voir figure E)

Quand la tension varie (par exemple passe à 5,533 volts), l'affichage du 8502 A indique directement le rapport (ici de 1,1).

d) Lecture directe du pourcentage de variation de la valeur d'entrée. Cette fonction est particulièrement intéressante pour les tests en cours ou en fin de fabrication (d'autant que les vitesses de mesures sur le 8502 A sont importantes).

Prenons pour exemple un diviseur de précision qui doit délivrer une tension de 5 V en sortie. Nous souhaitons que l'affichage du multimètre délivre directement la différence mesurée en %. Pour ce faire, nous effectuons : (voir figure F)

soit la fonction $y = mx + b$.

Si la tension de sortie du diviseur est de 5,000 volts, nous pourrions lire :

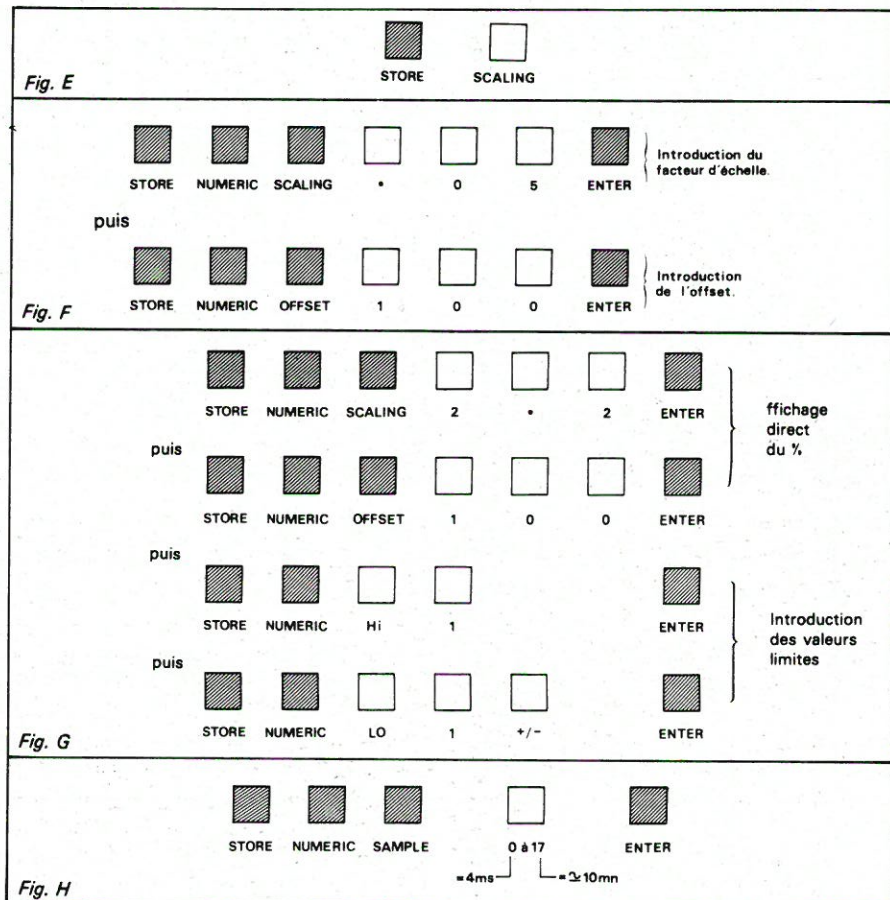
$$5,000 \cdot \frac{1}{0,05} - 100 = 0,00 \%$$

Si la tension de sortie est maintenant de 5,050 volts nous lirons :

$$5,050 \cdot \frac{1}{0,05} - 100 = 101 - 100 = +1,00 \%$$

Cette fonction peut être cumulée avec l'introduction en mémoire de valeurs limites + ou - de façon à ce qu'éventuellement les tests soient effectués plus simplement et plus rapidement.

Prenons pour exemple le cas d'un contrôle d'entrée de résistances de précision à $\pm 1 \%$. Dans ce cas, il sem-



ble plus simple de programmer le 8502 A de façon à ce que l'affichage du multimètre indique directement si la résistance mesurée est dans la tolérance du constructeur et pour obtenir cet affichage, l'opérateur peut effectuer, si les résistances à trier ont une valeur de 220 Ω :

(voir figure G)

En outre, la fonction « peak » peut également être utilisée ; elle gardera en mémoire les pourcentages mini et maxi rencontrés durant le tri effectué.

Avec la programmation ci-dessus, lorsque la résistance de 220 Ω $\pm 1 \%$ sera en dehors des tolérances $> +1 \%$ ou $< -1 \%$ autour de la valeur nominale, l'opérateur pourra lire sur l'affichage Lo (pour $< -1 \%$) Hi (pour $> +1 \%$) et PASS pour une résistance dans la tolérance.

e) Calcul de valeurs moyennes pour un temps de mesure programmable. Le 8502 A peut afficher la moyenne mathématique de 2 à plus de 131 000 mesures en programmant l'une des 18 possibilités de moyennage (1, 2, 4, 8, 16, 32... etc., mesures).

Ainsi, si nous prenons comme exemple le signal de la figure 32, celui-ci peut être mesuré ou durant l'intervalle de temps t_1 ou durant t_2 et dans les deux cas, les n mesures effectuées sont additionnées puis divisées par n . Pour effectuer cette mesure, de valeurs moyennes, il faut faire :

(voir figure H)

Dès que l'opérateur a appuyé sur la touche ENTER, le 8502 commence les mesures. Cependant, dans bien des applications le déclenchement de cette mesure doit être synchronisé avec l'apparition du signal. Aussi, le multimètre peut recevoir un signal de déclenchement (niveau T.T.L.) qui peut, comme le montre la figure 32, permettre la mesure d'une partie du signal dépendant de la largeur de l'impulsion de déclenchement.

L'utilisation de cette fonction peut être cumulée à toutes les autres fonctions telles que limites, valeurs crête, offset, etc.

Notons une caractéristique importante dans le déclenchement des mesures par un signal extérieur de niveau T.T.L. En effet, il est possible avec le 8502 A de programmer un retard de déclenchement par pas de

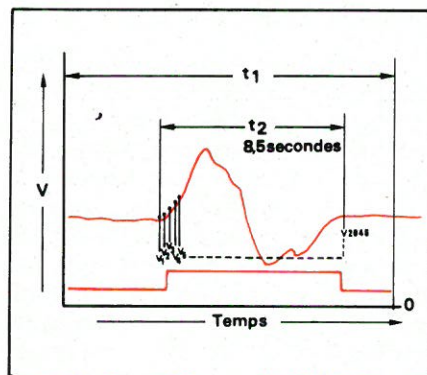


Fig. 32. - Calcul de la valeur moyenne d'un signal.

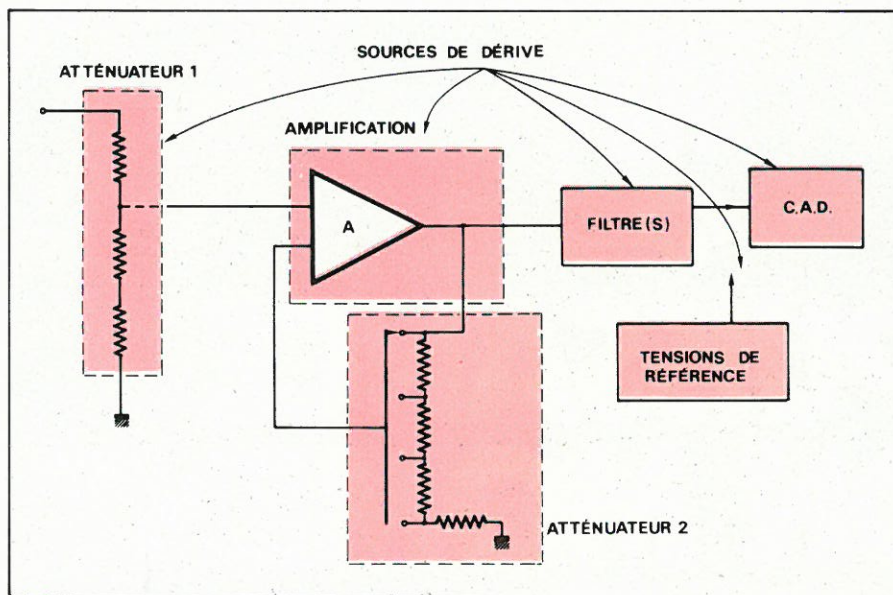


Fig. 33. - Principales sources de dérives dans le temps d'un multimètre de précision.

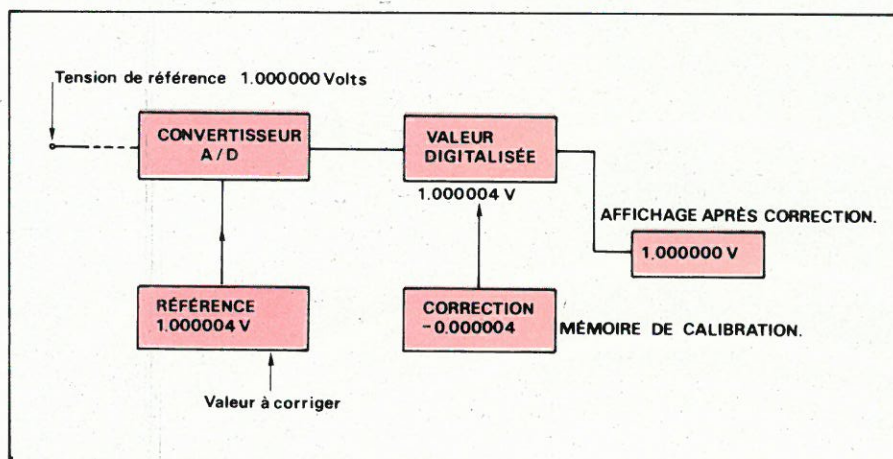


Fig. 34. - Illustration de l'action de la mémoire de calibration du 8502 A.

2 ms jusqu'à 68 secondes en 18 positions binaires.

f) Mémorisation d'un zéro arbitraire. Indépendamment de la mémorisation d'une tension de décalage (OFFSET), sur les gammes les plus sensibles, une mémoire du zéro peut être utilisée. Elle aura pour effet en activant les touches STORE puis VDC/ Ω ZÉRO de mettre l'affichage à zéro. Cette possibilité est très souvent utilisée pour commencer ou recommencer des mesures avec un zéro arbitraire. Prenons le cas de mesures précises aux bornes de jauges de contraintes (ou les variations de tensions ou de résistances sont relativement faibles). A chaque variation d'une contrainte, un zéro peut être demandé. Si de tels éléments résistifs sont utilisés pour effectuer des pesées, avant chacune de celles-ci un zéro peut être effectué pour une mesure de poids plus précise.

De nombreuses autres applications peuvent être réalisées avec le 8502 A, qu'il serait trop long de développer dans cet article d'autant que toutes les fonctions de l'appareil peuvent être cumulées.

Mémoire de calibration

Nous avons vu que les précisions du 8502 A étaient spécifiées à court, moyen et long terme et que, selon la plage de précision choisie, pour être certain que l'appareil est dans les spécifications, une opération de calibrage doit être effectuée. En effet, les principales sources de dérives qui influencent la précision d'un multimètre de très haute précision sont comme l'illustre le schéma de la **figure 33** : l'atténuateur d'entrée, l'amplification, le ou les filtres actifs, le convertisseur analogique digital et les tensions de référence.

Ainsi, deux solutions peuvent être choisies par le possesseur du multimètre :

- 1) Recalibrer le multimètre en agissant sur l'ensemble des modules analogiques qui est en fait une opération coûteuse et entraîne généralement une indisponibilité de l'appareil qui peut atteindre plusieurs jours.

- 2) Utiliser une mémoire de calibra-

tion qui a pour but de mémoriser un facteur correctif sur toutes les gammes et sur toutes les fonctions de l'appareil et d'appliquer cette correction à chaque mesure. Dans le cas de l'utilisation de cette mémoire de calibration il suffit, comme le montre le schéma de la **figure 34**, d'injecter à l'entrée du 8502 A une tension de référence et de mémoriser le décalage par rapport à la valeur lue effectivement sur l'affichage du multimètre. Ce procédé de calibrage offre bien sûr l'avantage de ne pas être volatil (1 an sans fonctionnement et 5 ans en fonctionnement) d'où une alimentation indépendante, mais aussi d'être rapide et très peu coûteux, surtout si l'utilisateur dispose d'un service de métrologie comme cela est très souvent le cas dans les grandes sociétés.

J.-C. Baud
Ingénieur,
Responsable FLUKE
M.B. Electronique

Les importants progrès effectués ces dernières années par les transistors de puissance ont conduit de nombreux chercheurs à étudier et réaliser des hacheurs à transistors généralement utilisés pour la commande des machines à courant continu. Nous étudions pour notre part les problèmes de commande de l'ensemble « batterie d'accumulateurs, hacheur, moteur continu », association que l'on rencontre en particulier dans les véhicules électriques. Dans la gamme de puissance considérée (1 à 50 kW), la technologie thyristor ne présentant pratiquement que des inconvénients (commutation forcée par circuit auxiliaire, fréquence de hachage faible), nous avons utilisé des transistors bipolaires de puissance. Récemment, les transistors MOS de puissance (VMOS), sont apparus sur le marché. Les caractéristiques de ces composants travaillant en commutation se rapprochent beaucoup de celles d'un interrupteur parfait ; ceci nous a conduit à proposer un hacheur utilisant cette technologie.

Un convertisseur continu-continu à transistors VMOS

Dans cet article, après avoir rappelé la structure et les principales propriétés du hacheur réversible correspondant à nos besoins, nous décrivons une réalisation dans la gamme de puissance de 1 kW en mettant bien en évidence les différentes protections nécessaires à un fonctionnement fiable du montage. Puis, nous donnons les principaux résultats expérimentaux et nous proposons une comparaison avec un système identique utilisant des transistors bipolaires.

Structure et principales caractéristiques du hacheur

Le hacheur est utilisé pour la commande du moteur d'un véhicule électrique ; ceci implique la possibilité de freinage pour le moteur donc l'inversion du courant dans la charge et dans la batterie pour un sens donné de la vitesse donc de la tension. Le dispositif que nous proposons est donné figure 1.

La commande de ce montage est périodique (période T , voir figure 2) ; T_1 est fermé pendant l'intervalle de temps $[0, \alpha T]$ ouvert pendant l'intervalle $[\alpha T, T]$. T_2 est commandé de façon complémentaire. Pour les fréquences élevées (1 à 100 kHz) le moteur se présente sous la forme d'un « dipôle de courant » : son inductance interne (1 à 10 mH) est suffisamment forte pour

que le courant I_m soit pratiquement lissé.

Dans tous les cas de fonctionnement, il existe les relations entre les valeurs moyennes :

$$V_{\text{moy}} = \varepsilon E$$

$$I_{m \text{ moy}} = \frac{1}{\alpha} \cdot I_{b \text{ moy}}$$

En effet, muni de cette commande, le hacheur ne présente pas de zone de conduction discontinue et les deux lois sont toujours valables (ceci simplifie beaucoup la stratégie de commande d'un tel ensemble).

Dans tous les montages de hacheurs, il est nécessaire d'introduire un filtre passe bas entre la batterie et l'entrée pour :

- lisser le courant dans la batterie,
- atténuer la surtension apparaissant aux bornes du transistor à l'ouverture (cette surtension est due à l'inductance de la ligne).

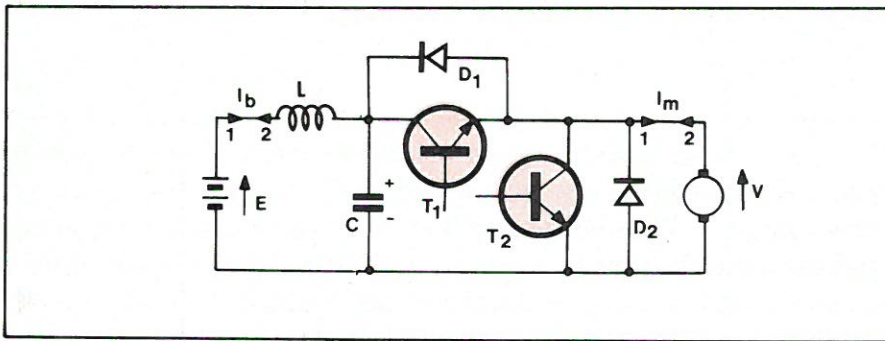


Fig. 1. - Structure du hacheur

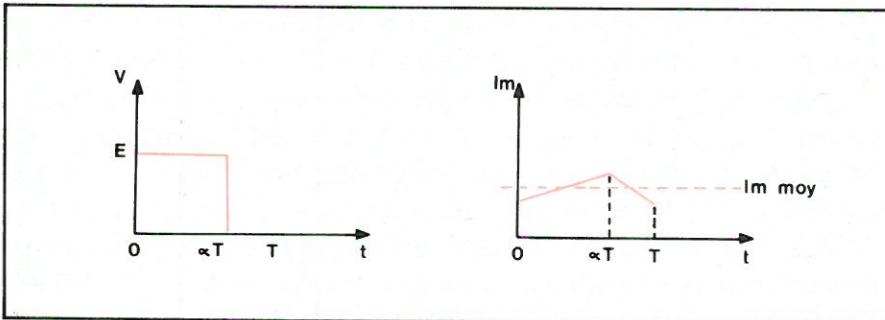


Fig. 2. - Tension et courant de sortie du hacheur

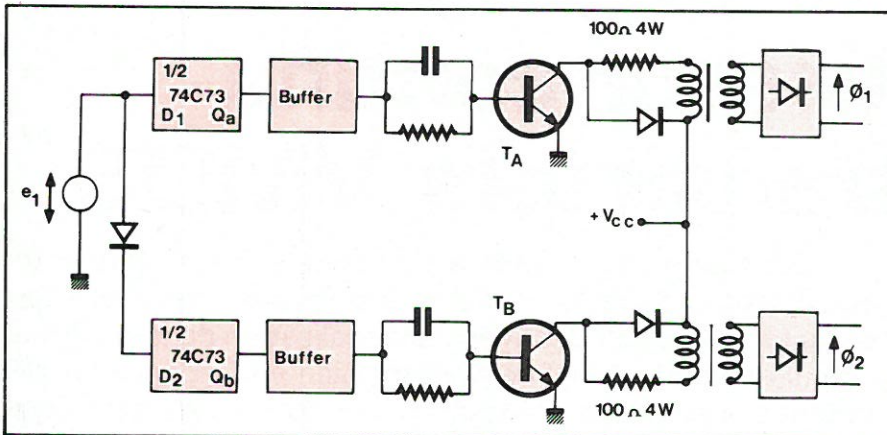


Fig. 4. - Logique de commande du hacheur

Le dimensionnement du filtre est d'autant plus réduit que la fréquence est élevée. Les contraintes imposées au transistor sont :

$$V_{CEmax} > E$$

$$I_{Cmax} = (I_{moy} + \Delta I_{max}/2)$$

Réalisation du hacheur à transistors VMOS

A performances en courant et tension identiques, les transistors VMOS ont des temps de commutation t_{on} et t_{off} très inférieurs à ceux des transistors bipolaires (ex : VN45 ; 12,5 A ; $t_{off} = 50$ ns) ; par ailleurs, la commande de gate est notablement plus simple qu'une commande de base, car le circuit gate-source est pratiquement équivalent à une capacité de 500 pF ; ces propriétés sont particulièrement intéressantes en vue de la réalisation d'un hacheur et permettent d'envisager des fréquences de travail élevées (ici 100 kHz).

Objectifs recherchés

Le cahier des charges est le suivant :

- La force électromotrice de la batterie est $E = 48$ V, le courant nominal du moteur $I_{mn} = 25$ A et le courant de pointe toléré $I_{Tm} = 30$ A. Nous ne disposons actuellement que de transistors VMOS (80 V, 12,5 A). Pour notre

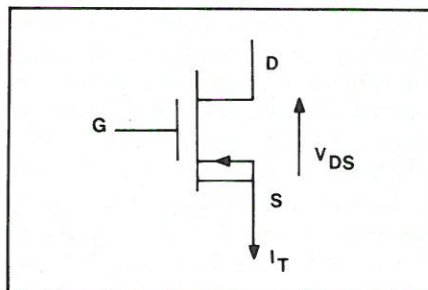


Fig. 3. - Principales caractéristiques du transistor VMOS utilisé (VN45)

$$\begin{aligned} R_{DS(on)} &= 0,4 \, \Omega \\ V_{DSmax} &= 80 \, V \\ I_{Tn} &= 12,5 \, A \\ I_{Tmax} &= 15 \, A \end{aligned}$$

réalisation nous en avons donc disposé deux en parallèle. Les caractéristiques principales de ces transistors (VN45) sont données à la figure 3.

- La commande de gate doit être isolée galvaniquement (dans ce montage par transformateurs d'impulsions).

- La commande doit peu consommer : elle est réalisée en technologie CMOS.

- Le montage est protégé à deux niveaux :

- Lorsque le courant I dans le transistor est compris entre la valeur I_{mn} et la valeur maximum I_{Tm} admissible dans le transistor, on impose une limitation du rapport cyclique α ; ce procédé, dans le cas de surcharge faible, suffit à protéger le transistor ;

- lorsque le courant I_T devient voisin de I_{Tm} les signaux de gate sont inhibés : la remise en marche du hacheur est faite manuellement. Pour ces deux protections, le courant I_T est détecté à partir de la tension $V_{DS} = R_{DS(on)} \cdot I_T$.

Réalisation pratique

La commande du transistor VMOS de puissance T comporte trois parties :

1. Logique de commande commune (fig. 4)

Le rôle de cette carte est de créer deux trains d'impulsions à la fréquence 100 kHz, décalables l'un par rapport à l'autre, qui seront utilisés pour réaliser la commande à α variable ($1\% < \alpha < 99\%$) du hacheur. La sortie de cette carte doit être isolée galvaniquement de l'entrée.

Un générateur de signaux rectangulaires à rapport cyclique α variable commande, en opposition de phase, deux bascules D câblées en diviseurs par deux de la fréquence d'entrée. On obtient les signaux carrés Q_a et Q_b déphasables de 0 à π lorsque α varie de 0 à 1. Après adaptation par des buffers DS3630, Q_a et Q_b commandent deux transistors (2N2222A) T_A et T_B ayant les primaires de transformateurs d'impulsions comme charge de collecteur (fig. 5). Ce montage a l'avantage de faire fonctionner les transformateurs d'impulsions avec des signaux carrés de rapport cyclique 1/2 ; on peut ainsi travailler à fréquence élevée (jusqu'à 500 kHz) tout en obtenant à la sortie des rapports cycliques pouvant varier entre 1 % et 99 %. Les sorties des secondaires des deux transformateurs d'impulsions sont redressées double alternance puis sont dérivées. Ceci permet d'obtenir deux trains d'impulsions ϕ_1, ϕ_2 déphasables l'un par rapport à l'autre de $\alpha \pm 2\pi$ (fig. 5).

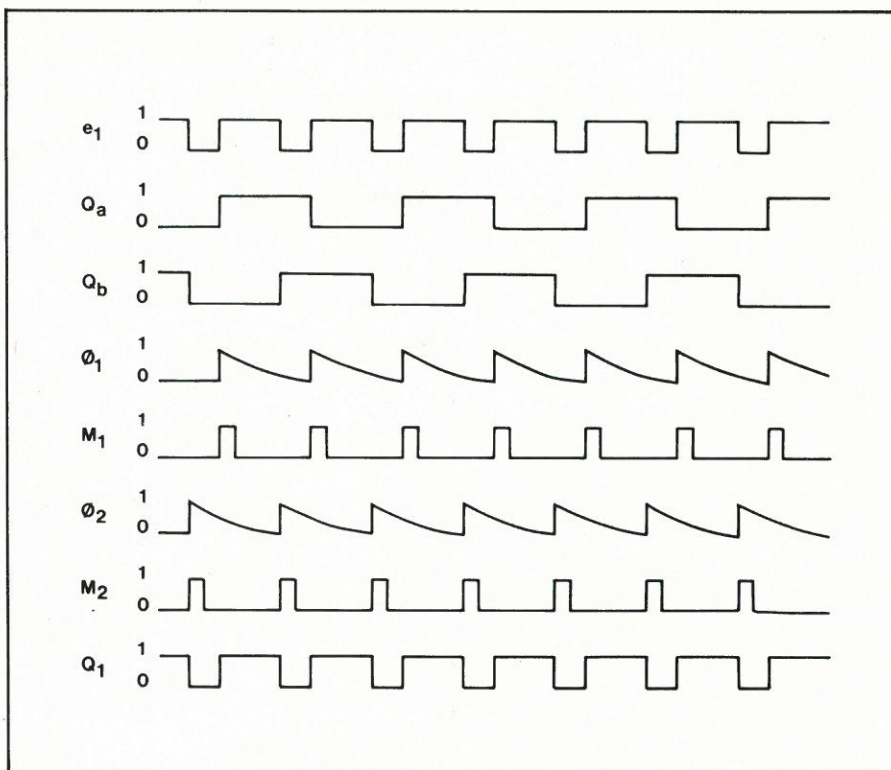


Fig. 5. - Formes des différents signaux pour la commande du transistor VMOS.

2. Circuit driver - protection

a) Elaboration du signal de commande

On effectue une mise en forme des signaux ϕ_1 , ϕ_2 , en employant deux triggers de Schmidt (74C/4); puis deux monostables (74C221) fournissent les impulsions M_1 , M_2 . L'impulsion M_1 donne l'ordre de conduction au transistor T ($Q_1 = 1$) et l'impulsion M_2 l'ordre de blocage ($Q_1 = 0$) au moyen de la bascule (J_1K_1) (fig. 5). Ce montage permet de connaître à chaque instant l'état du transistor de puissance.

b) Protections

Le principe servant à la mise en œuvre des protections est de détecter la ddp drain-source du transistor en conduction.

$$V_{DSon} = R_{DSon} \cdot I_T$$

Deux comparateurs Al_1 et Al_2 (fig. 6) sont réglés de façon à basculer respectivement pour les tensions $(R_{DSon} \cdot I_{Tn})$ et $(R_{DSon} \cdot I_{Tmax})$. Al_1 agit en

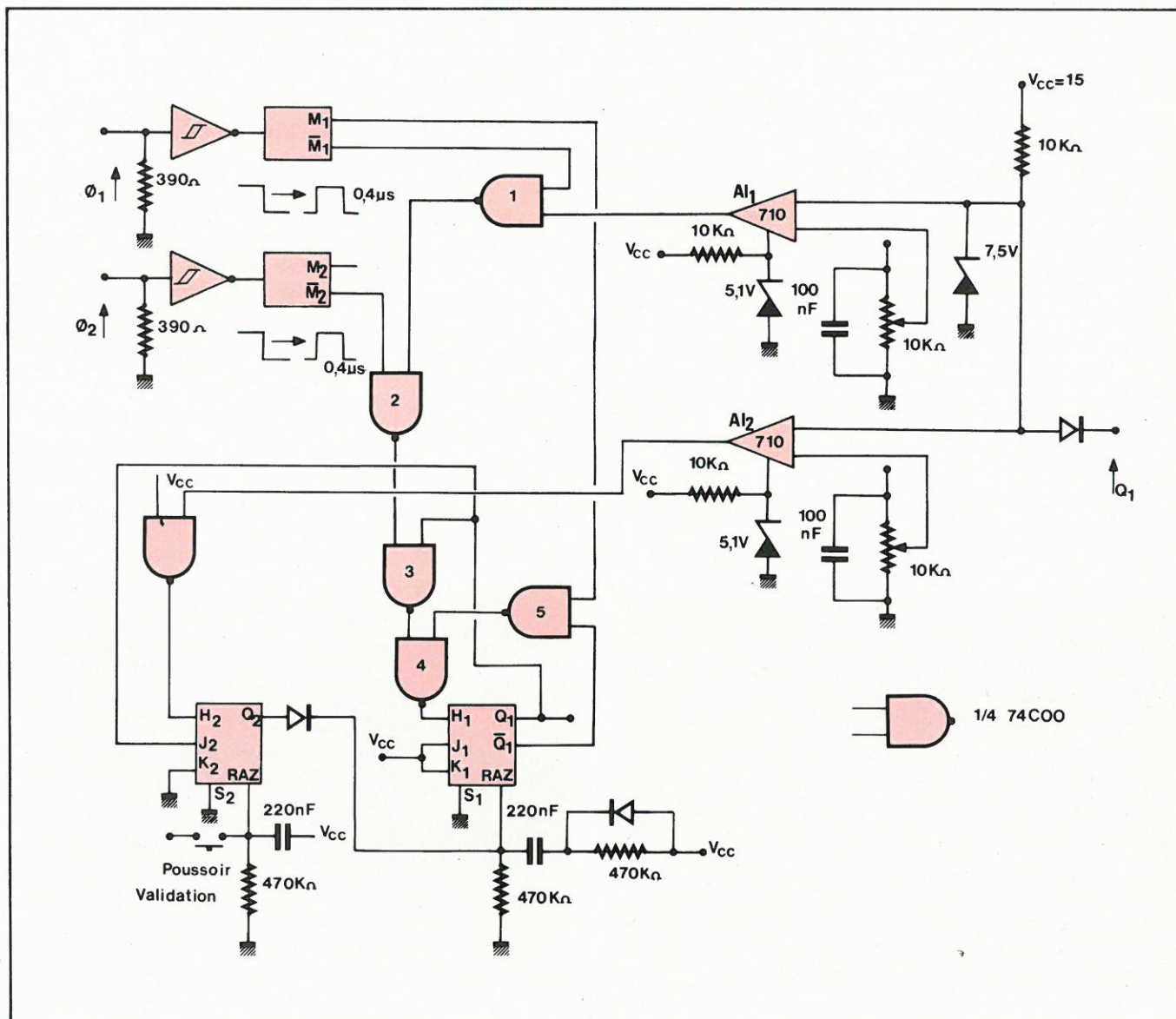


Fig. 6. - Circuits « driver-protections »

réduisant le rapport cyclique α de Q_1 (fig. 7) et Al_2 en faisant basculer (J_2K_2) à l'état haut de façon définitive active l'entrée « clear » de (J_1K_1) ce qui amène Q_1 à zéro (fig. 7). Le hacheur doit être remis en service manuellement.

Les actions de Al_1 , Al_2 sont inhibées pendant les instants où le transistor est bloqué, au moyen des portes (1, 2, 3, 6); (fig. 6).

A la mise sous tension une action automatique de la remise à zéro de J_1K_1 impose $Q_1 = 0$ pendant un instant (fig. 7).

c) Circuit de puissance de la commande

Un transistor VMOS est assimilable entre grille et source à une capacité (500 pF dans notre cas). La sortie Q_1 du circuit driver est suivie d'un étage amplificateur permettant de fournir un courant suffisant pour faire conduire le transistor. On utilise un transistor VMOS (VN 88AF) qui permet de bloquer très rapidement le transistor principal T.

3. Circuit de puissance

Compte tenu des protections mises en place au niveau de la commande, la seule précaution à prendre pour l'utilisation des transistors VMOS est l'emploi de diodes de roue libre D_{RL} rapides de type Schottky (SESCO-SEM-BWX) à faible temps de recouvrement et la réalisation d'un câblage soigné minimisant la longueur des fils de connexion. L'ensemble T- D_{RL} est monté sur le même radiateur (voir figure 8).

Performances obtenues

A l'aide de l'interrupteur T décrit précédemment, nous avons réalisé le montage de la figure 1. L'inductance L est celle de la ligne; la capacité $C = 4700 \mu F$; la charge est un moteur à courant continu d'inductance d'induit 8 mH. La photo 1 donne la forme de la

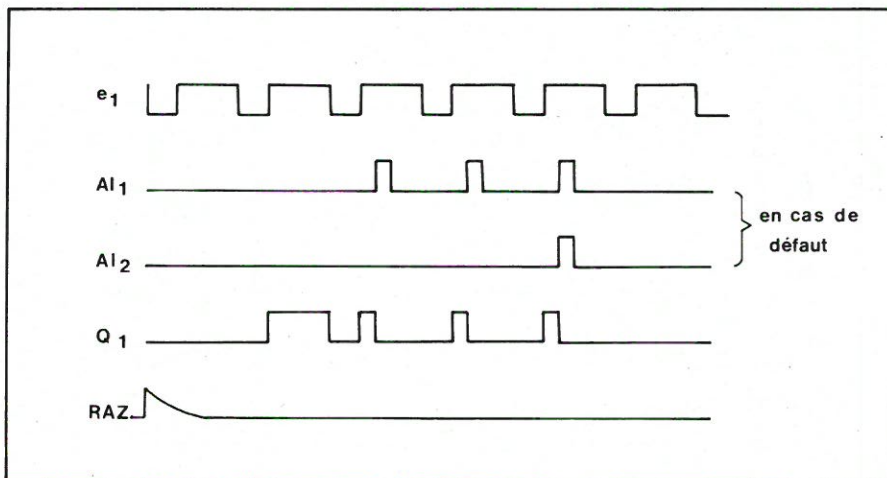


Fig. 7. - Forme des signaux d'alarme

courbe $V_{DS}(t)$, la photo 2 les courbes $V(t)$ et $I_m(t)$. Ces courbes ont été relevées pour $E = 48 V$ et $I_m = 20 A$ et pour une fréquence de hachage $f = 100 kHz$.

La courbe $V_{DS}(t)$ met bien en évidence la rapidité de la commutation. Un calcul rapide de puissance perdue pendant les commutations montre que ces pertes restent faibles à 100 kHz ($P_c < 8 W$). Il n'est donc pas utile de monter un circuit d'aide à la commutation comme dans le cas des transistors bipolaires.

Les courbes de la photo 2 montrent le très bon filtrage du courant I_m . A courant de charge nominal, l'ondulation maximum obtenue pour $\alpha = 1/2$ est de l'ordre de

$$\frac{\Delta I_m}{I_m} = 3 \%$$

L'ondulation observée sur la tension de sortie provient de l'inductance des fils de connexions du condensateur de filtrage. Les pertes de conduction dans le transistor valent au maximum :

$$P = \alpha_{max} \cdot I_{m max} \cdot V_{DS on} = 60 W$$

La figure 9 montre l'action des protections Al_1 et Al_2 dans le cas d'une augmentation du courant I_m (court-cir-

cuit); les impulsions de commande s'arrêtent et le dispositif ne peut redémarrer qu'après une intervention manuelle.

Comparaison des performances d'un hacheur réalisé en technologie transistors VMOS et en technologie transistors bipolaires

Nous avons comparé le hacheur que nous venons de présenter à un hacheur identique réalisé avec des transistors BUX21 SESCOSEM, au point de vue fonctionnement ($E = 48 V$, $I_m = 20 A$). Pour le montage à transistors bipolaires, la fréquence de travail est de 5 kHz.

Avantages des transistors VMOS

- Fréquence de travail plus grande : le filtrage côté source et côté charge est plus efficace.
- Commande simplifiée ne consommant pratiquement pas d'énergie.

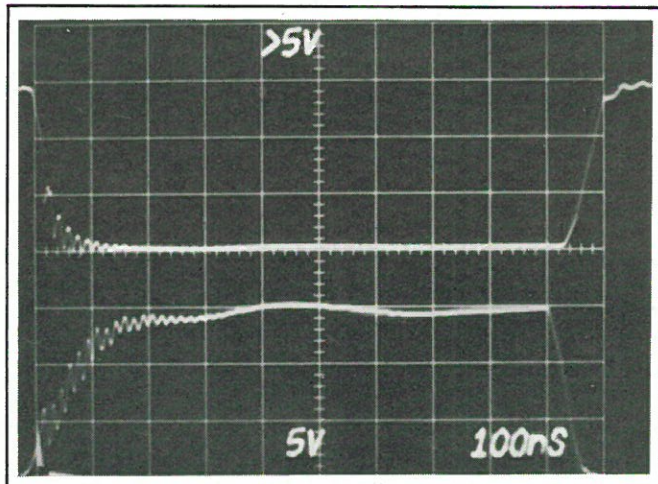


Photo 1. - Tension aux bornes du transistor VMOS [$V_{DS}(t)$] en haut et [$V_{GS}(t)$] en bas.

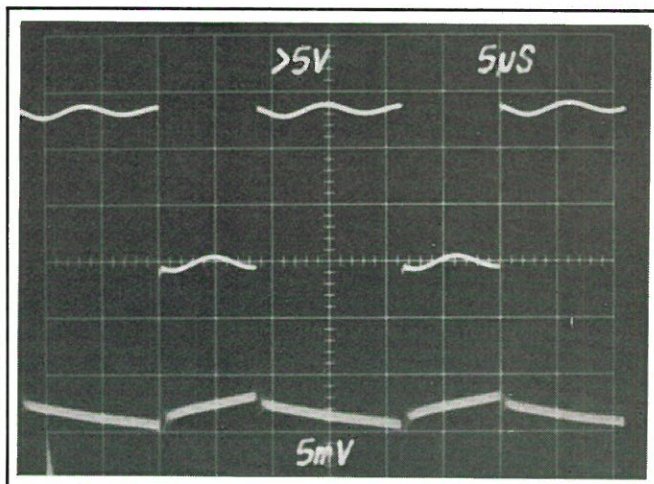


Photo 2. - Tension et courant dans la charge. En haut, tension de charge : $3 cm = 50 V$; en bas, courant de charge (ondulation) : $1 A/cm - I_c = 20 A$.

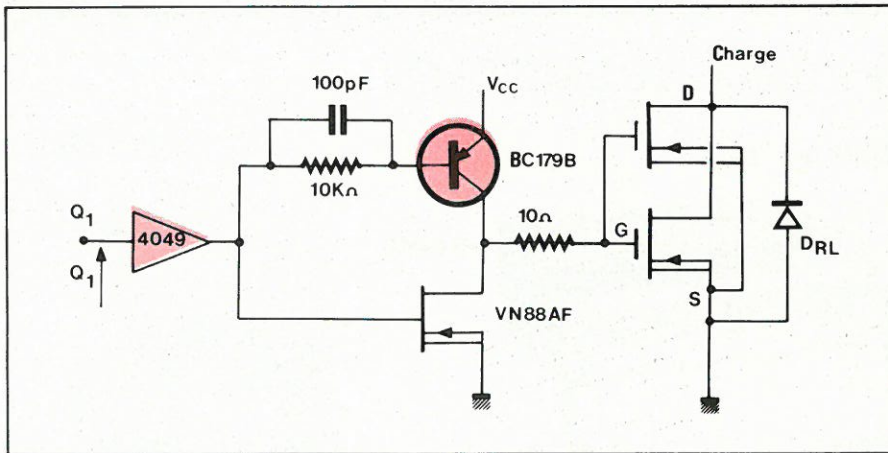


Fig. 8. - Circuit de puissance de la commande

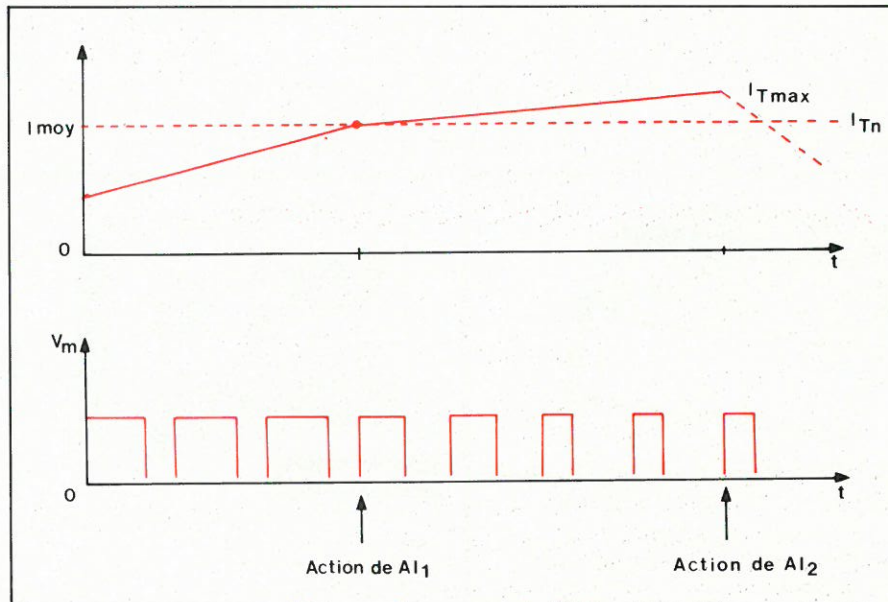


Fig. 9. - Courant et tension de sortie lorsque les protections A/1 et A/2 agissent.

- Absence de circuit, d'aide à la commutation.
- La mise en série ou en parallèle des transistors VMOS semble plus aisée. On peut donc envisager de passer à des puissances supérieures.

Avantages des transistors bipolaires

- En période de conduction la tension V_{CEsat} (0,4 V) est beaucoup plus faible que la tension V_{DSon} (4 V). Lorsque le rendement est le critère principal le transistor bipolaire est donc préférable.
- A l'heure actuelle l'emploi des transistors bipolaires en V_{CEX} permet d'atteindre des tensions maximales importantes ($V = 850$ V). Les performances des transistors VMOS sont beaucoup plus modestes.

Conclusion

Les transistors VMOS offrent une remarquable facilité de commande permettant d'intégrer sous un faible

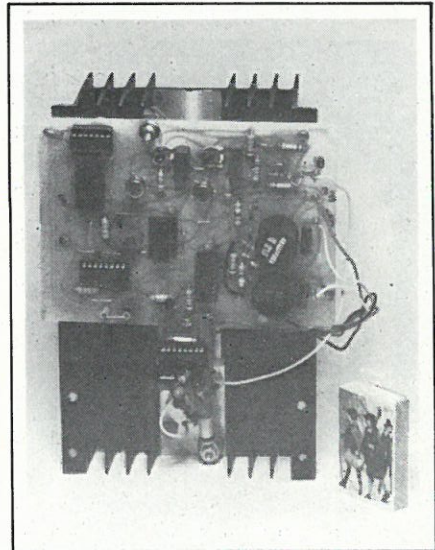
volume des fonctions complexes visant à une grande fiabilité de l'interrupteur réalisé. La possibilité de travailler en haute fréquence (100 kHz) incite à employer ces composants dans des montages mettant à profit ces qualités (hacheurs, onduleurs mono et biphasés à PWM, alimentation à découpage...). A condition que les progrès enregistrés dans leur construction se poursuivent, les transistors VMOS devraient avoir de nombreuses applications dans le domaine des moyennes puissances, en électronique industrielle.

Emmanuel Toutain, docteur 3^e cycle
Chercheur au laboratoire
d'électrotechnique

Tin BUI SI, docteur-ingénieur
Enseignant

Robert Perret, docteur d'état
Maître de conférences

Tous trois à l'ENSIEG de Grenoble



Bibliographie

Perard, Perret, Toutain A Dc to Dc converter with capacitive energy storage. Congrès de Prague 1978.

E. Toutain Étude d'un hacheur à accumulation capacitive : réalisation, modélisation et asservissements. Thèse de 3^e cycle Grenoble 1978.

Foch, Arches, Roux Une commande de 9 kW à transistor pour moteur à courant continu. E.M.I. 229 pp 17 à 21 1976.

Le transistor de puissance dans son environnement. SESCOSEM

A. Filleau Applications des VMOS. La puissance d'une nouvelle technologie. Electronique et Applications Industrielles, Novembre 1978.

M. Rostaing-Puissant Les hacheurs réversibles. Thèse de 3^e cycle Grenoble 1976.

Dans la technique moderne, on utilise des signaux de fréquence de plus en plus élevée (hyperfréquences) et des impulsions de plus en plus courtes, dont les durées et les temps de montée – et de descente – sont de l'ordre de grandeur de la nanoseconde.

Si l'on sait que le temps de propagation d'un signal sur une distance d'une dizaine de centimètres est d'environ une nanoseconde, on comprend aisément qu'il n'est plus possible de négliger ces retards et autres perturbations dus aux liaisons même très courtes entre divers composants d'un ensemble électronique.

La technique des circuits imprimés, universellement utilisée pour la réalisation des interconnexions, conduit à un type de « ligne de transmission » particulier, connu sous le nom de « ligne à ruban » ou « microstrip ».

Dans la première partie de cet article, nous étudierons les phénomènes de propagation des ondes sur la ligne à diélectrique hétérogène, pour en arriver à dégager les facteurs qui déterminent son impédance caractéristique.

Le problème des interconnexions entre circuits logiques nous conduit à examiner les phénomènes de couplage et de diaphonie entre deux lignes à microruban. Nous décrivons pour terminer la réalisation d'un type de ligne à microruban replié qui servira à nos essais.

Les lignes à microruban

La seconde partie de l'étude sera consacrée à l'exposé d'une série de mesures dont les résultats seront analysés et commentés de manière à pouvoir en tirer des conclusions pratiques qui sont de nature à intéresser tous ceux qui sont appelés à réaliser des circuits à impulsions.

Une liste bibliographique permettra aux lecteurs de retrouver des informations plus détaillées sur nombre de problèmes qui ne pourront qu'être évoqués dans la présente étude qui vise surtout l'aspect physique des phénomènes.

Description de la ligne à microruban

La structure « microstrip », réalisée sous forme de circuit imprimé se compose d'un plan de masse, constitué par une face cuivrée de la plaquette diélectrique, et un mince ruban conducteur, situé sur la face opposée.

Les caractéristiques géométriques du système sont (fig. 1) :

- la largeur w du ruban
- son épaisseur δ

- l'épaisseur h du diélectrique solide
- le plan de masse dont la largeur est supposée beaucoup plus grande que celle du ruban.

Electriquement, la ligne à microruban se caractérise par

- la nature du ruban conducteur (généralement en cuivre) et du plan de masse (résistivité),
- la nature de l'isolant (verre époxy, parfois teflon), caractérisé par sa permittivité relative ϵ_r .

On notera que le diélectrique entre les deux conducteurs est hétérogène. Les

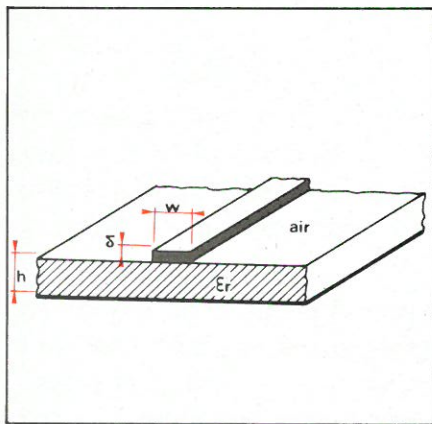


Fig. 1. - La structure d'une ligne à microruban.

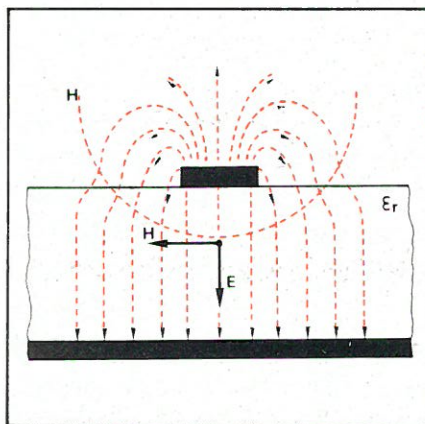


Fig. 3. - Les champs E et H subissent des phénomènes de réfraction aux surfaces de séparation entre les deux diélectriques de la ligne microruban, mais le mode de propagation reste très voisin du type TEM.

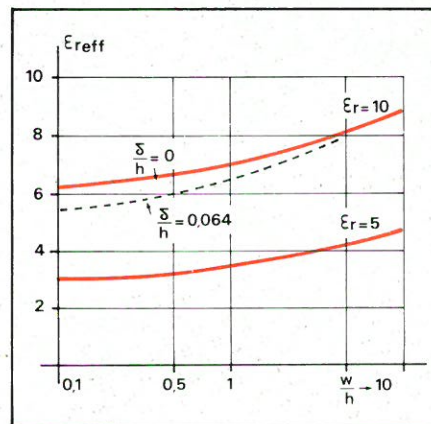


Fig. 4. - La permittivité relative équivalente d'une ligne à microruban est fonction des rapports w/h et δ/h .

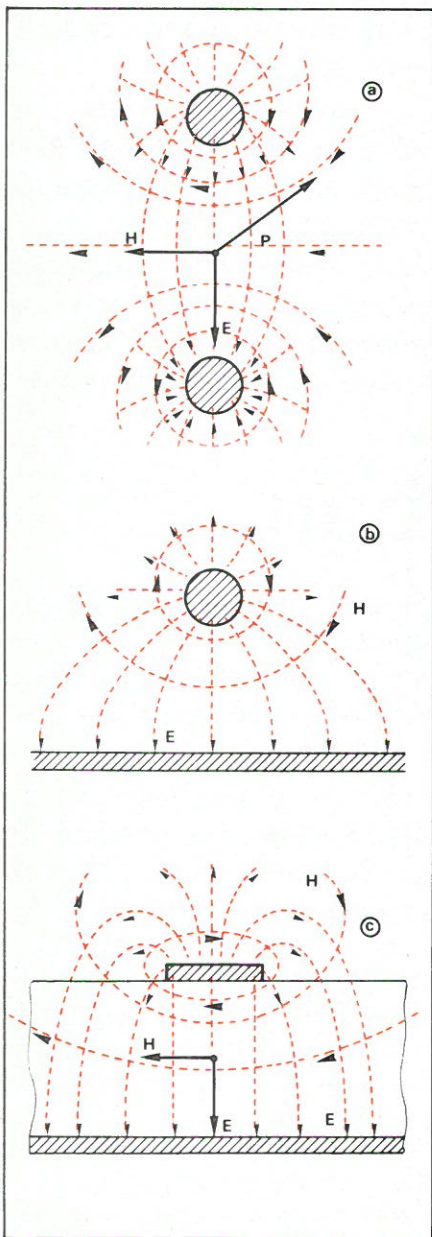


Fig. 2.
a) Le mode de propagation transverse électromagnétique ou T.E.M. sur ligne homogène isotrope
b) Idem, dans le cas d'une ligne à diélectrique homogène non symétrique
c) Dans le cas d'une ligne à diélectrique hétérogène, la configuration des lignes de force des champs E et H se modifie.

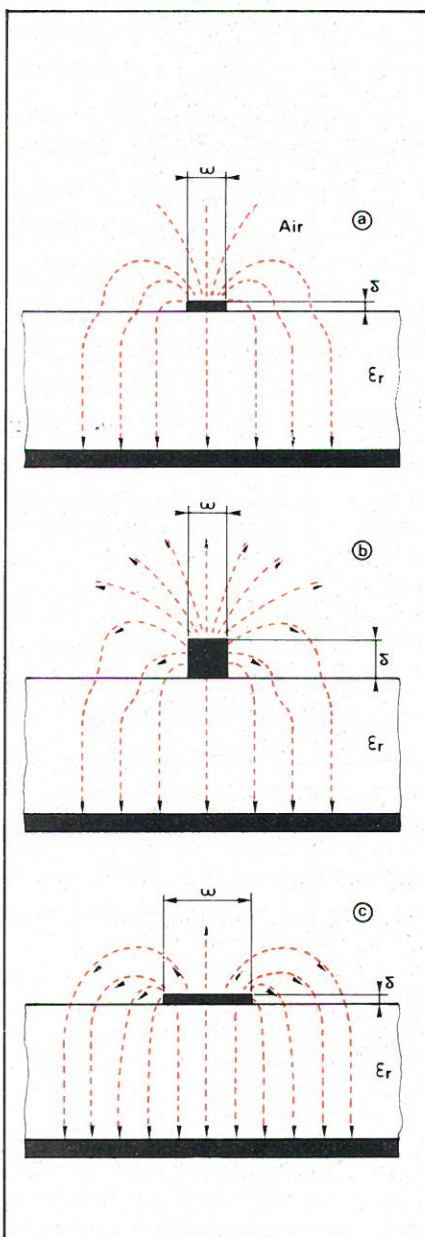


Fig. 5.
a) Effet des dimensions du microruban sur la valeur de $\epsilon_r \text{ eff}$.
b) Pour $\delta_2/h > \delta_1/h$, le nombre de lignes de force dans l'air augmente, d'où une diminution de $\epsilon_r \text{ eff}$.
c) Pour $w_2/h > w_1/h$, la concentration du champ électrique dans le substrat est plus grande, ce qui entraîne une augmentation de $\epsilon_r \text{ eff}$.

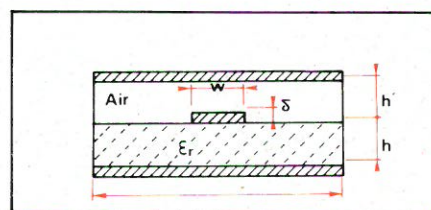


Fig. 6. - Un couvercle conducteur formant blindage peut affecter les constantes linéiques d'une ligne à microruban.

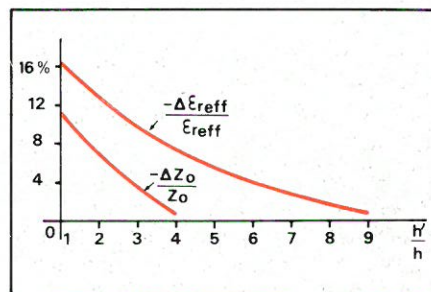


Fig. 7. - Variation relative de la permittivité relative effective et de l'impédance caractéristique d'une ligne à microruban blindée, en fonction du rapport h'/h .

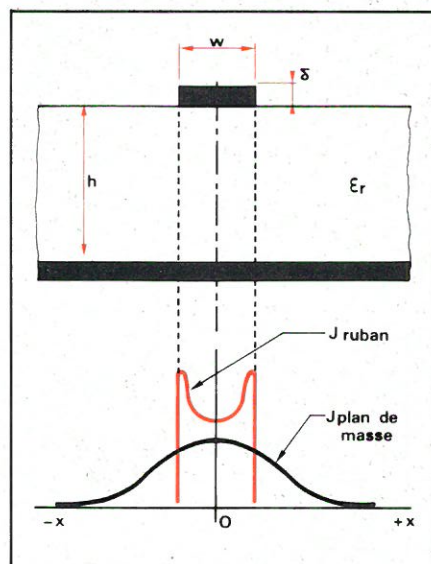


Fig. 9. - Aux fréquences élevées, l'effet pelliculaire modifie la distribution de la densité de courant dans le ruban et dans le plan de masse.

lignes de force du champ électrique, résultant de l'application d'une différence de potentiel entre les deux conducteurs, passent partiellement dans l'air et partiellement dans le diélectrique solide.

Le mode de propagation T.E.M.

La théorie classique des lignes nous apprend qu'entre deux conducteurs parfaits séparés par un diélectrique homogène et isotrope, l'énergie se propage sous l'aspect de deux champs, l'un électrique (E), et l'autre magnétique (H) qui sont orthogonaux entre eux : on dit que la structure des ondes est transversale (propagation transverse électro-magnétique, en abrégé : T.E.M.) (voir fig. 2).

En régime sinusoïdal, ces deux champs sont en phase et leur rapport – ayant la dimension d'une résistance – est constant :

$$\frac{E}{H} = 120 \pi \sqrt{\frac{\mu_r}{\epsilon_r}}$$

et ils se propagent le long de la ligne avec la vitesse

$$v = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r}}$$

des ondes libres dans le diélectrique, indépendante de la fréquence.

Toutes les fréquences se propagent avec la même vitesse, il n'existe donc pas de fréquence de coupure.

En toute rigueur, le mode de propagation T.E.M. pur ne peut exister dans le cas de la ligne « microstrip », car les champs électriques et les inductions magnétiques subissent des phénomènes de réfraction aux surfaces de séparation entre les deux diélectriques (Bibl. 3 et 4) (fig. 3).

Pratiquement, la propagation est cependant très voisine du type T.E.M. si les dimensions latérales de la ligne sont petites par rapport à la longueur d'onde du signal sinusoïdal, ou à la plus petite longueur d'onde du spectre d'un signal quelconque (impulsion par exemple), appliqué à la ligne.

L'expérience montre en effet qu'une impulsion rectangulaire à front raide se propageant sur une ligne microruban ne subit qu'une faible distorsion ; or... seul le mode T.E.M., n'ayant pas de fréquence de coupure, se propage sans déformation !

En première approximation, les vecteurs $\vec{E}$ et $\vec{H}$ entre le ruban et le plan de masse sont perpendiculaires entre eux, et leur plan est perpendiculaire (transversal) à la direction de propaga-

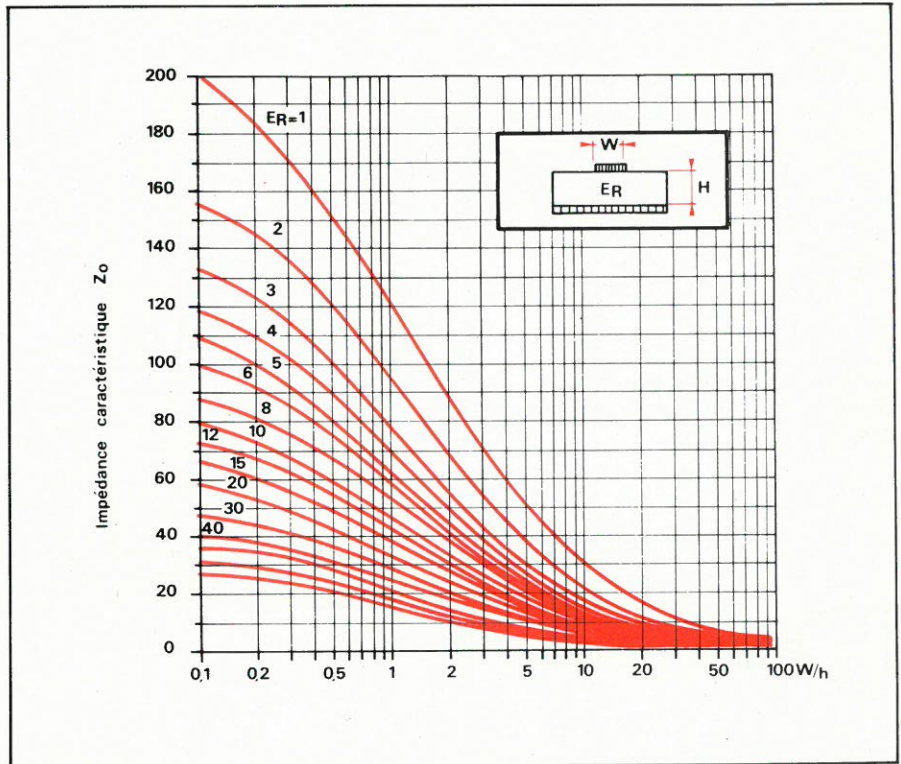


Fig. 8. – L'impédance caractéristique Z_0 en fonction du rapport existant entre la largeur du ruban (w) et l'épaisseur (h) du substrat, avec ϵ_r comme paramètre.

tion, donnée par le vecteur $\vec{P}$, dit « vecteur de Polynting »

$$\vec{P} = \vec{E} \wedge \vec{H}$$

qui a la dimension d'une puissance par unité de surface.

Le mode de propagation (dominant) est alors bien du type T.E.M.. Ceci suppose toutefois que la distance h soit inférieure à la demi-longueur d'onde, à la fréquence la plus élevée que la ligne aura à transmettre.

La permittivité relative du substrat (fibre de verre + résine époxy) étant assez élevée (environ 5), la majeure partie des lignes de force du champ électrique passent dans le diélectrique en présence d'une d.d.p. entre les deux conducteurs, et il en est de même de l'énergie transportée par la ligne.

Rappel de quelques notions élémentaires

On sait que l'impédance caractéristique d'une ligne de transmission homogène est donnée par la relation

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L'}{C'}} \quad (3)$$

L' et C' étant le coefficient de self-induction et la capacité par unité de longueur. (Cette relation ne tient pas compte de la résistance série, ni de la conductance parallèle.)

De même, la vitesse de propagation d'une onde dans la ligne

$$v = \frac{1}{\sqrt{L' C'}} = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (4)$$

c étant la vitesse de propagation dans le vide ou dans l'air, soit

$$c = (\mu_0 \cdot \epsilon_0)^{-1/2} = 3 \cdot 10^8 \text{ m/s}$$

La combinaison des relations (3) et (4) permet d'écrire

$$Z_0 \cdot v = \frac{1}{C'}$$

d'où encore

$$Z_0 = \frac{1}{C' \cdot v} = \frac{\sqrt{\epsilon_r}}{C' \cdot c} \quad (5)$$

Pour déterminer l'impédance caractéristique d'une ligne homogène, il suffit donc de connaître la nature du diélectrique (ϵ_r) et de mesurer la capacité par unité de longueur sur un tronçon de ligne ouvert à son extrémité.

La permittivité effective d'une ligne à diélectrique hétérogène

Lorsque la configuration de la ligne à microruban à diélectrique hétérogène est telle que (bibl. 3)

$$w \text{ et } h < \frac{\lambda}{40 \sqrt{\epsilon_r}}$$

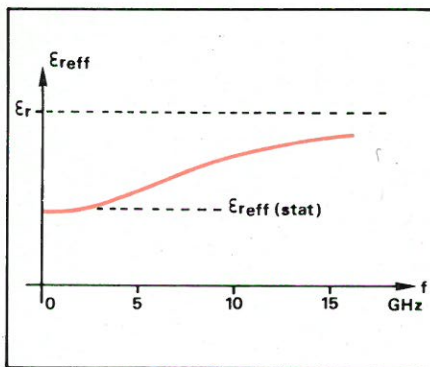


Fig. 10. - Le phénomène de dispersion provoque une augmentation de $\epsilon_{r\text{eff}}$ aux très hautes fréquences.

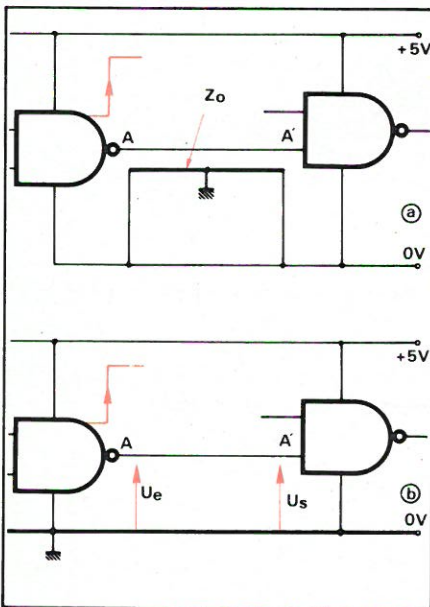


Fig. 12. - Les connexions imprimées entre circuits logiques prennent souvent l'aspect de lignes à microruban.

les équations de propagation sur lignes homogènes constituent une approximation valable si l'on introduit la notion de « permittivité effective ou équivalente » $\epsilon_{r\text{eff}}$ (qui est toujours inférieure à ϵ_r) du substrat, et qui est fonction du rapport w/h .

Les relations suivantes (bibl. 2 et 6) donnent une approximation suffisante pour des valeurs de ϵ_r inférieures à 15 :

Formule de Kaup :

$$\epsilon_{r\text{eff}} = 0,475 \epsilon_r + 0,67 \quad (6)$$

Formule de Schneider :

$$\epsilon_{r\text{eff}} = 1/2 (\epsilon_r + 1) + \frac{1/2 (\epsilon_r - 1)}{\sqrt{1 + 10 \frac{h}{w}}}$$

Cette dernière formule fait intervenir l'influence du rapport h/w (fig. 4).

La permittivité relative effective $\epsilon_{r\text{eff}}$ est celle d'un diélectrique équivalent homogène, ayant la même vitesse de propagation.

$$v = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_{r\text{eff}}}}$$

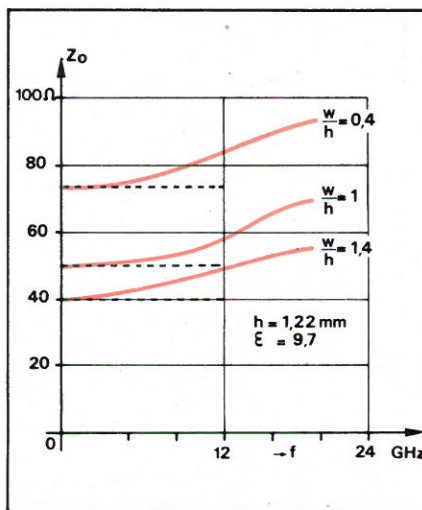


Fig. 11. - Aux très hautes fréquences, Z_0 augmente. (Les horizontales en trait interrompu correspondent aux valeurs « quasistatiques » de Z_0 , sans tenir compte de l'effet de dispersion.)

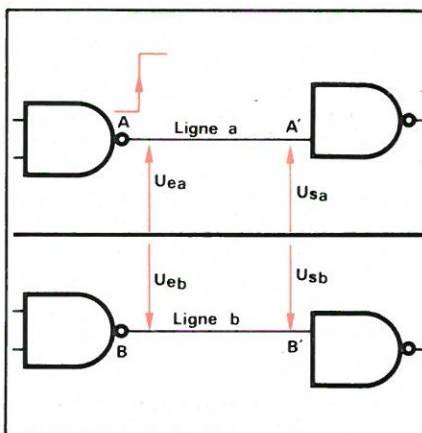


Fig. 13. - Dans un montage électronique complexe, les liaisons entre différents circuits à impulsions peuvent faire apparaître des phénomènes de couplage et de diaphonie.

que la ligne microruban hétérogène considérée.

Il est à noter que l'épaisseur δ du ruban affecte également la valeur de $\epsilon_{r\text{eff}}$.

Pour comprendre ceci, il suffit de considérer la configuration du champ électrique qui entoure le ruban.

La figure 5-a montre les lignes de force du champ électrique pour un ruban mince d'épaisseur δ_1 et de largeur w_1 .

On peut se représenter la permittivité effective du diélectrique hétérogène comme étant une fonction du rapport du nombre de lignes de force qui passent dans le diélectrique solide au nombre de lignes de force dans l'air.

Dans le cas de la figure 5-b, correspondant à un ruban de même largeur w_1 mais d'épaisseur $\delta_2 > \delta_1$, les lignes de force dans le substrat ne diffèrent que très peu du cas a, mais par suite de la plus grande épaisseur du ruban, le nombre de lignes de force dans l'air

a augmenté : il en résultera donc une diminution de $\epsilon_{r\text{eff}}$, (voir courbe pour $\delta/h = 0,064$ de la figure 4 et bibl. 7).

La figure 5-c donne la configuration du champ électrique dans le cas d'un ruban d'épaisseur δ_1 mais de largeur $w_2 > w_1$: dans ce cas, les lignes de force dans l'air sont peu affectées, mais elles sont nettement plus nombreuses dans le substrat, d'où cette fois, une augmentation de $\epsilon_{r\text{eff}}$.

Impédance caractéristique d'une ligne Microstrip

Dans le cas de la ligne à microruban pour laquelle on vient de définir la permittivité relative effective $\epsilon_{r\text{eff}}$, on peut écrire la relation suivante pour l'impédance caractéristique

$$Z_0 = \frac{Z_{01}}{\sqrt{\epsilon_{r\text{eff}}}} \quad (8)$$

Z_{01} étant l'impédance caractéristique d'une ligne microstrip hypothétique de même géométrie, mais dans laquelle le diélectrique entre le ruban et le plan de masse serait constitué par l'air.

Connaissant l'impédance caractéristique Z_0 d'une ligne à microruban (par exemple, pour l'avoir mesurée suivant une méthode qui sera exposée plus loin), on peut aussi calculer la valeur de la capacité linéique (en F/m) par la relation suivante, déduite de (5) et de (6)

$$C' = \frac{\sqrt{\epsilon_{r\text{eff}}}}{Z_0 \cdot c} = \frac{\sqrt{0,475 \epsilon_r + 0,67}}{Z_0 \cdot c}$$

On notera que C' est indépendante de la fréquence, car sa valeur est liée à une répartition superficielle des charges dont l'épaisseur reste toujours nulle, quelle que soit la fréquence (*).

Le temps de propagation

Dans le cas d'une ligne homogène, les ondes de courant et de tension se propagent avec une vitesse

$$v = \frac{1}{\sqrt{L' C'}} = \frac{1}{\tau}$$

avec

τ = constante de propagation ou retard par unité de longueur. Le temps

(*) Il n'en est pas de même de l'inductance linéique L' qui dépend de la répartition en volume des lignes de courant dans les conducteurs. Or, cette répartition devient presque superficielle lorsque la fréquence est assez élevée. Ceci explique la variation de L' ainsi que son influence sur la vitesse de propagation v et sur l'impédance caractéristique Z_0 .

mis pour parcourir une longueur l sera par conséquent

$$t = \frac{l}{v} = l \cdot \tau$$

Comme la capacité linéique C' est déterminée par la géométrie des conducteurs et par la permittivité du diélectrique, on peut encore écrire que

$$t = l \sqrt{L' C'} = l \cdot K \cdot \sqrt{\epsilon_r} \quad (9)$$

Pour la ligne microstrip à diélectrique hétérogène, la relation ci-dessus reste valable à condition de remplacer ϵ_r par $\epsilon_{r \text{ eff}}$.

Le retard

τ par unité de longueur est alors donné par

$$\tau = \frac{t}{l} = K \sqrt{\epsilon_{r \text{ eff}}}$$

Le coefficient de proportionnalité $K \simeq 3,4$ si l'on exprime τ en ns/m, soit donc

$$\tau = \frac{t}{l} = 3,4 \sqrt{\epsilon_{r \text{ eff}}} \quad (\text{ns/m}) \quad (10)$$

Formules

La structure asymétrique de la ligne à microruban rend le calcul rigoureux de l'impédance caractéristique extrêmement fastidieux. On se contente le plus souvent de formules d'approximation.

- Schneider (**bibl. 2**) donne des formules suivantes en fonction du rapport w/h , en considérant un ruban infiniment mince ($\delta \rightarrow 0$) et un plan de masse de largeur L très grande par rapport à celle (w) du ruban :

$$\text{pour } \frac{w}{h} > 1 : \quad (11)$$

$$Z_0 = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_{r \text{ eff}}}} \cdot \frac{120\pi}{\frac{w}{h} + 2,42 - 0,44 \frac{h}{w} + (1 - \frac{h}{w})^6}$$

$$\text{pour } 0 \leq \frac{w}{h} \leq 1 :$$

$$Z_0 = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_{r \text{ eff}}}} \ln \left(\frac{8h}{w} + 0,25 \frac{w}{h} \right)$$

$$\text{avec} \quad (13)$$

$$\epsilon_{r \text{ eff}} = 0,5 (\epsilon_r + 1) + \frac{0,5 (\epsilon_r - 1)}{\sqrt{1 + 10 \frac{h}{w}}}$$

- Dans les formules de Wheeler, la permittivité effective n'apparaît pas explicitement (**bibl. 1**).

$$\text{pour } \frac{w}{h} > 1$$

$$Z_0 = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_r}} \cdot \frac{188,3}{\frac{w}{2h} + 0,441 + \frac{\epsilon_r + 1}{2\pi\epsilon_r} \left[\ln \left(\frac{w}{2h} + 0,94 \right) + 1,451 \right] + \frac{0,082 (\epsilon_r - 1)}{\epsilon_r^2}} \quad (14)$$

$$\text{et pour } \frac{w}{h} < 1$$

$$Z_0 = \frac{60}{\sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}}}$$

$$\left[\ln \frac{8h}{w} + \frac{w^2}{32h} \right]$$

$$- 0,5 \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left(0,451 + \frac{0,241}{\epsilon_r} \right) \quad (15)$$

Kaup donne les relations suivantes qui ont le mérite de la relative simplicité, et qui ont été vérifiées expérimentalement pour un grand nombre de valeurs de h , w , et ϵ_r :

$$\epsilon_{r \text{ eff}} = 0,475 \epsilon_r + 0,67 \quad (16)$$

valable pour $1 < \epsilon_r < 15$

$$Z_0 = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_{r \text{ eff}}}} \ln \frac{5,98 h}{0,8 w + \delta} \quad (17)$$

On notera que cette dernière relation contient également l'épaisseur δ du ruban.

Avec la relation (8), on peut aussi trouver la formule pour le calcul de la capacité linéique C' . Cette dernière ne dépendant que de la géométrie de la ligne, sa détermination se ramène à un problème d'électrostatique :

$$C' = \frac{55,5 \epsilon_{r \text{ eff}}}{\ln \left(\frac{5,98 h}{0,8 w + \delta} \right)} \quad (19)$$

Dans la revue « Microwaves », I.J. Bahl (**bibl. 8 et 9**) donne des formules qui sont en réalité celles de Schneider affectées de termes de correction qui font intervenir l'épaisseur δ du ruban, la largeur L du plan de masse et la distance h' à laquelle se trouve éventuellement un couvercle conducteur formant blindage (**fig. 6**).

Les courbes de la **figure 7** montrent que l'effet d'un couvercle conducteur sur l'impédance caractéristique Z_0 est négligeable lorsque $h' \geq 4h$ et que la permittivité effective n'est pratiquement pas affectée lorsque $h' > 9h$.

La manipulation des formules étant de toute manière fastidieuse, plusieurs auteurs ont élaboré des programmes pour calculatrices scientifiques ou pour ordinateur, ce qui facilite grandement le calcul des lignes microstrip.

Pour les besoins courants, on peut cependant se servir de familles de courbes donnant Z_0 en fonction du rapport w/h pour différentes valeurs de ϵ_r . A la **figure 8** nous reproduisons les courbes publiées dans E.A. n° 3, page 126 (**bibl. 10**).

L'approximation qui consiste à admettre que le mode de propagation sur ligne microruban est du type T.E.M. fournit pour $\epsilon_{r \text{ eff}}$ une constante indépendante de la fréquence.

Lorsque la fréquence des signaux à transmettre devient très élevée, l'on constate que la vitesse de propagation v (voir équation 4) se rapproche de $c/\sqrt{\epsilon_r}$.

Ce qui laisse également prévoir que $\epsilon_{r \text{ eff}}$ tend vers ϵ_r .

Si l'on veut tenir compte de la dispersion des vitesses de propagation en fonction de la fréquence, il faut nécessairement faire appel aux équations de Maxwell, qui conduisent à des calculs très difficiles et dont l'interprétation physique est délicate.

Edwards et Owen (**bibl. 11**) donnent les formules approchées suivantes pour l'effet de dispersion :

$$\epsilon_{r \text{ eff}}(f) = \epsilon_r - \frac{\epsilon_r - \epsilon_{r \text{ eff}}}{1 + G \left(\frac{f}{f_0} \right)^2} \quad (20)$$

avec

$$G = \sqrt{\frac{Z_0 - 5}{60}} + 0,004 Z_0 \quad (21)$$

$$f_0 \text{ (GHz)} = \frac{15,66 Z_0}{h \text{ (mm)}} \quad (22)$$

$\epsilon_{r \text{ eff}}$ = valeurs quasistatiques données par les équations (13) ou (16).

A ces fréquences élevées, la distribution du courant dans le ruban et dans le plan de masse prend l'aspect de la **figure 9**.

On remarquera que la densité de courant J dans le plan de masse est maximum sous le ruban, et qu'elle diminue assez rapidement pour $|x| > 1/2 w$.

Dans le microruban, l'effet pelliculaire refoule le courant vers les bords, y faisant apparaître une densité de courant maximum.

Il sera donc important d'avoir des rubans de section (largeur w , épaisseur δ) bien constante et à bords très nets et homogènes, afin d'éviter un affaiblissement excessif du signal.

(Le problème des pertes dans les lignes à microrubans sera examiné dans la seconde partie de notre étude).

Le phénomène de dispersion dont il vient d'être question a également un effet sur l'impédance caractéristique de la ligne microstrip.

Contrairement à ce que laisserait supposer la relation (8), combinée avec la courbe de la figure 10 donnant l'allure de la variation de $\epsilon_{r\text{eff}}$ avec la fréquence (relations 20, 21 et 22).

L'impédance caractéristique d'une ligne microruban augmente à fréquence croissante, car la valeur de Z_0 doit se calculer en partant des équations de propagation des ondes sur la ligne.

Les courbes de la figure 11 montrent la variation de Z_0 en fonction de la fréquence. (bibl. 12 et 13).

Pratiquement, l'effet de dispersion est négligeable dans le cas d'une ligne microstrip à symétrie axiale jusqu'à des fréquences de quelques GHz.

Remarquons enfin qu'aux hyperfréquences, les pertes dans le diélectrique croissent très vite et s'ajoutent aux pertes par effet pelliculaire dans les conducteurs, d'où une atténuation importante.

Avec des diélectriques du type verre époxy et téflon, et aux fréquences du spectre des signaux usuels (de l'ordre de 1 GHz pour des impulsions de temps de montée supérieures à une nanoseconde) on peut négliger l'effet de dispersion.

Les interconnexions dans les circuits à impulsions

Dans les circuits électroniques modernes, chaque circuit logique a sa sortie reliée à l'entrée d'un ou de plusieurs autres circuits logiques par l'intermédiaire d'une connexion imprimée, qui peut être « couplée » à d'autres connexions reliant d'autres circuits logiques.

Ces interconnexions peuvent se comporter comme des lignes de transmission couplées, et si un plan de masse est présent sur la face opposée de la plaquette de montage, nous sommes en présence de lignes à microruban couplées.

A titre d'exemple, (fig. 12) considérons une porte logique dont la sortie passe du niveau 0 (niveau « bas ») au niveau 1 (« haut »).

La transmission de ce saut de tension à l'entrée d'un circuit suivant se fait via une connexion imprimée qui forme avec le plan de masse une ligne de transmission d'impédance caractéristique Z_0 .

Si la tension U_a à l'entrée A de cette ligne effectue une transition positive, on désire que la tension U_s à sa sortie A' (= entrée du circuit logique suivant) reproduise U_a aussi fidèlement que possible.

On sait que ceci pourra être réalisé si la « ligne de transmission » est bouclée sur son impédance caractéristique. (*)

A proximité immédiate de la première paire de portes interconnectées par une « ligne a », on peut imaginer (fig. 13) une seconde paire de circuits logiques reliés par un ruban BB' (ligne b), et utilisant le même « conducteur de masse » comme conducteur de retour.

Toujours en considérant une transition de tension U_{a0} à l'entrée de la première ligne, on désire non seulement qu'elle se reproduise fidèlement à l'entrée de la porte en A', mais il faut encore que sur la ligne b reliant B à B' on ne retrouve pas de « traces nuisibles » de l'impulsion transmise de A vers A'.

De même, une impulsion transmise sur la ligne b ne devrait produire aucun effet sur la ligne a.

Le couplage entre deux lignes à microruban

Considérons deux lignes « Microstrip » « a » et « b » parallèles, séparées d'une distance s . (fig. 14).

L'onde de tension provenant d'un générateur de f.e.m. $e(t)$ et d'impédance interne de sortie Z_G se propage à la vitesse

$$v = (L' C')^{-1/2}$$

(voir éq. 4) le long de la ligne formée par le ruban AA' et le plan de masse.

A l'instant $t = 0$, la tension au point

(*) Dans la pratique, ceci sera souvent impossible à réaliser. Ainsi, dans le cas d'une porte NAND, l'impédance d'entrée, à l'état logique « haut » est grande, ce qui signifie que la ligne AA' est pratiquement ouverte. Si l'on connectait une résistance égale à Z_0 sous prétexte de terminer correctement la ligne, la tension en A' n'atteindrait plus le niveau de basculement de l'ordre de 1,4 V.

A est donnée par la relation

$$U_{a0} = e_0 \frac{Z_0}{Z_G + Z_0}$$

car à ce moment, le générateur « voit » comme charge l'impédance Z_0 déterminée par la configuration de la ligne à microruban a.

Cette onde de tension s'accompagne d'une onde de courant

$$I_{a0} = \frac{e_0}{Z_G + Z_0}$$

Après un temps t_x , ces deux ondes auront parcouru une distance

$$x = v \cdot t_x$$

et y auront les valeurs U_1 et I_1 .

Au bout d'un temps $t = l/v$, elles arrivent en A' où la ligne est terminée sur une impédance Z_s . Si cette dernière est différente de Z_0 , les ondes de tension et de courant subiront une réflexion, partielle ou totale, selon la valeur de l'impédance de charge Z_s .

– Le couplage magnétique

Le flux magnétique engendré par le courant i_1 qui se propage sur la ligne a induit une tension dans la ligne b, et si un courant i_2 existe dans cette dernière, il en résultera aussi sur la ligne a, une tension induite correspondante, dont la valeur instantanée s'ajoute, en chaque point, à celle qui y existerait en l'absence de la ligne b couplée à a.

On peut se représenter ce couplage magnétique en considérant que les champs H_1 et H_2 (concrétisés par quelques lignes de force) dus aux courants i_1 et i_2 agissent l'un sur l'autre, entre les deux rubans. (fig. 15).

Ceci revient encore à dire qu'il existe un coefficient d'induction mutuelle M' (par unité de longueur) entre les rubans AA' et BB'.

Selon que les courants i_1 et i_2 sont de même sens, ou de sens opposés; M' sera positif ou négatif. (fig. 15 a/b).

– Le couplage capacitif

De même, on peut considérer la configuration du champ électrique entre chaque ruban et le plan de masse commun, et entre les deux rubans, s'il existe une d.d.p. entre eux.

– Si la tension u_1 entre le ruban AA' et le plan de masse est en tout point X_1 , égale à la tension u_2 entre le point X_2 homologue sur le ruban BB', il n'existe évidemment aucune d.d.p. entre les deux rubans. (fig. 14 et 16 a).

Les champs électriques sur chacun des conducteurs ont alors la même polarité (fig. 16 b).

Les ondes de tension et de courant ont la même amplitude et sont de même signe sur les deux rubans.

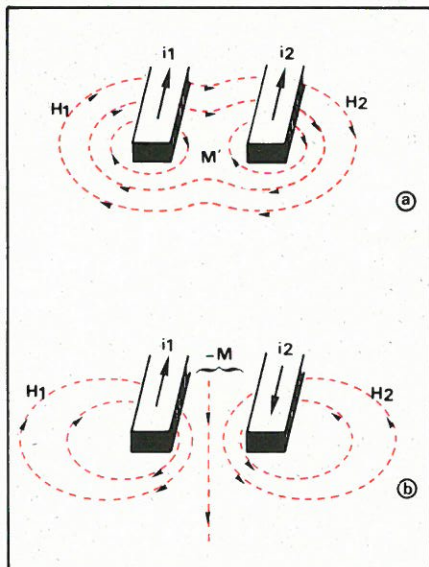


Fig. 15. - Selon que les courants i_1 et i_2 sont de même sens, ou de sens opposés, le couplage magnétique entre les deux rubans fait apparaître une inductance mutuelle positive ou négative.

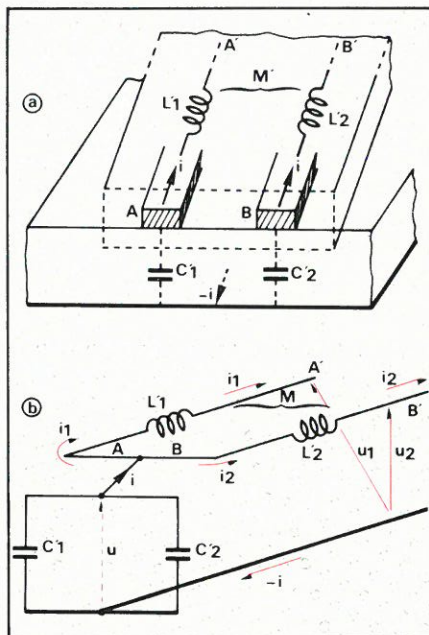


Fig. 17. - Deux lignes en couplage de mode commun sont équivalentes à une seule ligne dont le conducteur d'aller est l'ensemble des deux rubans, et dont le conducteur de retour est le plan de masse commun.

Dans ce cas, les lignes de force représentatives des champs électriques E_1 et E_2 sont presque à 100 % confinées à l'intérieur du diélectrique solide du système à microruban.

- Par contre, si les ondes de tension et de courant ont la même amplitude, mais sont de signes opposés sur les lignes a et b, les lignes de force du champ électrique ont des polarités opposées sur les deux conducteurs. (fig. 16-c).

Le champ électrique passe alors partiellement dans l'air entre les deux rubans : la concentration des lignes de force dans le diélectrique solide est moins grande que dans le cas précédent.

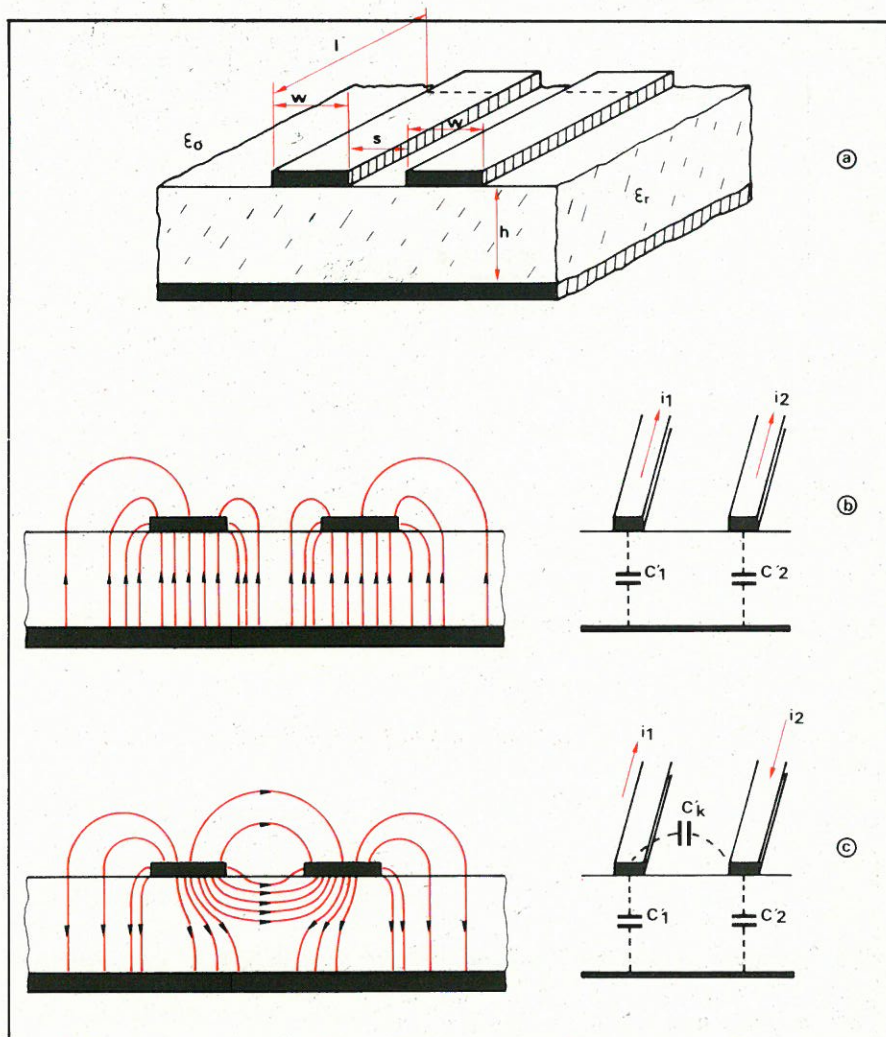


Fig. 16. - Si aucune d.d.p. n'existe entre les deux rubans, le champ électrique entre ceux-ci et le plan de masse est quasi entièrement confiné à l'intérieur du diélectrique solide, donnant lieu aux capacités linéiques C_1 et C_2 . Si les courants et tension sont de signes opposés sur les deux lignes, le champ électrique passe partiellement dans l'air, d'où une capacité de couplage C_k dont l'effet s'ajoute à celui de C_1 et C_2 .

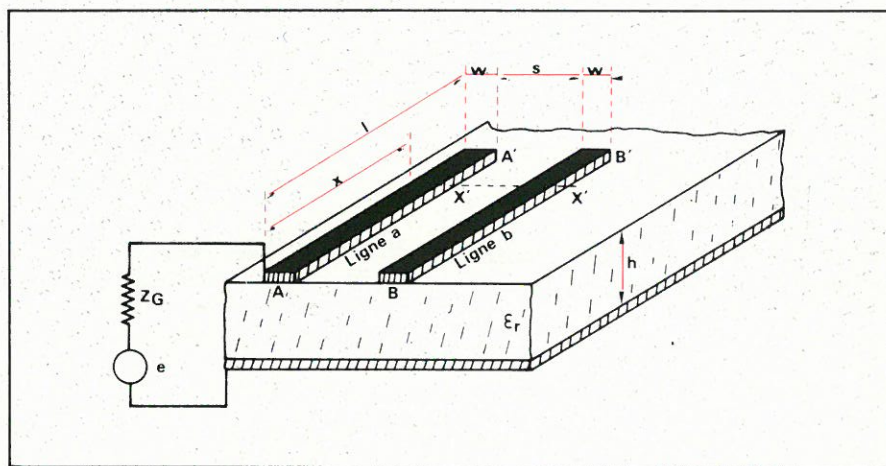


Fig. 14. - Deux lignes à microruban voisines, a et b, peuvent se perturber mutuellement.

Les deux modes de propagation sur lignes couplées

Comme nous venons de le voir, il existe deux modes de propagation sur lignes couplées, désignées par les termes « mode commun » et « mode différentiel » (voir aussi bibl. 5).

- Le mode commun pur est régi par les égalités suivantes :

$$U_1 = U_2$$

et

$$i_1 = i_2$$

Les deux lignes sont équivalentes à une seule ligne dont le conducteur d'aller est l'ensemble des deux rubans AA' et BB' , et dont le conducteur de

retour est le plan de masse commun. (fig. 17 a).

La capacité linéique équivalente sera donc

$$C' = C'_1 + C'_2$$

C'_1 et C'_2 sont les capacités linéiques de la ligne a, resp. de la ligne b, en présence de l'autre ligne.

Si les deux rubans sont identiques, on a : $C'_1 = C'_2 = C'$, qui ne diffère que très peu de la capacité linéique de chaque ligne considérée isolée.

L'inductance linéique équivalente L'_c peut se calculer par la relation suivante

$$L'_c = \frac{L' + M'}{2}$$

Les ondes de mode commun se propagent essentiellement dans le diélectrique solide (support époxy) : l'énergie électrique transmise étant quasi totalement confinée dans le substrat, la vitesse de propagation de l'onde de mode commun sera déterminée par la permittivité du diélectrique, soit donc

$$v_c = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r}} = \frac{1}{\sqrt{(L' + M') C'}} < v$$

donc, inférieure à celle dans la ligne isolée.

L'impédance caractéristique de la ligne équivalente aux deux lignes a et b, pour les ondes de mode commun sera évidemment donnée par le rapport de la tension au courant, soit donc

$$\frac{u_1 = u_2 = u}{i = i_1 + i_2} = \sqrt{\frac{1/2 (L' + M')}{2 C'}}$$

et si $i_1 = i_2$

$$Z_{oc} = \frac{u_1}{i_1} = \frac{u_2}{i_2} = \sqrt{\frac{L' + M'}{4 C'}}$$

Pour chacune des deux lignes, l'impédance caractéristique pour le mode commun est

$$Z_{oc} = \frac{u_1}{i_1} = \frac{u_2}{i_2} = \sqrt{\frac{L' + M'}{C'}} > Z_0 \quad (24)$$

Le mode différentiel pur est défini par les relations

$$\begin{aligned} U_2 &= -u_1 \\ i_2 &= -i_1 \end{aligned}$$

Les rubans AA' et BB' constituent alors une ligne équivalente dont AA' est le conducteur d'aller et BB' le conducteur de retour, ou vice versa. (fig. 18).

Entre les deux conducteurs agit la capacité de couplage (linéique) C'_k shuntée par l'ensemble C'_1 et C'_2 en série.

Pour le mode de propagation différentiel, la capacité linéique de la ligne équivalente est donc, avec $C'_1 = C'_2 = C'$

$$C'_d = C'_k + \frac{C'}{2}$$

et l'inductance linéique est donnée par la relation

$$L'_d = 2 (L' - M')$$

étant donné que l'inductance mutuelle est négative dans ce cas.

Comme nous l'avons déjà fait remarquer (voir fig. 16-c) les ondes de mode différentiel se propagent donc partiellement dans l'air et partiellement dans le diélectrique du support : le champ électrique de mode différentiel est moins concentré dans le substrat que le champ de mode commun.

Ceci conduit à une vitesse de propagation

$$v_d = \frac{1}{\sqrt{L'_d \cdot C'_d}} = \frac{1}{\sqrt{(L' - M') (C'_k + 1/2 C')}} = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_{r \text{ eff}}}} \quad (25)$$

qui sera supérieure à celle du mode commun. (La permittivité relative équivalente $\epsilon_{r \text{ eff}}$ de l'air et du diélectrique solide est en effet inférieure à ϵ_r).

L'impédance caractéristique de la ligne équivalente pour le mode différentiel est

$$\frac{-2 u_2}{-i_2} = \sqrt{\frac{2 (L' - M')}{C'_k + 1/2 C'}} = \sqrt{\frac{4 (L' - M')}{C'_k + 2 C'_k}}$$

Pour chacune des deux lignes, l'impédance caractéristique pour le mode différentiel est

$$Z_{od} = \frac{u_1}{i_1} = \frac{u_2}{i_2} = \sqrt{\frac{L' - M'}{C'_k + 2 C'_k}} \quad (26)$$

Bryant et Weiss (bibl. 15) donnent les expressions simplifiées suivantes pour les impédances caractéristiques relatives aux deux modes de propagation :

$$Z_{oc} = Z_0 \sqrt{\frac{1+k}{1-k}} \quad (27)$$

$$Z_{od} = Z_0 \sqrt{\frac{1-k}{1+k}} \quad (28)$$

K étant le facteur de couplage, c'est-à-dire le rapport entre la tension u_2 recueillie sur la ligne b à la tension u_1 sur la ligne a.

Exemple : soit deux lignes « microstrip » couplées d'impédance caractéristique $Z_0 = 50 \Omega$.

On mesure $K = u_2/u_1 = 0,316$ (soit donc un couplage de $20 \log k = -10 \text{ dB}$).

Dans ce cas on trouve

$$Z_{oc} = 69,4 \Omega$$

et

$$Z_{od} = 36 \Omega$$

On remarquera que

$$Z_0 = \sqrt{Z_{oc} \cdot Z_{od}}$$

La diaphonie entre lignes couplées

Tant le couplage magnétique que le couplage capacitif entre deux lignes dépendent

- de la distance s qui sépare les deux rubans (rapport s/h)
- et du rapport w/h

Les figures 19 a, b et c illustrent l'effet de l'écartement s entre deux rubans, et de la distance h entre les rubans et le plan de masse.

En réalité, l'épaisseur du ruban aura également une influence sur le « facteur de couplage ».

Signalons enfin, qu'aux très hautes fréquences, ce facteur augmentera avec la fréquence.

L'étude théorique de ces phénomènes est extrêmement complexe étant donné le grand nombre de paramètres qui y interviennent. Plusieurs auteurs proposent des solutions qu'ils présentent sous forme d'abaques ou pour lesquelles ils ont établi des programmes de calcul sur ordinateur (bibl. 14 et 15). Leur application dans le cas particulier de la diaphonie en régime d'impulsions est loin d'être commode, et il est à remarquer aussi, que les modes commun et différentiel coexistent le plus souvent sur un circuit imprimé complexe... ce qui n'est pas de nature à simplifier le problème...

De toute manière, on doit s'attendre à une diaphonie d'autant plus importante que les rubans sont plus rapprochés, car une faible distance s augmente la capacité de couplage (voir fig. 19-b).

D'autre part, si l'on sépare les deux lignes par un écran conducteur relié au plan de masse, la diaphonie se trouvera évidemment réduite (fig. 20).

On conçoit également que l'amplitude du signal de diaphonie dépendra des impédances de terminaison de la ligne perturbée, les cas extrêmes étant les suivants (fig. 21) :

- la ligne b est ouverte aux deux extrémités, soit

$$Z_{eb} = Z_{sb} = \infty$$

- la ligne b est court-circuitée aux deux extrémités ;
- la ligne b a une extrémité ouverte et l'autre en court-circuit.

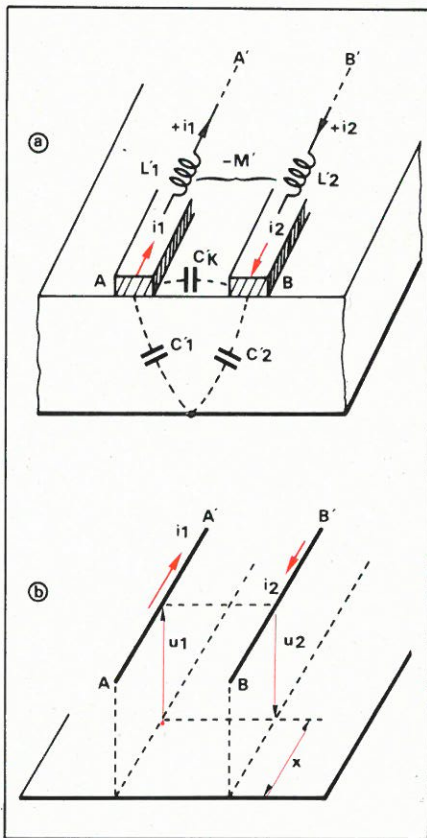


Fig. 18. - Dans le cas du couplage de mode différentiel, les deux rubans constituent une ligne équivalente, avec une capacité de couplage spécifique C_k entre les deux rubans, et des capacités C'_1 et C'_2 entre chaque ruban et le plan de masse.

Nous décrivons ci-après quelques configurations de lignes de mesures obtenues.

La réalisation de lignes à microruban replié

Il est intéressant d'examiner dans quelle mesure les conclusions - assez théoriques - des paragraphes ci-dessus, sont vérifiées par l'expérience.

Aussi avons-nous réalisé un certain nombre de montages d'essais.

Afin de rendre plus aisées l'expression et l'interprétation numériques des résultats, il est utile de disposer de lignes de mesure dont la longueur soit relativement longue (un mètre), de manière à mieux mettre en évidence les phénomènes de temps de propagation et l'effet de réflexions.

La construction d'une ligne imprimée rectiligne d'une telle longueur est extrêmement délicate et... encombrante.

Aussi avons-nous adopté la configuration imaginée par J.P. Ocklind et E. Holmqvist de l'Institut Royal de Technologie, à Stockholm (bibl. 16).

Elle consiste à disposer le microruban en grecque (imprimé sur une plaque en verre époxy double face) de

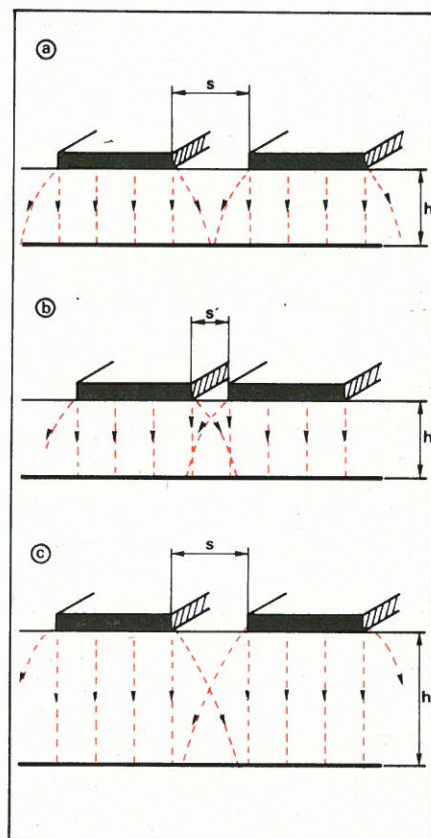


Fig. 19. - Le couplage capacitif entre deux lignes à microruban dépend de la distance s entre rubans voisins, et du rapport w/h .

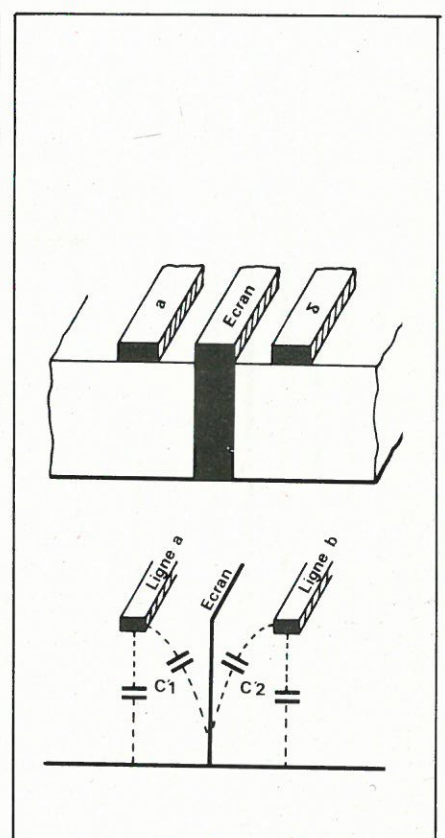


Fig. 20. - Un écran électrostatique entre deux microrubans diminue le couplage capacitif.

ϵ_r	$\epsilon_{r \text{ eff}}$		Z_0		
	Kaup	Schneider	Kaup	Schneider	Wheeler
4	2,57	2,8638	91,27 Ω	90,82 Ω	91,38 Ω
5	3,045	3,485	83,85 Ω	82,33 Ω	82,9 Ω

manière à former une ligne repliée. On peut évidemment craindre des couplages entre conducteurs parallèles d'une même grecque. Pour éviter ce phénomène, la distance s entre deux conducteurs est prise au moins égale à trois à quatre fois la largeur w du ruban imprimé (fig. 22).

Ceci conduit à la ligne repliée de la figure 23 réalisée sur support époxy double face de 1,6 mm d'épaisseur, couche de cuivre de 35 mm.

Elle se caractérise par les paramètres suivants: longueur totale: un mètre,

$$\frac{w}{h} = \frac{1}{1,6} = 0,625$$

$$\delta_{Cu} = 0,035 \text{ mm}$$

$$\frac{s}{w} = 3 \text{ (le couplage entre conducteurs « repliés » est quasi nul)}$$

La permittivité relative ϵ_r du verre époxy étant comprise entre 4 et 5, les courbes de la figure 8 donnent, pour $w/h = 0,625$ une impédance caracté-

ristique d'environ 82 Ω ($\epsilon_r =$) à Ω ($\epsilon_2 =$)

Un potentiomètre miniature à couche métallique de 1 k Ω termine la ligne.

Le tableau ci-dessus résume les valeurs calculées en appliquant les formules 12 à 17.

Mesure de l'impédance caractéristique

A l'entrée de la ligne à microruban (fig. 23) nous appliquons, via un câble coaxial 50 Ω et un raccord en T, des impulsions caractérisées par les paramètres suivants:

Amplitude: 2 V
Période de répétition: 80 ns
Durée des impulsions: 20 ns
Temps de montée = temps de descente: 6 ns.

Le signal à l'entrée de la ligne est visualisé sur un oscilloscope à échantillonnage (entrée 50 Ω), le raccorde-

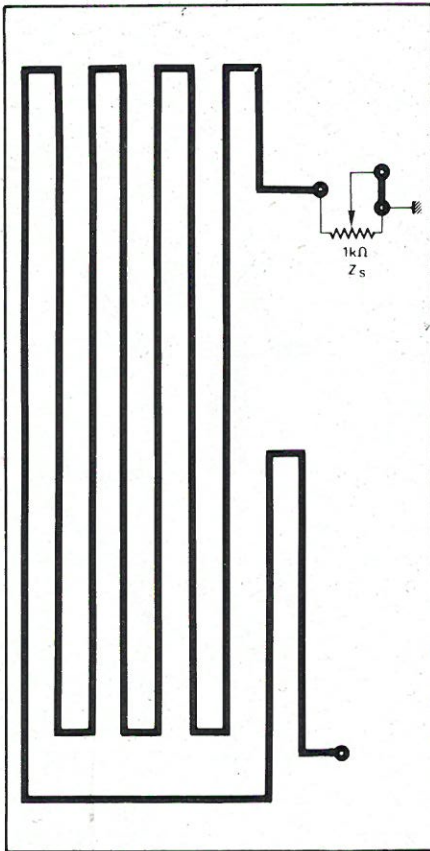


Fig. 23. – Vue de dessus de la ligne repliée de longueur égale à un mètre, avec résistance de terminaison ajustable, ayant servi aux essais.

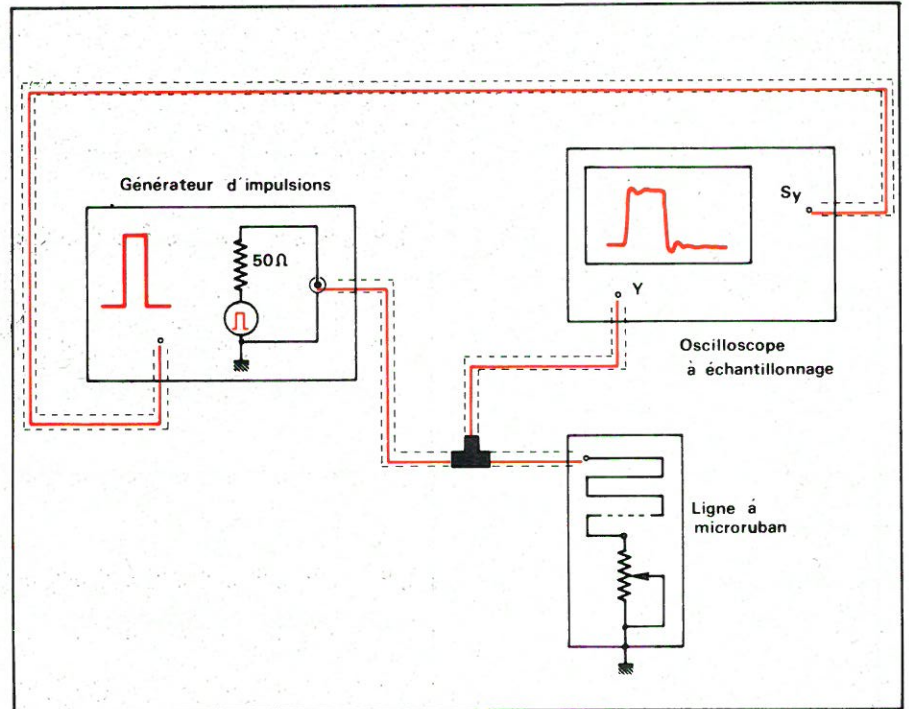


Fig. 26. – Montage de mesure ayant permis d'obtenir les oscillogrammes des photos 24 et 25.

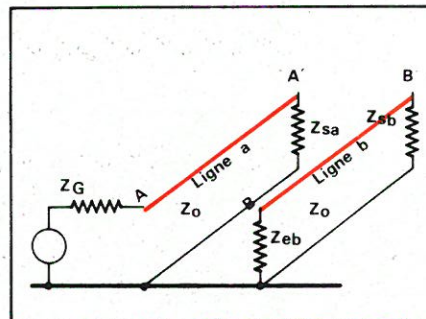


Fig. 21. – La diaphonie entre lignes couplées dépend des impédances de bouclage de la ligne perturbée et de la charge de la ligne perturbatrice.

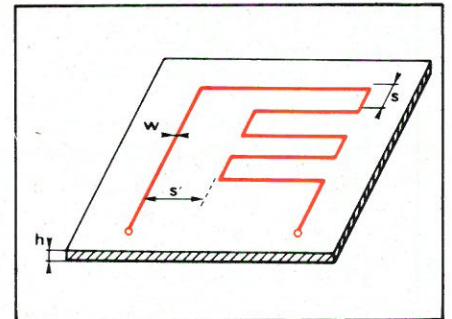


Fig. 22. – La configuration d'une ligne à microruban repliée en grecques.

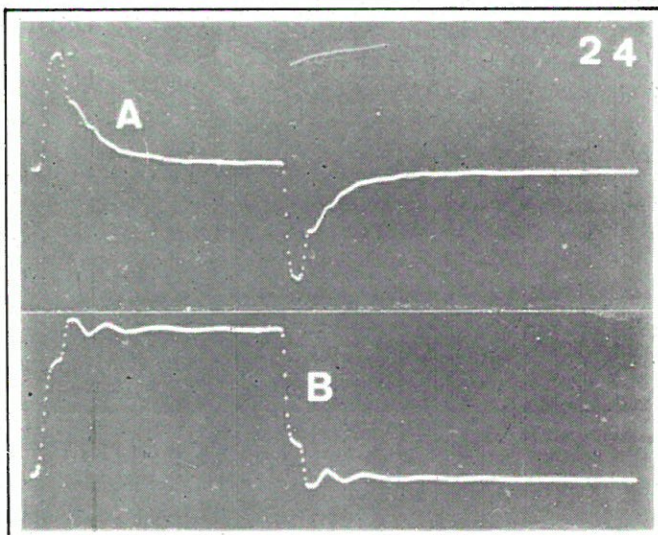


Fig. 24. – Oscillogramme A : tension mesurée à l'entrée de la ligne à microruban de la fig. 23, pour $Z_s = 1 \text{ k}\Omega$ – la distance entre les deux transitions $\approx 20 \text{ ns}$ – Mesure faite sur oscilloscope à échantillonnage. Oscillogramme B : idem, pour $Z_s = 0$ (ligne court-circuitée).

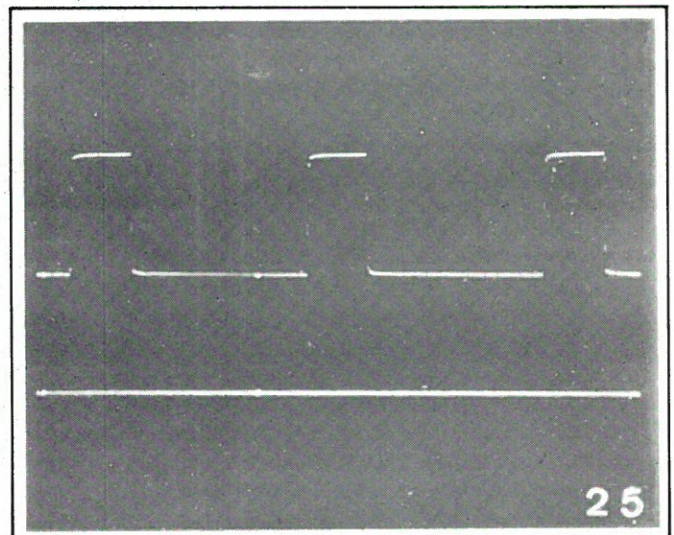


Fig. 25. – La tension d'entrée de la ligne a l'aspect d'impulsions non déformées lorsque $Z_s = 90 \Omega = Z_0$.

ment étant réalisé à l'aide d'un second câble coaxial (montage de la figure 26).

Le signal de sortie auxiliaire du générateur d'impulsions synchronise l'oscilloscope)

– Le potentiomètre Z_s étant au maximum de résistance (1000Ω), la ligne est pratiquement ouverte à son extrémité. On obtient alors l'oscillogramme A de la photo 24. On remarque la déformation importante de l'impulsion sur ses flancs de montée et de descente, résultat de la réflexion quasi totale à l'extrémité ouverte, combinée avec la réflexion partielle à l'entrée, sur la résistance de source équivalente de 25Ω (mise en parallèle de l'impédance interne de sortie du générateur – 50Ω – et de la résistance d'entrée – 50Ω – de l'oscilloscope à échantillonnage).

– Le potentiomètre de charge étant au minimum ($Z_s = 0$), il y a réflexion totale avec changement de signe à l'extrémité en court-circuit, ce qui donne l'oscillogramme B de la photo 24. (L'écartement en temps entre deux crêtes d'ondulation correspond à un trajet aller-retour de l'onde, soit 2×1 mètre. Nous reviendrons plus tard sur cet aspect).

– En réglant le potentiomètre de manière à obtenir des impulsions exemptes d'ondulations de réflexion (fig. 25), la ligne est adaptée; il n'y a plus de réflexion sur la charge qui est alors égale à l'impédance caractéristique de la ligne. Nous mesurons dans ce cas $Z_s = 90 \Omega = Z_0$, valeur concordant fort bien avec les prévisions théoriques.

Dans la seconde partie de cette étude, nous traiterons plus en détail des phénomènes de réflexion et de diaphonie sur lignes à microruban.

Jos DE NEEF

Chargé de Cours à l'Institut
Supérieur Industriel de l'Etat
Bruxelles

Bibliographie

1. H.A. Wheeler : « Transmission line properties of a strip on a dielectric sheet on a plane » (I.E.E.E. Transactions on Microwaves, Theory Techniques, M.T.T. – 25, n° 8, pp. 631-647, Aug. 1977).

2. M.V. Schneider : « Microstrip Lines for microwave integrated Circuits » (The Bell Systems Technical Journal, May-June, 1969).

3. O. Zinke et H. Brunswig : « Lehrbuch der Hochfrequenztechnik, I » (Springer Verlag – Berlin, 1973).

4. R.N. Ghose : « Microwave Circuit Theory and Analysis » (Mc Graw-Hill Book Co. Inc – London, 1963).

5. J.-P. Vabre : « Electronique des Impulsions », Tomes II et IV (fascicules 1 et 2) – Ed. Masson et Cie, Paris, 1972.

6. H.R. Kaup : « Characteristics of Microstrip Transmission Lines », I.E.E.E. Trans. on Computers, April 1967).

7. K.P. Schwan : « Take the Guesswork out of thick Microstrip K » (Microwaves, Déc. 1977, pp. 184-185).

8. I.J. Bahl et D.K. Trivedi : « A Designer's Guide to Microstrip » (Microwaves, n° 5, pp. 174-182, May 1977).

9. I.J. Bahl : « Use exact Methods for Microstrip Design » (Microwaves, Dec. 1978, pp. 61-62).

10. A. Leszla : « Application de la technologie microstrip et de l'abaque de Smith à la réalisation d'un amplificateur UHF (Electronique Applications, n° 3, pp. 121-129).

11. Edwards et Owen : « 2-18 GHz Dispersion Measurements on 10-100 ohms Microstrip Lines on Sapphire » (I.E.E.E. Trans. on Microwaves Theory and Techniques, Vol. MTT – 24, pp. 506-513, Aug. 1976).

12. M.W. Medley, Jr : « Calculate Dispersive Microstrip Line Width in Minutes (Microwaves, July 1978, pp. 66).

13. D. Schulz : « Microstrip Z_0 and velocity factor vs. width-to-height (w/h) ratio » (Electronic Design, n° 6, March 15, 1974, pp. 111-112).

14. A.E. Hayes : « HP-67 aids the design of microstrip, strip-line elements » (Electronics, Jan. 19, 1978, pp. 127-128).

15. T.G. Bryant et J.A. Waiss : « Parameters of Microstrip Transmission Lines and of Coupled Pairs of Microstrip-Lines » (I.E.E.E. Trans. on Microwaves Theory and Technique, MTT, 16, pp. 1021-1027 – Dec. 1966).

Presse technique étrangère

Avertisseur électronique de courrier

Des avertisseurs de tous genres sont imaginés par les électroniciens. Ainsi, dans **ELO n° 4-1979**, il est proposé par **B. KLOSSE** un montage simple permettant à l'utilisateur d'être averti d'une manière quelconque, de l'introduction d'une lettre dans la boîte destinée à cet emploi. Le schéma de cet avertisseur est donné à la **figure 1**.

Une lampe d'éclairage **L**, allumée en permanence, éclaire une photorésistance **R₂**.

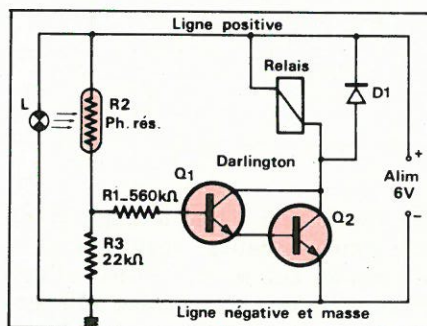


Fig. 1

Supposons qu'une lettre soit introduite par le facteur dans la boîte à lettres. Celle-ci est agencée de telle façon que la lettre se placera entre la lampe **L** et la photorésistance. Il en résultera l'interception des rayons lumineux tombant sur **R₂**. Sa résistance deviendra alors élevée et la tension sur la base de **Q₁**, très faible. Il en sera de même des courants des collecteurs des deux transistors et le relais passera à l'état de repos. Dans ces conditions, il suffira que le système de contacts du relais soit tel que l'alarme se déclenche lorsque **REL** est en position repos.

Voici des détails sur les composants : lampe de 6 V genre lampe auto, puissante de quelques watts ; photorésistance **R₂** LDR 07 ou tout autre ; relais de 6 V ; **D₁**, diode au silicium par exemple la 1N904 ; **Q₁** un transistor NPN de type universel comme BC107, BC184 ; **Q₂**, un transistor 2N1613 ou équivalent, NPN également.

Générateur de signaux rampe

Dans **Electronic engineering vol 51 n° 617**, on publie sous la signature de **N.B. Pritchard**, une communication

concernant un générateur de signaux en forme de rampe, comme ceux de la **figure 2** avec possibilité de faire varier la partie horizontale de la courbe, correspondant à **t₂**.

A la **figure 3**, on donne le schéma de l'appareil. En premier lieu, à gauche, sur le schéma, on trouve le circuit intégré 555 servant de générateur. Ce circuit est monté en multivibrateur astable, oscillant librement. Les composants qui déterminent la fréquence **F_{in}** sont **R_A** montée entre le point 7 et la ligne positive, **R_B** connecté entre les points terminaux 6 et 7, et le condensateur de temporisation **C** de 10 nF, monté entre la masse et les points 2 et 6 réunis.

Un condensateur de 10 nF (valeur non critique) relie le point 5 à la masse. La sortie du signal, de forme rectangulaire, est au point 3. Le signal de sortie est transmis à une des entrées d'un élément NAND. On pourra calculer la fréquence du signal à l'aide de la formule,

$$f_{in} = \frac{1}{T} = \frac{1,44}{(R_A + 2 R_B) C} \quad (1)$$

En se référant à nouveau à la **figure 5**, indiquons que le temps **t₁-t₂** pourra se déterminer à l'aide de la relation,

$$t_1 - t_2 = 256 T = 256 / f_{in} \quad (2)$$

et la valeur du palier horizontal est donnée par,

$$t_2 = 0,69 R_1 C_1 \quad (3)$$

Repartons du point 3 du 555. Le signal de sortie du 7400 NAND conserve sa fréquence et est transmis au point 4 du CI ZN 425E, un convertisseur DA à huit bits (DA = digital/analogique).

Ce CI génère un signal rampe à 256 échelons. Ce signal est obtenu à la

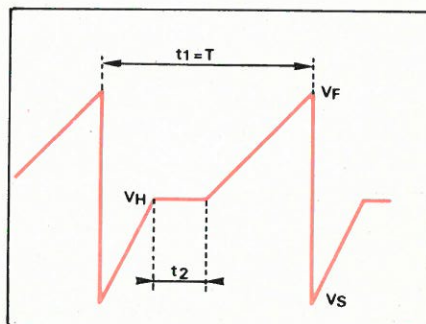


Fig. 2

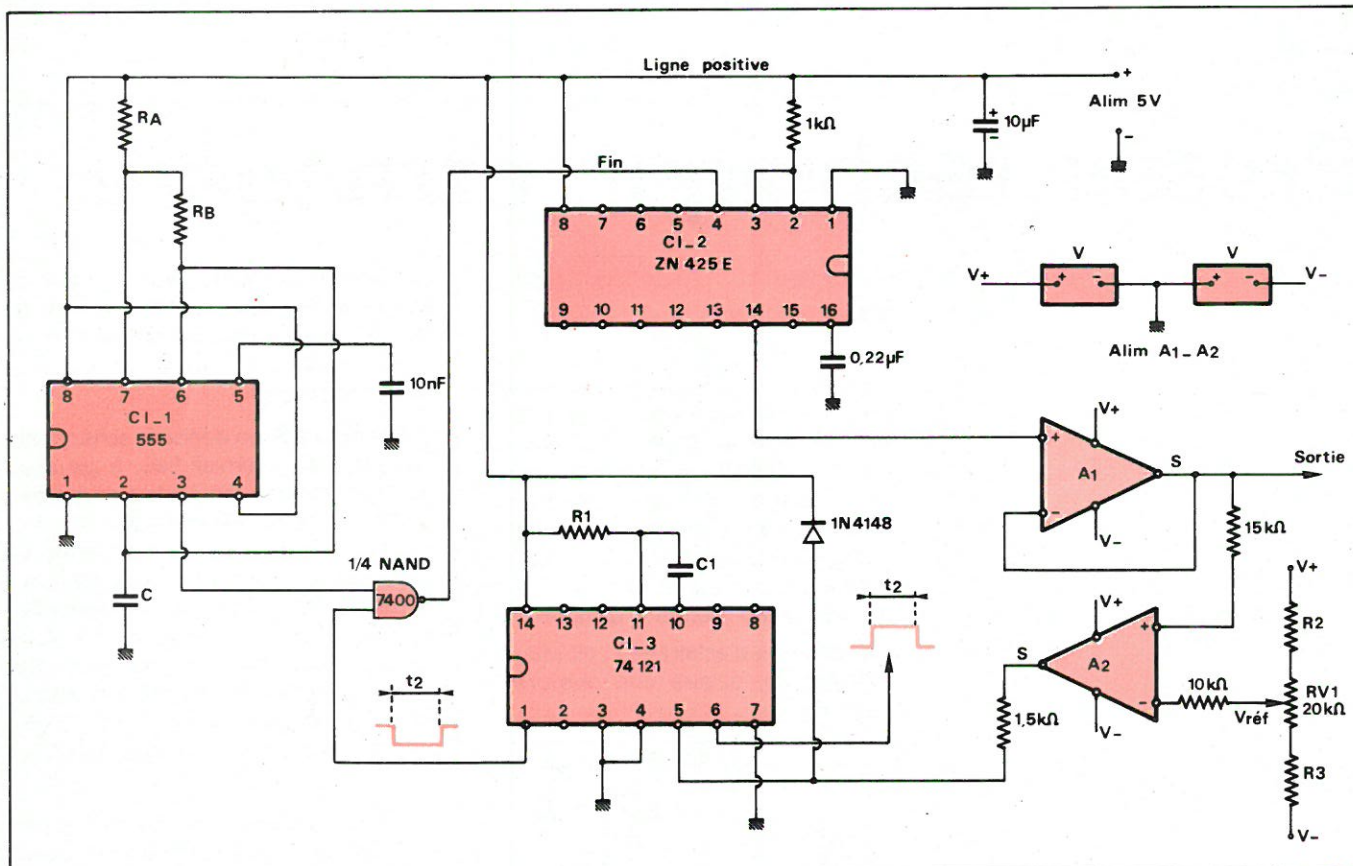


Fig. 3

broche (ou point terminal) 14 d'où il est transmis à l'amplificateur tampon A₁, à l'entrée marquée +, c'est-à-dire l'entrée noninverseuse.

La sortie fournit le signal de la figure 2, dont la forme a été obtenue grâce, également, à CI-3 et A₂. Le signal de sortie est transmis, par une résistance de 15 kΩ à un autre amplificateur opérationnel A₂, identique au premier. Dans cette partie, le signal peut être réglé en agissant sur VR1 de 20 kΩ monté entre R₂ et R₃.

Indiquons que A₁ et A₂ doivent être connectés à une alimentation double $\pm V$ avec masse au point de réunion des deux sources montées en série.

La valeur de V dépend de l'amplitude requise pour le signal de sortie. En général V peut être comprise entre 5 V et 15 V, donc 10 V et 30 V au total avec prise médiane à la masse. De la sortie de A₂, le signal est transmis par la résistance de 1,5 kΩ, au point 6 de CI-3.

Ce circuit intégré est un 74121, un multivibrateur monostable. Sur A₂, le signal rampe est comparé à celui provenant du curseur du potentiomètre VR1.

Lorsque la tension de la rampe dépasse celle du curseur de VR1, le signal sortant de A₂ est de niveau haut et déclenche le monostable 74121. Ce CI produit une impulsion de sortie de durée t_2 comme indiqué à la figure 2

au point 1 de CI-3. Il s'agit d'une impulsion négative appliquée à la deuxième entrée du NAND. Cette impulsion bloque l'oscillateur 555 pendant une durée t_2 . On pourra obtenir des impulsions à la broche 6 de CI-3.

Adopter pour A₁ et A₂ deux 741 ou 1747 (qui contient deux AOP) ou un 4558.

Le condensateur C₁ doit être au tantale. Certaines valeurs des composants ne sont pas indiquées dans l'article original.

Un VFO de haute stabilité

Ce VFO est un oscillateur stable pouvant servir en réception, en émission et pour des mesures de fréquences, de bobinages et même de capacités.

Celui proposé par A. Rocca, dans *Sperimentare* de décembre 1978, est de haute stabilité, qualité requise pour tout oscillateur de bonne qualité. Cet appareil est aussi extrêmement simple et peu onéreux. En raison de sa simplicité il ne doit pas être difficile à construire et à mettre au point. Le schéma de ce VFO est donné à la figure 4. Il est conçu pour fonctionner sur les bandes centrées sur les fréquences suivantes: 3,5 MHz, 7 MHz, 15 MHz, 28 MHz, 50 MHz, 100 MHz, 140 MHz.

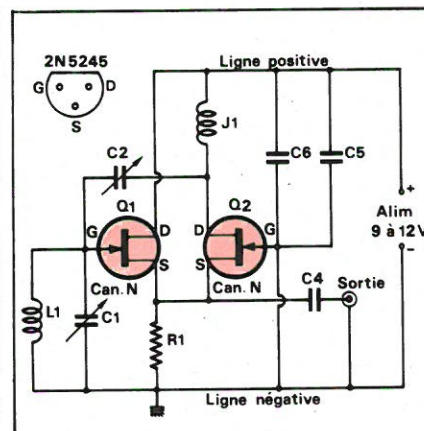


Fig. 4

L'examen du schéma permet de voir qu'il s'agit d'un oscillateur à deux transistors à effet de champ Q₁ et Q₂, tous deux canal N. Ce montage ressemble bien à celui à lampes de l'époque héroïque. On obtient l'oscillation par deux couplages :

(a) couplage cathodique par la résistance R₁ reliant les deux sources S, à la ligne de masse,

(b) couplage entre le drain D de Q₂ avec la grille G de Q₁ par la capacité C₂ variable + C₂ fixe. Ce couplage peut être réglé grâce à C₂.

L'accord sur la fréquence désirée est effectué en réglant C₁ qui shunte la bobine L₁.

Dans le circuit de drain de Q₂, on trouve une bobine d'arrêt J₁ dont la valeur est élevée par rapport à celle de

L₁. La grille de Q₂ est polarisée au potentiel de la masse à travers la bobine d'accord L₁.

Celle de Q₂ est reliée directement à la masse, tandis que le drain de Q₁ est relié directement à la ligne positive. On peut donc dire que Q₁ est monté en drain commun et que Q₂ est monté en grille commune.

Deux condensateurs de découplage sont montés entre les deux lignes d'alimentation. Cette dernière peut être choisie entre 9 et 12 V. Voici d'abord les valeurs des éléments du montage qui sont les mêmes pour toutes les gammes :

C₄ = 1000 pF céramique, valeur non critique,

C₅ = 3300 pF céramique (ou 4700 pF),

C₆ = 33 nF (ou 47 nF) sur film plastique,

R₁ = 470 Ω, 0,5 W, 10 %,

Q₁ = 2N5245 ou BFW 10 ou BFW 11 ou 2N3819,

Q₂ = mêmes modèles que Q₁.

Les valeurs des éléments non indiqués ci-dessus peuvent changer d'une bande à l'autre. Voici ces valeurs pour les diverses bandes.

Bande 3,5 MHz : L₁ = 50 μH, C₁ = 100 pF, J₁ = 1 mH, C₂ = 30 pF, C₃ = 18 pF.

Bande 7 MHz : L₁ = 16 μH, C₁ = 50 pF, J₁ = 500 μH, C₂ = 30 pF, C₃ = 15 pF.

Bande 15 MHz : L₁ = 5 μH, C₁ = 30 pF, J₁ = 100 μH, C₂ = 30 pF, C₃ = 12 pF.

Bande 28 MHz : L₁ = 2,5 μH, C₁ = 30 pF, J₁ = 50 μH, C₂ = 25 pF, C₃ = 12 pF.

Bande 50 MHz : L₁ = 3 spires fil de 1 mm de diamètre, espacement 1 mm sur support de 10 mm de diamètre avec noyau de ferrite; C₁ = 30 pF, J₁ = 50 μH, C₂ = 22 pF, C₃ = 12 pF.

Bande 100 MHz : L₁ = 3 spires fil argenté, 1 mm de diamètre, espacement 1 mm, diamètre du tube 9 mm, C₁ = 30 pF, C₂ = 20 pF, C₃ = 12 pF, J₁ = 50 μH.

Bande 140 MHz : mêmes valeurs que celles de la bande 100 MHz sauf : L₁ = deux spires, C₁ = 20 pF maximum.

En raison de la progression assez lente des fréquences centrales des bandes, il est assez facile de trouver les valeurs des composants L et C pour des bandes intermédiaires, ou plus basses ou plus hautes.

Pour C₁ et C₂, les valeurs indiquées sont des maxima. Les minima des capacités de ces deux condensateurs variables dépendent de leur construction. Tous les procédés classiques

d'étalonnage peuvent être utilisés avec ce VFO en prenant comme fréquence de comparaison, celle d'un émetteur ou celle d'un générateur étalonné. On pourra aussi se servir des harmoniques.

Bien entendu, la mise au point sur des bandes déterminées, peut nécessiter des retouches, principalement des bobinages. Lorsqu'une bobine est à spires espacées, sa valeur peut être augmentée en diminuant le pas et au contraire, sa valeur sera diminuée en augmentant le pas.

En ce qui concerne les bobines à fil de 1 mm, sans noyau de ferrite, il est inutile de les monter sur tube. Les bobines d'accord L₁ dont on donne les valeurs en microhenrys, peuvent être achetées dans le commerce. Certaines sont montées sur mandrin avec noyau de ferrite, permettant de régler leur coefficient de self-induction.

Sur le schéma, le brochage des transistors Q₁ et Q₂ du type 2N5245 est indiqué, vu de dessous, donc avec la partie plate du boîtier vers le haut, la grille à gauche, le drain à droite et la source en bas. Précisons que C₁ est un condensateur variable à air, tandis que C₂ est ajustable. En ce qui concerne le passage d'une bande à l'autre, il n'est pas commode d'effectuer des commutations. La meilleure solution est de monter autant de platines qu'il y a de bandes, qui se connecteront toutes à la batterie de 9 à 12 V.

Dans la plupart des cas, on n'aura besoin que d'une seule bande, surtout s'il s'agit d'émission.

Limiteur de parasites sur magnétophone

Dans ETI de février 1979 (vol 8 n° 2), nous avons lu avec intérêt un article non signé, concernant un limiteur de parasites dans un appareil de reproduction à bande magnétique, c'est-à-dire un magnétophone ou une

cassette, monophonique ou stéréophonique.

Le schéma de l'un des canaux est donné à la **figure 5**. Ce montage doit s'intercaler entre la sortie du préamplificateur de lecture de l'appareil et l'amplificateur de puissance, intérieur ou extérieur à l'enregistreur. Il est facile de voir que, entre l'entrée et la sortie de ce limiteur, on a disposé un filtre passe-bas composé de R₄ dans le bras horizontal et C₄ en série avec R₆ shuntée par le transistor à effet de champ Q₂ canal N.

Considérons aussi la **figure 6** qui permet de mieux saisir le principe de fonctionnement de ce dispositif anti-parasite. On peut constater que de l'entrée à la sortie, le limiteur transmet les signaux à toutes les fréquences sans atténuation tant que le signal d'entrée est au-dessus d'un certain niveau minimum et si RV est très grande, C₄ est sans effet.

Si l'amplitude du signal dépasse le minimum fixé, il y a atténuation progressive à partir de la fréquence de 1 kHz. Le maximum d'atténuation est obtenu à 10 kHz et au-dessus. Il est approximativement de 10 dB à 10 kHz.

Revenons maintenant au schéma de la **figure 5**.

Dans le filtre passe-bas considéré, Q₂ est monté en résistance variable (VCR) commandée par une tension. Celle-ci est appliquée à la grille de Q₂ et la résistance variable apparaît entre le drain et la source. La tension de commande est continue. Elle est obtenue de la manière indiquée ci-après.

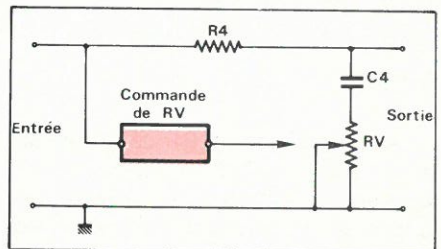


Fig. 6

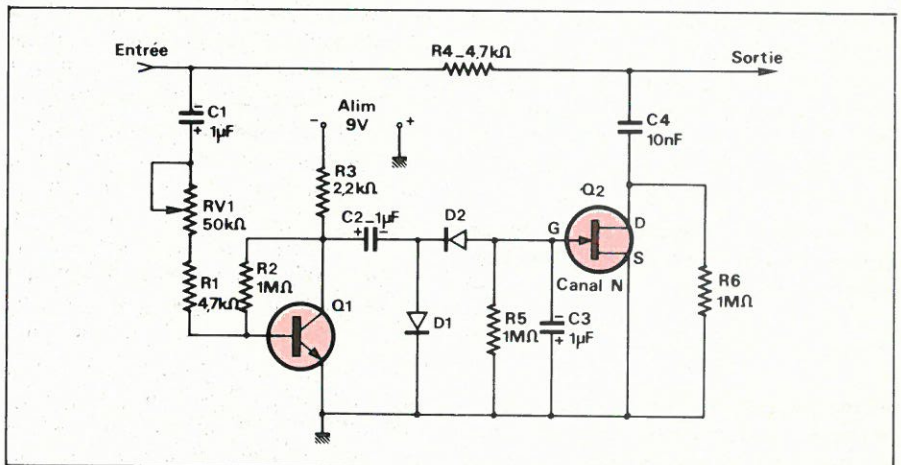


Fig. 5

Le signal d'entrée est transmis par C_1 de $1 \mu F$, $RV1$ de $50 k\Omega$ et R_1 de $4,7 k\Omega$ à la base de Q_1 monté en émetteur commun. De ce fait, Q_2 amplifie le signal BF reçu et le signal amplifié apparaît sur le collecteur, aux bornes de R_3 de $2,2 k\Omega$.

Du collecteur, le signal BF est transmis par C_2 de $1 \mu F$ au système redresseur D_1 , D_2 , les diodes étant des 1N914. Le signal continu, filtré par C_3 de $1 \mu F$ est alors appliqué sous forme de tension à la grille de Q_2 .

Il est évident, vu l'orientation de D_1 et D_2 , que la polarisation de la grille de Q_2 est négative. Donc, plus le signal reçu est fort, plus la grille G du transistor à effet de champ, sera négative, donc la résistance drain-source, élevée. Il en est de même de la résistance résultante R_i .

D'autre part on sait que plus la fréquence est élevée, plus la réactance de C_4 est faible

$$X_C = \frac{1}{2 \pi f C_4}$$

Le niveau minimum d'action de la tension BF d'entrée est réglable avec $RV1$.

Si ce signal devient plus faible, la grille de Q_2 sera faiblement polarisée et R_i sera moins élevée, donc le signal d'entrée sera atténué et cela d'autant plus que la fréquence sera élevée. L'effet anti-parasite ne se manifestera par conséquent que pour un signal faible, pour lequel il y aura atténuation aux fréquences élevées.

Plus de puissance avec des amplificateurs en pont

Les amplificateurs BF où le dernier étage est composé de deux circuits intégrés, montés en pont, de sorte que la charge R_L soit branchée entre les deux sorties, sont bien connus de nos lecteurs.

Dans *Planar News* vol 3 n° 12 (avril 1979) édité par SGS-ATES, nous avons trouvé une courte étude sur ce genre d'amplificateurs. Avec deux amplificateurs, on peut effectuer le couplage des sorties pour obtenir une plus grande puissance.

Considérons d'abord un montage conventionnel. Le maximum de la puissance fournie est :

$$P_o \max = \frac{(V_s - 2 V_{CE \text{ sat}})^2}{8 R_L} \quad (1)$$

R_L est la charge et doit être considérée comme une donnée du montage, tandis que V_{sat} est une donnée du semi-conducteur. Pour augmenter la puis-

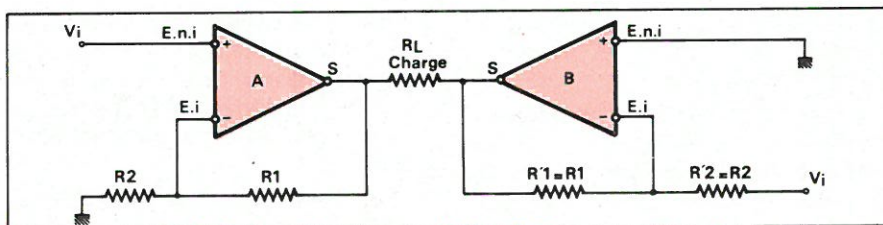


Fig. 7

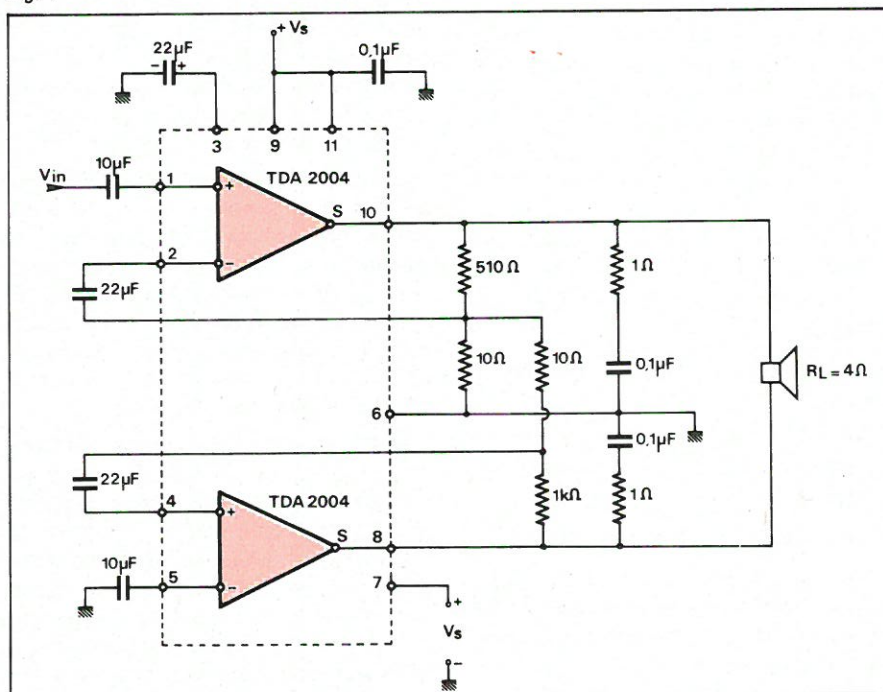


Fig. 8

sance, il faut dans ces conditions, augmenter V_s .

Si toutefois, on augmente V_s jusqu'à son maximum, un problème se pose au sujet des possibilités du dispositif R_L , car le courant I de sortie dépend de R_L . On a,

$$I_{\max} = \frac{0,5 V_s - V_{sat}}{R_L} \quad (2)$$

On voit que $I_{\max}$ dépend aussi de V_s . Il sera toutefois possible de trouver un compromis entre le courant $I_{\max}$ et la tension utile V_{max} , ce qui conduira à une valeur limite de P_o .

A la figure 7, on donne le schéma de base de l'amplificateur en pont.

Le signal de tension V_i est appliqué en même temps à l'entrée non inverseuse de l'amplificateur A et à l'entrée inverseuse de l'amplificateur B. La charge L reçoit par conséquent deux fois le même signal mais en opposition de phase. On a alors,

$$I_{\max} = \frac{V_s - 2 V_{CE \text{ sat}}}{R_L} \quad (3)$$

ce qui conduit à la valeur de la puissance de sortie qui est,

$$P_o = \frac{R_L I_{\max}^2}{2} \quad (4)$$

Des deux formules, on tire,

$$P_o = \frac{(V_s - 2 V_{CE \text{ sat}})^2}{2 R_L}$$

On supposera que la charge du montage en pont est le double d'une charge d'un montage habituel. Dans ce cas, la puissance maximum du montage en pont sera sensiblement le double de celle du montage normal.

Pour la réalisation pratique du montage en pont, il est nécessaire de disposer de circuits semi-conducteurs spécialement étudiés pour permettre d'obtenir le maximum de puissance. Les paramètres de ces circuits devront être favorables en ce qui concerne le souffle, la distorsion. On a pu obtenir 2/5 du rapport S/N (signal à souffle) normal et une distorsion de 3/2 K (ou K = distorsion). De plus il est nécessaire aussi qu'il y ait une protection contre les courts-circuits.

Voici à titre d'exemple d'applications à la figure 8 un amplificateur utilisant deux TDA 2004 SGS-ATES.

Cet amplificateur peut donner 10 W par canal avec une charge aussi faible que $1,5 \Omega$ et en montage en pont, 20 W par canal, en classe B, avec $V_s = 14 V$.

Ce CI est fourni en boîtier Multiwatt qui facilite le montage du dissipateur de chaleur.

Toutes les protections sont assurées avec ce montage qui donne également un faible souffle et une faible distorsion.

F. Juster



Le but de cet article n'est pas de faire des comparaisons et évaluations des deux techniques de logique câblée et programmée mais de décrire quelques exemples simples et opérationnels de systèmes séquentiels gérés par un micro-ordinateur.

Que sera le micro-ordinateur élémentaire ? C'est un micro-processeur, de la mémoire et un dispositif d'entrée-sortie pour dialoguer avec l'extérieur.

Gestion d'automatismes par microprocesseur

Le microprocesseur est capable d'exécuter des opérations arithmétiques et logiques (et, ou, ou exclusif, etc.) de compter et décompter, de faire des décalages de bit à droite ou à gauche, de stocker des informations, de générer des impulsions, etc. Il est donc évident que tout système en logique câblée pourra être remplacé par son homologue en logique programmée.

Dans la première solution, on utilisera des fonctions en boîtiers supportées et interconnectées par une carte imprimée. Le produit est figé.

Dans la seconde, le processus est géré par un programme stocké dans une mémoire. C'est à ce niveau qu'apparaît une des principales différences entre les deux techniques : si l'on souhaite modifier ou étendre le système, dans la solution câblée, il faudra pratiquement reprendre le système, dans la solution câblée, il faudra pratiquement reprendre les cartes imprimées qui se prêtent mal aux modifications.

Dans la solution programmée, seule la partie logiciel sera affectée. Il suffira de changer les mémoires ou d'en modifier le contenu. Il est certain que cette solution ne sera retenue que lorsque le système sera d'une certaine complexité, au moins quelques dizaines de fonctions élémentaires par exemple.

Dernier critère à retenir au moment du choix : le micro-processeur est encore relativement lent, aussi cette solution est-elle à bannir de tout projet où la vitesse est un critère important.

Dans tout ce qui suit, il faudra prendre le terme « automatisme » dans son contexte le plus large de logique séquentielle en faisant totalement abstraction de la nature du processus commandé.

Avec cette optique, l'utilisation pourra être aussi bien le traitement de tous les problèmes du type « automatisme » industriel : commande de

machine-outil, système de tri, contrôle d'un péage d'autoroute, régulation de la température d'un four, test automatique de composants en sous-ensembles électroniques, etc. que d'autres à caractère plus artistique : exécution d'une partition de musique synthétique, commande d'éclairages de théâtre, gestion d'un complexe son et lumière, etc. et aussi plus prosaïque-

ment une balance automatique, machine à laver, gestion d'une cuisine électrique, d'une soirée télévision avec changement automatique de chaîne à différentes heures.

Les applications en logique séquentielle se divisent en deux familles principales : asynchrone et synchrone.

– Type asynchrone : le changement de phase est commandé par une action extérieure. Exemple **fig. 1** : fermeture d'un contact de fin de course.

– Type synchrone : c'est une horloge extérieure qui gère la vie du processus (**fig. 2**).

Ces deux types peuvent aussi se combiner avec une commande par contact (asynchrone) et une temporisation par horloge (synchrone) par exemple.

Une solution évoluée sera d'associer des génératrices tachymétriques aux pièces en rotation et faire ainsi un véritable système de calcul analogique.

Les programmes

Chaque réalisation d'automatisme sera gérée par deux programmes :

– un programme général commun à toutes les applications. Nous l'appellerons par la suite tout simplement programme

– un programme particulier correspondant à chaque application. Ce sera le sous-programme.

Au moment de la mise au point de l'un ou l'autre des programmes, nous travaillerons sur des mémoires vives (RAM). Lorsqu'ils seront parfaitement définis, nous les figurons sur des mémoires mortes (ROM). A ce moment-là, dès la mise sous tension, l'ensemble est opérationnel. Pour changer de processus (sous-programme), il suffira de changer la ROM correspondante. Dans ce cas, la face avant de l'appareil peut ne comporter qu'un simple interrupteur de mise en route.

Structure générale

Le diagramme des phases (φ)

L'énoncé du problème étant partiellement défini, il sera concrétisé par le diagramme des états, manière schématique de concentrer le problème (**fig. 1 et 2**). Puis nous passerons au diagramme des phases avec la codification suivante, tous les nombres étant en hexadécimal (**fig. 3**) :

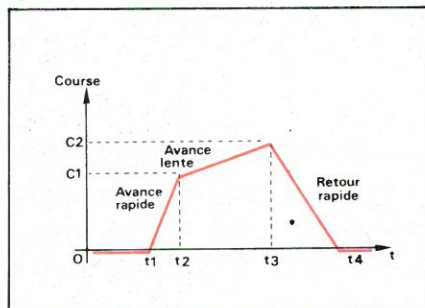


Fig. 1. - Machine-outil (type asynchrone) les temps t dépendent des courses C_1 , C_2 , etc.

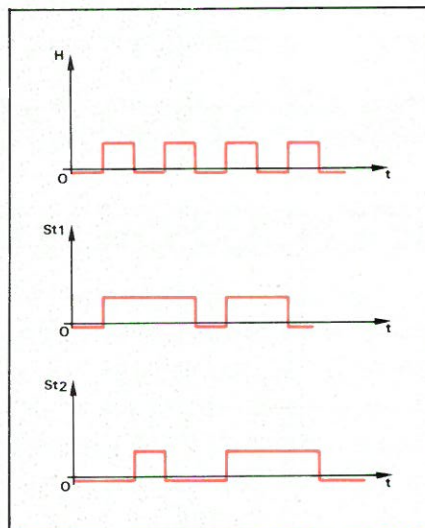


Fig. 2. - (type synchrone). Ici c'est l'horloge H qui gère les sorties St .

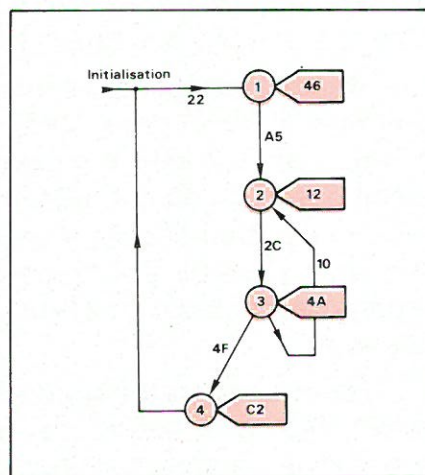


Fig. 3. - Exemple de diagramme des phases.

– une phase sera représentée par un cercle numéroté. Ces nombres sont en principe consécutifs, mais en réalité l'ordre peut être quelconque

– une condition de phase précédente : c'est tout simplement chaque fois une des phases précédentes possibles conformément au diagramme des phases. Par exemple **figure 3**, pour aller en 3 il faut absolument venir de 2, alors que rentrer en phase 2, la phase précédente acceptable peut-être 1 ou 3

– une condition d'entrée dans la phase : A5 pour rentrer en phase 2, 4 F pour la phase 4

– une condition de sortie : l'entrée

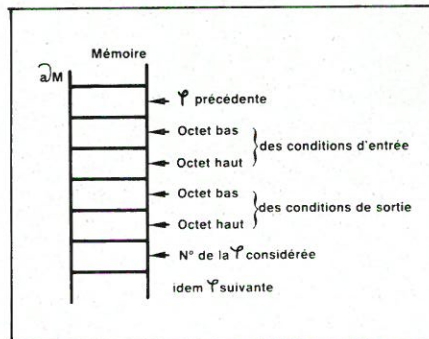


Fig. 4. - Conventions d'écriture.

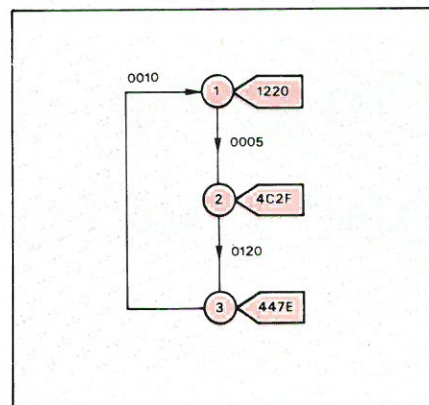


Fig. 5. - Exemple

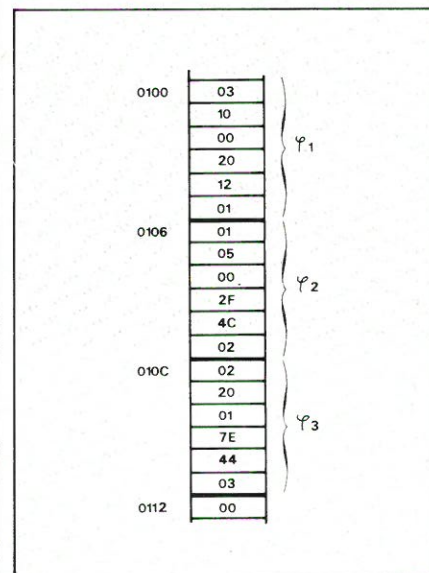


Fig. 6. - Description de l'exemple de la figure précédente.

dans une phase étant validée, après conformité de la phase précédente et de la condition d'entrée, la sortie correspondante placée dans l'étiquette s'exécute : 4A pour la phase 3, C2 pour la phase 4. Cette condition de sortie reste valable tant que le système ne rentre pas dans la phase suivante.

A la mise en route, l'initialisation impose forcément de rentrer en phase 1, alors que la suite des circuits peut être 1 - 2 - 3 - 4 - 1 - etc., ou 1 - 2 - 3 - 2 - 3 - 2 - 3 - 4 - 1 etc. les boucles sont effectuées autant de fois que nécessaire par un trajet ou par un autre en respectant le sens des flèches.

Ces conditions d'entrée et de sortie se retrouvent bien entendu dans le sous-programme correspondant.

Le sous-programme

Alors que le programme est unique et correspond à toutes sortes d'applications, le sous-programme est spécifique et propre à une fonction particulière. Ce dernier consiste en la description des différentes phases avec les conventions de la figure 4.

A titre d'exemple, le diagramme des phases de la figure 5 sera décrit tel que le représente la figure 6.

On retrouve bien dans les mémoires à partir de l'adresse 0100, toutes les informations correspondantes.

03 phase obligatoirement précédente à la phase 1

10 soit 0010 : condition d'entrée
00 en phase 1

20 1220 : condition de sortie
12 de la phase 1

01 numéro de la phase considérée et ainsi de suite jusqu'à la fin de la phase 3 où on trouve : 00. C'est le repère de fin de sous-programme à placer systématiquement à la fin de chacun d'eux. Arrivée en ce point, l'exploration recommence à l'adresse 0100-

Nota : Dans certains cas, il est possible de trouver des entrées dont l'état peut-être quelconque durant certaines phases. A ce moment, il suffit de prévoir un masque qui ne retiendra que les entrées intéressantes : par une opération du type « ET ».

Exemple :

Entrée : 1 1 0 0 1 0 1 0 (CA)

Masque : 0 1 0 0 1 0 0 0 (48)

Entrée masquée : 0 1 0 0 1 0 0 0 (48)

Seuls les bits 3 et 6 sont analysés, l'état des autres peut être quelconque.

Temporisation

Dans de nombreux cas, il est indispensable d'utiliser une temporisation. Le diagramme des phases correspondant à cette fonction sera tel qu'il est décrit en figure 7.

Les phases φ_n et φ_{n+1} sont indissociables et reliées par un chemin unique sans autre condition que la durée de temporisation.

L'écriture correspondant en mémoire sera celle de la figure 8.

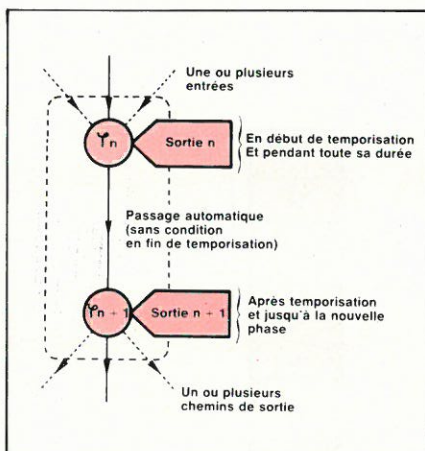


Fig. 7. - Temporisation : diagramme des phases.

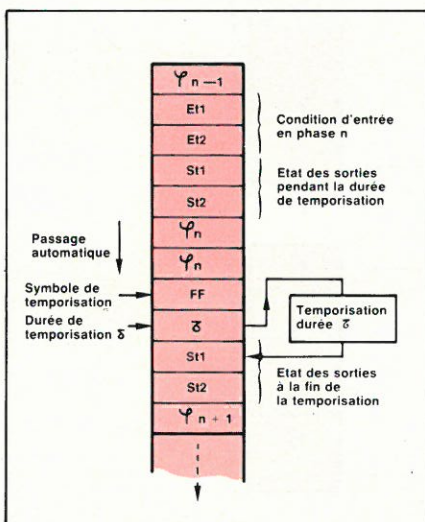


Fig. 8. - Temporisation : écriture en mémoire.

Principe de fonctionnement

Au lancement du programme, c'est la phase n° 1 qui est obligatoirement exécutée, les conditions (phase précédente et condition d'entrée) étant neutralisées. L'état de sortie est validé.

Instantanément, c'est la recherche de la phase suivante. Il faut être bien conscient des ordres de grandeur des déroulements. La machine est extrêmement rapide avec des exécutions d'instruction de l'ordre de quelques micro-secondes. Les différentes phases d'un sous-programme pourront durer en général depuis la fraction de seconde jusqu'à des minutes ou même des heures.

Donc, après l'acceptation de la phase n° 1, l'ordinateur recherche à l'adresse 0106 (fig. 6) si la phase précédente est correcte : réponse « oui », si les conditions d'entrée sont vérifiées, réponse en général « non », étant donné le faible laps de temps écoulé depuis le lancement du programme.

Saut en 010 C : condition de phase précédente : « non ».

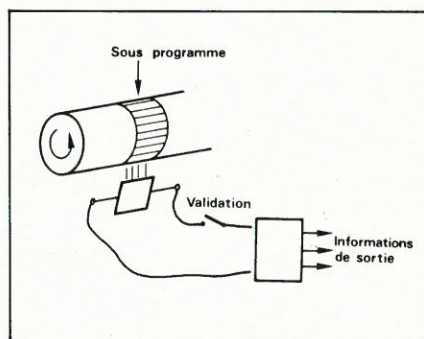


Fig. 9. - Représentation schématique du principe.

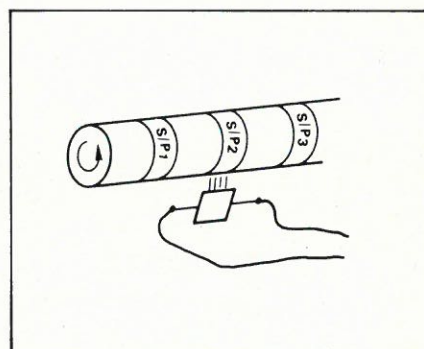


Fig. 10. - Version à plusieurs sous-programmes S/P.

Arrivée à l'adresse 0112, fin de sous-programme, retour en 0100, etc.

Avant que la phase n° 2 ne soit validée le cycle de recherche s'exécutera peut-être des centaines ou des milliers de fois ; c'est finalement l'acceptation de la phase n° 2 puis un nouveau temps de recherche, etc.

Une image assez conforme de ce fonctionnement serait celui du sous-programme des mémoires 0100 à 0112 formant une bande et fixées sur un cylindre tournant à grande vitesse (fig. 9). Un lecteur fixe devant lequel tournerait le sous-programme accepterait ou non les informations ainsi proposées.

Sur ce principe, et en fonction des ordres de grandeur des durées de recherches, nous pouvons penser tout naturellement à placer sur le cylindre non pas un mais plusieurs sous-programmes totalement indépendants les uns des autres (fig. 10).

Comme nous l'avons vu précédemment, il y a, pour le sous-programme 1, recherche de la nouvelle phase. A l'arrivée de l'indicateur 00, il y a translation du lecteur et la recherche s'effectue sur le sous-programme 2 avec ou sans résultat, puis sous le sous-programme 3, etc.

La seule précaution sera de ranger chaque fois la condition de phase précédente à un endroit convenable et de reprendre la nouvelle condition en rentrant dans le nouveau sous-programme.

Le processus de fonctionnement est alors celui de la figure 11.

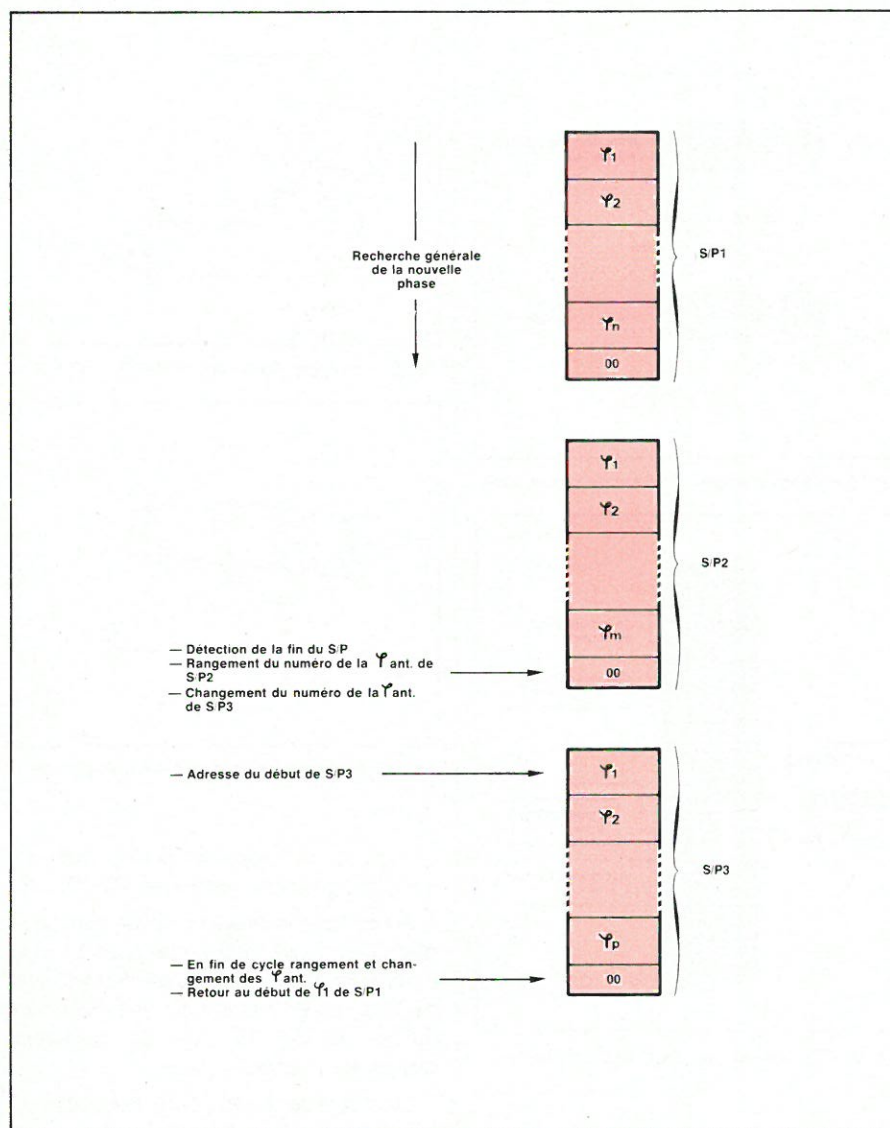


Fig. 11. - Organisation des mémoires dans le cas de plusieurs sous-programmes.

Programme de gestion de l'ensemble

L'organigramme est reproduit figure 12 et le programme commenté en figure 13.

Première application : asynchrone

Pour expérimenter le programme, nous avons automatisé une machine présentant les caractéristiques ci-dessous.

C'est un système à trois dimensions analogue à un mini-pont roulant ; les déplacements latéraux et transversaux sont assurés chacun par un moteur différent. Le déplacement vertical sera actionné par un vérin. S'il est excité, sa tige descend, sinon elle remonte.

A l'extrémité de sa tige est fixé un système du type venturi qui peut faire aspiration permettant ainsi de soulever et de déplacer de petits objets.

Les positions de la tige du vérin seront connues par cinq capteurs longitudinaux, trois transversaux et un pour le vérin. L'ensemble constitue donc un damier de $3 \times 5 = 15$ cases et permet d'étudier des tris ou des déplacements d'objets.

Description de l'expérimentation

Sur la figure 14 sont reproduits le circuit choisi pour le test du programme ainsi que les conventions adoptées.

Étude du circuit adopté

Début du premier cycle en $L = 1$ et $T = 2$

- Phase 1 - translation vers la droite : $LD = 1$
- 2 - temporisation - arrêt - aspiration : $AS = 1$ (3 secondes environ)
- 3 - vers l'arrière : $TAR = 1$
- 4 - vers la droite : $LD = 1$
- 5 - descente : $V = 1$
- 6 - montée
- 7 - vers l'avant : $TAV = 1$
- 8 - vers la gauche : $LG = 1$

- 9 - temporisation - arrêt - aspiration : $AS = 1$ (5 secondes environ)
- 10 (OA) vers la gauche : $LG = 1$
- 11 (OB) vers l'arrière : $TAR = 1$

Arrivé au point de départ, un nouveau cycle recommence automatiquement.

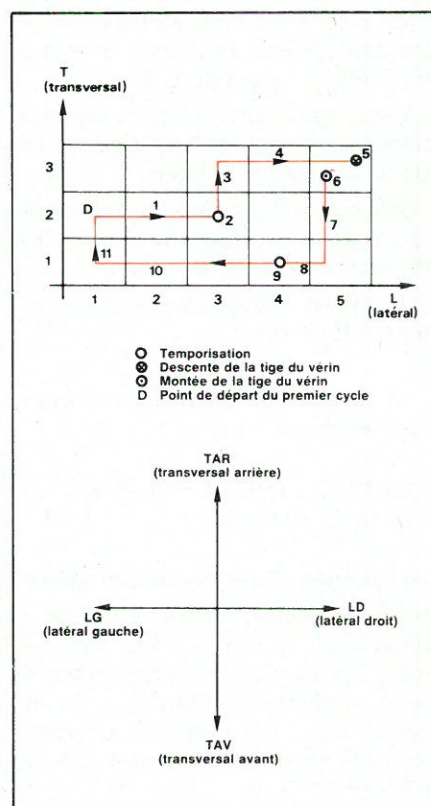


Fig. 14. - Conventions d'écriture.

Conventions d'entrées et de sorties

L'ordre est quelconque, il suffit de le respecter ensuite sur l'interface.

- Entrées :

avec : L1 à L5 capteurs de position longitudinaux

T1 à T3 capteurs de position transversaux

V0 vérin au repos (position haute)

V1 vérin au travail (position basse)

- Sorties :

Le second octet n'est pas utilisé car il n'y a que six sorties opérationnelles.

Tableau des entrées/sorties (fig. 15)

Il est rempli conformément aux conventions ci-dessus et d'après le cycle souhaité.

La temporisation, identique à celle décrite dans le n° 3 de la revue

Ⓐ	M	Label	Assembleur	Commentaires
00	21	L X I HL,0100	HL ← Ⓐ du sous-programme	
01	00			
02	01			
03	46	B1	MOV, B, M	B ← φ précédant la φ 1.
04	7E		MOV, A, M	A ← cette même φ pour initialiser au premier tour.
05	B8		CMP B	Compare les φ précédentes théoriques et réelles.
06	CA		JZ B4	Si coïncidence saut en B4.
07	1D			
08	00	B2	MVI D, 00	D ← 0
09	16			
0A	00		MVI E, 06	E ← 6
0B	1E			
0C	06			
0D	19		DAD DE	HL ← HL + DE saut en début de nouvelle phase.
0E	7E	B3	MOV A, M	A ← contenu de la mémoire.
0F	FE		CPI, 00	Test de fin de sous-programme : 00.
10	00			
11	CA		JZ B8	Si oui saut en B8.
12	17			
13	00			
14	C3		JMP B1	Si non retour en boucle 1 pour analyse de la nouvelle phase.
15	04			
16	00	B8	L X I HL, 0100	HL 0100 début du sous-programme.
17	21			
18	00			
19	01			
1A	C3		JMP B1	Saut en B1.
1B	04			
1C	00	B4	INX HL	HL ← HL + 1
1D	23		MOV, A, M	A ← la première condition d'entrée ou la signalisation d'une temporisation.
1E	7E			
1F	FE		CPI, FF	
20	FF			
21	CA		JZ B5	Test de présence de temporisation. Si oui saut en B5.
22	45			
23	00			
24	97		SUB A	met le drapeau Z à 1.
25	DB		IN OA	Entrée des informations (1° octet).
26	0A			
27	BE		CMP M	Compare les entrées, réelles et théoriques, si elles sont différentes Z ← 0.
28	23		INX HL	
29	C2		JNZ B7	Si Z = 0 saut en B7.
2A	32			
2B	00			
2C	DB		IN OB	Entrée des informations (2° octet).
2D	0B			
2E	BE		CMP M	idem que Ⓐ = 27.
2F	CA		JZ B6	Si Z = 1, les 2 octets d'entrée sont conformes, saut en B6.
30	37			
31	00	B7	DCX HL	(HL ← HL - 1) 2 fois, HL se retrouve en début de phase.
32	2B			
33	2B		DCX HL	
34	C3		JMP B2	Saut en B2.
35	09			
36	00			
37	23	B6	INX HL	HL ← HL + 1.
38	7E		MOV A, M	A ← 1° octet de sortie.
39	D3		OUT OA	Sortie.

Fig. 13. - Programme Automate (suite page suivante).

Ⓐ	M	φ
100	0B	1
01	41	
02	02	
03	01	
04	00	
05	01	
06	01	2
07	44	
08	02	
09	10	
0A	00	
0B	02	
0C	02	3
0D	FF	
0E	05	
0F	08	
10	00	
11	03	
12	03	4
13	44	
14	01	
15	01	
16	00	
17	04	
18	04	5
19	50	
1A	01	
1B	20	
1C	00	
1D	05	
1E	05	6
1F	30	
20	01	
21	00	
22	00	
23	06	
124	06	7
25	50	
26	01	
27	04	
28	00	
29	07	
2A	07	8
2B	50	
2C	04	
2D	02	
2E	00	
2F	08	
30	08	9
31	48	
32	04	
33	10	
34	00	
35	09	
36	09	A
37	FF	
38	08	
39	02	
3A	00	
3B	0A	
3C	0A	B
3D	41	
3E	04	
3F	08	
40	00	
41	0B	
42	00	

Fig. 16. - Sous-programmes correspondant (suite page suivante).

Ⓐ	M	Label	Assembleur	Commentaires
3A	0A			
3B	23		INX HL	
3C	7E		MOV A, M	A — 2 ^e octet de sortie.
3D	D3		OUT OB	Sortie.
3E	0B			
3F	23		INX HL	
40	46		MOV B, M	B — φ en cours qui devient donc φ précédente.
41	23		INX HL	
42	C3		JMP B3	Saut en B3.
43	0E			
44	00			
45	23	B5	INX HL	
46	56		MOV D, M	D — coefficient de la temporisation.
47	1E	B9	MVI E, FF	
48	FF			
49	0E	B10	MVI C, FF	
4A	FF			
4B	0D	B11	DCR C	
4C	C2		JNZ B11	
4D	4B			
4E	00			
4F	1D		DCR E	
50	C2		JNZ B10	
51	49			
52	00			
53	15		DCR D	Temporisation
54	C2		JNZ B9	
55	47			
56	00			
57	C3		JMP B6	
58	37			
59	00			

Fig. 13. — Automate (suite et fin).

ENTRÉES									ENTRÉES								
φ	V1	V0	L5	L4	L3	L2	L1	M									
1	0	1	0	0	0	0	0	1	41								
2	0	1	0	0	0	1	0	0	44								
3	1	1	1	1	1	1	1	1	FF								
4	0	1	0	0	0	1	0	0	44								
5	0	1	0	1	0	0	0	0	50								
6	0	0	1	1	0	0	0	0	30								
7	0	1	0	1	0	0	0	0	50								
8	0	1	0	1	0	0	0	0	50								
9	0	1	0	0	1	0	0	0	48								
A	1		1	1	1	1	1	1	FF								
B	0	1	0	0	0	0	0	1	41								
SORTIES									SORTIES								
φ	V	A	S	T	A	R	T	A	V	L	G	L	D	M			
1	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	1						
2	0	0	0	1	0	0	0	0	0	1	0						
3	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0						
4	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	1						
5	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	2						
6	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0						
7	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	4						
8	0	0	0	0	0	0	1	0	0	2							
9	0	0	0	1	0	0	0	0	0	1	0						
A	0	0	0	0	0	0	1	0	0	2							
B	0	0	0	0	1	1	0	0	0	8							

Fig. 15. — Tableau des entrées et sorties.

Ⓐ	M	φ
43		
44		
45		
46		
47		
48		
49		
4A		
4B		
4C		
4D		
4E		
4F		
50		
51		
52		
53		
54		
55		
56		
57		
58		
59		
5A		
5B		
5C		
5D		
5E		
5F		
60		
61		
62		
63		
64		
65		
66		
67		
68		
69		
6A		
6B		

Fig. 16. — (suite et fin).

(les trois niveaux de langage) a pour valeur :

$$\tau = 0,621 \gamma \text{ (secondes)}$$

γ en décimal est le contenu du registre D

Soit pour trois secondes :

$$\gamma = 3/0,621 = 4,83$$

et pour cinq secondes :

$$\gamma = 5/0,621 = 8,05$$

Nous prendrons 5 et 8.

Tableau du sous-programme (fig. 16)

Début du sous-programme à l'adresse 0100.

Nous remplirons successivement :

— 0100 : OB phase précédant la phase 1

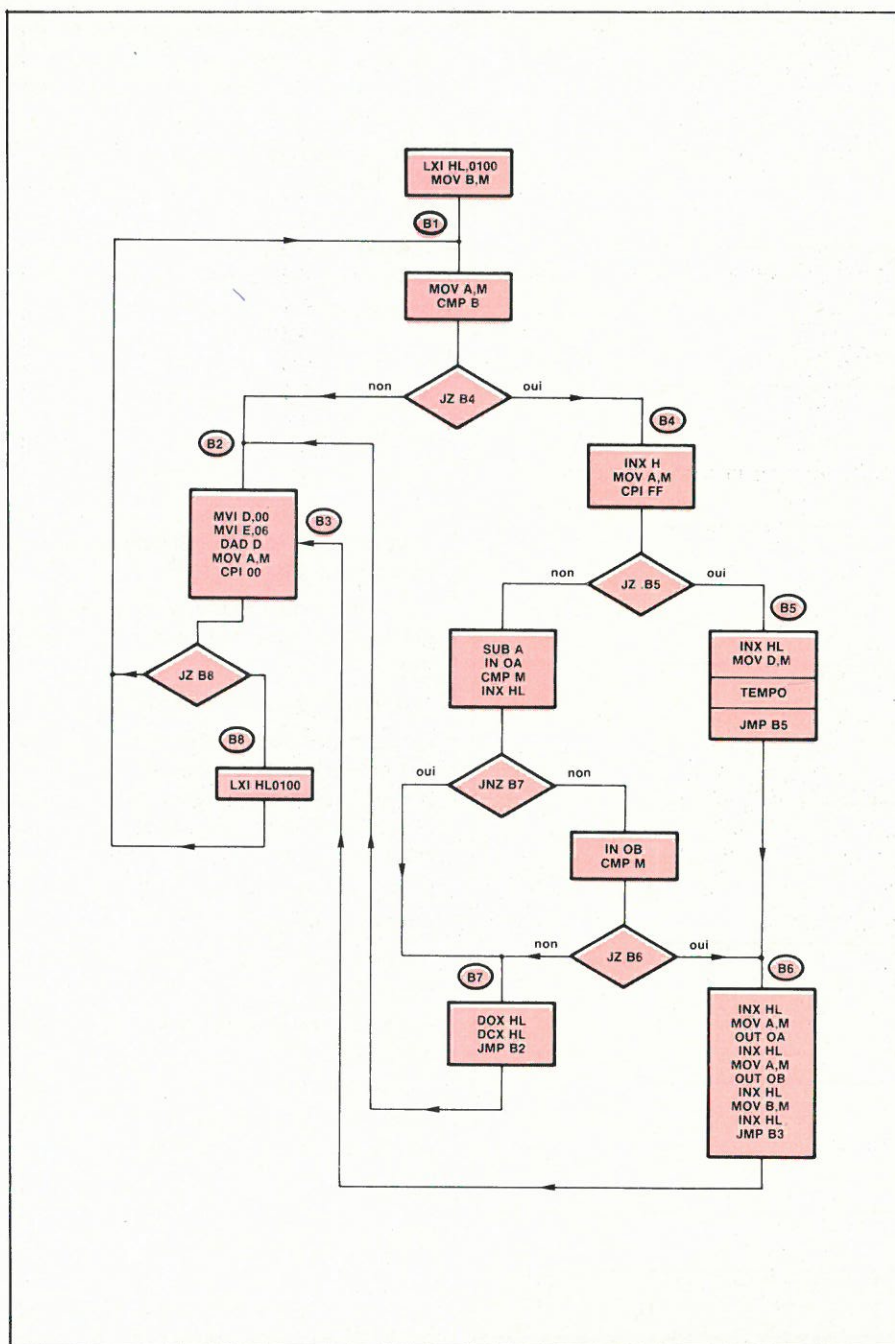


Fig. 12. - Automate-organigramme du programme de gestion.

ENTRÉES										SORTIES							
φ	H									M	F	E	D	C	B	A	M
1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	00	0	0	0	0	0	0	00
2	0	0	0	0	0	0	0	0	1	01	0	0	0	0	0	1	05
3	0	0	0	0	0	0	0	0	0	00	0	0	0	1	0	1	15
4	0	0	0	0	0	0	0	0	1	01	0	0	1	1	1	1	3F
5	0	0	0	0	0	0	0	0	0	00	0	0	1	1	0	1	34
6	0	0	0	0	0	0	0	0	1	01	0	0	0	1	0	1	14
7	0	0	0	0	0	0	0	0	0	00	0	0	0	1	0	1	16
8	0	0	0	0	0	0	0	0	1	01	0	0	1	1	0	0	31
9	0	0	0	0	0	0	0	0	0	00	0	0	1	1	0	0	32
10	0	0	0	0	0	0	0	0	1	01	0	0	1	0	0	0	22
11	0	0	0	0	0	0	0	0	0	00	0	0	0	0	0	1	07
12	0	0	0	0	0	0	0	0	1	01	0	0	0	0	0	0	01
13	0	0	0	0	0	0	0	0	0	00	0	0	0	1	0	0	10
14	0	0	0	0	0	0	0	0	1	01	0	0	1	1	0	1	32

Fig. 18. - Tableau des entrées et sorties.

- 0101 : 41 } conditions d'entrée
- 0102 : 02 }
- 0103 : 01 } conditions de sortie
- 0104 : 00 }
- 0105 : 01 phase actuelle 1

Les conditions d'entrée et de sortie sont recopiées du tableau du même nom à la phase correspondante.

La fin du sous-programme est signalée par 00 à l'emplacement de la phase précédente.

Résultats obtenus : conformes aux prévisions.

Remarques :

L'ensemble tel qu'il vient d'être décrit peut gérer 16 sorties en tout ou rien, commandées par 16 entrées (*). Le nombre de phases dans cette version peut être de 255, soit 1530 octets de mémoire. Si l'on souhaite accroître le nombre d'entrées-sorties, il suffit de modifier légèrement le programme et d'utiliser non pas deux, mais trois ou plus, octets pour l'entrée et pour la sortie. Les circuits d'interface devront aussi être augmentés.

Deuxième application : synchrone

Les différentes applications possibles étant tellement nombreuses que nous ne particulariserons pas l'exemple (fig. 17).

- Entrée : l'horloge d'amplitude 0 à 5 V et de période quelconque. Suivant l'application choisie, elle pourra être d'une fraction de seconde à plusieurs heures.

- Sorties : six dans le cas choisi. Avec l'interface dont nous disposons, il pourrait y en avoir 16 et même plus avec plusieurs interfaces identiques.

Pour chaque sortie et chaque phase considérée, nous sommes en fonction du temps : soit à niveau haut et l'appareil correspondant fonctionne, soit à niveau bas et il est arrêté. En sortie, nous pouvons connecter un relais, une lampe, un moteur, etc., et, d'une façon générale, n'importe quel appareil électrique ou électronique.

Nombre de phases : 14 (là encore aucune limitation).

Préparation du sous-programme

- Remplir le tableau entrée-sortie pour les sorties à partir du diagramme des états (fig. 19).

- En déduire les équivalences hexadécimales.

- Remplir le tableau du sous-programme figure 19.

(*) L'interface utilisée à deux octets en entrée et deux en sortie, soit deux fois 16 bits.

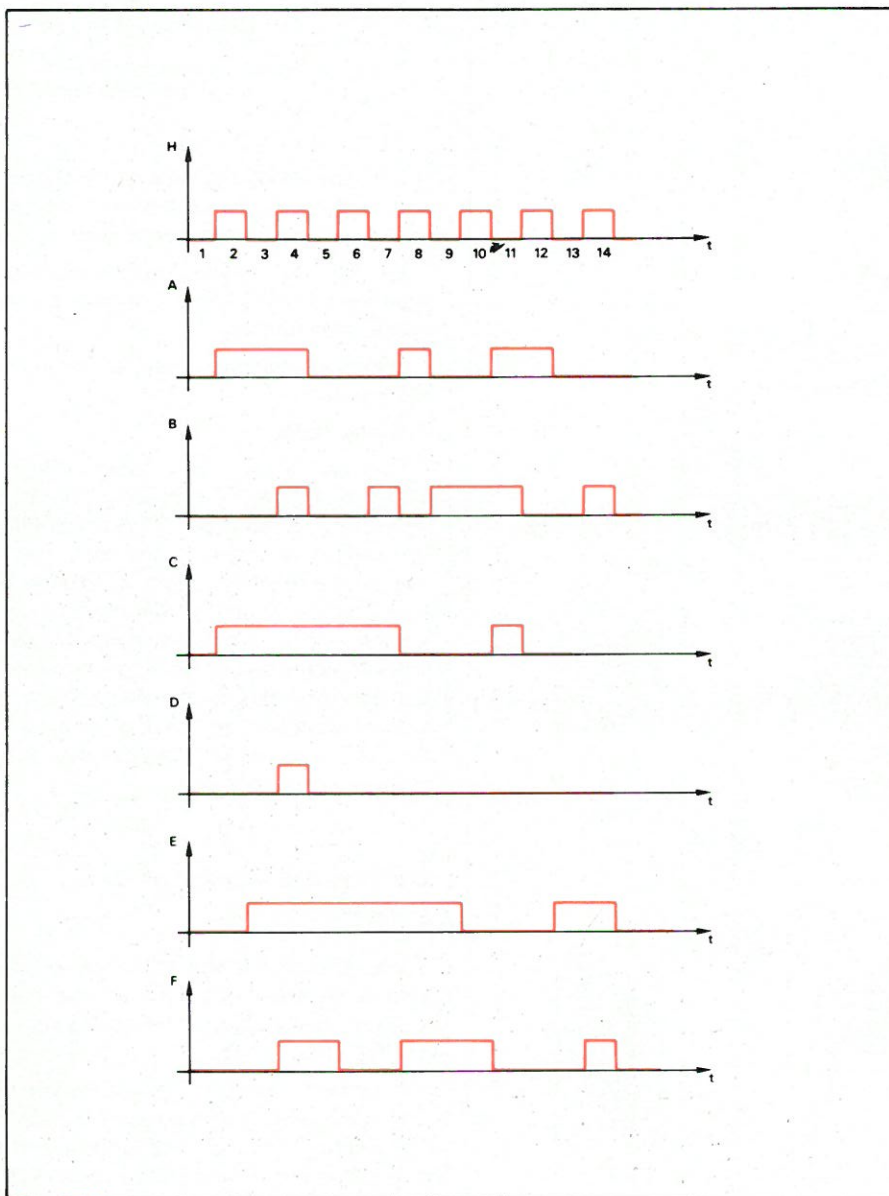


Fig. 17. – Diagramme des états de l'exemple synchrone.

(a)	M	φ	(a)	M	φ	(a)	M	φ
00	0E	1	24	06	7	48	0C	13
01	00		25	00		49	00	
02	00		26	00		4A	00	
03	00		27	16		4B	10	
04	00		28	00		4C	00	
05	01	2	29	07	8	4D	0D	14
06	01		2A	07		4E	0D	
07	01		2B	01		4F	01	
08	00		2C	00		50	00	
09	05		20	31		51	32	
0A	00	3	2E	00	9	52	00	
0B	02		2F	08		53	0E	
00	02		30	08		54	00	
0D	00		31	00		55		
0E	00		32	00		56		
0F	15	4	33	32	10	57		
10	00		34	00		58		
11	03		35	09		59		
12	03		36	09		5A		
13	01		37	01		5B		
14	00		38	00		5C		
15	3F		39	22		5D		

Fig. 19. – Sous-programme (suite page suivante).

● numérotation des phases et des phases précédentes. Puisqu'il y a 14 phases, la phase précédant 1 sera O.E (14),

● l'entrée sera une succession de 0 à 1 correspondant à l'horloge (00 et 01),

● les sorties sont prises sur le tableau correspondant en prenant soin de ne pas inverser les deux octets.

Troisième position : asynchrone à structure imbriquée

Le diagramme des phases est reproduit figure 20.

A partir de celui-ci, nous pouvons écrire directement le sous-programme (fig. 21).

Il y a plusieurs remarques à faire :

a) pour entrer en phase 1, il y a 3 phases précédentes possibles 2, 5 et 7. La phase 1 sera donc décrite trois fois. Les conditions d'entrées sont les mêmes.

b) Pour entrer en phase 5, il y a deux chemins possibles :

– par 4 (phase précédente 4) ; condition : 4 F

– par 8 (phase précédente 8) ; condition : 4 0

La phase 5 est donc décrite deux fois avec des conditions d'entrée et de phase précédente différentes.

Matériel utilisé

C'est le micro-ordinateur ALCYANE de MBC qui a été utilisé pour les expérimentations. Cet appareil est construit autour du microprocesseur 8080 A de chez INTEL. Les listings présentés en assembleur et en langage machine utilisent donc les instructions de ce microprocesseur. Néanmoins, il est très aisé de transcrire ces programmes sur n'importe quel microprocesseur à partir des organigrammes fournis.

André Billes

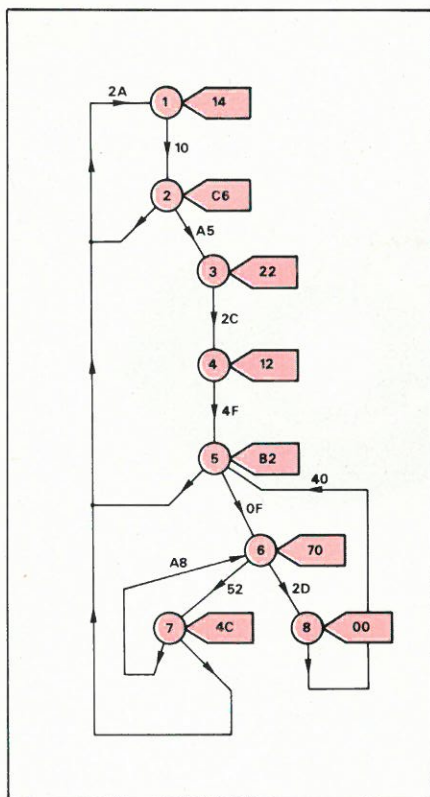
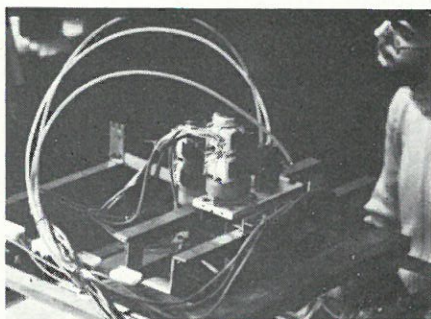
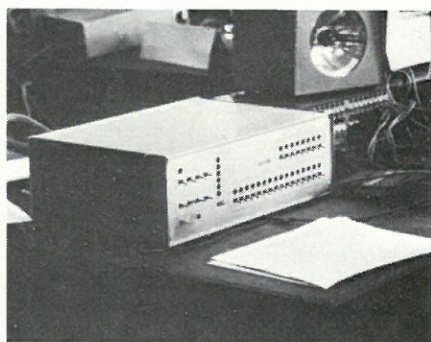


Fig. 20. - Diagramme des phases (asynchrone à structure imbriquée).



Maquette utilisée



Le micro-ordinateur Alcyane de M.B.C.

(1)	M	φ	(1)	M	φ	(1)	M	φ
16	00	5	3A	00	11	5E		
17	04		3B	0A		5F		
18	04		3C	0A		60		
19	00		3D	00		61		
1A	00		3E	00		62		
1B	34	6	3F	07	12	63		
1C	00		40	00		64		
1D	05		41	0B		65		
1E	05		42	0B		66		
1F	01		43	01		67		
20	00		44	00		68		
21	14		45	01		69		
22	00		46	00		6A		
23	06		47	0C		6B		

Fig. 19. - (suite et fin).

(1)	M	φ	(1)	M	φ	(1)	M	φ
0100	02	1	0124	04	5	0148	00	
01	2A		25	4F		49		
02	00		26	00		4A		
03	14		27	B2		4B		
04	00		28	00		4C		
05	01	1	29	05	5	4D		
06	05		2A	08		4E		
07	2A		2B	40		4F		
08	00		2C	00		50		
09	14		2D	B2		51		
0A	00	1	2E	00	6	52		
0B	01		2F	05		53		
0C	07		30	05		54		
0D	2A		31	0F		55		
0E	00		32	00		56		
0F	14	2	33	70	6	57		
10	00		34	00		58		
11	01		35	06		59		
12	01		36	07		5A		
13	10		37	AB		5B		
14	00	3	38	00	7	5C		
15	06		39	70		5D		
16	00		3A	00		5E		
17	02		3B	06		5F		
18	02		3C	06		60		
19	A5	4	3D	52	8	61		
1A	00		3E	00		62		
1B	22		3F	4C		63		
1C	00		40	00		64		
1D	03		41	07		65		
1E	03		42	07		66		
1F	2C		43	2D		67		
20	00		44	00		68		
21	12		45	00		69		
22	00		46	00		6A		
23	04		47	08		6B		

Fig. 21. - Sous-programme.



Dans la plupart des montages en logique câblée, on utilise des astables comme cadenceurs, horloges, tels les circuits 555, 556, etc...

A partir d'un exemple simple, nous montrons comment utiliser un temporisateur programmable MC 6840 (ou SFF 96840) en générateur de signaux carrés, mais notre étude reste valable pour toutes les autres fonctions de ce circuit (diviseur d'horloge, impulsion unique, fréquencemètre, chronomètre).

Dans une première partie, nous rappelons la programmation d'un circuit périphérique MC 6821 (ou SFF 96821).

Un générateur d'impulsions à microprocesseur 6800

Programmation du circuit MC 6821 (PIA)

Pour le microprocesseur 6800, un PIA correspond à quatre cases mémoires. La sélection du PIA se fait par les trois entrées chip select : CS0 ; CS1 ; CS2.

Dans un PIA il y a deux ports (E/S), et pour chaque port on trouve trois registres : un registre de direction DDR, un registre de sortie OR, et un registre de contrôle CR. Pour la sélection de ces six registres on n'a seulement que deux entrées sélection de registres : RS0 et RS1.

a) Adressage interne du PIA

x : Sans importance

b₂ dans le mot d'adressage) permettra de sélectionner soit le DDR, soit le registre OR. Afin de simplifier notre exemple, nous avons volontairement négligé les autres bits qui permettent de positionner les interruptions CA1, CA2 et IRQ.

En prenant comme adresse 9700, la position du BUS d'adresses est :

A15	14	13	12	11	10	9	8	7	6	5	4	3	2	1	A0
1	0	0	1	0	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0
9			7			0			0						

On remarque que l'on a :

$$A_{15} = A_{12} = A_{10} = A_9 = A_8 = 1$$

Si on connecte à A₀ et A₁ les entrées RS0 et RS1, et si on ne modifie par programme que les deux derniers bits du mot d'adresse, on retrouve l'adressage du PIA.

Port	Entrée des Sélections		Exemple A Adresse	Bit du registre de commande		Registre sélectionné
	RS1	RS0		CRA-2	CRB-2	
A	0	0	9700	1	x	Registre de données ORA
	0	0	9700	0	x	Registre sens de transfert DDRA
	0	1	9701	x	x	Registre de contrôle CRA
B	1	0	9702	x	1	Registre de données ORB
	1	0	9702	x	0	Registre sens de transfert DDRB
	1	1	9703	x	x	Registre de contrôle CRB

L'adresse 9700 est donnée à titre d'exemple et obtenue par CS0, CS1 et CS2

b) Format du mot d'adressage pour un PIA

Le bit du registre de commande (bit

Si on connecte par exemple CS0 à A₁₅, CS1 à A₁₂ et CS2 à A₁₃, on pourra également adresser la case mémoire d'adresse 700, d'où la nécessité de décoder par circuit extérieur l'adresse du PIA.

Par exemple on peut avoir : figure 1.

Il est souhaitable de tenir compte du Valide Memory Acces (VMA) dans ce type de décodage.

En résumé on a :

RS1 = A1 permet de choisir quelle que soit la valeur du mot d'adressage interne le port A ou le port B

RS1 = A1 = 0 on atteint le CRA

RS1 = A1 = 1 on atteint le CRB

Mais il faut en plus, pour atteindre seulement CR avoir :

RS0 = A0 = 1

Pour adresser le registre de direction DDR, ou le registre de sortie OR, il suffira de positionner :

A0 = RS0 = 0

Avec b_2 égal à 0 (DDR sélectionné)

ou b_2 égal à 1 (OR sélectionné)

ce qui nous amène à une représentation électrique du PIA, et à une séquence d'ouverture.

Séquence d'ouverture :

1° Choix du port A ou du port B par RS1.

2° Sélection du CR par RS0 = 1 et accès au DDR en plaçant $b_2 = 0$.

3° A partir de cet instant on sélectionne l'adresse du DDR ou du registre de sortie OR en positionnant RS0 = 0 et en chargeant le DDR avec des 0 ou des 1 suivant que l'on désire avoir des entrées et (ou) des sorties.

4° On replace RS0 à 1 pour accéder au registre de contrôle CR, ce qui permet d'atteindre le registre de sortie en faisant $b_2 = 1$.

5° On peut alors entrer ou sortir directement (suivant la position du DDR donnée en 3) des données en remplaçant RS0 à 0.

Représentation électrique d'un PIA : voir figure 2.

c) Séquence d'adressage des registres internes

Par le bus d'adresses on sélectionne CRA ou CRB et par le Data Bus on positionne $b_2 = 0$ pour atteindre le DDR.

RS0 = 1 9703
RS1 = 1 CRB A1 = 1 A0 = 1

On charge donc la case mémoire CRB avec 00 ($b_2 = 0$), ce qui sélectionne le DDR B.

d) Exemple de programme

LDA # \$00 Sélection CR avec
STAA \$9703 B2 = 0

LDA # \$00 Sélection du DDR,
et tous les bits = 0
STAA \$9702 on a que 8 entrées

LDA # \$04 $b_2 = 1$ on atteint le
STAA \$9703 OR

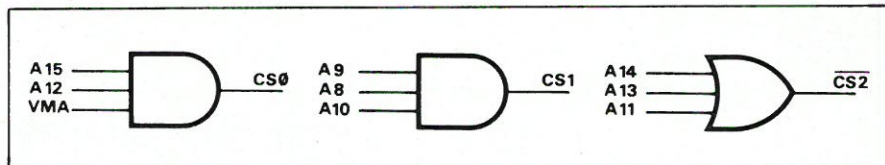


Fig. 1

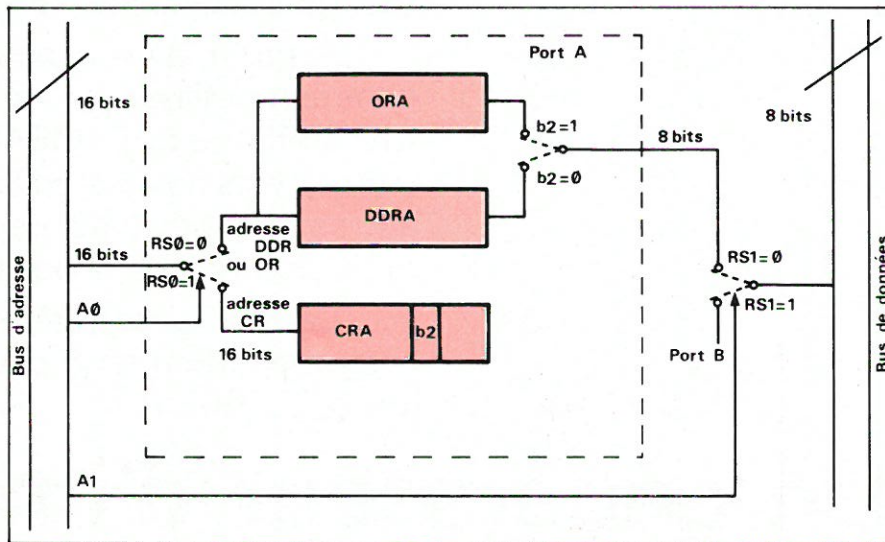


Fig. 2

LDA # \$9702 Le contenu du registre de sortie OR est chargé dans l'accumulateur A puis stocké en mémoire à l'adresse 4040

STAA \$4040
SWI

Remarque : on peut simplifier ce programme en utilisant les instructions CLR, COM, etc.

Programmation du circuit temporisateur MC 6840 (PTM)

Le temporisateur programmable MC 6840 et un composant de la famille 6800 qui peut :

- soit générer des interruptions ou des signaux de retard par le logiciel,
- soit être utilisé en fréquence-mètre, chronomètre, compteur d'événements, temporisateur sous contrôle d'un programme. Pour la fonction temporisateur, il fournit des impulsions de durée programmée ou des trains d'impulsions de durée et de période programmable.

On retrouve, comme pour le PIA :

- un bus de données,
- des lignes de contrôle,
- des entrées de sélection : RS0, RS1, RS2, CS0 et CS1.

Schéma interne du temporisateur programmable : voir figure 3.

Comme pour le PIA, le CPU « voit »

les registres internes comme huit cases mémoires, mais il devra en plus pour ce circuit utiliser les lignes R/W et VMA.

Dans ce circuit, on a trois temporisateurs ayant chacun :

- une entrée horloge externe (C)
- une entrée d'initialisation du compteur interne (G)
- une sortie pour le temporisateur (O)

Remarques 1

Lecture

1° Le registre temporaire LSB permet, par sa lecture, de connaître le contenu de chaque compteur SLB. La sélection du compteur est faite par le compteur MSB correspondant.

2° La lecture du compteur MSB se fait uniquement par le CPU (par le Data Bus).

Ecriture des registres tampons

1° Pour les registres tampons LSB, on peut les charger directement à partir des accumulateurs.

2° Pour les registres tampons MSB, on doit passer par le registre temporaire MSB, ce qui donne la séquence suivante :

- chargement du registre temporaire MSB,
- chargement du registre tampon LSB qui valide l'accès au registre tampon MSB correspondant,
- transfert du registre temporaire MSB dans le registre tampon MSB.

Ecriture des compteurs LSB

Suivant le mode de fonctionnement choisi par le mot écrit dans le registre

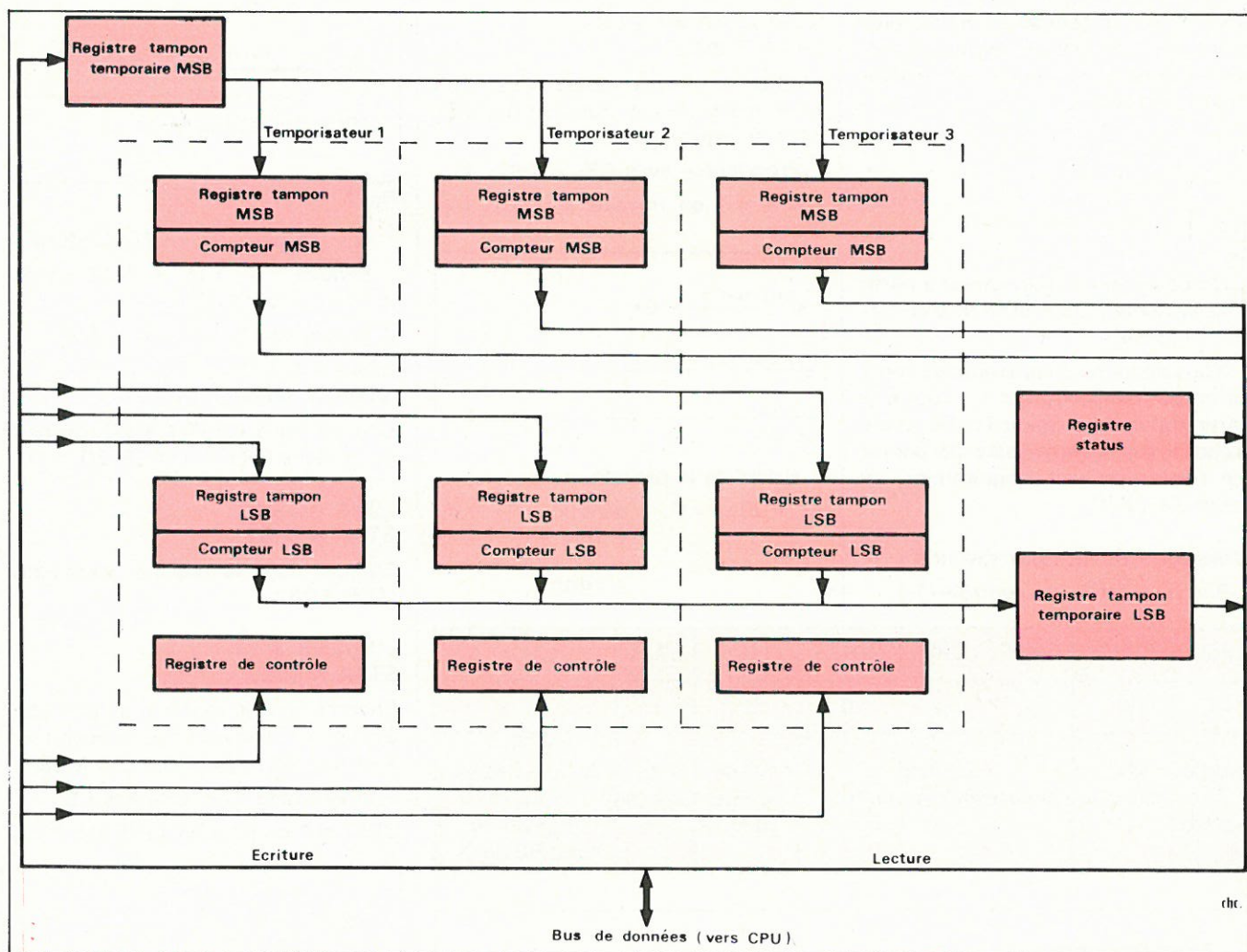


Fig. 3

de contrôle on peut changer les compteurs :

- quand le contenu de ce compteur est remis à zéro (initialisation) : il y a transfert du registre LSB (ou MSB) dans ce compteur ;

- ou bien on a transfert en fonction du mot écrit dans le registre de contrôle correspondant.

Écriture des registres de contrôle

On ne peut qu'écrire dans ces registres. On a trois entrées RS pour sélectionner ces registres et une entrée pour le contrôle écriture (R/W).

Remarques 2

Avec trois entrées RS, on a huit adresses possibles. Donc en général on ne peut avoir, avec l'entrée R/W que :

- huit registres adressables en écriture seule, et
- huit registres adressables en lecture seule.

Dans le circuit MC 6840, il y a :

- sept registres adressables à lecture seule, et
- neuf registres adressables à écriture seule.

C'est pour cela que l'on ne pourra écrire dans les registres correspondant aux temporisateurs T₁ et T₃ que par l'intermédiaire du bit 0 du registre de contrôle CR du temporisateur T₂.

On pourra en chargeant le registre de contrôle par un mot de contrôle approprié avoir plusieurs fonctionnements possibles pour le temporisateur X (X étant égal à 1 ou 2 ou 3).

Nous donnons en exemple le fonc-

RS ₂ RS ₁ RS ₀ Adresse				O P É R A T I O N S	
				R/ $\overline{W}$ = 0 ECRITURE	R/ $\overline{W}$ = 1 LECTURE
0	0	0	9800	Écriture registre de contrôle T ₃ avec CR20 = 0 Écriture registre de contrôle T ₁ avec CR20 = 1	Pas d'opération
0	0	1	9801	Écriture registre de contrôle T ₂	Lecture registre d'état
0	1	0	9802	Registre temporaire MSB	Compteur MSB du temporisateur 1
0	1	1	9803	Registre tampon LSB de T ₁	Registre temporaire LSB
1	0	0	9804	Registre temporaire MSB	Compteur MSB du temporisateur 2
1	0	1	9805	Registre tampon LSB de T ₂	Registre temporaire LSB
1	1	0	9806	Registre temporaire MSB	Compteur MSB du temporisateur 3
1	1	1	9807	Registre tampon de T ₃	Registre temporaire LSB

tionnement du temporisateur T₂ programmé en générateur de signaux carrés, et le temporisateur T₁ en générateur d'impulsions.

Générateur de signaux carrés

On développe le générateur à partir d'un système PDS (6800) et d'un circuit MC 6840.

Nous donnons deux exemples : un à partir du temporisateur T₂, l'autre à partir du temporisateur T₁. De toute façon, il est indispensable de passer par T₂ pour pouvoir programmer T₁ à cause de CR20.

Utilisation du temporisateur T₂

Bits du registre de contrôle (T₂)

CR27	CR26	CR25	CR24	CR23	CR22	CR21	CR20
1	0	0	0	0	0	1	1
Sortie T ₂ validée	IRQ masqué	Continu Initialisation compteur G↓ + W + R			Mode normal 16 bits	T ₂ utilisé O ₂	CRT ₁ On peut écrire dans le registre de contrôle de T ₁

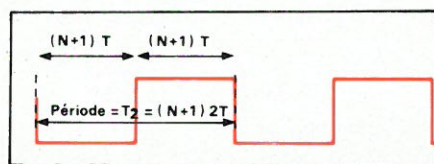
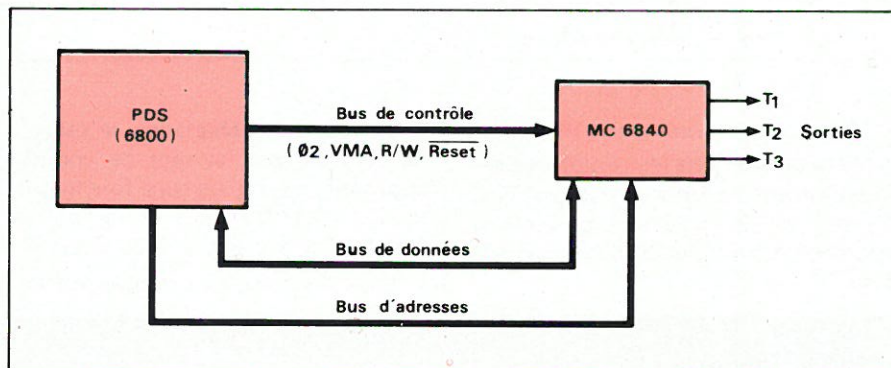


Fig. 5

Calcul de la période

$$N = 16 \text{ bits} = 09 \text{ C3}_{16} = 2499_{10}$$

$$\text{Période } T_2 = (N + 1) 2T = (2499 + 1) 2T = 5 \times 10^3 T$$

Programme avec CR₂ = \$83

LDA # \$83

STAA \$9801

mettre \$83 à CR (T₂) (si on conserve l'adresse exemple du chapitre II)

(MSB) LDA # \$09

STAA \$9804

Charger le registre temporaire MSB avec \$09

(LSB) LDA # \$C3
STAA \$9805

Charger le registre tampon avec \$C3 et en même temps transfert du MSB dans le registre tampon

Programme avec CR₂ = \$87

CR22 = 1 on travaille sur deux fois 8 bits

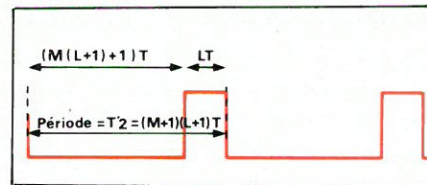


Fig. 6

Calcul de la période

$$M = 09_{16} = 9_{10} : \text{période} = T_2 = (M + 1)(L + 1)T = (9 + 1)(195 + 1)T = 1960T$$

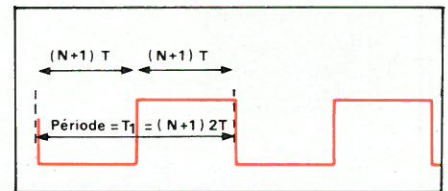


Fig. 7

$$N = 16 \text{ bits} = 03 \text{ E7}_{16} = 999_{10}$$

$$\text{Période} = T_1 = (N + 1) 2T = (999 + 1) 2T = 2 \times 10^3 T$$

Programme : avec CR₁ = \$D2

LDA # \$D2

STAA \$9800

Charger dans CR (T₁) \$D2 (on peut écrire dans CR (T₁) car CR20 = 1)

LDA # \$03

STAA \$9802

Charger dans le registre temporaire MSB \$03

LDA # \$E7

STAA \$9803

Charger dans le registre tampon LSB \$E7 et en même temps transfert de \$03 dans le registre tampon MSB

Programme avec CR₁ = \$D6

CR12 = 1 on travaille sur 2 fois 8 bits

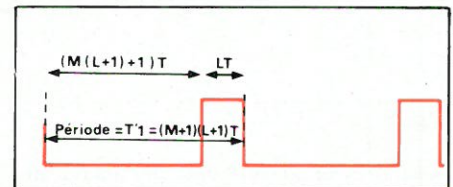


Fig. 8

Calcul de la période :

$$M = 03_{16} = 3_{10} \quad L = \text{E7}_{16} = 231_{10}$$

$$\text{Période} = T_1 = (M + 1)(L + 1)T = 928T$$

$$LT = 231T$$

Dans ce cas, on remplace dans le programme ci-dessus, le MSB par M et le LSB par L ; T = la période d'horloge O₂.

Conclusion

Le but de cet exercice est de se familiariser avec la programmation d'un MC 6840. Chaque fois que l'on aura une temporisation programmable dans un montage à logique programmée à

$$L = \text{C3}_{16} = 195_{10} : LT = 195T$$

$$[M(L + 1) + 1]T = [9(195 + 1) + 1]T = 1765T$$

Dans ce cas, on remplace dans le programme ci-dessus, le MSB par M et le LSB par L ; T = la période d'horloge O₂.

Utilisation du temporisateur T₁

Bits de registre de contrôle de T₁

CR17	CR16	CR15	CR14	CR13	CR12	CR11	CR10
1	1	0	1	0	0	1	0
Sortie T ₁ Validée	IRQ présent	Continu Initialisation du compteur G↓ + R			Mode normal sur 16 bits	T ₂ utilise O ₂	Tous les timers sont disponibles

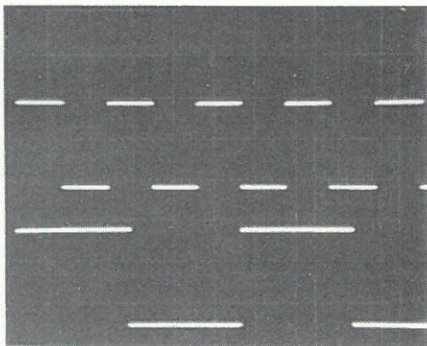


Fig. 9. - Signaux en sorties (mode normal) du temporisateur T_1 (haut) et du temporisateur T_2 (bas).

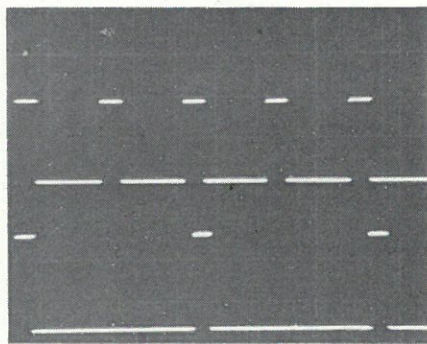


Fig. 10. - Signaux en sorties (deux fois 8 bits) du temporisateur T_1 (haut) et du temporisateur T_2 (bas).

réaliser, il faudra voir si on a intérêt à l'obtenir :

- soit par programme (boucle sur une instruction) : le microprocesseur ne peut exécuter d'autres fonctions durant ce temps ;
- soit à partir d'un temporisateur tel que le MC 6840. Le microprocesseur peut durant la temporisation exécuter d'autres fonctions, mais cela nécessite l'adjonction d'un boîtier supplémentaire (prix de revient plus élevé).

Pour les autres fonctions disponibles avec le temporisateur MC 6840 on peut refaire la même étude, et la même remarque sur le prix de revient.

S. SOEGIJOKO

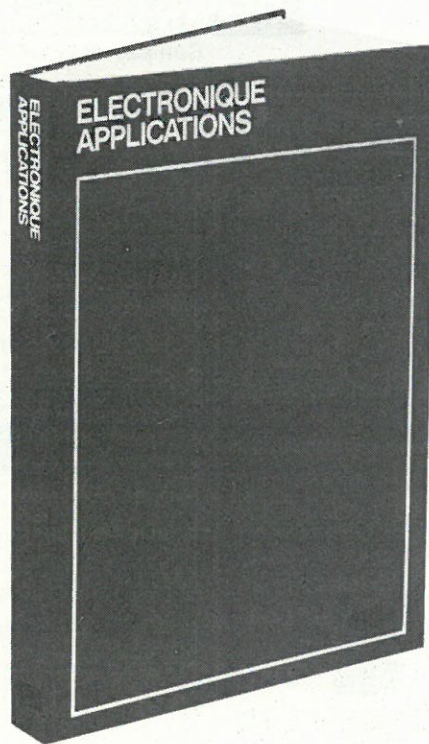
Ingénieur à l'Institut de Technologie de Bandung (Indonésie)

O. FERRAUD

Maître Assistant au Laboratoire d'Electronique du Professeur Pistoulet (U.S.T.L.) 34 Montpellier

J.-F. RENAUD

Chef de Travaux au Laboratoire d'Electronique du Professeur Pistoulet (U.S.T.L.), 34 Montpellier



Album 1978

réunissant les numéros 5 à 8

prix : 48 F

Le fleuron de votre bibliothèque technique

Vente directe ou par correspondance

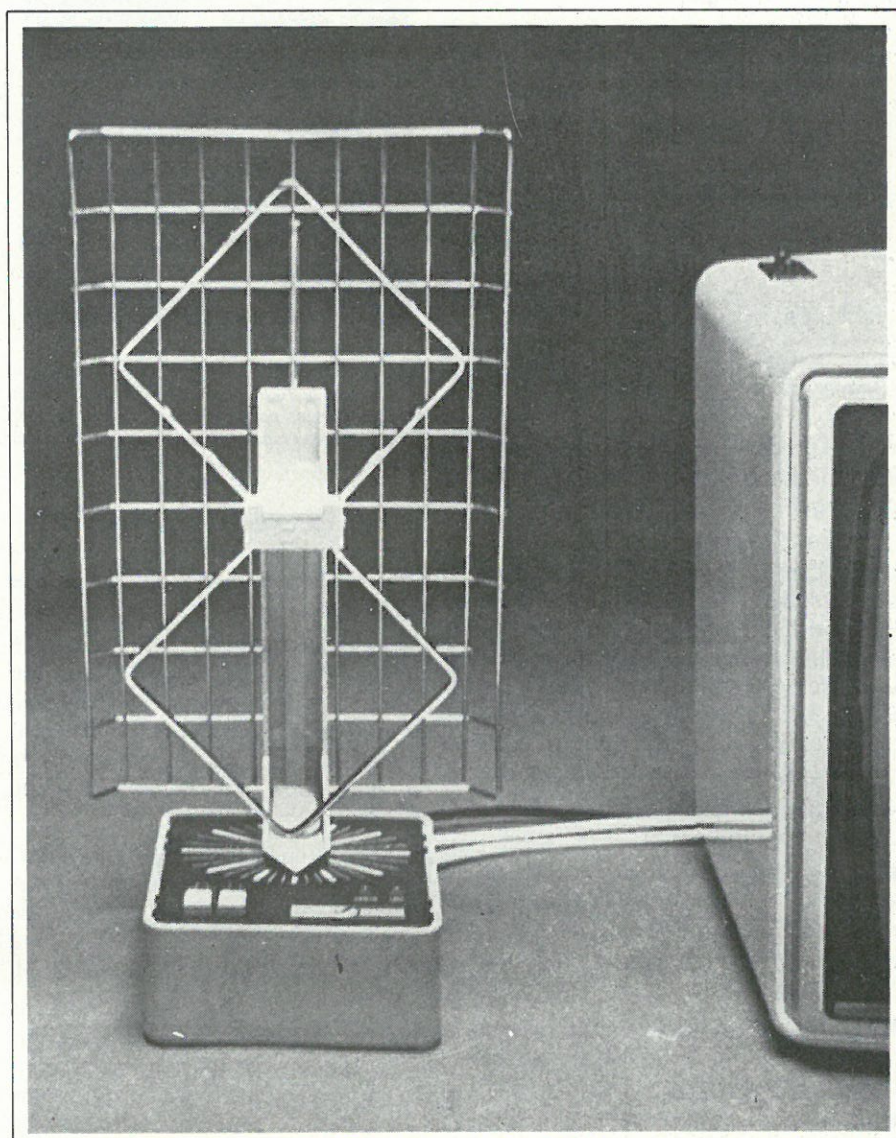
- dans nos locaux :
2 à 12, rue de Bellevue, 75019
- à La Librairie Parisienne de la Radio,
43, rue de Dunkerque, 75010
- Sur commande
chez votre marchand de journaux

*** ATTENTION : TIRAGE LIMITÉ**

Le haut degré de perfection qu'atteignent aujourd'hui les récepteurs TV, notamment en couleurs, conduisent de façon logique l'utilisateur à exiger d'excellentes performances de son installation d'antenne, maillon dont le rôle est prépondérant dans la chaîne de reproduction d'une image représentative des possibilités actuelles des techniques audiovisuelles.

Notre propos sera ici de démontrer qu'une installation légère, intérieure ou semi-intérieure, peut s'avérer capable de rivaliser avec les meilleures antennes de toit, notamment dans les cas difficiles.

L'antenne électronique : une solution souple aux problèmes de réception TV



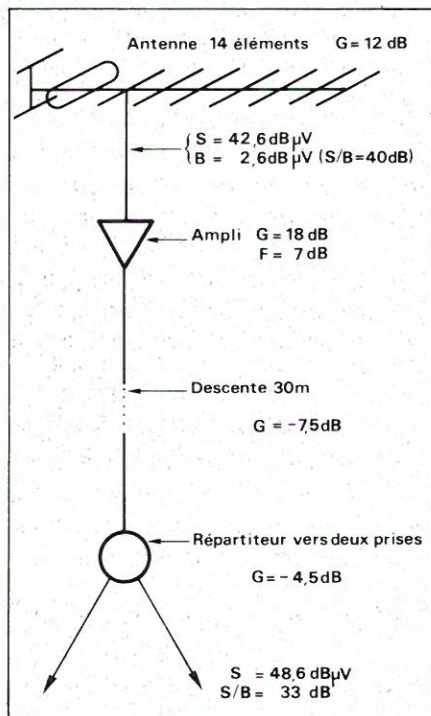


Fig. 2. - Performances d'une installation extérieure avec amplificateur.

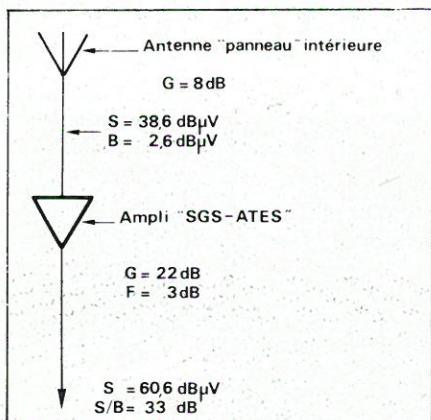


Fig. 3. - Performances d'une installation intérieure à antenne électronique.

ciant d'un gain notable et d'une excellente directivité) et un amplificateur à grand gain et faible bruit.

A titre d'exemple, nous allons comparer, chiffres à l'appui, les résultats obtenus dans les mêmes conditions (pavillon individuel) avec une antenne extérieure classique et l'antenne électronique Multivideo qui, proposée par SGS-ATES, représente l'approche la plus moderne du problème.

La figure 2 donne le schéma d'une installation classique assez élaborée puisque comprenant :

- une antenne 14 éléments de gain 12 dB, ce qui représente le plus gros modèle tolérable sur une maison individuelle dont on souhaite respecter l'esthétique ;
- un ampli de gain 18 dB et de facteur de bruit 7 dB, moyenne de ce que proposent les fabricants actuellement ;
- 30 mètres de coaxial de qualité normale (longueur classique compte tenu

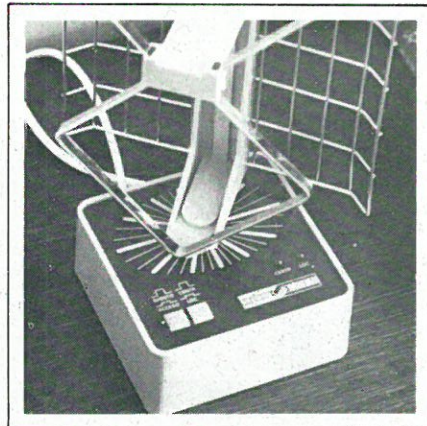
des détours nécessaires pour rejoindre les prises) ;

- un répartiteur permettant d'alimenter deux prises.

La figure 3 donne le schéma de l'installation faisant appel à l'antenne Multivideo :

- l'antenne présente un gain de 8 dB, ce qui représente une perte en signal de 4 dB par rapport à la 14 éléments ;
- l'ampli introduit un gain de 22 dB pour un facteur de bruit se limitant à 3 dB malgré une bande passante de 470 à 900 MHz. Ceci est dû à l'emploi de composants récemment développés par SGS-ATES.

Le bilan effectué pour chaque installation montre que l'antenne électronique délivre, pour un même rapport signal/bruit, un niveau excédant de 12 dB celui disponible à l'extrémité de l'installation fixe. Par ailleurs, une orientation soigneuse de l'élément collecteur permet une réjection très efficace des échos.



Le socle de l'antenne Multivideo comporte les touches de mise en route et de sélection des antennes, deux voyants de contrôle et une graduation permettant le repérage des positions du collecteur d'ondes.

Il faut remarquer que deux approximations ont été faites dans un but de simplification à l'égard de paramètres difficiles à évaluer :

- l'antenne intérieure est soumise à un champ inférieur à celui embrassé par l'aérien extérieur, mais la différence est minime dans le cas d'une maison individuelle de faible hauteur et construite en matériaux « traditionnels » peu absorbants ;

- La différence de température, parfois importante, existant entre les deux extrémités du coaxial de descente de l'antenne extérieure peut contribuer à la dégradation du rapport signal/bruit.

En fait, ces deux approximations agissent en sens contraire, et s'annulent presque en ce qui concerne le rapport S/B. Tout au plus, la différence des champs peut-elle faire perdre quelques dB à l'écart existant entre les

niveaux disponibles, mais l'on peut malgré tout compter en moyenne sur 10 dB de gain avec une antenne électronique par rapport à une installation fixe avec ampli.

Dans le cas d'une installation fixe sans ampli, la différence pourrait atteindre 25 à 30 dB, ce qui est extrêmement important et peut permettre la réception de stations lointaines, et notamment étrangères. L'orientabilité immédiate de l'antenne intérieure facilite d'ailleurs beaucoup la recherche de telles émissions.

Ces possibilités fort intéressantes qu'offre l'antenne électronique prennent d'ailleurs toute leur valeur si le récepteur auquel elle est associée est du type portable ou tout au moins portable. La résidence secondaire, la caravane, le pique-nique, le bateau sont autant de lieux où la mise en batterie immédiate d'un ensemble performant constitue un avantage majeur. Un simple convertisseur 12 V/220 V permet d'alimenter récepteur et antenne sur batterie de voiture et, dans le cas d'un récepteur 12 V, il est possible de munir le boîtier de l'antenne d'une prise d'alimentation extérieure, avec coupure du bloc secteur.

La solution consistant à utiliser un mini-convertisseur 12 V/220 V reste néanmoins la plus recommandable au plan des performances.

Mise en œuvre de l'antenne Multivideo

L'antenne Multivideo est donc composée d'une antenne panneau très directive, de gain 8 dB, orientable à 350° sur un support de dimensions réduites contenant l'amplificateur, son alimentation secteur, et différents circuits de commutation. En effet, cette antenne peut être utilisée de diverses façons, illustrées par le schéma synoptique de la figure 4.

L'antenne « panneau », spécialisée dans la gamme UHF (bandes IV et V), est directement raccordée à l'entrée de l'ampli à bande semi-large, puisque volontairement limitée à la plage 470-900 MHz. Ceci couvre la totalité des canaux UHF existants tout en permettant de limiter le facteur de bruit à 3 dB pour un gain dans la bande de 22 dB. On rappelle en effet que le facteur de bruit d'un amplificateur augmente avec sa bande passante, toutes choses égales par ailleurs.

Dans les cas où une réception en VHF s'avère nécessaire, une antenne télescopique peut être mise en service au moyen d'un système de commutation électronique mettant l'ampli et

Les qualités à exiger d'une installation d'antenne

La condition essentielle pour une réception TV de qualité est de loin le rapport signal/bruit de la tension HF en provenance de l'antenne. En TV, en effet, le bruit de fond se traduit par une sorte de « neige » se superposant à l'image utile. Ce phénomène, déjà désagréable en noir et blanc, devient souvent inacceptable en couleurs. Dans ce dernier cas, de surcroît, un bruit de fond excessif perturbe le fonctionnement du démodulateur des signaux chroma. Les repères habituels sont les suivants :

- 16 dB : image « mauvaise » : au-dessous de ce rapport S/B, la réception peut être considérée comme inexploitable.
- 58 dB : image « parfaite » : ce rapport S/B, rarement obtenu, correspond à ce que l'on peut attendre de meilleur d'une réception TV.
- 46 dB : image « très bonne » : cette valeur correspond aux normes fixées pour les antennes collectives.
- 34 dB : image « assez bonne » : valeur très souvent rencontrée dans les installations individuelles bénéficiant de conditions de réception courantes.

Les causes principales de bruit en TV sont les suivantes :

● **Bruit causé par les circuits d'entrée du récepteur.** La technologie moderne des tuners UHF permet de minimiser cette source de bruit. Une amélioration peut toutefois être apportée par l'installation d'antenne qui, si elle fournit un signal élevé, obligera les circuits de CAG du récepteur à réduire le gain, donc à atténuer le bruit de fond.

● **Bruit « thermique » de l'antenne** dû à l'agitation des particules dans la matière constituant cette antenne : on peut estimer ce bruit à large bande à $1,35 \mu V_{eff}$ pour une antenne travaillant à 20 °C sur un canal du standard UHF français. Ce bruit étant irréductible excepté par refroidissement de l'antenne (techniques professionnelles), le seul moyen d'améliorer le rapport signal/bruit à ce niveau est l'augmentation du signal utile aux bornes de l'antenne, en choisissant un modèle à grand gain.

● **Bruit des éventuels amplificateurs d'antenne.** Dans bien des cas, la longueur du câble reliant l'antenne au récepteur introduit des pertes sévères (entre 1,8 et 3,2 dB par 10 mètres environ), ainsi d'ailleurs que les éventuels coupleurs, séparateurs et répartiteurs dont l'utilisation est fréquente, même dans les installations individuelles.

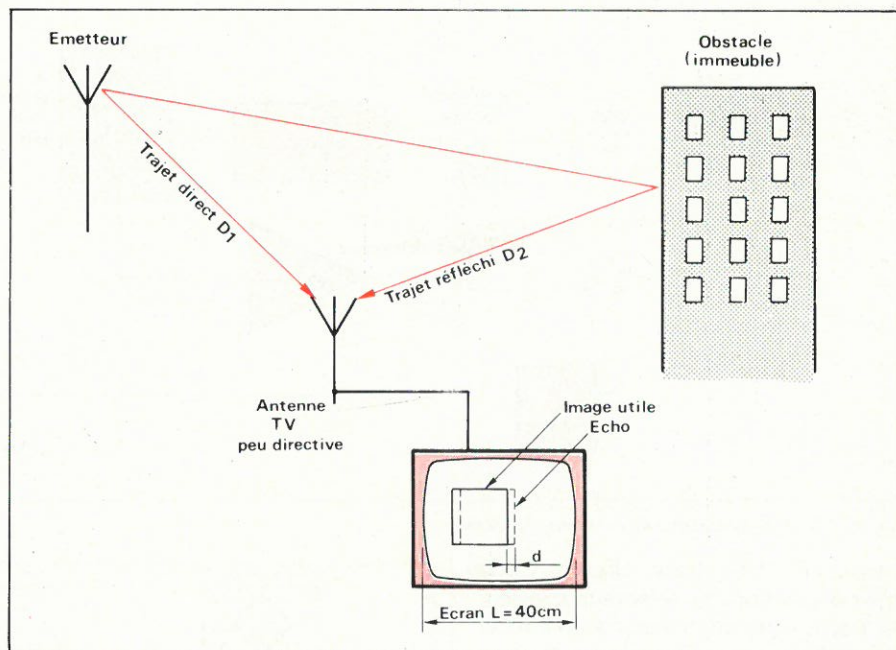


Fig. 1. - Formation d'un écho. Exemple :
 $D_2 - D_1 = 100$ mètres
 $\Delta t = 0,32 \mu s$

$$T_{ligne} = \frac{1}{15\,625} = 64 \mu s$$

Largeur d'écran = 40 cm

$$d = 40 \times \frac{0,32}{64} = 2 \text{ mm}$$

De ce fait, sauf dans les régions très proches d'un émetteur puissant, il s'avère souvent nécessaire de compenser ces pertes par le gain d'un amplificateur dont les circuits ajoutent leur contribution au bruit de fond de l'installation. Cette contribution, appelée *facteur de bruit*, varie entre 6 et 12 dB pour les amplis couramment installés au niveau des antennes individuelles ou collectives.

A ces impératifs visant à obtenir un signal et un rapport signal/bruit aussi élevés que possible s'ajoute celui d'une réjection des échos aussi grande que possible. Il y a « écho » chaque fois que s'ajoute au signal utile capté par l'antenne un signal réfléchi par un obstacle quelconque, parvenant ainsi à l'antenne avec un certain retard Δt dû à la différence des trajets. Compte tenu de la vitesse de balayage du spot sur l'écran, l'écho se traduit par une image dédoublée vers la droite, le décalage étant fonction de la différence de trajet $D_2 - D_1$ (voir fig. 1). Pour des différences de trajet courtes (moins de 100 mètres, cas le plus fréquent en ville), l'écho se traduit par un effet de flou et une imprécision des couleurs. Des différences de trajet de l'ordre du kilomètre (réflexion sur une montagne par exemple) causent par contre réellement un dédoublement perceptible de l'image. Le cas des échos multiples est encore plus épineux.

Dans de tels cas, la parade consiste à utiliser soit une antenne « anti-écho »

(antenne « Panneau »), soit à associer plusieurs antennes en nappe de façon à augmenter artificiellement la directivité du collecteur d'ondes. La mise en circuit d'un atténuateur peut également donner des résultats.

Comparaison entre antennes extérieures et intérieures

Chaque solution présente bien sûr ses avantages et ses inconvénients. L'antenne extérieure, placée au point le plus dégagé de l'habitation, peut prétendre recevoir un champ plus élevé et se trouver relativement à l'abri des échos. De plus, son encombrement ne pose guère des problèmes. En revanche, il lui faut faire transiter son signal par l'intermédiaire d'un long câble de descente introduisant des pertes notables et dégradant le rapport signal/bruit. Des problèmes de coût d'installation, d'esthétique, et de vulnérabilité aux intempéries se posent également. Enfin, la mobilité du récepteur se trouve limitée par le réseau de prises d'antenne disponible ou par la longueur d'une rallonge d'utilisation inconfortable.

Les antennes intérieures livrées avec les récepteurs portables présentent l'avantage de faire partie intégrante du récepteur et de pouvoir le suivre partout. Leur prix de revient n'est pas un problème et l'installation est inexistante. En revanche, leur gain est généralement nul, voire inférieur à l'unité, et leurs caractéristiques de directivité très peu prononcées les prédisposant aux échos.

Une solution intermédiaire existe : l'antenne électronique, qui regroupe sous un faible volume une antenne « panneau » (miniaturisée mais bénéfici-

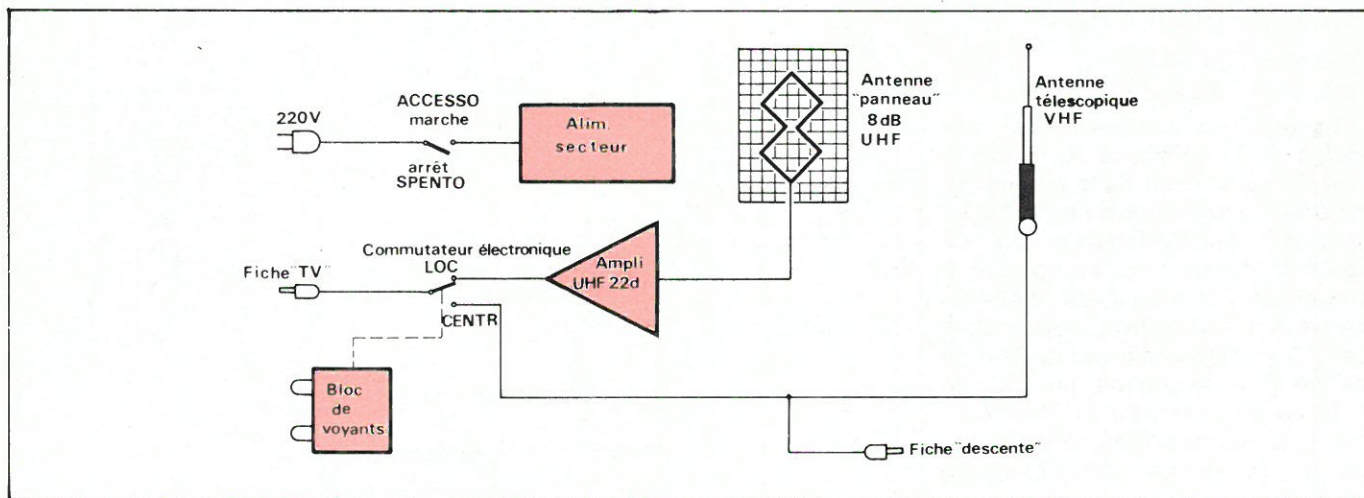


Fig. 4. - Schéma synoptique de l'antenne Multivideo.

l'antenne UHF hors circuit. Cette même position du sélecteur d'antennes peut également servir à connecter au téléviseur une antenne extérieure existante, VHF ou UHF. Une simple action sur une touche permet de cette façon la comparaison rapide entre les deux installations. La seconde touche dont est équipé le socle de l'antenne est simplement l'interrupteur secteur. Deux voyants à LED servent à la fois à visualiser la présence du secteur et le mode de fonctionnement choisi. Il importe de noter que l'amplificateur n'agit pas sur l'éventuelle antenne extérieure, car un ampli doit toujours être monté en tête du câble de descente, faute de quoi le rapport signal/bruit de l'installation se verrait dégradé d'un nombre de dB égal à l'atténuation introduite par le câble.

Par contre, rien n'empêche de placer l'antenne Multivideo en tête d'un câble de descente, même très long. Le gain de l'ampli permet de compenser largement les pertes et on peut escompter recevoir un champ supérieur et débarrassé des échos les plus gênants si le collecteur d'ondes est placé dans un grenier.

Cette configuration « antenne de grenier électronique » constitue un compromis très bien placé entre l'antenne de toit et l'antenne intérieure. Sauvegardant l'esthétique de la construction, cette solution permet néanmoins de placer aussi haut que possible une antenne performante, sans acrobaties particulières.

L'alimentation 220 V peut éventuellement être laissée raccordée en permanence, mais il est bien préférable de la télécommander à partir du récepteur, à travers le câble coaxial de descente. Il existe au catalogue de tous les fabricants d'antennes des accessoires nommés « injecteurs et extracteurs de tension d'alimentation », et qui permettent de faire parvenir au voisinage de l'antenne une tension de 12 V, par exemple, pouvant être prélevée dans le

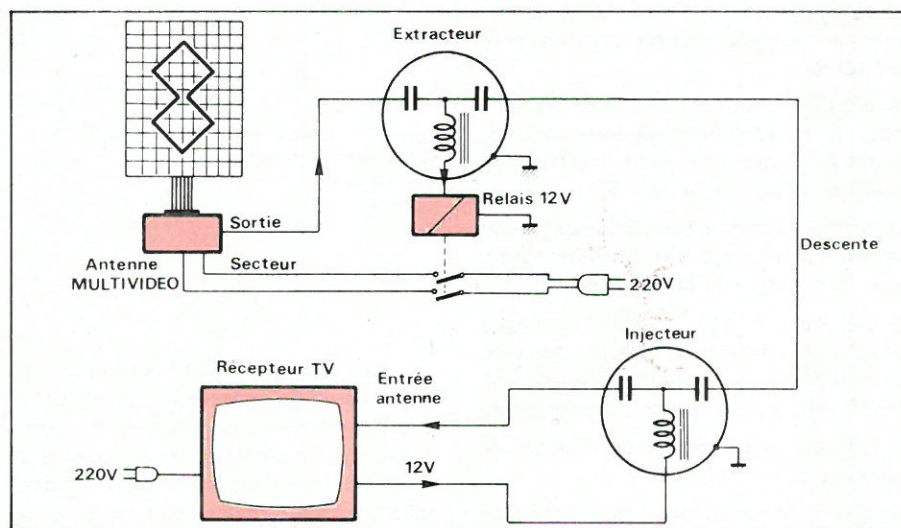
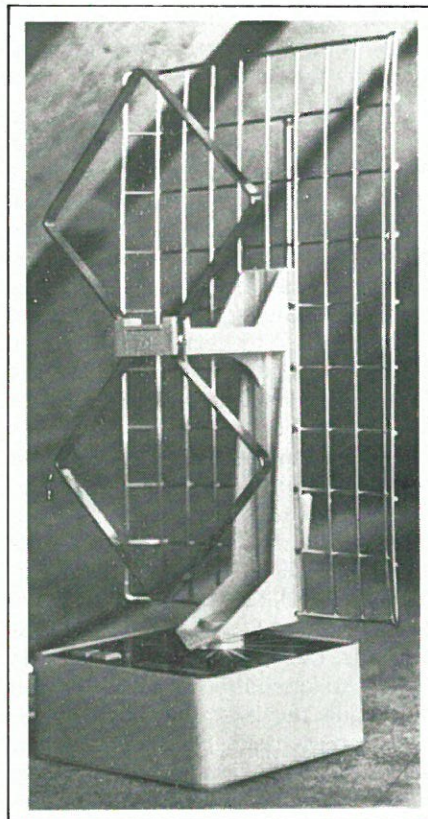


Fig. 5. - Principe d'une installation de grenier.



L'antenne électronique de grenier : une solution simple, performante, et sans inconvénient d'ordre esthétique.

récepteur TV. Cette tension, présente seulement lorsque le récepteur fonctionne, peut faire coller un relais appliquant le 220 V à l'antenne électronique située dans le grenier (fig. 5).

Conclusion

Le développement de transistors performants capables de fonctionner à faible bruit jusqu'à plus de 1 GHz a permis à SGS-ATES de mettre au point une antenne intérieure de conception originale, capable de rendre de réels services aussi bien à poste fixe que pour des utilisations en portable. La souplesse d'emploi de ce collecteur d'ondes ne nuit en rien à la qualité de la réception en raison principalement des très bonnes caractéristiques de directivité, de gain, et de bruit de l'ensemble, obtenues grâce à une optimisation poussée de chaque élément de l'appareil. En fait, une installation légère faisant appel à la Multivideo peut souvent concurrencer une installation extérieure classique, même dans les zones de réception difficile ou bien lorsque l'on cherche à recevoir des émetteurs étrangers en zone frontalière.

Patrick Gueulle

Après les Rendez-vous d'Avril au Salon des Composants et à INOVA

Dans notre numéro 9, nous avons émis l'opinion que le Salon 79 pourrait surtout marquer l'évolution vers les applications beaucoup plus qu'un bouleversement technique au niveau du composant.

Cette tendance s'est, semble-t-il, concrétisée car, s'il n'y a pas eu révolution, en s'affirmant et en se perfectionnant, la technologie a donné à ce Salon 79 un certain caractère d'attente et de concertation.



Le complément, nous l'avons trouvé au Palais des Congrès, à la Porte Maillot, où l'échelon supérieur de la technique avait installé ses assises avec pour thèmes principaux :

- Les énergies nouvelles
- L'évolution technico-économique des matériaux
- L'automatique et la « robotique »
- L'avenir des entreprises.

Il nous a semblé qu'entre les deux manifestations, une sorte de complicité silencieuse s'était établie. L'une proposant des innovations dans le cadre d'un progrès à la fois technique et économique, l'autre procurant les moyens les mieux appropriés pour leur exploitation, bénéficiant éventuellement de l'essor provoqué.

Le ministre de l'Industrie a synthétisé l'intérêt de cette première semaine d'avril 79 en parlant « des nouveautés qui transforment de l'intérieur la technologie moderne et qui affectent progressivement chaque secteur ».

A la Porte de Versailles, en plus des quelques matériels et produits que nous avons déjà présentés, notre visite nous a fait découvrir des éléments qui, sans être nouveaux, comportaient certaines améliorations dimensionnelles ou fonctionnelles qui méritent d'être signalées.

Portescap, société helvétique, fort connue en micromécanique, apporte son concours à l'automation avec son micromoteur qui bat tous les records de miniaturisation. Pas plus gros qu'un domino (fig. 1), il développe 100 mW

avec un couple de démarrage de 4,2 g/cm. Sous une tension continue de mesure de 2 V, il atteint, à vide, la vitesse de 7 600 t/min.

Équipé d'un réducteur de précision à

denture droite, son arbre de sortie, en inox, peut tourner dans des rapports allant de 3,67 à 2440/1. Sa conception tout à fait nouvelle, puisqu'il comporte un rotor sans fer, le destine à des systèmes d'asservissements sophistiqués.

Siemens propose un nouveau circuit MOS, le S.A.B. 3060, dont la puce ne mesure que 7,5 mm² (fig. 2). C'est un convertisseur analogique/numérique (A/D) comportant 256 condensateurs et 1000 transistors, spécialement conçu pour les microprocesseurs.

Dans ce réseau, chaque signal analogique est comparé huit fois de suite à une tension de référence divisée par deux à chaque opération. Cette approximation « pas à pas », qui reposait jusqu'ici sur un réseau de résistances, permet de convertir directement la valeur analogique de départ en un mot de huit bits. Il fournit des indications directes sans amplification et constitue un élément de liaison idéal capteur/processeur en mémorisant de façon numérique les informations telles que : vitesse de rotation, température, déplacements (v, e, h) ou quantité d'une population quelconque.

En matière d'énergie solaire, cette firme propose un panneau de 36 cellules qui délivre 15 W, avec une intensité de rayonnement de 100 mW/cm² (1 A - 15 V) (voir fig. 3). Son poids de 4 kg lui confère une facilité d'installation dans de nombreux cas où l'alimentation autonome est la seule possible.

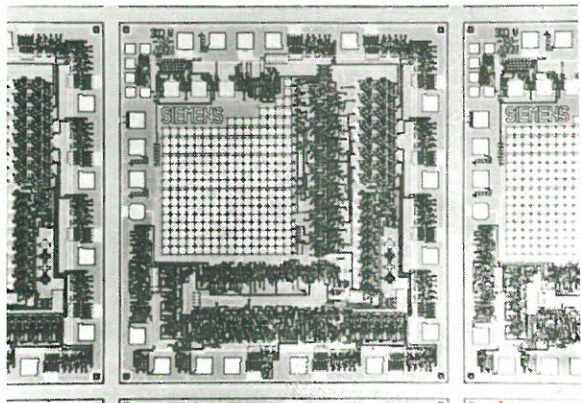


Fig. 1

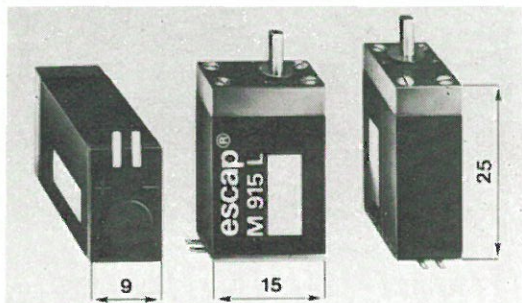


Fig. 2

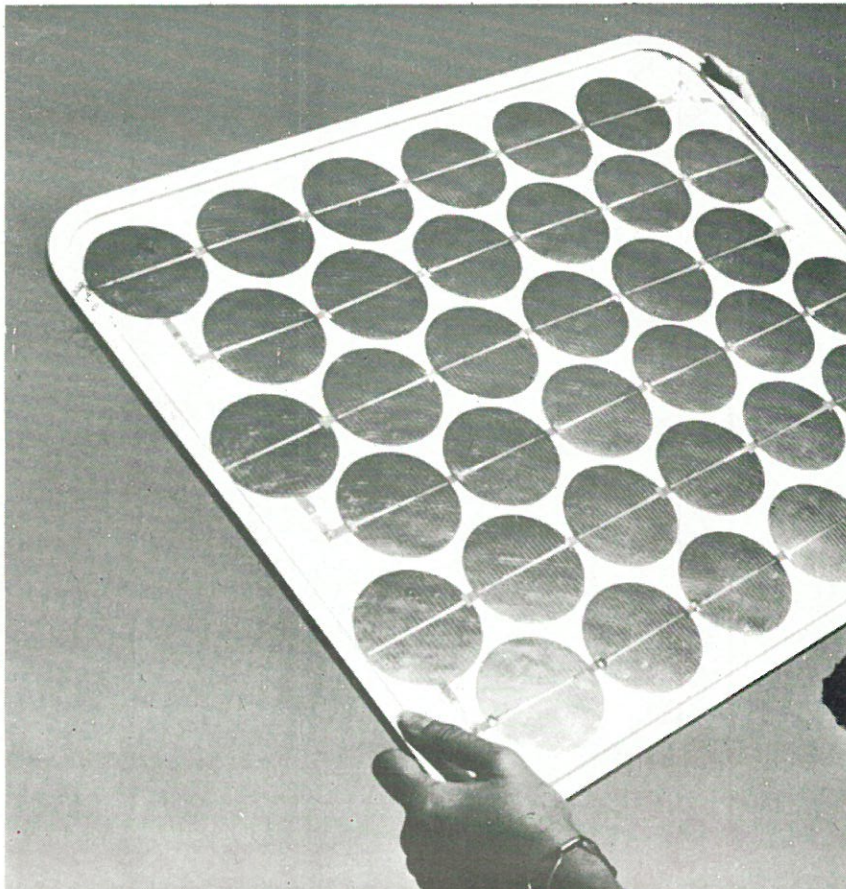


Fig. 3

Dans l'activité **Mesure et Test** (Section B) on peut, entre autres, signaler la venue de **Facom** à « l'outillage » de test électronique avec un testeur « in situ » de circuits intégrés jusqu'à 40 broches (fig. 4).

Siemens pour sa part offre un testeur de tension à diodes électroluminescentes. Deux versions sont disponibles (tous courants et secteur) et la principale originalité réside surtout dans les faibles dimensions de l'appareil (fig. 5).

La section C, **Matériaux et Produits**, nous a permis de vérifier les tendances, déjà signalées dans cette revue, au sujet des circuits hybrides en microélectronique : concernant les produits, la poussée des crèmes et colles de soudure et, dans le domaine de l'économie, un progrès réel quant à l'utilisation des pâtes et substrats pour couches épaisses.

Une nouvelle société française « **Epotecny** » vient de naître pour la distribution des produits américains de « **Epoxy Technology Inc.** » (Epo-Tek). Avec une cinquantaine de références, la nouvelle société offre des colles conductrices polymérisables et certaines préparations pour l'optoélectronique dont l'une a la propriété de rester transparente entre 3 000 Å et 2,6 µ avec un indice de réfraction proche de celui des verres usuels.

Du Pont, pour sa part, adoptant la technique hybride sur « tôle émaillée », ajoute à sa gamme, dix formules de

pâtes spécialement destinées à cet usage. Elle ont toutes été testées sur les substrats fabriqués par Erie et Alpha.

D'autre part, conscients de la contrainte souvent imposée par les conditions d'emploi des pâtes en sérigraphie, les ingénieurs de Wilmington ont trouvé un nouveau véhicule de base, baptisé « **Sprint** », qui libère l'utilisateur tout en lui permettant d'accroître sa productivité. Il a déjà été introduit dans une trentaine de compositions.

Notre visite à « **INOVA** » nous a par ailleurs permis de constater les progrès du captage de l'énergie solaire et l'importance des efforts développés dans quelques points du globe dont l'exposition n'est pas supérieure à celle de notre pays. Le Japon se distingue tout particulièrement avec les réalisations de **SANYO** dont le niveau industriel est particulièrement développé.

En France, **Thermor** développe son capteur plan : le **SPECES** et établit un barème d'énergie récupérée annuellement en fonction de l'ensoleillement constaté :

Ensoleillement annuel moyen	Énergie récupérée kWh/an
1 750 h.	2 140
2 000 h.	2 448
2 250 h.	2 752
2 500 h.	3 058
2 750 h.	3 366
3 000 h.	3 670

L'innovation dans ce secteur de l'économie d'énergie, souvent illusoire au niveau de l'utilisateur de base, devient fort intéressante dans l'industrie en général.

Une société française, les établissements **Paturle**, ont marqué eux aussi leur effort de création dans la production de matériaux classiques. Plus souvent constitués d'éléments de synthèse en provenance du pétrole et du bois les nouveaux plastiques proposés « **Multi-base** » et « **Multibois** » sont issus en grandes parties, de carbonate de calcium (gisements nationaux) et de sciures de bois de récupération. Se travaillant dans les machines classiques, ces produits peuvent, dans beaucoup de cas, remplacer le bois, l'aluminium et le P.V.C.

Espérons que cet exemple fera école et, même dans notre profession de l'électronique, le développement de semblables actions pourraient nous permettre de devenir compétitifs et limiter notre dépendance de l'étranger.

P.L. Grenier

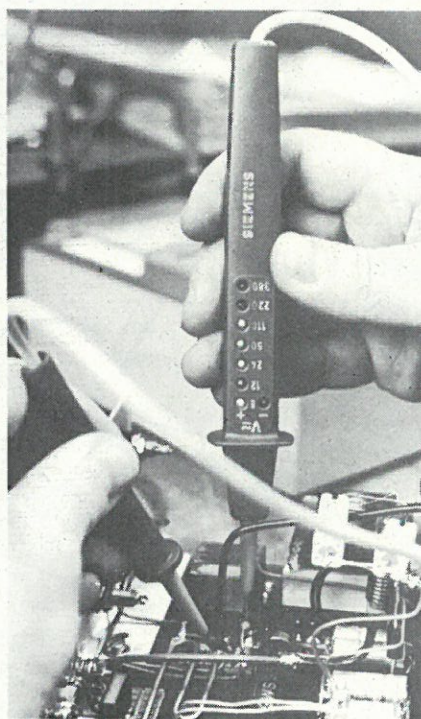


Fig. 5

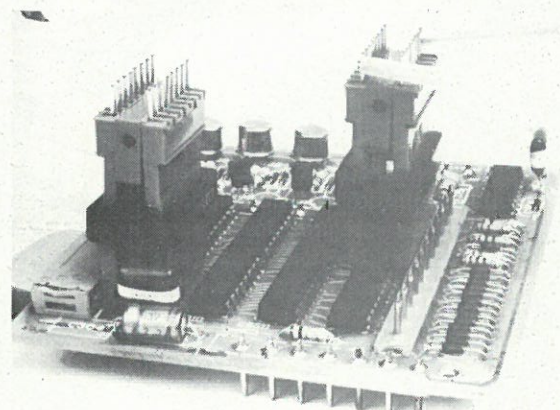
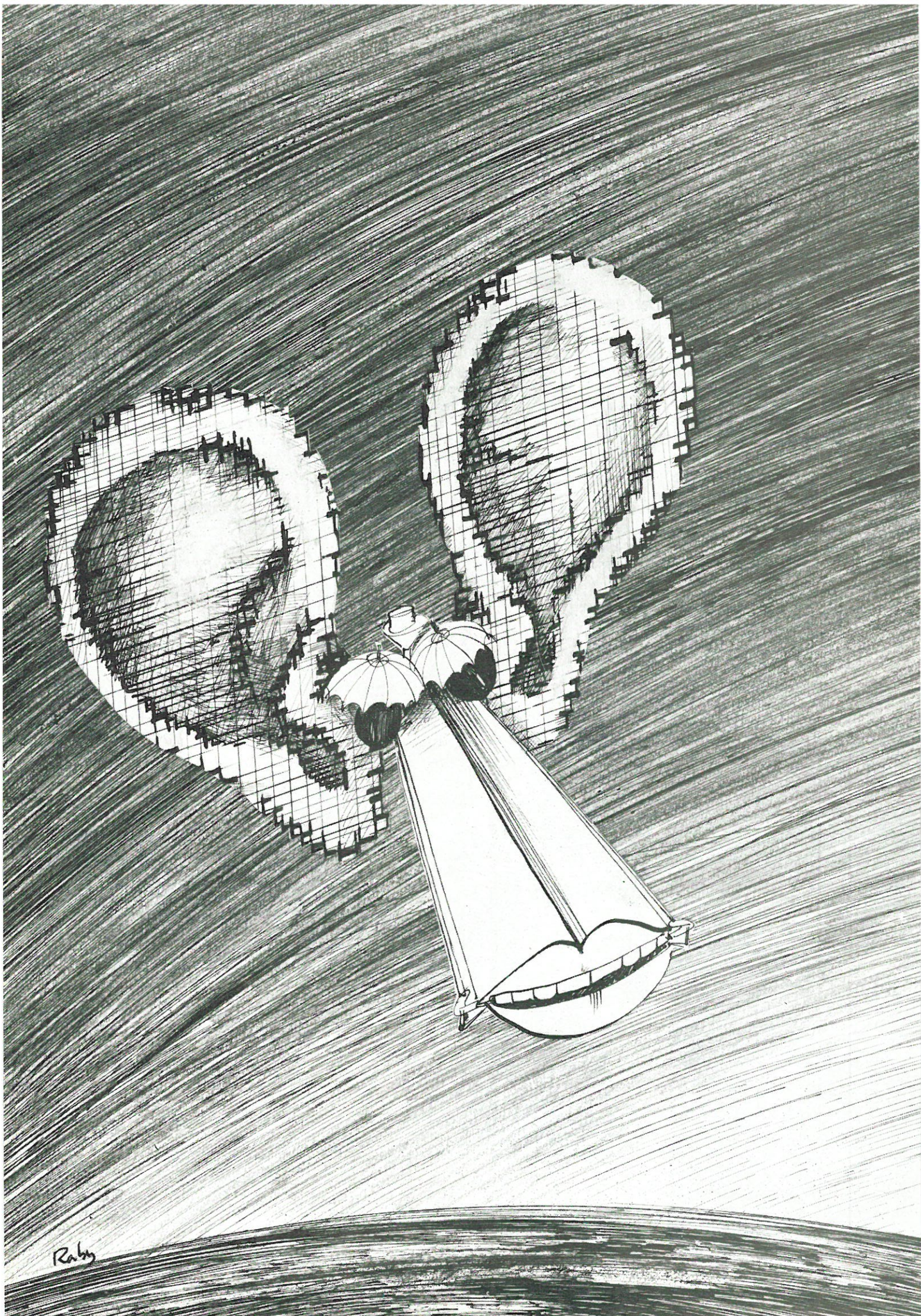
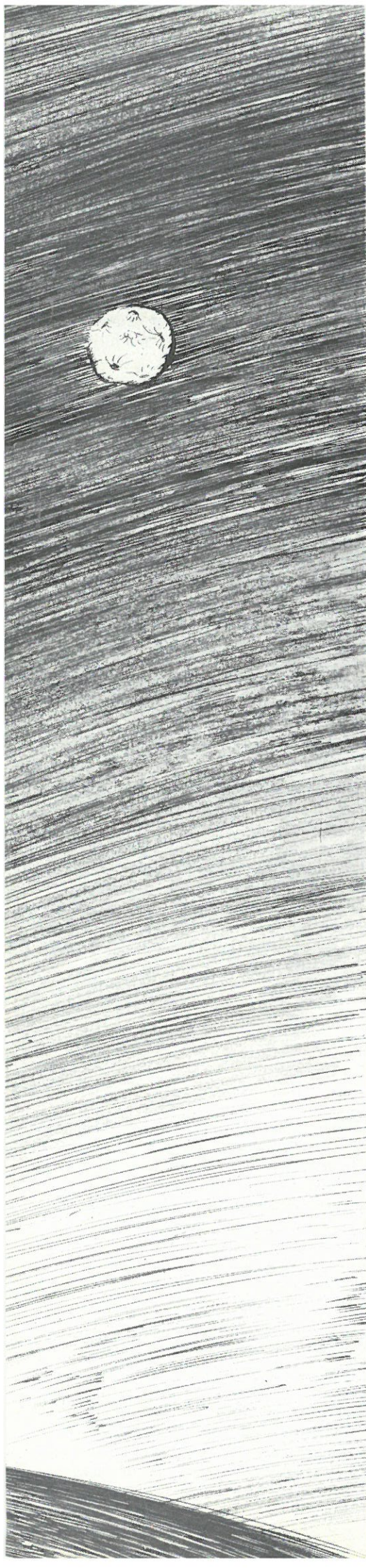


Fig. 4



Ruby



LES SATELLITES

L'espace n'est plus seulement pour l'homme un lieu d'exploration. Il est devenu une composante essentielle de divers systèmes qui vont changer ses relations et ses conditions d'existence. Cela est vrai dès aujourd'hui (ou immédiatement prévisible) pour des activités telles que les télécommunications, la télévision, la météorologie, la détection des ressources naturelles, le contrôle des navigations maritime et aérienne. Nul ne s'étonne désormais de pouvoir assister chez soi, en n'importe quel point du globe, à la retransmission télévisée d'une épreuve olympique qui se déroule dans le même temps à Montréal ; nul ne songe, en téléphonant à Tokyo ou à Los Angeles, que la communication s'est établie par le relais d'un appareil mis en orbite à 36 000 km au-dessus de l'Equateur. Tout usager d'un grand réseau téléinformatique trouve naturel de faire traiter ses données indifféremment à Cleveland, Londres ou Paris, par le relais d'un satellite.

La conquête de l'espace a rapproché les hommes sur la Terre ; de plus, les techniques nouvelles qu'elle leur a révélées ont fait de l'espace un auxiliaire déjà indispensable de leur vie quotidienne.

Les télécommunications spatiales

Il y a quinze ans, l'usage généralisé des satellites pour les communications était difficile à concevoir : on n'avait pas, alors, la maîtrise des faisceaux hertziens de faible puissance qui sont aujourd'hui employés dans les liaisons par satellite, et les moyens de placer les satellites sur orbite géostationnaire, c'est-à-dire sur une orbite telle qu'ils tournent autour de la terre en 24 heures et forment ainsi, pour un observateur situé au sol, un point apparemment immobile. Lorsque le premier satellite opérationnel de télécommunications, Early Bird, fut lancé en 1965, il ne comportait qu'une capacité de 250 lignes téléphoniques, ce qui rendait les communications extrêmement coûteuses : les satellites actuellement en construction comportent plusieurs dizaines de milliers de voies. Le coût d'une voie a, de ce fait, diminué dans des proportions considérables et les liaisons par satellite sont désormais rentables, non seulement pour les liaisons intercontinentales, mais aussi pour celles qui sont établies à l'inté-

rieur de pays au territoire vaste ou à l'habitat dispersé.

Dans la panoplie des moyens d'acheminement des communications (faisceaux, câbles, émissions radio), les satellites présentent des facilités de mise en place et d'exploitation très intéressantes : infrastructure simple et facile d'entretien, fiabilité des transmissions. Quant aux zones de couverture, elles se caractérisent par leurs étendues ; il suffit de trois satellites, placés sur orbite géostationnaire, à 36 000 km de la Terre, pour que deux points quelconques de la surface du globe (mises à part les zones arctiques et antarctiques) puissent, à l'aide d'antennes de quelques mètres de diamètre, entrer en liaison avec une totale sécurité de transmission.

Maîtrise dans l'espace et puissance sur la Terre

C'est un marché considérable qui s'ouvre de ce fait. Certains pays (Etats-Unis, U.R.S.S., Canada) se sont d'ores

et déjà dotés de réseaux nationaux de télécommunications par satellite. D'autres (Japon, Brésil, Inde, Indonésie...) s'apprêtent à le faire. Or, seuls actuellement les E.U. et l'U.R.S.S. possèdent la capacité de construction de systèmes complets. Cela leur donne, dans leurs hémisphères respectifs, une position de quasi-monopole. Le Canada par exemple a pu constituer son propre réseau avec des satellites américains, lancés depuis Cap Kennedy par des lanceurs américains. Les U.S.A. qui, les premiers placèrent en orbite un satellite « Télécomm » furent aussi les initiateurs d'une organisation internationale pour l'exploitation des télécommunications spatiales : ainsi naquit Intelsat. Celle-ci qui, en 1964 groupait 17 pays, compte aujourd'hui 91 membres, dont la Chine.

La maîtrise des systèmes de télécommunications spatiales confère assurément aux puissances qui dominent ce marché un pouvoir considérable ; les pays qui n'ont pas cette maîtrise sont voués à dépendre d'elles pour une partie au moins de leurs transmissions. C'est pourquoi la France et l'Europe travaillent actuellement pour l'acquérir à leur tour. Il faut pour cela avoir ses propres satellites. Il faut avoir aussi ses propres lanceurs.

Les deux satellites franco-allemands du programme Symphonie, lancés en décembre 1974 et août 1975 atteignaient un niveau technologique identique à celui des satellites américains. Ils comportaient, de plus, des innovations comme le système de stabilisation, principe adopté pour les satellites actuellement en construction aux Etats-Unis. Mais le premier programme européen pour la construction

d'un lanceur lourd (Europa) a connu un échec. Il a donc fallu, pour les satellites « Symphonie » recourir à des lanceurs américains, renoncer de ce fait à une exploitation commerciale et procéder à des modifications qui ont entraîné quelque retard.

L'Europe est aujourd'hui engagée, avec une contribution française majoritaire, dans un second programme de lanceurs (Ariane) dont les tirs opérationnels débiteront en 1980. Dans le même temps, deviendra opérationnel le premier système exclusivement européen de télécommunications spatiales. L'Europe acquerra alors, non seulement son autonomie, mais aussi une position concurrentielle dans le marché des télécommunications par satellites.

Développement culturel et transfert de technologie

Les potentialités offertes par les satellites pour la transmission des programmes de télévision dans les régions les plus lointaines ou les plus difficilement accessibles ouvrent à la diffusion de programmes éducatifs vers les pays en voie de développement des perspectives d'autant plus séduisantes que la technologie des installations de réception s'est considérablement simplifiée et que plus l'émetteur spatial est puissant, plus leur coût s'abaisse.

Les satellites du programme Symphonie ont permis en particulier depuis mars 1976, la transmission deux heures par jour, depuis la station française de Pleumeur-Bodou, d'émissions pédagogiques destinées aux écoles

primaires de la Côte d'Ivoire. Le Gabon a bénéficié aussi de cette utilisation expérimentale de Symphonie. Pour exploiter complètement de telles possibilités, il est sans doute nécessaire de concevoir des programmes utilisables par tous, de réglementer leur production et leur diffusion afin qu'ils ne puissent porter aucun préjudice à l'indépendance des Etats. Mais, une fois trouvée la solution de ces délicats problèmes, c'est un remarquable facteur de développement culturel qui sera rendu possible. La France, et l'Europe ne sauraient manquer de l'utiliser.

Les satellites au service des télécommunications

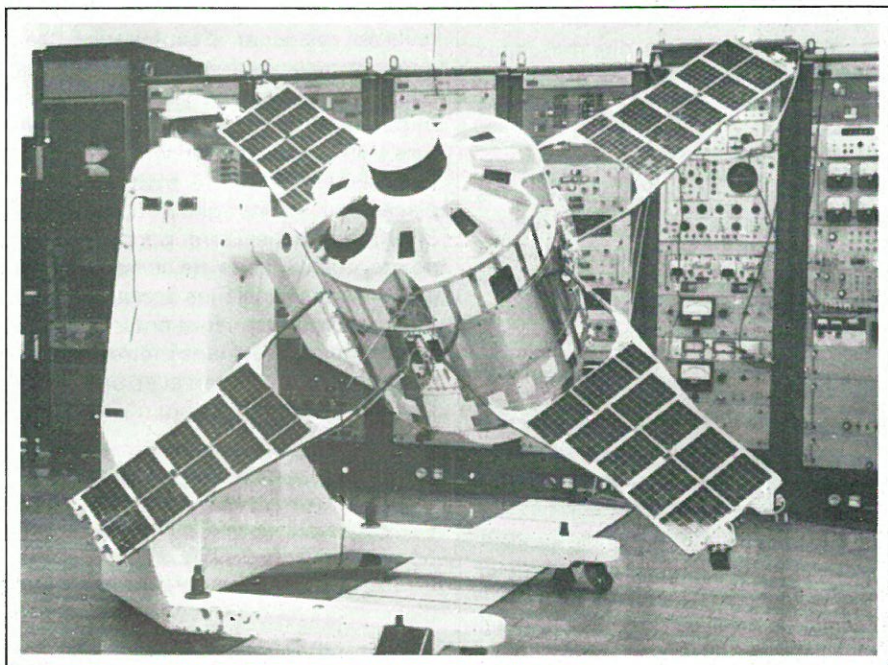
Le développement des télécommunications est une des caractéristiques fondamentales de la société moderne. Portant à la fois sur le volume d'informations transporté, sur la vitesse des communications et sur les distances couvertes, ce développement conditionne l'évolution de nombreux aspects du monde contemporain : c'est par exemple le cas des transports intercontinentaux, des consortiums industriels internationaux, des agences d'informations, de la communication scientifique, etc.

Quels sont les différents moyens disponibles pour acheminer ce trafic en constante augmentation ? En premier lieu, on trouve les moyens terrestres classiques, essentiellement les câbles sous-marins et les faisceaux hertziens, constitués par un grand nombre de relais radio. Ensuite, il y a le moyen spatial, qui s'est développé considérablement au cours de la dernière décennie.

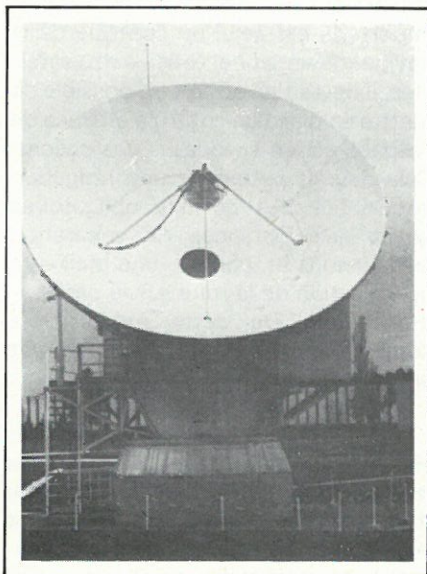
Un relais à 36 000 km d'altitude

Mais quels sont les éléments constitutifs d'un système de télécommunications spatial ? On trouve tout d'abord les stations émettrices et réceptrices, équipées de grandes antennes, comme celles du centre de Pleumeur-Bodou par exemple, et ensuite, le satellite, véritable relais spatial chargé d'établir une véritable connexion permanente entre les stations.

A l'exception des engins soviétiques Molniya, tous les satellites de télécommunications lancés depuis 10 ans sont « géostationnaires », c'est-à-dire qu'ils apparaissent immobiles à un observateur terrestre. Pour parvenir à ce résultat, on les place sur une orbite circulaire à 36 500 km environ au-dessus



A la recherche de la création de l'Univers : le satellite Signe-3



Antenne Symphonie SHF de la station JBD de Toulouse

de l'équateur, orbite qu'ils décrivent ensuite en 24 heures, c'est-à-dire en synchronisme avec la rotation de la Terre. Depuis un point situé à une altitude aussi élevée, un engin « voit » approximativement un tiers de la surface du globe ; trois satellites suffisent donc ainsi théoriquement à assurer les besoins mondiaux mais, en pratique, on en utilise évidemment beaucoup plus.

Le niveau technologique actuel est tel que les satellites sont capables de relayer simultanément un nombre considérable de conversations téléphoniques (environ 6 000 pour les engins en service, et environ 12 000 pour les satellites en cours d'étude). En outre, leur capacité de transmission peut tout aussi bien être utilisée pour des messages télégraphiques et surtout des programmes de télévision.

Des avantages considérables

Par rapport aux moyens classiques, les télécommunications spatiales possèdent plusieurs caractéristiques qui leur confèrent des avantages évidents. Nous en citerons quelques-unes :

- En premier lieu, l'utilisation d'un satellite affranchit les télécommunications du problème de la distance. Deux stations quelconques se trouvant dans la zone de visibilité de l'engin peuvent établir la liaison par l'intermédiaire de celui-ci. Une application immédiate de cette possibilité a été l'avènement de communications intercontinentales simples et fiables.

- Ensuite, comme nous l'avons déjà souligné, la capacité de transmission d'un satellite est très importante, plus importante dans l'état actuel de la technologie que celle de tout autre

moyen. A titre d'exemple, on peut indiquer que le plus gros câble sous-marin ne peut acheminer que 1 840 voies téléphoniques (il faut deux voies pour une conversation) et que les faisceaux hertziens sont limités à quelques 2 700 voies. C'est cette capacité des satellites qui leur permet de faire face à la croissance considérable du trafic que nous avons évoqué.

- Par ailleurs, un satellite peut réaliser simultanément la connexion d'un grand nombre de stations, une station quelconque pouvant ainsi communiquer en même temps avec toutes les autres.

- Enfin, les télécommunications spatiales sont bien souvent le seul moyen qui permette d'assurer certains services. Il suffit par exemple de citer le cas de la « mondiovision » qui exige des liaisons télévisées par-dessus les océans.

Un développement très rapide

Le développement des techniques spatiales et leur mise au service de l'homme ont été extrêmement rapides dans tous les domaines, mais c'est peut-être pour les télécommunications que cette rapidité est la plus manifeste. Quelques dates sont révélatrices à cet égard :

- 1957 : lancement du premier satellite artificiel de la Terre.

- 1962 : mise sur orbite du premier satellite de communications, Telstar, grâce auquel furent effectuées les pre-

mières transmissions télévisées au-dessus de l'Océan Atlantique.

- 1964 : première satellisation réussie d'un engin, Syncom-3, sur une orbite géostationnaire, et création de l'Organisation Internationale de Télécommunications par satellites Interlsat.

- 1965 : lancement d'Early Bird, le premier satellite exploitant commercialement sur l'Atlantique. Mise sur orbite du premier satellite de télécommunications soviétique Molniya.

- 1967 : mise en place du premier réseau national de télécommunications par l'U.R.S.S. : le réseau Orbita.

- 1969 : entrée en service du premier réseau commercial mondial dans le cadre d'Intelsat.

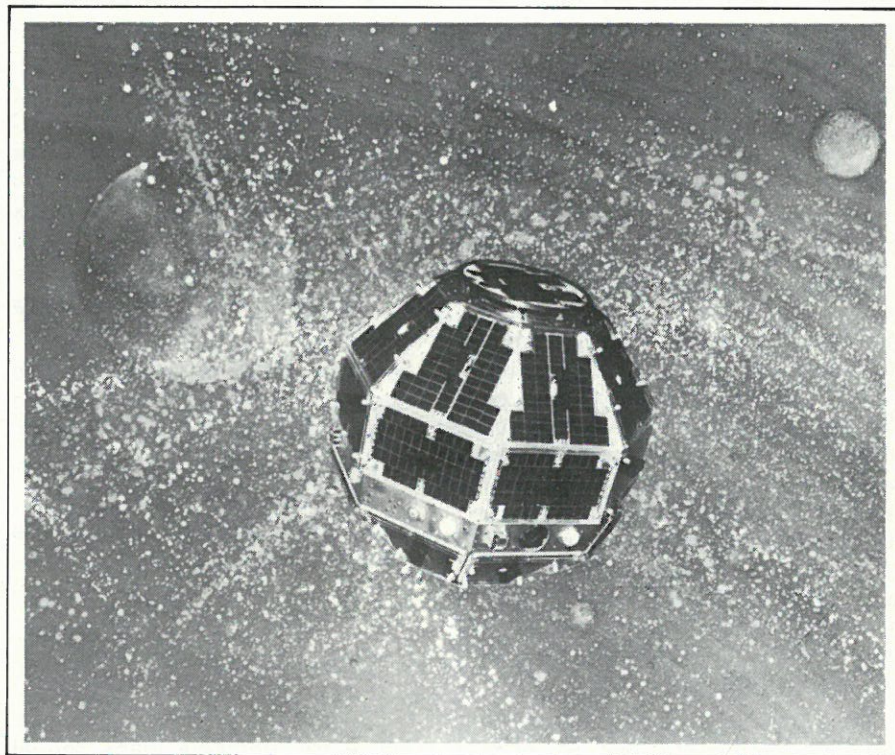
- 1973 : mise en place d'un réseau national au Canada.

- 1974 : entrée en service de plusieurs réseaux nationaux aux U.S.A.

- 1975 : décision de l'Indonésie et du Brésil de se doter de réseaux nationaux.

Déjà de nombreux réseaux

A l'heure actuelle, il existe donc d'ores et déjà plusieurs systèmes de télécommunications spatiales opérationnels. Le principal est celui de l'Intelsat, qui achemine le trafic intercontinental. Ce réseau international comprend quatre satellites en exploitation, deux se trouvant au-dessus de l'Atlantique, l'un étant à la verticale du Pacifique et le dernier au-dessus de



Vue d'artiste du satellite Castor (D5B)

l'Océan Indien. Le volume des communications passant par ce système s'accroît de 20 à 25 % par an, cependant qu'en dix ans, le coût des redevances téléphoniques a diminué d'un facteur 3. C'est par Intelsat que sont acheminées les grandes transmissions télévisées comme celles des jeux olympiques (Grenoble, Mexico, Munich), les phases finales des coupes du Monde de football, etc.

L'U.R.S.S. cherche actuellement à mettre en place un autre réseau international Interspoutnik, mais pour l'instant, les autres systèmes existant dans le monde sont nationaux, c'est-à-dire servent aux liaisons intérieures à un pays. Or, on en trouve un en Union Soviétique, un au Canada, et plusieurs aux U.S.A.

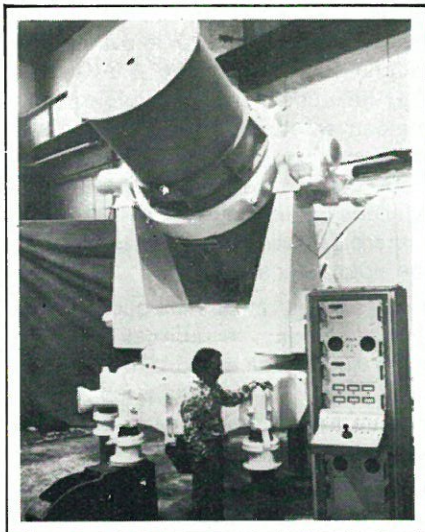
Dans les années à venir, l'évolution du réseau Intelsat va se poursuivre, avec le remplacement progressif des satellites actuels par des engins ayant des capacités supérieures. Les systèmes nationaux de télécommunications spatiales vont, dans le même temps, se multiplier, notamment au Brésil, en Indonésie, en Algérie, etc.

Parallèlement vont apparaître des réseaux de télécommunications à caractère régional, c'est-à-dire desservant les pays d'une certaine région du globe. Le satellite expérimental franco-allemand « Symphonie », lancé le 19 décembre 1974 préfigure ainsi le futur réseau régional européen. Un second « Symphonie » a été mis sur orbite en 1975, puis vint OTS, plus évolué, et un système opérationnel pourrait être mis en service vers 1980. Si une cinquième chaîne de télévision est mise en place un jour en France, ce ne pourra être que grâce à ces satellites européens. Un autre réseau régional pourrait être développé par les pays arabes.

Communications avec les navires

Avec des réseaux internationaux, régionaux, nationaux, les télécommunications spatiales font déjà preuve d'une grande diversification. Mais ce n'est là qu'un début. Déjà d'autres applications leur sont trouvées dans des domaines divers de l'activité humaine. Il en est ainsi, par exemple pour l'établissement de communications entre les navires et la terre, qui pourraient être considérablement facilitées grâce à des systèmes spatiaux plus rapides et plus fiables que les méthodes classiques.

Les techniques utilisées actuellement ne permettent pas en effet d'assurer un service dans des condi-



Tourelle de la station de télémétrie Laser installée au centre du Cerga, près de Grasse (Photo Creusot-Loire).

tions satisfaisantes : les liaisons HF sont souvent de qualité moyenne, le temps d'attente est important, et la saturation des fréquences paraît proche. Il s'agit typiquement d'un cas où le recours à une méthode spatiale apparaît comme la bonne solution. On peut aussi déterminer avec une grande exactitude la position des navires en mer. Il résultera de l'usage des satellites une sécurité accrue, mais aussi des économies de temps et de carburant liées à un calcul plus précis des routes et des horaires.

Dès cette année, deux satellites de télécommunications américains à vocation maritime, appelés Marisat, vont être lancés, l'un étant placé au-dessus de l'Atlantique et l'autre au-dessus du Pacifique. Dans peu de temps, l'Europe mettra sur orbite son propre satellite maritime Marots et d'ici 1980, on peut prévoir l'établissement d'un système mondial.

On peut d'ailleurs remarquer qu'au-delà du simple établissement de liaisons navires/Terre par téléphone, télex ou même l'intermédiaire d'un terminal d'ordinateur, les moyens spatiaux pourraient rendre bien d'autres services dans le domaine maritime :

- amélioration de la précision de la navigation,
- contrôle du trafic dans certaines zones encombrées, comme la Manche par exemple,
- progrès en ce qui concerne les systèmes anti-collisions,
- efficacité accrue des moyens de recherche et de sauvetage.

Contrôle de la navigation aérienne

Un autre domaine dans lequel l'introduction des techniques spatiales

constituera un progrès extrêmement important, est celui du contrôle de la navigation aérienne. Grâce à des satellites, il devrait en effet, être possible de mettre en place un contrôle efficace de l'espace aérien au-dessus des océans. Cela devrait permettre une réduction importante des normes obligatoires quant aux distances de séparation entre avions et, partant, une meilleure optimisation de la route suivie par chaque avion. De cette manière, la consommation de carburant devrait sensiblement diminuer.

Au moyen des satellites, il sera également possible d'établir entre les avions et les centres de contrôle, des liaisons d'une qualité très nettement supérieure à celle connue actuellement, en particulier pour les routes océaniques et les vols au-dessus des régions désertiques ou des zones ayant une infrastructure au sol peu développée.

Les U.S.A., le Canada et l'Europe coopèrent actuellement pour le développement d'un système mondial expérimental utilisant des satellites aéronautiques. Les systèmes spatiaux de télécommunications sont pratiquement entrés dans leur phase de pleine exploitation et de diversification des applications.

La télévision directe

Si l'intérêt des télécommunications spatiales est évident pour les liaisons intercontinentales, ou à l'intérieur de vastes pays à faible densité de population, il peut paraître moins grand pour une région comme l'Europe, fortement peuplée, et déjà bien équipée en réseaux classiques.

Pourtant, un système régional européen se développera pendant les années 1980. Comment cela s'explique-t-il ? Par deux raisons : tout d'abord en complétant les systèmes traditionnels par des satellites, on pourra accroître le nombre de conversations téléphoniques ou de programmes de télévision transmis. Ensuite, il sera possible d'accroître dans une zone donnée le pourcentage de la population desservie : pour un satellite, il n'y a pas en effet de « zones d'ombre ». Les avantages sont considérables : c'est la couverture complète d'un territoire à partir d'une seule source, et c'est la mise en place du système en une seule étape (satellites et stations au sol de contrôle et d'émission).

Les adaptateurs H.F. qui permettent la réception au sol des signaux émis par les satellites et les transforment en signaux compatibles avec les récep-

teurs TV classiques du public, peuvent être simples et peu coûteux. Chaque téléspectateur pourra recevoir individuellement les émissions. Sur les plans économiques et technologiques, la télévision directe est une réalité pour demain.

Pour que les installations de réception ne dépassent pas un prix compatible avec l'équipement des foyers, toute la puissance et la complexité du système technique seront reportées sur le satellite en orbite géostationnaire. Cependant, le coût du segment spatial d'un système opérationnel destiné à fonctionner pendant dix ans, donc nécessitant pour couvrir un territoire comme celui de la France, l'achat de cinq satellites et de quatre lanceurs Ariane, ne sera pas supérieur à celui d'un système terrestre équivalent.

Mais c'est aussi, et surtout, une solution apportée au problème que pose à la TV l'encombrement de l'espace hertzien. Les bandes de fréquences utilisables aujourd'hui pour la télédiffusion terrestre sont pratiquement saturées et ne permettent guère de créer d'autres chaînes. Aussi la télévision directe par satellites donne-t-elle lieu à des études, des développements et des projets très concrets.

La TV directe promet de modifier profondément l'économie des systèmes d'émission et de réception des images et du son. Mais elle pose abruptement beaucoup de questions relatives aux statuts juridiques des télédiffusions et aux privilèges d'émission, qui nécessitent quelque concertation : il ne s'agit plus pour l'homme d'apprendre à vivre DANS l'espace, il lui faut aussi et surtout apprendre à vivre AVEC l'espace. Des expériences

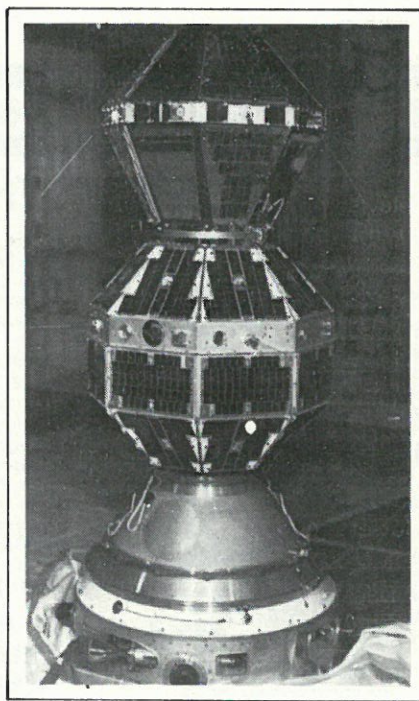
contrôlées, comme celles que le programme « Symphonie » a rendu possible, doivent y aider.

Par le biais de la « mondovision », et des liaisons téléphoniques intercontinentales, les télécommunications spatiales sont déjà entrées dans notre existence quotidienne. Mais elles sont, sans aucun doute, appelées à jouer un rôle bien plus grand dans les années et les décennies à venir.

La télévision éducative

L'éducation est également un domaine dans lequel les techniques spatiales pourraient jouer un rôle privilégié. On sait en effet que les moyens traditionnels sont impuissants à résoudre les problèmes posés par l'enseignement dans les pays en voie de développement et que, dans ces conditions, la seule solution est d'innover radicalement. Un moyen paraît bien adapté à ces problèmes : il s'agit de la télévision qui est certainement appelée à jouer un rôle très important. De nombreuses expériences de télévision éducative sont d'ailleurs entreprises au Niger, en Côte d'Ivoire, au Cameroun, au Brésil...

Mais dans un grand nombre de pays la distribution de programmes de TV éducative se heurte à un sérieux obstacle : les distances entre les groupements de population qui exigeraient la mise en place d'un réseau de transmission classique très coûteux. Dès lors, il est naturel de faire appel à un satellite pour remplacer tous les relais terrestres qui seraient nécessaires. La N.A.S.A. a placé sur orbite géostationnaire en 1974 un satellite, ATS-6,



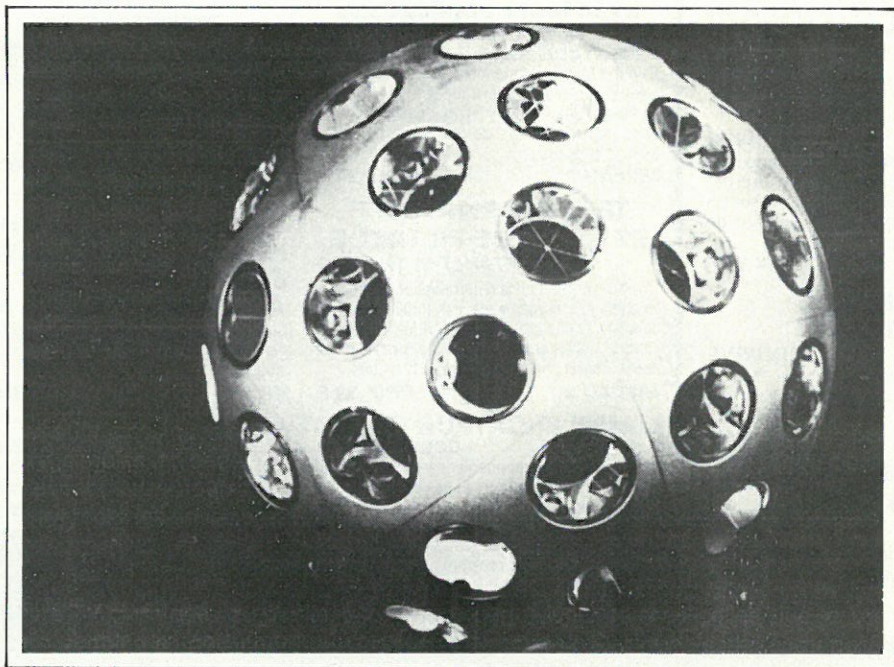
Les satellites Castor et Pollux

grâce auquel des expériences de télévision éducative sur une grande échelle ont été entreprises aux U.S.A. et en Inde. 2 400 villages indiens ont participé à cette opération. Grâce à son antenne parabolique de 9 mètres de diamètre, et à son émetteur d'une puissance de 20 W, ATS-6 rayonne des émissions qui peuvent être reçues par des installations au sol relativement modestes : une antenne de 3 mètres de diamètre suffit. Ce satellite préfigure ainsi les satellites de « télédiffusion directe », dont les émissions pourront être reçues par les particuliers.

Conclusion

Voilà, en gros, ce que sont dès à présent et ce que seront bientôt les applications spatiales dans le domaine des télécommunications. Dans un prochain numéro, nous nous proposons de mieux vous faire connaître ce que sont les retombées technologiques et l'énergie solaire (conversion directe de l'énergie solaire en courant électrique), ainsi que la géodésie, la médecine et la biologie spatiales. Saviez-vous par exemple que :

- la Terre n'est pas ronde ?
- qu'elle tourne de moins en moins vite ?
- que son axe de rotation n'est pas fixe ?
- que les continents dérivent, c'est-à-dire que Paris s'éloigne de New-York à la vitesse de 1 à 2 cm par an ? Mais nous en reparlerons...



Le satellite Starlette (Photo CNES)

J. Ranchet

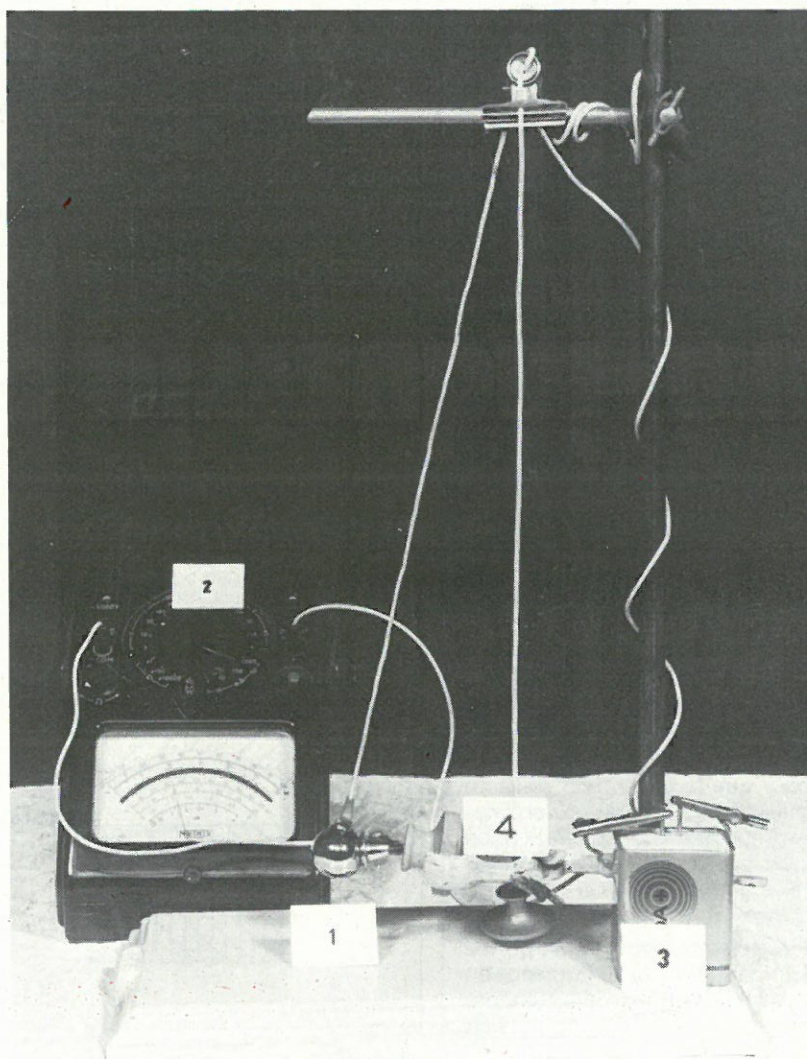
Dans un précédent article (Electronique Applications n° 7) sur « les contacts électriques imparfaits », nous avons signalé que les deux conducteurs en présence sont soumis à des contraintes suffisamment petites pour que des réactions internes puissent ramener le solide à l'état d'équilibre non déformé. C'est la loi de Hooke (1).

Cohération et décohération

Un métal soumis à une déformation est le siège d'une variation de résistance électrique. C'est l'effet d'élastorésistance dont le mécanisme réside dans une modification de la structure des bandes d'énergie (2).

Rappelons qu'un contact électrique imparfait peut faire l'objet d'importantes variations de résistance électrique, laquelle diminue au cours de la cohération et augmente lors de la décohération (3).

La présente étude traite du mécanisme des actions électriques modifiant, à distance, la résistance des contacts électriques imparfaits.



Expérience fondamentale

Elle fut réalisée par Edouard Branly en 1890 (4).

« Si l'on forme un circuit comprenant un élément de pile, un galvanomètre et un tube de verre contenant une certaine quantité de limaille métallique, il ne passe le plus souvent, qu'un courant insignifiant mais il y a une brusque diminution de résistance quand on vient à produire, dans le voisinage du circuit, une ou plusieurs décharges électriques. »

« Un léger choc mécanique ramène la résistance à sa valeur primitive. » (fig. 1).

Ce fut le premier détecteur d'ondes électromagnétiques avec lequel on réalisa les premières liaisons radiotélégraphiques.

La galène remplaça bientôt le « radio-conducteur » que nous avons pu classer parmi les corps porteurs de charge.

Appareils utilisés

Nous avons réalisé un contact électrique imparfait entre deux billes de bronze chromé de 13 millimètres de diamètre. Elles étaient vissées sur l'une des extrémités de tiges filetées passant à travers les branches verticales d'équerres métalliques dont les autres branches étaient fixées sur un socle de bois et recevaient les bornes de l'appareil.

Le réglage de la contrainte mécanique s'effectuait en agissant sur les tiges filetées horizontales (fig. 2).

Le générateur d'impulsions électromagnétiques comprenait une inductance de 50 henrys pouvant être connectée à une batterie de quinze éléments de piles.

C'est à l'instant où le circuit ainsi constitué était interrompu que l'extra-courant de rupture déclenchait la cohération du circuit récepteur éloigné de 30 centimètres.

La décohération était provoquée par un léger choc manuel; la résistance reprenant alors sa valeur primitive, l'écart entre les deux valeurs était de plusieurs milliers d'ohms.

Effets de la contrainte

Nous avons pu nous rendre compte des effets de la contrainte en modifiant la force électromotrice appliquée.

Passant de 1,5 V à 6 V, nous étions obligés de réduire la contrainte afin d'obtenir une résistance suffisamment élevée pour que la cohération suivante soit significative. L'opération préliminaire ressemblant à la décohération, on peut penser que la cohération est associée à une augmentation de la contrainte mécanique.

Si la force électromotrice était portée à 8 V, l'augmentation de la résistance en agissant sur la contrainte était encore possible mais la cohération ne pouvait plus être obtenue.

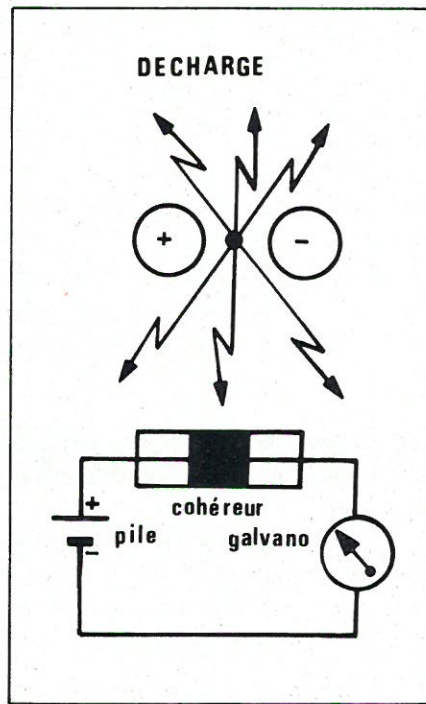


Figure 1

Dans ces conditions, la résistance du contact ne présentait plus de position intermédiaire entre le bon contact et l'isolement.

Ajoutons que, pour une contrainte déterminée et une force électromotrice

de 1,5 V, la résistance qui était voisine de l'infini prend la valeur correspondant à la tension si, pendant un temps extrêmement bref, la force électromotrice passe de 1,5 V à 3 V.

Bien que ce résultat puisse être la conséquence d'une augmentation de la contrainte, il ne semble pas que ce soit la destruction électrique d'une couche intermédiaire qui soit à l'origine de la diminution de la résistance du contact.

Car l'expérience décrite dans la thèse de BLANC (5) prouve que la légère couche d'oxyde empêchant la soudure de deux gouttes de mercure n'est pas supprimée par la brusque augmentation de tension accompagnant la cohération.

Selon nous, il s'agit d'une modification de la structure des bandes d'énergie.

Il nous faut constater que, la force électromotrice d'une part et la force mécanique d'autre part, peuvent empêcher la cohération.

Aussi, après avoir donné à un contact électrique imparfait sa sensibilité maximum, avons-nous procédé à l'ouverture du circuit avant de déclencher l'impulsion induite.

Les mesures de la résistance avant et après le choc électromagnétique nous permirent de noter que le courant apparaissant dans le circuit au moment de la cohération n'était que le révélateur du phénomène.

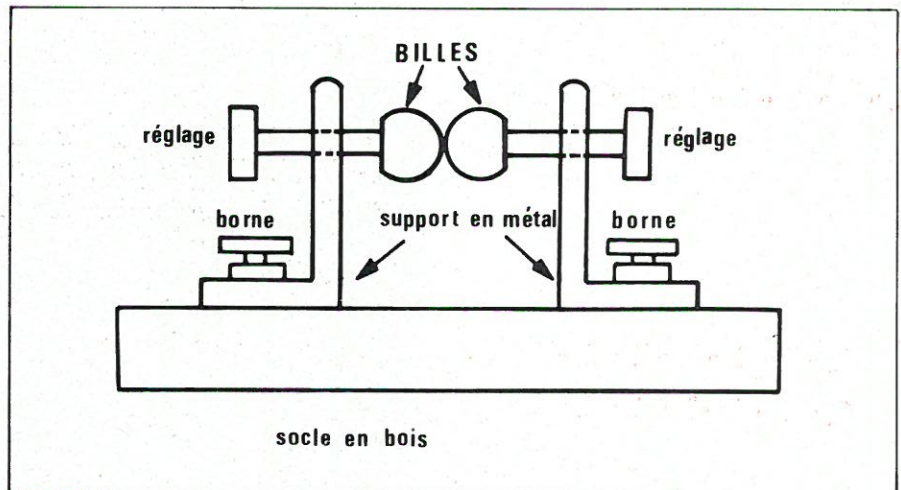


Figure 2

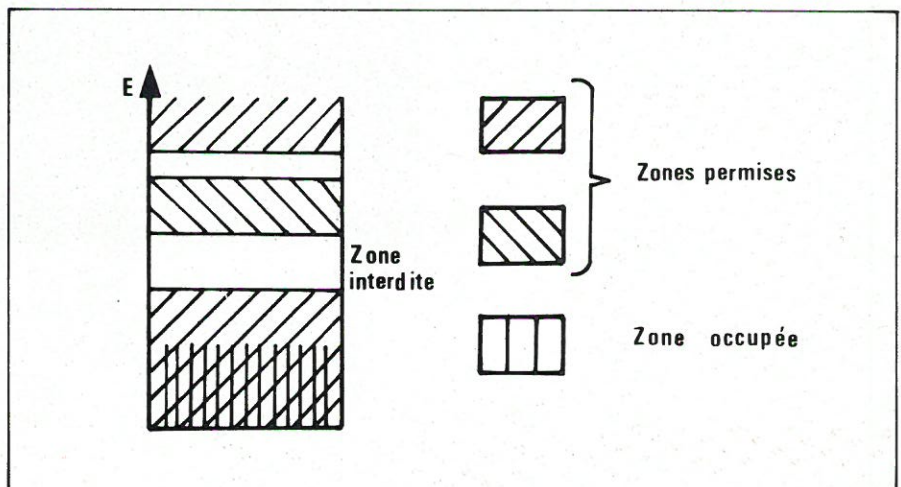


Figure 3

Un contact électrique imparfait peut donc se comporter comme un corps électrisable à distance (6)

Effet de champ

La confirmation de cette hypothèse fut obtenue en soumettant le contact électrique imparfait aux influences d'une charge électrostatique négative, puis d'une charge électrostatique positive.

L'approche d'un bâton de résine frotté déclenche la cohérence tandis que, placée dans les mêmes conditions, une tige de verre provoque la décohérence. Les deux phénomènes ne se produisent qu'après un laps de temps de l'ordre de la seconde.

Sachant que la charge électrostatique d'un corps influencé est du signe contraire à celle qui l'électrise à distance, ces effets mettent en évidence le potentiel négatif que le contact imparfait perd au moment de la cohérence et récupère pendant la décohérence.

Ce processus s'explique si l'on envisage l'existence d'un transfert d'électrons qui peuvent participer à la conduction.

Nous référant à la théorie des bandes d'énergie, nous pouvons admettre que c'est une variation de la largeur de la bande interdite qui modifie la concentration des porteurs de charge et donc une variation de résistance (fig. 3).

Envisager l'intervention de la bande interdite, c'est attribuer aux contacts électriques imparfaits la propriété des diélectriques, ce qui semble vraisemblable si l'on examine les deux phénomènes à l'oscilloscope cathodique.

En effet, on constate que la cohérence se présente comme une courbe de décharge d'un condensateur (fig. 4), alors que la décohérence reproduit la courbe de la charge (fig. 5).

En somme, un contact électrique imparfait se comporte comme un conducteur où le champ électrostatique existe seul. Ces conducteurs sont appelés « résistances mortes » car ils fournissent un travail négatif par rapport au travail positif du générateur qui assure la permanence du courant.

Considérons un circuit alimenté par un générateur de force électromotrice « e », de résistance intérieure « r » et contenant des résistances mortes de valeur « R » :

$(R + r)I - e = 0$; c'est la loi de Pouillet - (7).

Mesures de la contrainte

L'appareil métallique utilisé se compose d'une potence montée sur une semelle lourde (fig. 6).

Une règle graduée horizontale mobile autour et le long de la tige verticale est revêtue d'une gaine isolante, ce qui permet de lui accrocher un fil conducteur tendu par une bille en bronze chromé

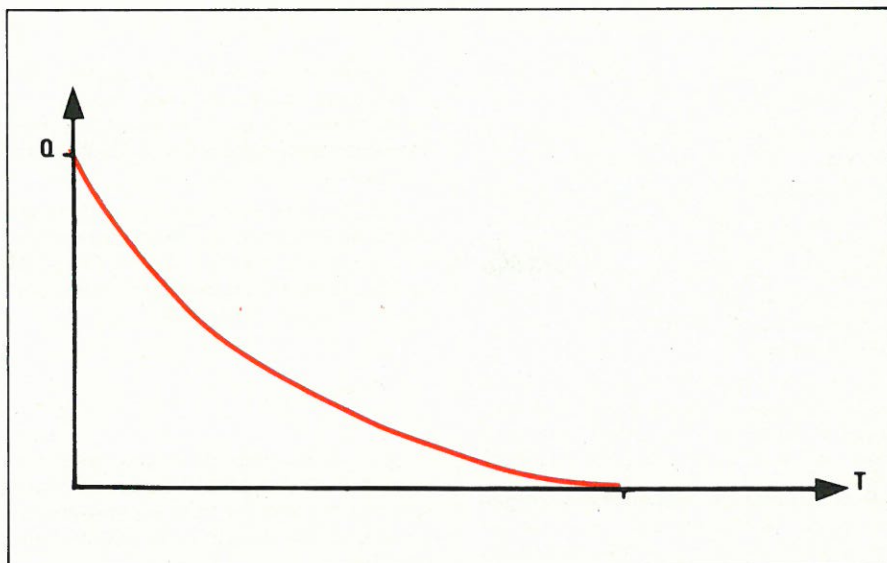


Figure 4

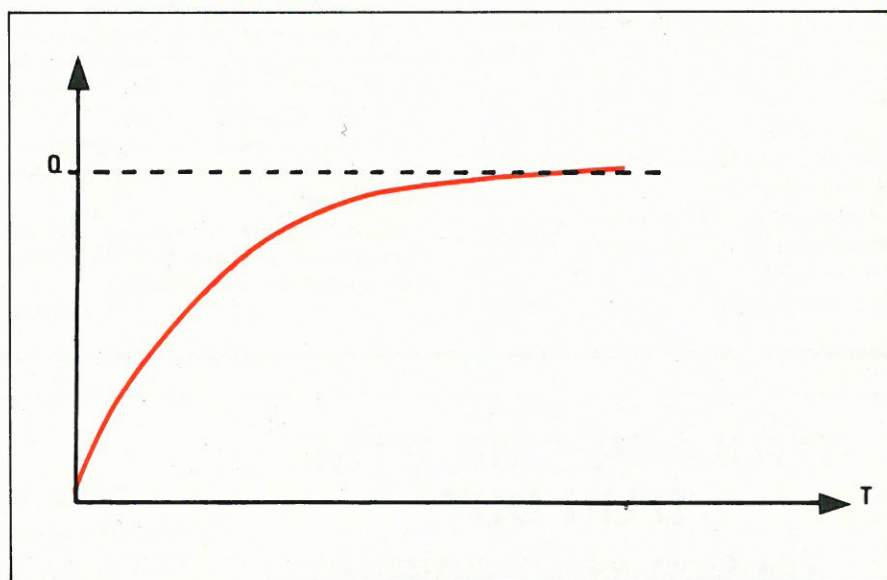


Figure 5

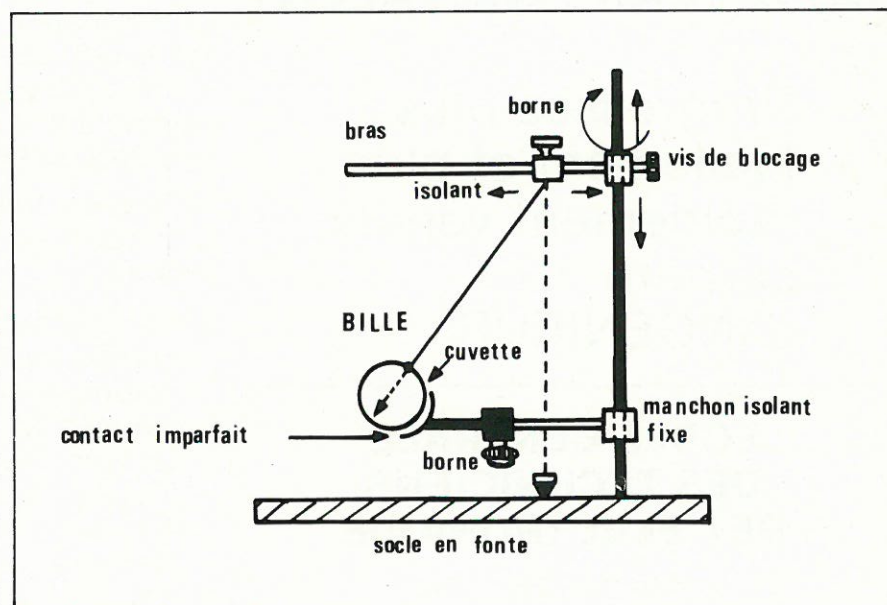


Figure 6

pesant 100 g et ayant un diamètre de 25 mm.

Cette bille s'emboîte dans une petite cuvette également chromée et montée

en bout d'un support rigide horizontal isolé électriquement.

Aux deux conducteurs en contact est appliquée une force électromotrice de

1,5 V dont le courant est mesuré à l'aide d'un milliampèremètre.

Du point d'accrochage mobile part un second fil donnant la verticale.

L'angle droit formé au croisement de ce fil et du support horizontal de la cuvette permet de lui comparer l'angle formé par le fil de suspension de la bille à l'aplomb de laquelle se trouve l'origine du déplacement déterminant la fermeture de l'angle.

De cette fermeture dépend la force mécanique appliquée au contact ; la précision de sa mesure résultant de la longueur du fil de suspension (voir **photo**).

Plus le point de suspension s'éloigne de celui correspondant au premier contact bille-cuvette, plus l'intensité de la force est grande, son maximum peut être évalué en newtons, unité légale.

Son premier multiple, le décanewton étant très proche du kilogramme-poids, les 100 g de la bille représentent 1 newton.

Lors de nos expériences, la cohérence devenait difficile, puis impossible à partir du tiers de newton.

Ajoutons que la contrainte est, par définition, la force qui s'exerce sur la surface du solide.

La conception de l'appareil permet

d'incorporer, au contact imparfait, des substances dont on veut étudier les comportements en se référant aux phénomènes de la cohérence et de la décohérence.

Notamment lorsqu'il s'agit de forces de **cohésion** comme cela est prévu dans la théorie du docteur André Orłowski envisageant des orientations moléculaires en milieux vivants (8).

Conclusion

Les découvertes de Branly furent le sujet de nombreuses théories ne reposant pas sur des résultats expérimentaux aussi significatifs que ceux décrits dans ces lignes.

Aucune allusion n'a été faite aux « résistances mortes » dont nous avons révélé l'existence ni à l'antagonisme existant entre le courant continu et la charge électrostatique des contacts électriques imparfaits.

A notre connaissance, aucun chercheur n'a fait appel à la théorie des bandes d'énergie.

Notre modeste contribution devrait intéresser, non seulement les physiciens, mais encore, les biologistes.

H. COPIN

Bibliographie sommaire

- 1 - KITTEL C. : Introduction à la physique du solide, *Dunod éditeur*, 1972.
- 2 - KIREEV P. : La physique des semi-conducteurs, *Editions MIR-Moscou*, 1975.
- 3 - COPIN H. : Les contacts électriques imparfaits générateurs d'oscillations, « *La Presse Scientifique* », 1^{er} trimestre 1978.
- 4 - BRANLY E. : Variations de conductibilité sous différentes influences électriques, *Compte-rendus Académie des Sciences*, 24 novembre 1890.
- 5 - BLANC A. : Résistance au contact, Cohérence, *Thèse de doctorat sciences physiques*, Paris 1905.
- 6 - COPIN H. : Cohérence et décohérence, « *La Presse Scientifique* » 2^e trimestre 1978.
- 7 - RAVAILLE M. : Electrostatique, Electrocinetique, *Baillière éditeur*, Paris 1964.
- 8 - ORŁOWSKI A. : Quelles sont les bases des mécanismes de la vie ? *Vigot éditeur*, Paris 1974.

TITULAIRES DU BTSE, D'UN DUT (option électronique) OU NIVEAU EQUIVALENT

Progressez plus
facilement et plus
rapidement vers la
carrière
d'INGENIEUR

ECOLE CENTRALE DES TECHNICIENS DE L'ELECTRONIQUE

Reconnue par l'Etat
12, rue de la Lune, 75002 PARIS
Tél. 236.78.87 +

Etablissement privé d'Enseignement Technique et Technique supérieur

— L'Ecole Centrale d'Electronique peut vous le permettre en 2 ans en suivant le COURS SUPERIEUR préparant à la carrière d'Ingénieur.

— Formation Théorique et Pratique dans un esprit adapté aux Techniciens Supérieurs préparant la fonction d'Ingénieur et permettant d'accéder plus aisément à la VIE INDUSTRIELLE.

— Depuis très longtemps ce cours a magnifiquement atteint son but comme le montre :

- les possibilités d'emplois offertes par le Bureau de Placement de l'Ecole,
- l'exemple des anciens du « Cours Sup » groupés en une Société des Ingénieurs, anciens élèves de l'Ecole CENTRALE D'ELECTRONIQUE,
- Bourses d'Etat - Statut d'étudiant,
- Etablissement mixte,
- Inscriptions jusqu'à la mi-septembre.

Renseignements et Documentation sur simple appel téléphonique.

Les circuits actifs élémentaires passe-bas d'ordre 2 constituent des éléments de base qui servent à réaliser la synthèse de filtres plus complexes. En effet, en associant en série X cellules du second ordre, on peut réaliser n'importe quel filtre d'ordre $2X$. Pour construire des filtres d'ordre impair, il convient d'associer en série du premier ordre que l'on réalise facilement à l'aide d'un circuit RC.

Fonction de transfert des filtres polynomiaux

Pour réaliser des filtres passe-haut, passe-bande, coupe-bande, il convient d'appliquer aux fonctions de transfert des circuits élémentaires passe-bas d'ordre 1 ou d'ordre 2 les transformations fréquentielles classiques pour obtenir les fonctions de transfert des circuits élémentaires du filtre à réaliser. On voit donc quelle importance revêtent les fonctions de transfert du second ordre des circuits élémentaires passe-bas, et combien il est intéressant de rechercher une formule permettant de calculer toutes les fonctions de transfert des filtres polynomiaux passe-bas d'ordre 2.

Pour les filtres polynomiaux passe-bas d'ordre 2, la fonction caractéristique $Ca(\omega^2)$ s'écrit dans sa forme la plus générale :

$$Ca(\omega^2) = \varepsilon^2 [A\omega^4 + B\omega^2 + C]$$

Posons :

$$P = A\omega^4 + B\omega^2 + C$$

Pour $0 \leq \omega < 1$ on doit avoir $0 \leq P \leq 1$

Posons : $1 - C = \alpha$

Pour $\omega = 0$, on a : $P = C$

et pour $\omega = 1$, on a :

$$P = A + B + C = 1. \text{ Donc :}$$

$$0 \leq C \leq 1$$

$$A + B = 1 - C$$

$$0 \leq \alpha \leq 1$$

Pour $\omega > 1$, on a : $P > 1$, et :

$$\begin{array}{c|c} P & 1 \longrightarrow \infty \\ \omega & 1 \longrightarrow \infty \end{array}$$

$$\text{Soit } P' = \omega [4A\omega^2 + 2B].$$

Lorsque $\omega > 1$, on doit avoir :

$$P' > 0. \text{ Donc :}$$

$$A > 0$$

Pour $\omega > 1$, B peut être positif. Si $B < 0$, il faut $4A\omega^2 + 2B > 0$ quand ω varie de 1 à ∞ . Donc :

$$A > -\frac{B}{2} \quad (B < 0)$$

Mais $A + B = \alpha$. Donc quand $B < 0$,

$A > B/2$. La condition ci-dessus est donc toujours satisfaite. Pour C donné, on a : $\alpha = 1 - C$ et $B = \alpha - A$

Pour $\omega = 1$, $P' = 2(A + \alpha)$

Pour $\omega = 1$, la valeur de P' croît quand croît celle de A .

Pour $0 \leq \omega < 1$ on doit avoir : $0 \leq A(\omega^4 - \omega^2) + \alpha\omega^2 + C \leq 1$.

La condition $A(\omega^4 - \omega^2) + \alpha\omega^2 + C \leq 1$ est toujours satisfaite $\forall A > 0$. Il faut également : $A(\omega^4 - \omega^2) + \alpha\omega^2 + C \geq 0$.

Donc :

$$A \leq \frac{\omega^2(C - 1) - C}{(\omega^4 - \omega^2)} = y$$

avec $(\omega^4 - \omega^2) \neq 0$.

$$y' = \frac{2[-C\omega^5 + \omega^5 + 2C\omega^3 - C\omega]}{(\omega^4 - \omega^2)^2}$$

Pour $0 < \omega < 1$ on a : $(\omega^4 - \omega^2)^2 > 0$ et $y' = 0$ pour :

$$\omega = \pm \left[\frac{-C \pm \sqrt{C}}{1 - C} \right]^{1/2}$$

La solution qui convient est :

$$\omega = \left[\frac{\sqrt{C}}{1 + \sqrt{C}} \right]^{1/2}$$

puisque $\omega \geq 0$.

$$y'' = \frac{(\omega^4 - \omega^2)[-10C\omega^4 + 10\omega^4 + 12C\omega^2 - 2C] - 2(-2C\omega^5 + 2\omega^5 + 4C\omega^3 - 2C\omega)(\omega^4 - \omega^2)(4\omega^3 - 2\omega)}{(\omega^4 - \omega^2)^4}$$

On calcule que $y'' > 0$ pour :

$$\omega = \left[\frac{\sqrt{C}}{1 + \sqrt{C}} \right]^{1/2}$$

$$\text{Donc : } A \leq (1 + \sqrt{C})^2$$

Pour C donné, on prendra pour valeur de A :

$$A = \beta (1 + \sqrt{C})^2$$

$$\text{avec : } 0 < \beta \leq 1$$

On trouve immédiatement pour la valeur de B :

$$B = (1 + \sqrt{C}) [(1 - \sqrt{C}) - \beta (1 + \sqrt{C})]$$

On obtient donc pour P :

$$P = \beta (1 + \sqrt{C})^2 \cdot \omega^4 + (1 + \sqrt{C}) [(1 - \sqrt{C}) - \beta (1 + \sqrt{C})] \cdot \omega^2 + C$$

$$\text{avec : } 0 < \beta \leq 1 \text{ et } 0 \leq C \leq 1$$

On a donc pour les fonctions caractéristiques :

$$Ca(\omega^2) = \varepsilon^2 \cdot P$$

Pour obtenir les fonctions de transfert normalisées recherchées, il convient donc de calculer les racines de l'expression :

$$\varepsilon^2 \beta (1 + \sqrt{C})^2 \cdot p^4 - \varepsilon^2 (1 + \sqrt{C}) [(1 - \sqrt{C}) - \beta (1 + \sqrt{C})] \cdot p^2 + \varepsilon^2 C + 1$$

$$\text{avec : } 0 < \beta \leq 1 \text{ et } 0 \leq C \leq 1$$

Dans cette fonction, la variable complexe p est, bien sûr, normalisée.

Soient p_1 et p_2 les racines à partie réelle négative.

La fonction de transfert s'écrit :

$$F(p) = \frac{1}{\varepsilon (1 + \sqrt{C}) \cdot \sqrt{\beta} \cdot (p - p_1)(p - p_2)}$$

En ce qui concerne les fonctions de transfert normalisées des filtres passe-bas d'ordre 1, on obtient pour le polynôme P :

$$P = (1 - B) \cdot \omega^2 + B$$

$$\text{avec : } 0 \leq B < 1$$

Et la fonction de transfert s'écrit :

$$F(p) = \frac{1}{\varepsilon \sqrt{1 - B} \cdot (p - p_1)}$$

p_1 , étant la racine à partie réelle négative de l'expression :

$$1 + \varepsilon^2 [(1 - B) \left(\frac{p^2}{j} \right) + B]$$

On peut également calculer, à l'aide des formules précédentes, des filtres passe-bas d'ordre supérieur à 2.

Dans le cas d'un filtre passe-bas d'ordre supérieur à 2 et pair, on a pour le polynôme P :

$$P = \prod_i P_i$$

P_i est un polynôme d'ordre 4.

Dans le cas d'un filtre passe-bas d'ordre supérieur à 2 et impair, on a pour le polynôme P :

$$P = P_o \cdot \left[\prod_i P_i \right]$$

P_i est un polynôme d'ordre 4.

P_o est un polynôme d'ordre 2.

Dans tous les cas, si l'on écrit P sous la forme :

$$P = \prod_n P_n$$

on a pour la fonction caractéristique :

$$Ca(\omega^2) = \varepsilon^2 \cdot \left[\prod_n P_n \right]$$

Pour obtenir la fonction de transfert, il convient donc de rechercher les racines de l'expression suivante :

$$1 + \varepsilon^2 \cdot \left[\prod_n P_n \left(\frac{p}{j} \right) \right]$$

Soient $p_1, p_2, p_3, \dots, p_u$ les racines à partie réelle négative, la fonction de transfert s'écrit :

$$F(p) = \frac{1}{k(p - p_1)(p - p_2)(p - p_3) \dots (p - p_u)}$$

Exemple

$$P = A_8 \omega^8 + A_6 \omega^6 + A_4 \omega^4 + A_2 \omega^2 + A_0$$

On a donc :

$$P = [\beta_1 (1 + \sqrt{C_1})^2 \omega^4 + (1 + \sqrt{C_1}) [(1 - \sqrt{C_1}) - \beta_1 (1 + \sqrt{C_1})] \omega^2 + C_1]$$

$$\cdot [\beta_2 (1 + \sqrt{C_2})^2 \omega^4 + (1 + \sqrt{C_2}) [(1 - \sqrt{C_2}) - \beta_2 (1 + \sqrt{C_2})] \omega^2 + C_2]$$

Pour $\beta_1 = \beta_2 = 1$ et $C_1 = C_2 = 1$, on a :

$$P = 16\omega^8 - 32\omega^6 + 24\omega^4 - 8\omega^2 + 1$$

Pour $\beta_1 = 1, C_1 = 1, \beta_2 = 0,375$ et $C_2 = 1$, on a :

$$P = 6\omega^8 - 12\omega^6 + 11,5\omega^4 - 5,5\omega^2 + 1$$

Transformations fréquentielles

Pour réaliser des filtres passe-haut, passe-bande, ou coupe-bande, il suffit de transformer les fonctions de transfert des filtres passe-bas obtenues à l'aide des expressions précédentes en utilisant les transformations fréquentielles suivantes :

$$p \longrightarrow \frac{1}{p} \text{ (passe-haut)}$$

$$p \longrightarrow \left(\frac{1}{L_B} p + \frac{1}{p} \right) \text{ (passe-bande)}$$

$$p \longrightarrow \frac{1}{\frac{1}{L_B} \left(p + \frac{1}{p} \right)} \text{ (coupe-bande)}$$

L_B est la largeur de bande relative pour les filtres passe-bande et coupe-bande.

Rappelons que si $/\alpha/_{\max}$ est la valeur maximale de $/\alpha/$ (affaiblissement produit par le filtre) en bande passante, on a :

$$\varepsilon^2 = 10^{\frac{(\alpha)_{\max}}{10}} - 1$$

Alain Pelat

Les compteurs d'impulsions sont constitués par une succession de bascules, encore appelées Flip-Flop (F/F). Ces bascules peuvent être de différents types : type D, type JK, type JK maître-esclave. Ce sont ces dernières qui sont généralement utilisées.

Méthode d'élaboration des compteurs d'impulsions

Soit un compteur constitué de quatre bascules comme l'indique la **figure 1**. Le problème est de déterminer les interconnexions à effectuer entre les différents éléments ; ces interconnexions peuvent être soit directes, soit réalisées par l'intermédiaire de portes.

La méthode consiste à déterminer les équations des entrées des différents flip-flop par l'utilisation du diagramme de karnaugh. L'élaboration de ce dernier se fait à partir de la table des états des bascules.

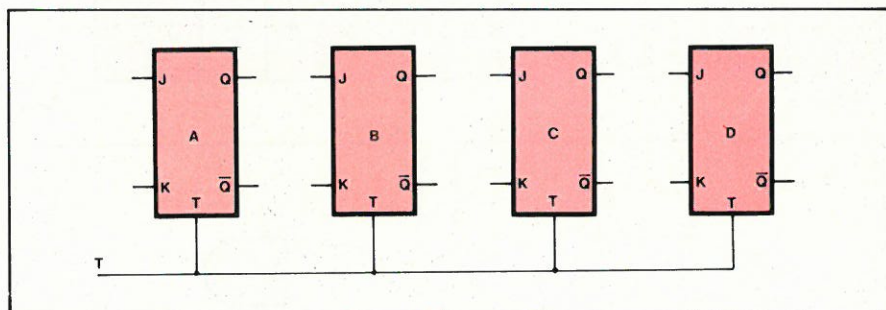


Fig. 1

Etude de quelques exemples

Avant toute chose, il faut déterminer le nombre de bascules nécessaires à la réalisation du compteur.

La formule est :

$$2^n > N$$

avec n = nombre de bascules

N = type de compteurs (par 3, par 5, par 10...).

Par exemple, pour un compteur par 10, il faut :

$$2^n > 10 \rightarrow n = 4$$

1 - Compteur synchrone par 10
Code 1-2-4-8 avec bascules JK maîtres-esclaves

La table de vérité d'un F/F JK maître-esclave est donnée au **tableau 1** où Q_n est l'état avant l'impulsion et Q_{n+1} est l'état après cette impulsion.

N° ligne	J	K	Q_n	Q_{n+1}
1	0	0	0	0
2	0	0	1	1
3	0	1	0	0
4	0	1	1	0
5	1	0	0	1
6	1	0	1	1
7	1	1	0	1
8	1	1	1	0

Tableau 1

Ecrivons maintenant les chiffres 0 à 9 dans le code D.C.B.A. 1-2-4-8 (**tabl. 2**) et complétons ce tableau en inscrivant les entrées de chaque bascule. Portons dans ce tableau les valeurs que doivent prendre les entrées J et K des bascules pour avoir une sortie adéquate à chaque impulsion d'entrée.

Il suffit pour cela de travailler sur la table de vérité des F/F. Nous noterons

Code	8	4	2	1	J_A	K_A	J_B	K_B	J_C	K_C	J_D	K_D
Sorties	D	C	B	A								
0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0
1	0	0	0	1	0	1	1	0	0	0	0	0
2	0	0	1	0	1	0	0	0	0	0	0	0
3	0	0	1	1	0	1	0	1	1	0	0	0
4	0	1	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0
5	0	1	0	1	0	1	1	0	0	0	0	0
6	0	1	1	0	1	0	0	0	0	0	0	0
7	0	1	1	1	0	1	0	1	0	1	1	0
8	1	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0
9	1	0	0	1	0	1	0	0	0	0	0	1
0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	1

Tableau 2

J_A

AB \ CD	00	01	11	10
00	1	1	0	0
01	1	-	-	0
11	-	-	-	-
10	1	1	0	0

K_A

AB \ CD	00	01	11	10
00	0	0	1	1
01	0	-	-	1
11	-	-	-	-
10	0	0	1	1

J_B

AB \ CD	00	01	11	10
00	0	0	0	1
01	0	-	-	0
11	-	-	-	-
10	0	0	0	1

K_B

AB \ CD	00	01	11	10
00	0	0	1	0
01	0	-	-	0
11	-	-	-	-
10	0	0	1	0

J_C

AB \ CD	00	01	11	10
00	0	0	1	0
01	0	-	-	0
11	-	-	-	-
10	0	0	0	0

K_C

AB \ CD	00	01	11	10
00	0	0	0	0
01	0	-	-	0
11	-	-	-	-
10	0	0	1	0

J_D

AB \ CD	00	01	11	10
00	0	0	0	0
01	0	-	-	0
11	-	-	-	-
10	0	0	1	0

K_D

AB \ CD	00	01	11	10
00	0	0	0	0
01	0	-	-	1
11	-	-	-	-
10	0	0	0	0

Tableau 4

	AB	$\bar{A}$	A	
CD	00	01	11	10
00	0	2	3	1
01	8	10	11	9
11	12	14	15	13
10	4	6	7	5

Tableau 3

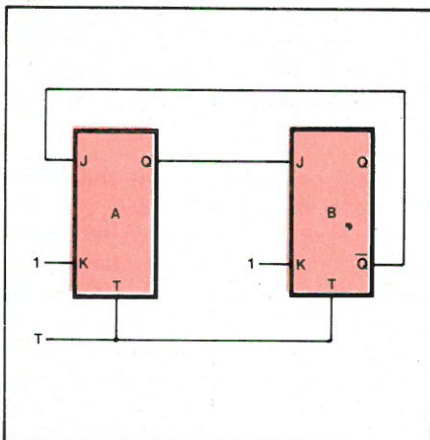


Fig. 5

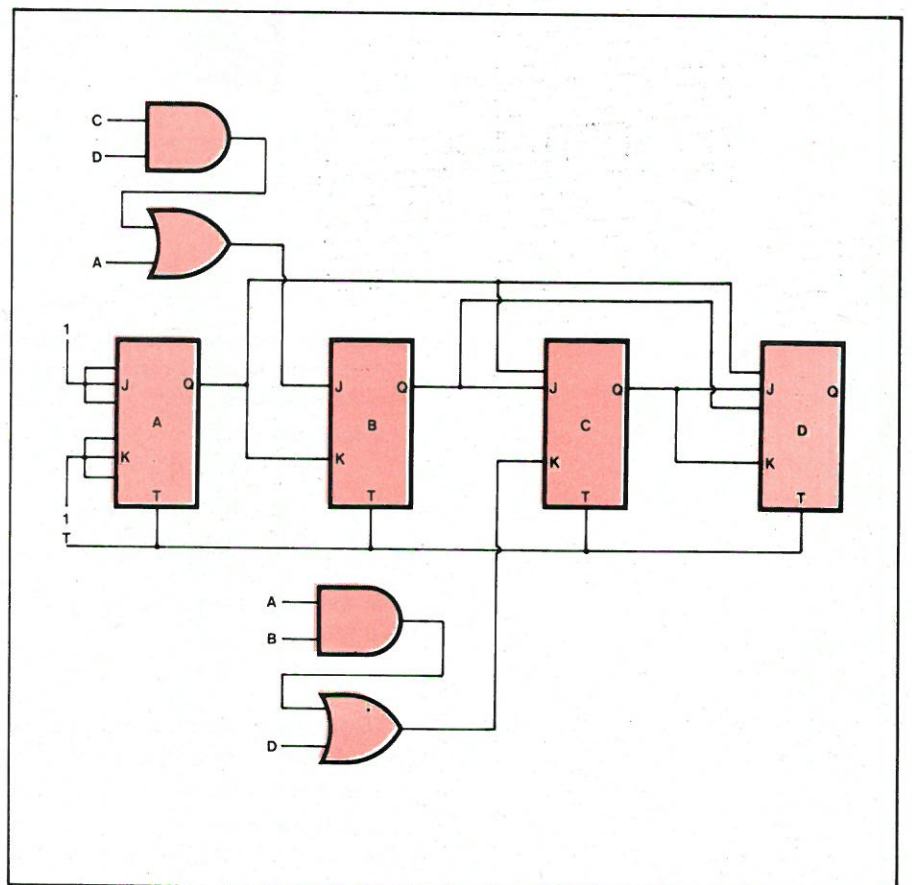


Fig. 3

0 un état indifférent, c'est-à-dire soit 1, soit 0.

Au départ, toutes les sorties sont à zéro.

Pour ce premier exemple, nous ferons le détail des opérations conduisant à l'élaboration du **tableau 2**.

Impulsion 1

On constate que les sorties D, C et B ont un état identique à celui antérieur à l'impulsion. D'après la table de vérité, on doit avoir :

- soit J = 0 et K = 0 (Tab. 1 ligne 1)
- soit J = 0 et K = 1 (Tab. 1 ligne 3)

On prendra donc J = 0 et K = 0.

Pour la bascule A, il faut une sortie égale à 1 avec un état antérieur égal à zéro.

On doit donc avoir :

- soit J = 1 et K = 0 (Tab. 1 ligne 5)
- soit J = 1 et K = 1 (Tab. 1 ligne 7)

On prendra donc J = 1 et K = 0.

Dans la suite de l'exposé, nous noterons :

Sortie

D = C = B = 0	J	K	
	0	0	(ligne 1)
	0	1	(ligne 3)
	0	0	
A = 1	1	0	(ligne 5)
	1	1	(ligne 7)
	1	0	

Les résultats sont donnés ci-dessous.

Impulsion 1	J	K	
D = C = B = 0	0	0	(1)
	0	1	(3)
	0	0	
A = 1	1	0	(5)
	1	1	(7)
	1	0	

Impulsion 2	J	K	
D = C = 0	0	0	(1)
	0	1	(3)
	0	0	
B = 1	1	0	(5)
	1	1	(7)
	1	0	
A = 0	0	1	(4)
	1	1	(8)
	0	1	

Impulsion 3	J	K	
D = C = 0	0	0	(1)
	0	1	(3)
	0	0	
B = 1	0	0	(2)
	1	0	(6)
	0	0	

* On constate que A changeant d'état à chaque impulsion, il y a une périodicité pour JA et KA

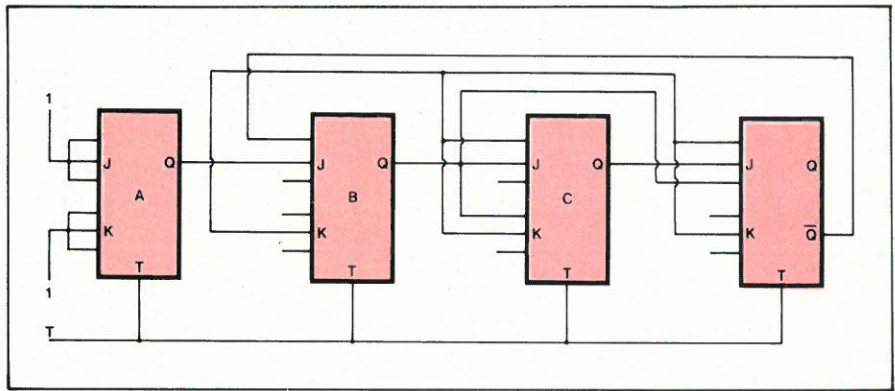


Fig. 2

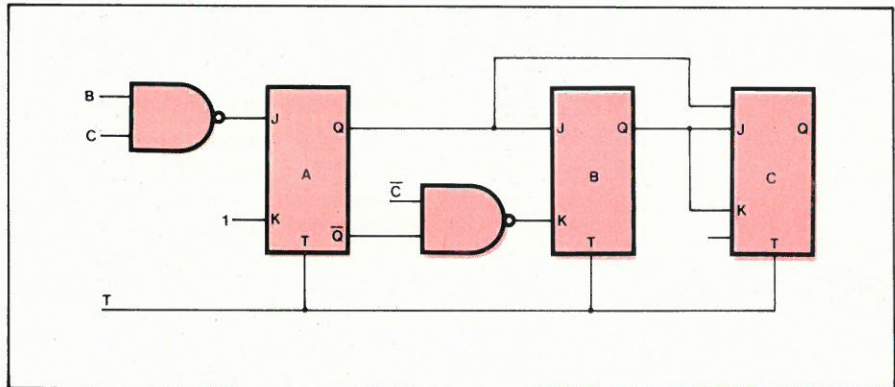


Fig. 4

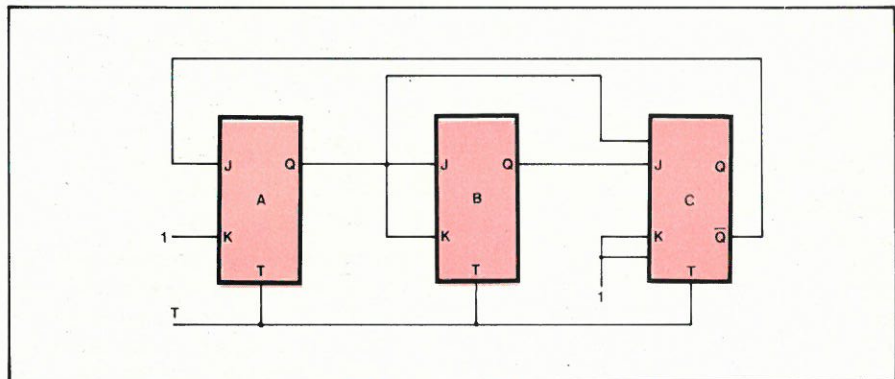


Fig. 6

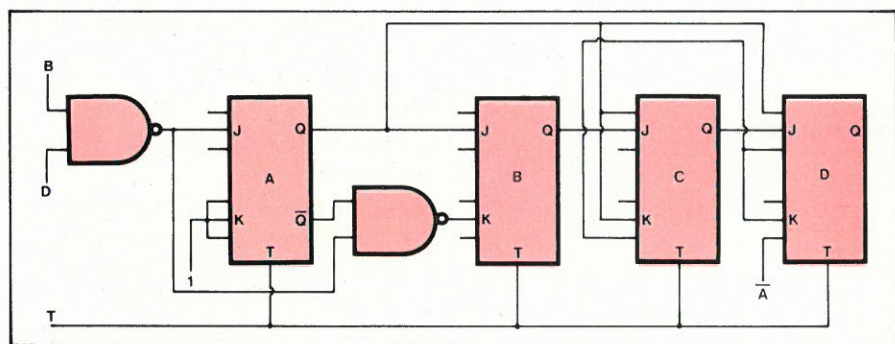


Fig. 7

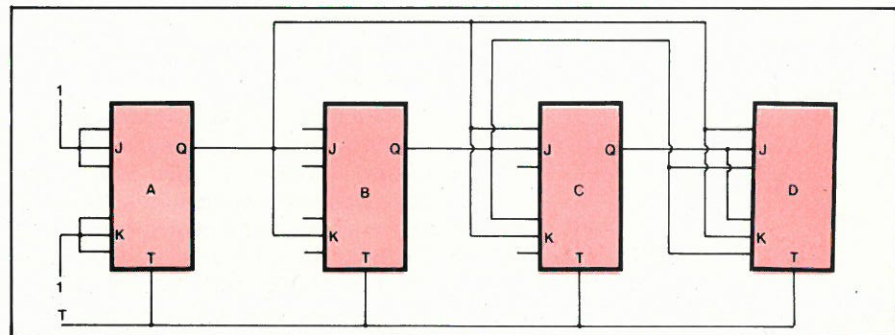


Fig. 8

Impulsion 4	J	K	
D = 0	0	0	(1)
	0	1	(3)
	0	0	
C = 1	1	0	(5)
	1	1	(7)
	1	0	
B = 0	0	1	(4)
	1	1	(8)
	0	1	
Impulsion 5			
D = 0	0	0	(1)
	0	1	(3)
	0	0	
C = 1	0	0	(2)
	1	0	(6)
	0	0	
B = 0	0	0	(1)
	0	1	(3)
	0	0	
Impulsion 6			
D = 0	0	0	(1)
	0	1	(3)
	0	0	
C = 1	0	0	(2)
	1	0	(6)
	0	0	
B = 1	1	0	(5)
	1	1	(7)
	1	0	
Impulsion 7			
D = 0	0	0	(1)
	0	1	(3)
	0	0	
C = 1	0	0	(2)
	1	0	(6)
	0	0	
B = 1	0	0	(2)
	1	0	(6)
	0	0	
Impulsion 8			
D = 1	1	0	(5)
	1	1	(7)
	1	0	
C = 0	0	1	(4)
	1	1	(8)
	0	1	
B = 0	0	1	(4)
	1	1	(8)
	0	1	
Impulsion 9			
D = 1	0	0	(2)
	1	0	(6)
	0	0	
C = 0	0	0	(1)
	0	1	(3)
	0	0	
B = 0	0	0	(1)
	0	1	(3)
	0	0	

Impulsion 10	J	K	
D = 0	0	1	(4)
	1	1	(8)
	0	1	
C = 0	0	0	(1)
	0	1	(3)
	0	0	
B = 0	0	0	(1)
	0	1	(3)
	0	0	

Nous allons maintenant mettre les résultats dans un diagramme de Karnaugh, ce qui va nous permettre de trouver les équations des entrées des différentes bascules. Il suffit pour cela d'inscrire les différents états 1, 0 et 0 et de grouper les états 1 et 0 pour la simplification des fonctions.

Les cases vides, correspondant aux états 10 à 15 non utilisés du compteur peuvent être considérées comme indifférentes et groupées avec des « 1 ». Ces cases seront représentées par des tirets (-). L'inscription des états dans le diagramme de Karnaugh sera plus aisée si on numérote les cases comme indiqué **tableau 3** valable pour le code 1-2-4-8. Les diagrammes sont représentés **tableau 4**.

On trouve directement les équations des entrées :

$$\begin{aligned} J_A &= 1 & K_A &= 1 \\ J_B &= AD & K_B &= A \\ J_C &= AB & K_C &= AB \\ J_D &= ABC & K_D &= A \end{aligned}$$

On constate que certaines entrées sont connectées par l'intermédiaire de portes ET. Il convient alors d'employer une bascule à plusieurs entrées réalisant cette fonction. Les entrées non connectées seront reliées au niveau 1.

Le schéma du compteur par 10 est représenté **figure 2**.

Méthode

– Ecrire la table des états des différentes bascules.

– Incrire les valeurs de J et K adéquates de chacune des bascules pour assurer le changement d'état correct après passage de l'impulsion.

– Incrire les résultats dans un tableau de Karnaugh.

– Simplifier les fonctions en tenant compte des états non utilisés du compteur.

Il faut noter qu'à la mise sous tension ou à la suite d'impulsions parasites, les sorties prennent un état quelconque pouvant se trouver hors de la séquence de comptage, par exemple entre 10 et 15 pour une décade. Il faut donc s'assurer que le compteur revient dans sa séquence initiale. Il suffit pour cela de rechercher les changements d'états des sorties imposés par l'état des

entrées. Notons également que l'on peut prévoir un circuit de remise à « 1 » ou à « 0 » des sorties des bascules.

Nous allons maintenant passer en revue quelques types de compteurs. Pour la plupart d'entre eux, nous donnerons la table des états des bascules, les diagrammes de Karnaugh et les équations s'y rapportant.

2 - Compteur synchrone par 10 Code à excès de 3 avec bascules JK maîtres-esclaves

– Table des états : **tableau 5**.

– Diagrammes de Karnaugh : **tableau 6**, la bascule A changeant d'état à chaque impulsion, les équations des entrées se déduisent directement.

Equations des entrées :

$$\begin{aligned} J_A &= 1 & K_A &= 1 \\ J_B &= A + CD & K_B &= A \\ J_C &= AB & K_C &= AB + D \\ J_D &= ABC & K_D &= C \end{aligned}$$

– Schéma du compteur : **figure 3**.

3 - Compteur synchrone par 7 Code 1-2-4 avec bascules JK maîtres-esclaves

– Nombre de bascules $2^n > 7 \Rightarrow n = 3$

– Table des états : **tableau 7**

– Diagrammes de Karnaugh : **tableau 8**

– Equations des entrées.

$$\begin{aligned} J_A &= B + C & K_A &= 1 \\ J_B &= A & K_B &= A + C \\ J_C &= AB & K_C &= B \end{aligned}$$

– Schéma du compteur : **figure 4**.

On peut utiliser pour J_A et K_B des portes « OR » ou « NAND » suivant les relations :

$$\begin{aligned} B + C &= BC \\ A + C &= AC \end{aligned}$$

4 - Compteurs synchrones code 1-2-4-8 avec bascules JK maîtres-esclaves

Compteur par 3 : **figure 5**.

Equations du montage :

$$\begin{aligned} J_A &= B & K_{A5} &= 1 \\ J_B &= A & K_B &= 1 \end{aligned}$$

Compteur par 5 : **figure 6**.

Code	EXES DE 3				J _A	K _A	J _B	K _B	J _C	K _C	J _D	K _D
	Sorties	D	C	B	A							
0	0	0	1	1	0	1	0	1	1	0	0	0
1	0	1	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0
2	0	1	0	1	0	1	1	0	0	0	0	0
3	0	1	1	0	1	0	0	0	0	0	0	0
4	0	1	1	1	0	1	0	1	0	1	1	0
5	1	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0
6	1	0	0	1	0	1	1	0	0	0	0	0
7	1	0	1	0	1	0	0	0	0	0	0	0
8	1	0	1	1	0	1	0	1	1	0	0	0
9	1	1	0	0	1	0	1	0	0	1	0	1
0	0	0	1	1	1	0	1	0	0	1	0	1

Tableau 5

$\frac{AB}{CD}$		00	01	11	10
$\frac{J_B}{K_B}$	00	-	-	0	-
	01	0	0	0	1
	11	1	-	-	-
	10	0	0	0	1
$\frac{J_C}{K_C}$		00	01	11	10
$\frac{J_C}{K_C}$	00	-	-	1	-
	01	0	0	1	0
	11	0	-	-	-
	10	0	0	0	0
$\frac{J_D}{K_D}$		00	01	11	10
$\frac{J_D}{K_D}$	00	-	-	0	-
	01	0	0	0	0
	11	0	-	-	-
	10	0	0	1	0

Tableau 6

CODE	4	2	1	J _A	K _A	J _B	K _B	J _C	K _C
SORTIES	C	B	A						
0	0	0	0	0	1	0	0	0	0
1	0	0	1	0	1	1	0	0	0
2	0	1	0	1	0	0	0	0	0
3	0	1	1	0	1	0	1	1	0
4	1	0	0	1	0	0	0	0	0
5	1	0	1	0	1	1	0	0	0
6	1	1	0	0	0	0	1	0	1
0	0	0	0	0	0	0	1	0	1

Tableau 7

$\frac{AB}{C}$		00	01	11	10
$\frac{J_A}{K_A}$	0	1	1	0	0
	1	1	0	-	0
$\frac{J_B}{K_B}$		00	01	11	10
$\frac{J_B}{K_B}$	0	0	0	0	1
	1	0	0	-	1
$\frac{J_C}{K_C}$		00	01	11	10
$\frac{J_C}{K_C}$	0	0	0	1	0
	1	0	0	-	0

Tableau 8

Equations du montage :

$$\begin{aligned} J_A &= \bar{C} & K_A &= 1 \\ J_B &= A & K_B &= A \\ J_C &= AB & K_C &= 1 \end{aligned}$$

Compteur par 11 : figure 7

Equations du montage :

$$\begin{aligned} J_A &= \bar{B}D & K_A &= 1 \\ J_B &= A & K_B &= A + BD \\ J_C &= AB & K_C &= AB \\ J_D &= ABC & K_D &= AB \end{aligned}$$

Compteur par 16 : figure 8

Equations de montage :

$$\begin{aligned} J_A &= K_A = 1 \\ J_B &= K_B = A \\ J_C &= K_C = AB \\ J_D &= K_D = ABC \end{aligned}$$

Conclusions

La méthode décrite dans cet article permet la réalisation de différents types de compteurs synchrones et asynchrones dans une base quelconque. Elle permet également l'étude d'autres problèmes de logique tels que par exemples les décompteurs et les convertisseurs.

Les circuits intégrés utilisés seront par exemple SN 5472 - SN 5473 - FCJ 101 - FCJ 102 - FCJ 121, etc.

M. Lacroix
Laboratoire d'applications des
radioisotopes à l'agriculture
Ecole nationale supérieure
agronomique de Yaoundé

Bibliographie générale

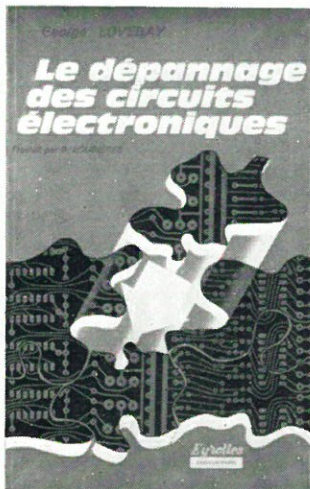
- 1 - HENROT M. Electronique Applications, n°5, p. 181, 1978.
- 2 - DAMAYE R. Circuits de logique. Ed. Radio.
- 3 - LILEN H. Circuits intégrés numériques. Ed. Radio.

BIBLIOGRAPHIE

Le dépannage des circuits électroniques

par G. Loveday
(Traduit de l'anglais
par GB. Loubières)

La rapidité du diagnostic des défaillances est la qualité essentielle de l'électronicien et ce livre est destiné à faciliter l'approche des problèmes rencontrés dans ce domaine.



Le diagnostic des pannes n'est pas une tâche facile et une bonne connaissance du fonctionnement des composants électroniques est indispensable pour travailler correctement. Des exercices sont proposés au lecteur tout au long de cet ouvrage pour lui permettre d'améliorer sa « technique ». L'auteur a préféré s'attacher à la description des pannes que peuvent présenter des circuits classiques fondamentaux plutôt qu'à l'analyse des méthodes globales concernant les équipements électroniques complexes. Un chapitre évoque cependant brièvement ces dernières.

La plupart des circuits décrits ont été montés, testés et mesurés en avarie provoquée. Il est souhaitable que le lecteur fasse de même afin de joindre la pratique à la théorie : les com-

posants constituant les circuits proposés ont été choisis de manière à faciliter une telle réalisation.

Un volume de 192 pages, format 15,4 x 24. Prix : 59 F. Eyrolles, 61, bd St-Germain, 75240 Paris Cedex 05. Tél. : 329.21.99.

Electronique des signaux échantillonnés et numériques

par Jean Auvray

La maîtrise de l'électronique des signaux échantillonnés et numériques implique non seulement la connaissance des circuits logiques mais aussi celle des notions théoriques de base et des principales méthodes de traitement et de création de ces signaux. Il existe de nombreux ouvrages consacrés aux circuits numériques, à la théorie du signal et de l'information, aux télécommunications mais très peu regroupent l'ensemble de ces questions. Cet ouvrage, conçu pour combler en partie cette lacune, présente dans le premier chapitre les bases fondamentales : théorèmes d'échantillonnage et de quantification, traitement mathématique de l'informa-

tion binaire. Les deux chapitres suivants sont consacrés aux circuits logiques eux-mêmes dont les applications les plus importantes sont développées ensuite dans les chapitres 4 et 5 ; on trouvera en particulier un paragraphe portant sur la synthèse des fréquences et les applications des synthétiseurs en instrumentation, ainsi qu'une présentation rapide du microprocesseur. Les trois derniers chapitres sont consacrés d'abord à la définition de l'information et aux problèmes de codage puis aux méthodes de transmission et de traitement de l'information numérique.

Un paragraphe introduit les filtres numériques ainsi que les filtres à découpage encore peu connus. Un tour d'horizon rapide des méthodes d'acquisition des signaux noyés dans le bruit termine l'ouvrage.

Ce livre a pour but de donner une vue d'ensemble de l'électronique numérique actuelle ; il s'adresse aux étudiants des universités en particulier ceux de la maîtrise d'E.E.E.A. (Electronique, Electrotechnique, Automatique) dont il couvre le programme et aux élèves des écoles d'ingénieurs.

Un volume de 272 pages, format 15,5 x 24. Prix : 52 F. Dunod, 17, rue Remy-Dumoncel, 75680 Paris Cedex 14. Tél. : 320.15.50.

Guide pratique de la cassette

par Etienne Lemery

Le magnétophone à cassette et la cassette sont à l'ordre du jour, mais leur utilisation pose des problèmes pratiques de plus en plus nombreux.

Comment choisir les cas-



settes qui vous conviennent parmi tous les modèles actuels ? Comment enregistrer dans les meilleures conditions ? Comment remédier aux incidents, comment les éviter ? Comment bien sélectionner son magnétophone à cassette, comment le brancher, le manipuler, l'entretenir ? Que sont le bioxyde de chrome, le « low noise », le « Dolby », la prémagnétisation et la démagnétisation, crête-mètres et vumètres ?

Cet ouvrage répond à toutes les questions que posent les cassettes et les magnétophones, de l'achat au dépannage, de l'installation à l'enregistrement.

Doté d'une présentation claire et d'illustrations nombreuses et bien choisies, ce guide donne des conseils, voire des astuces pour tirer le meilleur parti d'un équipement à cassettes.

Un volume de 220 pages, format 15 x 21. Prix : 39 F. Editions Diapason, 6, rue Jules-Simon, 92100 Boulogne. Tél. : 605.96.65.

J. Auvray

Electronique des signaux échantillonnés et numériques

Dunod Université

BIBLIOGRAPHIE

L'électronique appliquée au cinéma et à la photo

par M. Horst
(Traduit de l'allemand
par R. Aschen)

Cet ouvrage décrit tous les montages électroniques utilisés ou utilisables en photographie. L'auteur fait un savant mélange de théorie et de pratique, ce qui permet au lecteur, non seulement d'assimiler cette technique, mais aussi de réaliser les dispositifs proposés dont la

plupart est accessible aux techniciens non chevronnés.

Les principaux sujets traités sont la prise de vue, la projection et l'équipement électronique du labo photo.

De nombreux schémas et illustrations photographiques participent à la clarté de ce livre qui passionnera de nombreux mordus de la pellicule.

Un ouvrage de 160 pages, format 11,7 x 16,5. Prix : 27 F. E.T.S.F., 2 à 12 rue de Bellevue, 75940 Paris Cedex 19. Tél. : 200.33.05.

Capteurs français

La CIAME vient d'éditer le répertoire des « Capteurs français », présentant la production de près de 60 constructeurs.

Les principales caractéristiques sont indiquées sur des fiches techniques identiques pour un même type de capteur.

Le répertoire est composé de 4 tomes traitant les principales grandeurs :

- Tome 1 : Pression, accélération.
- Tome 2 : Température, humidité, anémométrie.
- Tome 3 : Déplacement.
- Tome 4 : Force, pesage.

Parmi les publications de la CIAME rappelons la sortie de deux ouvrages définissant les méthodes et procédures d'évaluation de capteurs :

Essais d'évaluation des capteurs de température ;
Essais d'évaluation des capteurs de force et de pesage.

En vente à la Documentation française, 29-31, quai Voltaire, 75340 Paris Cedex 07.

Catalogue VMOS

Siliconix présente son nouveau catalogue VMOS en français, incluant les caractéristiques des plus récents produits introduits

sur le marché, à savoir : le VN10KM (60 V - 0,5 A) et le VN64GA (60 V - 12,5 A).

Un tableau guide de choix, doit permettre aux utilisateurs de trouver le produit correspondant au mieux à leur utilisation, et de rechercher celui qui présente la meilleure disponibilité, parmi les 38 types actuellement proposés.

Par ailleurs, on y trouve 7 notes d'application dont les 4 plus récentes traitent des sujets suivants :

- Régulateurs de puissance à découpage, 50 kHz - 12 V/20 V.
- Régulateurs de moteurs triphasés.
- Caractéristiques d'entrée des transistors VMOS.
- Comment commander des transistors VMOS ?

Ce catalogue de 84 pages est disponible chez Siliconix et ses distributeurs (voir adresses dans l'article « Réseaux de distribution Semi-conducteurs »).



IX^e Congrès Européen de Gériatologie Clinique

Cette manifestation se tiendra du 11 au 14 septembre 1980 au Palais des Congrès de Grenoble (avenue d'Innsbruck, 38029 Grenoble Cedex, tél. : (76) 09-80-26).

Trois thèmes seront à l'ordre du jour :

- dénutrition et malnutrition,
- progrès dans les méthodes « non invasives »,
- le vieillard en unité de soins intensifs.

Une journée sera consacrée à chaque thème. Les langues officielles du congrès seront l'allemand, l'anglais et le français (traduction simultanée assurée). Des communications hors thèmes pourront être présentées.

Le droit de participation est de 600 F pour les congressistes et 400 F pour les accompagnants.

Les renseignements administratifs et les inscriptions doivent être demandés à l'adresse mentionnée en début d'article. Le secrétariat scientifique est assuré par le professeur Robert Hugonot, CHU de Grenoble, pavillon Chissé, 38700 La Tronche (tél. : (76) 42-81-21).

COLLECTION « ELECTRONIQUE APPLICATIONS »

Cette collection de livres dont le premier sortira au mois d'août abordera la plupart des applications de l'électronique.

Ecrivez-nous pour nous donner vos préférences sur les sujets restant à choisir (ils sont nombreux).

Ne manquez pas la sortie du premier titre « *la Stimulation cardiaque* » dans la collection « Electronique Applications Médicales ».

Réseaux de distribution des semi-conducteurs

Erratum : Dans notre précédent numéro, les pages 158 et 159 ont été inversées. Nous prions les fabricants et les distributeurs concernés par cette erreur, ainsi que nos lecteurs, de bien vouloir nous en excuser.



ADVANCED MICRO DEVICES

Mandataire :

● **A.M.D. France** : Silic 314, 74, rue d'Arcueil, immeuble Helsinki, 94518 Rungis Cedex. Tél. : 686.91.86.

Distributeurs :

● **Société A2M** : 18, avenue Dutartre, 78150 Le Chesnay. Tél. : 955.32.49.

● **Société R.T.F.** : 73, av. Charles-de-Gaulle, 92200 Neuilly-sur-Seine. Tél. : 747.11.01.



A.E.G. TELEFUNKEN

● **Generim** : Z.A. de Courtabœuf, avenue des Andes, B.P. 88, 91403 Orsay. Tél. : 907.78.78.

● **Application Electronique** : 2-14, rue Bayol, 30001 Nîmes. Tél. : (66) 84.99.06. – 10, rue du Chapeau-Rouge, 31300 Toulouse. Tél. : (61) 42.64.28.

● **Sterc-Maissiat S.A.** : 2, rue Sévigné, 44010 Nantes Cedex. Tél. : (40) 71.45.75.

● **Debelle** : 13, rue Baptiste-Marcet, Z.I. de l'Argentièrre, 38600 Fontaine. Tél. : (76) 26.56.54.

● **Facen Electronique** : Z.I. d'Heillecourt, 54140 Heillecourt. Tél. : (28) 51.00.05. – 6, rue Emile-Rouze, 59000 Lille. Tél. : (20) 96.93.07. – Z.I. de Mundolsheim, rue Vauhan, 67450 Strasbourg Mundolsheim. Tél. : (88) 20.20.80.

● **Auctel** : 143, rue des Meuniers, 92220 Bagneux. Tél. : 657.81.50.

● **Tekimex** : 13, boulevard Voltaire, 75011 Paris. Tél. : 355.63.00.



A.M.I.

● **A.M.I. France** : 124, avenue de Paris, 94300 Vincennes. Tél. : 374.00.90.

Distributeurs :

● **P.E.P.** : 4, rue Barthélémy, 92120 Montrouge. Tél. : 735.33.20.

● **Tekelec Airtronic** : Cité des Bruyères, 5, rue Carle-Vernet, BP2, 92310 Sèvres. Tél. : 534.75.35.

Cette liste est remise à jour à chaque parution



ANALOG DEVICES

● **Analog Devices France** : Silic 204, 12, rue Le Corbusier, bât. « Iéna », 93518 Rungis Cedex. Tél. : 687.34.11.

Agences :

● **Agence Rhône-Alpes A** : 17, rue des Orphelines, 38500 Voiron. Tél. : (76) 05.51.08.

● **Agence de l'Ouest** : 70, rue Anne-Marie Javouhey, 61000 Alençon. Tél. : (33) 26.07.61.

● **Agence du Sud-Ouest** : 281, route d'Espagne, 31076 Toulouse-Cedex. Tél. : (61) 41.11.81.



C.M.L.

● **ISC France** : 27, rue Yves-Kermen, 92100 Boulogne. Tél. : 608.52.75.



DELCO

● **ISC France** : 27, rue Yves-Kermen, 92100 Boulogne. Tél. : 608.52.75.



E.F.C.I.S.

● **EFCIS** : 85 X, 38041 Grenoble Cedex, Tél. : (76) 97.41.11.



EXAR

● **Tekelec Airtronic** : B.P. 2, cité des Bruyères, rue Carle-Vernet, 92310 Sèvres. Tél. : 534.75.35. – 75, rue Bataille, 69008 Lyon. Tél. : (78) 74.37.40. – 281, route d'Espagne, 31076 Toulouse Cedex. Tél. : (61) 40.24.90. – 12, rue Gabriel Fauré 35000 Rennes. Tél. : (99) 50.62.35. BeauManoir VII, allée des Lilas, 13100 Aix-en-Provence. Tél. : (91) 27.66.45. – 8, rue de l'Université, 67000 Strasbourg. Tél. : (88) 35.69.22. – Parc Industriel Bersol, Voie romaine, 33600 Pessac. Tél. : (56) 45.32.27.

FAIRCHILD

- **Almex** : 48, rue de l'Aubépine, 92160 Antony Cedex. Tél. : 666.21.12.
- **Feutrier** : avenue des Trois-Glorieuses, 42270 Saint-Priest-en-Jarez. Tél. : (77) 74.67.33. - Z.I. avenue Laplace, 13470 Carnoux. Tél. : (42) 82.16.41.
- **Gros S.A.** : 13, avenue Victor-Hugo, 59350 Saint-André-les-Lille. Tél. : (20) 51.21.33. - 14, avenue du Général-Leclerc, 54000 Nancy. Tél. : (83) 35.17.35.
- **Scientech S.A.** : 11, avenue Ferdinand-Buisson, 75016 Paris. Tél. : 609.91.36.
- **R.E.A. Distribution** : 9, rue Ernest-Cognacq, 92300 Levallois. Tél. : 758.11.11.
- **S.C.T.** : 15-17, boulevard Bon-Repos, B.P. 406, 31008 Toulouse Cedex. Tél. : (61) 62.11.33. - 80, quai Queyries, 33100 Bordeaux. Tél. : (56) 86.50.31.
- **S.R.D.** : 88, rue du Commandant-Magès, 13001 Marseille. Tél. : (91) 95.90.38.
- **Aufray et Cie** : 45, rue Gustave-Nicollé, B.P. 472, 76057 Le Havre Cedex. Tél. : (35) 26.64.18.

Représentant stockiste :

- **Dimex** : 12, rue du Séminaire, 94150 Rungis. Tél. : 686.52.10.

**FERRANTI**

- **Ceram** : 31, rue du Dr-Finlay, 75015 Paris. Tél. : 577.42.50.

**GENERAL ELECTRIC**

- **Comptoir Commercial d'Importation** : 42, rue Etienne-Marcel, 75081 Paris Cedex 2. Tél. : 261.55.49.

Dépositaires :

- **Alpelec** : 16, rue Claude-Kogan, 38100 Grenoble. Tél. : (76) 09.69.81.
- **Autelec** : 3, rue du Lieu de Santé, 76000 Rouen. Tél. : (35) 98.05.35.
- **Dimee** : 22, bd Pasteur, 93120 La Courneuve. Tél. : 833.71.73.
- **Dimel** : « Le Marino », avenue Claude-Farère, 83100 Toulon. Tél. : (94) 41.49.63.
- **Radio MJ** : 19, rue Claude-Bernard, 75005 Paris. Tél. : 336.01.40.
- **Radio Voltaire** : 7, avenue Parmentier, 75011 Paris. Tél. : 379.50.11.

**GENERAL INSTRUMENT**

- **Sterc Maissiat** : 2, rue Sévigné, 44010 Nantes Cedex, tél. : (40) 71.45.75.
- **Sorhosis** : 150-152, rue Anatole-France, 69100 Villeurbanne. Tél. : (78) 85.00.44.
- **Dimee** : 22, bd Pasteur, 93120 La Courneuve. Tél. : 833.71.73.
- **P.E.P.** : 4, rue Barthélémy, 92120 Montrouge. Tél. : 735.33.20.

**GENERAL INSTRUMENT MICROELECTRONICS**

- **P.E.P.** : 4, rue Barthélémy, 92120 Montrouge. Tél. : 735.33.20.

**HARRIS SEMICONDUCTOR**

- **Spetelec** : Tour Europa, Belle-Epine, Europa III, 94320 Thiais. Tél. : 686.56.65.
- **Almex** : 48, rue de l'Aubépine, 92160 Antony. Tél. : 666.21.12.
- **A2M** : 18, avenue Dutartre, 78150 Le Chesnay Parly II. Tél. : 955.32.49.

**HEWLETT-PACKARD**

- **Almex** : 48, rue de l'Aubépine, 92160 Antony. Tél. : 666.21.12.
- **Feutrier** : rue des Trois-Glorieuses, 42270 Saint-Priest-en-Jarez. Tél. : (77) 74.67.33.
- **Feutrier Ile-de-France** : 29, rue Ledru-Rollin, 92150 Suresnes. Tél. : 772.46.46.
- **S.C.A.I.B.** : 80, rue d'Arcueil, Silic 137, 94523 Rungis Cedex. Tél. : 687.23.13.

**INTEL CORPORATION**

Mandataire :

- **Intel Corporation** : 5, place de la Balance, Silic 223, 94528 Rungis Cedex. Tél. : 687.22.21.

Distributeurs :

- **Tekelec-Airtronic** : Cité des Bruyères, rue Carle-Vernet, B.P. 2, 92310 Sèvres. Tél. : 534.75.35.
- **Métrologie** : La Tour d'Asnières, 4, avenue Laurent-Cély, 92606 Asnières. Tél. : 791.44.44.
- **Celdis S.A.** : 53, rue Charles-Frérôt, 94250 Gentilly. Tél. : 581.00.20.

**INTERFIL**

- **Intersil** : 3, rue de Marly, 78000 Versailles. Tél. : 953.47.08.

Distributeur :

- **Tekelec-Airtronic** : Cité des Bruyères, rue Carle-Vernet, B.P. 2, 92310 Sèvres. Tél. : 534.75.35.

**I.T.T. INTERMETALL**

- **Dimee** : 22, bd Pasteur, 93120 La Courneuve. Tél. : 833.71.73.
- **Sefar** : 54, rue d'Alsace, 92400 Courbevoie. Tél. : 333.59.21.
- **Besson** : 2, rue des Marronniers, 38100 Grenoble. Tél. : (76) 96.10.72.
- **C.E.I.N.** : 19, rue de Tournai, B.P. 93, 59230 Saint-Armand-les-Eaux. Tél. : (20) 48.53.39.

● **Sertronique** : 60, rue Sagebien, 72040 Le Mans Cedex 43. Tél. : (43) 84.24.60 - 37, rue Saint-Eloi, 76000 Rouen. Tél. : (35) 88.00.38. - 59, rue Alexandre Duval, 35000 Rennes. Tél. : (99) 30.78.78.

● **I.D.E.M.** : 168, chemin Lanussé, 31019 Toulouse. Tél. : (61) 47.63.73/58.10.

● **Euromail** : Z.I. rue Frédéric-Joliot, B.P. 145, 13290 Aix-les-Milles. Tél. : (42) 26.58.11. - 8, rue du Port, 92100 Boulogne. Tél. : 605.60.97.

Comptoirs de vente :

● **Adime** : 89, av. P.-Brossolette, 92120 Montrouge. Tél. : 655.89.89.

● **Radio-Douane** : 4, rue Yves-Toudic, 75010 Paris. Tél. : 208.61.72.

● **Radialex** : 74, rue de Vendôme, 69457 Lyon Cedex 3. Tél. : (78) 89.45.45. - 3, rue Moyrand, 38100 Grenoble. Tél. : (76) 87.81.12.

● **Sicopel** : 3, rue du Mal-de-Vaux, 91550 Paray-Vieille Poste. Tél. : 687.24.61.

● **Hohl et Danner** : B.P. 11, Z.I., 67450 Mündolsheim. Tél. : (88) 20.90.11.

● **Eprom** : 59, rue de Village, 13006 Marseille. Tél. : (91) 47.97.76.

KERTRON

● **ISC France** : 27, rue Yves-Kermen, 92100 Boulogne. Tél. : 608.52.75.

LAMBDA ELECTRONIQUE

● **Lambda Electronique** : B.P. 77, 91403 Orsay Cedex. Tél. : 012.14.87.

● **Ets Baltzinger** : 12-26, rte du Gal de Gaulle, 67300 Schiltigheim. Tél. : (88) 33.18.52.

● **C.P.E.** : 51, rue de la Rivière, 78420 Carrières-sur-Seine. Tél. : 914.61.36.

● **Direct** : 151-153, rue de Constantine, 76000 Rouen. Tél. : (35) 98.17.98.

● **Eltec** : 58, rue Dammartin, 59100 Roubaix. Tél. : (20) 70.56.19.

● **Flagelectric** : 47, rue Jules-Verne, 63100 Clermont-Ferrand. Tél. : (73) 92.13.46.

● **Soredia** : B.P. 14.13, 35015 Rennes Cedex. Tél. : (99) 50.50.29.

● **Spelec Composants** : 89, rue Riquet, 31071 Toulouse Cedex. Tél. : (61) 62.34.72 - 226-228, Cours de la Somme, 33000 Bordeaux. Tél. : (56) 91.90.98.

● **S.R.D.** : 88, rue du Cdt-Mages, 13001 Marseille. Tél. : (91) 95.90.38.

MOS TECHNOLOGY

Mandataire et distributeur :

● **P.R.O.C.E.P.** : 97, rue de L'Abbé-Groult, 75015 Paris. Tél. : 532.29.19+.

MOSTEK

Circuits intégrés, μ processeurs et systèmes.

● **S.C.A.I.B.** : 80, rue d'Arcueil, Silic 137, 94523 Rungis Cedex. Tél. : 687.23.13 - 31.36.

● **P.E.P.** : 4, rue Barthélémy, 92120 Montrouge. Tél. : 735.33.20.

● **Sorhosis** : 150-152, rue A.-France, 69100 Villeurbanne. Tél. : (78) 85.00.44.

Cartes et systèmes mémoire.

● **I.P.C.** : 113, avenue Aristide-Briand, 91400 Orsay. Tél. : 010.19.27.

MOTOROLA SEMI-CONDUCTEURS

● **Sté Commerciale Tutelectric** : 15, bd Bonrepos, 31000 Toulouse. Tél. : (61) 62.11.33. - 81/83, quai de Queyries, 33100 Bordeaux. Tél. : (56) 86.50.31.

● **Ets F. Feutrier** : rue des Trois-Glorieuses, 42270 Saint-Priest-en-Jarez. Tél. : (77) 74.67.33. - Z.I., avenue Laplace, 13470 Carnoux. Tél. : (42) 82.16.41.

● **Gros S.A.** : 13, rue Victor-Hugo, 59350 Saint-André-Les-Lille. Tél. : (20) 51.21.33. - 14, av. du Général-Leclerc, 54000 Nancy. Tél. : 35.17.35. - 5, rue Pascal, 84800 Villedieu. Tél. : 678.27.27/75.81.

● **S.C.A.I.B.** : 80, rue d'Arcueil, Silic 137, 94523 Rungis Cedex. Tél. : 687.23.13. - 31.36.

● **Ets F. Feutrier Ile-de-France** : 29, rue Ledru-Rollin, 92150 Suresnes. Tél. : 772.46.46.

● **Celdis S.A.** : 53, rue Charles-Frérôt, 94250 Gentilly. Tél. : 581.04.69.

● **Bellion Electronique** : Z.I. des Kerscao/Brest, B.P.16, 29219 Le Relecq Kerhuon. Tél. : (98) 28.03.03.



NATIONAL SEMI-CONDUCTOR

● **Generim** : Z.A. de Courtabœuf, avenue de la Baltique, B.P.88, 91400 Orsay. Tél. : 907.78.78.

● **Facen** : 2/6, rue Emile-Rouzé, 59000 Lille. Tél. : (20) 96.93.07. - Z.I. Heillecourt, 54140 Heillecourt. Tél. : (28) 51.00.05. - Z.I. Vauban, 6, rue Vauban, 67450 Mundolsheim. Tél. : (88) 20.20.80. - Centre de Gros, bd Lénine, 76800 Saint-Etienne-du-Rouvray. Tél. : (35) 65.36.03 et 65.39.06.

● **Sterc Maissiat** : 2, rue de Sévigné, 44010 Nantes Cedex. Tél. : (40) 71.45.75.

● **Application Electronique** : 14, rue Bayol, 30001 Nîmes. Tél. : (66) 84.99.06. - 10, rue du Chapeau-Rouge, 31300 Toulouse. Tél. : (61) 42.64.28.

● **S.C.A.I.B.** : 80, rue d'Arcueil, Silic 137, 94523 Rungis Cedex. Tél. : 687.23.13. - 31.36.

● **R.T.F./Distronique** : 73, av. Ch.-de-Gaulle, 92202 Neuilly. Tél. : 747.11.01.

● **Ets Debelle** : 13, rue Baptiste Marcet, Z.I. Fontaine Sassenage, 38600 Fontaine. Tél. : (76) 26.56.54. - 9 bis, rue du Bas-Chamflour, 63000 Clermont-Ferrand. Tél. : (73) 36.47.10.

● **Fime** : Z.A. La Cerisaie, 3, rue de Chevilly, 94262 Fresnes. Tél. : 666.95.01.

● **Centralp Automatisme** : 271, bd Pinel, 69200 Vénissieux. Tél. : (78) 74.06.28.



NEC**NIPPON ELECTRIC
COMPANY**

● **NEC Electronics France** : Tête du Pont de Sèvres, Tour Amboise, Av. du Gal-Leclerc, 92100 Boulogne. Tél. : 747.91.13.

Distributeurs :

● **Alfatronic** : La Tour d'Asnières, 4, avenue Laurent-Cely, 92606 Asnières Cedex. Tél. : 791.33.33.

● **ASAP** : 62, rue de Billancourt, 92100 Boulogne. Tél. : 604.78.78.

● **Spetelec** : Tour Europa Belle-Epine, Europa III, 94532 Rungis Cedex. Tél. : 686.56.65.

● **Tekelec Airtronic** : Cité des Bruyères, rue Carle-Vernet, B.P. 2, 92310 Sèvres. Tél. : 534.75.35.

**PLESSEY**

● **Plessey France** : Tour Anjou, 33, quai National, 92800 Puteaux. Tél. : 776.43.34.

Distributeur :

● **Sté Matéléco** : 36, rue Guy-Mocquet, 92240 Malakoff. Tél. : 657.70.55.

Agences :

● **Idem**, 165 Chemin-Lanussé, 31019 Toulouse Cedex. Tél. : (61) 47.63.73.

● **Sorhosis** : 150/152, rue Anatole-France, 69100 Villeurbanne. Tél. : (78) 85.00.44.

RAYTHEON**RAYTHEON
SEMICONDUCTOR**

● **Raytheon Semiconductor France** : La Boursidière, RN186, 92350 Le Plessis-Robinson. Tél. : 631.06.76.

Distributeurs :

● **Tekelec Airtronic** : Cité des Bruyères, rue Carle-Vernet, 92310 Sèvres. Tél. : 534.75.35.

● **Diode France** : Z.I. La Cerisaie, 1, allée des Platanes, 94260 Fresnes. Tél. : 666.98.01.

● **Sté A.S.A.P.** : 62, rue de Billancourt, 92100 Boulogne. Tél. : 604.78.78.

**R.T.C.
LA RADIOTECHNIQUE
COMPALEC**

● **R.T.F. Diffusion** : 59j63, rue Desnouettes, 75015 Paris. Tél. : 533.69.43.

● **Omnitech** : 15/21, rue Camille-Flammarion, 75018 Paris. Tél. : 257.62.80.

● **Morin Industrie** : 52, rue Jean-Jaurès, BP 29, 10600 La Chapelle-Saint-Luc. Tél. : (25) 43.15.48. – 120, bd de Lamballe, 45400 Fleury-les-Aubrais. Tél. : (38) 62.30.38.

● **Hohl et Danner** : Z.I. B.P.11, 67450 Mundolsheim. Tél. : (88) 20.90.11. – 58, rue de Belfort, 68200 Mulhouse. Tél. : (89) 42.11.86. – Z.I. D'Heillecourt, 54044 Nancy Cedex. Tél. : (28) 51.42.30.

● **Electronique du Centre** : B.P. 14, Z.I. de Cournon, 63800 Cournon. Tél. : (73) 84.60.08.

● **Vedec** : 45, rue Saint-Basile 13001 Marseille. Tél. : (91) 95.91.82.

● **Sanelec** : 7, rue de la Couture, Z.I. de la Pilaterie, 59700 Marcq-en-Barœul. Tél. : (20) 98.92.13.

● **Sertronique** : 60, rue Sagebien, 72040 Le Mans. Tél. : (43) 84.24.60. – 37, rue Saint-Eloi, 76000 Rouen. Tél. : (35) 88.00.38. – 15, av. Monseigneur-Mouézy, 35000 Rennes. Tél. : (99) 50.58.31.

● **Rhonalco** : 4, rue Roger-Bréchan, 69003 Lyon. Tél. : (78) 53.00.25.

● **Ets Besson** : 2, rue des Marronniers, 38100 Grenoble. Tél. : (76) 96.10.72.

● **Cedso** : 31, av. du 18e R.I., 64000 Pau. Tél. : (59) 27.03.56. – 14, av. Tolosane, 31520 Ramonville-Saint-Agne. Tél. : (61) 73.35.18. – 150, cours du Gal-de-Gaulle, 33170 Gradignan. Tél. : (56) 89.04.56.

● **Sicopel** : 3, avenue du Mal Devaux, 91550 Paray-Vieille-Poste. Tél. : 687.24.61.

SEMIKRON SEMIKRON

● **Alpelec** : 16, rue Claude Kogan, 38100 Grenoble. Tél. : (78) 09.69.81.

● **Aquitaine Composants** : 30, rue Denfert-Rochereau, B.P. 38, 33401 Talence. Tél. : (56) 80.24.70.

● **A.S.N. Diffusion** : 86, av. du Maréchal-Leclerc, 94700 Maisons-Alfort. Tél. : 378.24.03.

● **Ban Elec** : 90, rue Sémard, 92320 Châtillon. Tél. : 655.43.43.

● **C.E.I.N.** : 289, rue d'Arras, B.P. 93, 59505 Douai Cedex. Tél. : (20) 88.66.40. – 21, rue de Tournai, 59230 Saint-Amand-les-Eaux. Tél. : (20) 48.53.39.

● **Comptoir Electrique de Champagne (C.E.C.)** : Z.I. B.P. 29, 52101 Saint-Dizier. Tél. : (27) 05.05.38.

● **Charlas** : 38, av. Alsace-Lorraine, 38000 Grenoble. Tél. : (78) 44.29.02.

RCA**R.C.A.**

● **R.E.A.** : 9, rue Ernest-Cognacq, 92301 Levallois-Perret Cedex. Tél. : 758.11.11.

● **Almex** : Z.I., 48, rue de l'Aubépine, 92160 Antony. Tél. : 666.21.12.

● **Tekelec** : Cité des Bruyères, rue Carle-Vernet, B.P. 2, 92310 Sèvres. Tél. : 534.75.35.

**ROCKWELL**

● **R.E.A.** : BP 5, 9, rue Ernest-Cognacq, 92301 Levallois-Perret Cedex. Tél. : 758.11.11.

- **Dahan** : 3 bis, rue Pierre Loti, 69100 Villeurbanne. Tél. : (78) 85.54.64.
- **D.E.E.** : 87 bis, rue Sainte, 13007 Marseille. Tél. : (91) 33.16.68 – 33.14.84.
- **Dimée** : 22, bd Pasteur, 93120 La Courneuve. Tél. : 833.71.73.
- **Direlec** : 19, bd Lafayette, 63000 Clermont-Ferrand. Tél. : (73) 91.69.80.
- **Dixel** : 17, bd de Richelieu, 92500 Rueil-Malmaison. Tél. : 977.00.12.
- **E.T.N.** : 8, rue de la Croix d'Yonville, 76042 Rouen Cedex. Tél. : (35) 88.51.51.
- **Fachot Electronique** : 5, bd Robert-Sérot, B.P. 321, 57007 Metz. Tél. (87) 30.28.63-30.33.67.
- **Alpelectro** : 1, rue des Résistants, 38400 Saint-Martin -d'Hères. Tél. : (76) 25.50.90.
- **ISA Electronique** : 52, rue d'Achères, 78600 Maisons-Laffitte. Tél. : 962.90.61.
- **Morin Industrie** : 52, av. Jean-Jaurès, 10600 La Chapelle Saint-Luc. Tél. : (25) 43.15.48.
- **O.E.S.O.** : Rue Emile Zola, 87000 Limoges. Tél. : (55) 77.18.71. – 24, rue Denis-Papin, 16000 Angoulême. Tél. : (45) 95.43.77. – 6, rue de la Demi-Lune, 86004 Poitiers. Tél. : (49) 41.40.94.
- **Omni Tech** : 15/21, rue Camille Flammarion, 75018 Paris. Tél. : 257.62.80.
- **Radio Voltaire** : 7, av. Parmentier, 75011 Paris. Tél. : 379.50.11.
- **Sanelec** : 236/240, rue du Fg d'Arras, 59000 Lille. Tél. : (20) 98.92.13.
- **Segic** : (B.P. 10, 60104 Creil), Tél. : (4) 471.01.78. – Rue de la République, 60670 Monchy Saint-Eloi.
- **Selfco** : 31, rue du Fossé des Treize, 67000 Strasbourg. Tél. : (88) 22.08.88.
- **Serreau Electronique** : 5, allée du Muguet, 35510 Cesson-Sévigné. Tél. : (99) 62.21.17.
- **Sodimep** : 8, av. Léon Viala, 31400 Toulouse. Tél. : (61) 52.01.21.
- **Tarbelelec** : 45 bis, place du Foirail, 65000 Tarbes. Tél. : (62) 93.10.82.



SESCOSEM

- **Aquitaine Composants** : 30, rue Denfert-Rochereau B.P. 8, 33401 Talence Cedex. Tél. : (56) 80.24.70. – « Le Moulin Apparent », route de Paris, 86000 Poitiers. Tél. : (49) 88.60.50.
- **Sodimep** : 8, avenue Léon-Viala, 31400 Toulouse. Tél. : (61) 52.01.21.
- **Sud Composants** : Traverse La Caransane, La Valentine, 13011 Marseille. Tél. : (91) 43.21.84.
- **Dimel** : Le Marino, avenue Claude-Farrère, 83100 Toulon. Tél. : (94) 41.49.63.

- **Sèdre** : 21, avenue de la Plaine Fleurie, 38240 Meylan. Tél. : (76) 90.71.18. – 27, rue Voltaire, 42100 Saint-Etienne. Tél. : (77) 32.80.57. – 10/12, rue Jean-Bourgey, 69100 Villeurbanne. Tél. : (78) 68.30.96.
- **Codirel (Codicom)** : 105, rue Sadi-Carnot, 93170 Bagnolet. Tél. : 361.49.99. – rue du Grand-Véon, 10000 Troyes. Tél. : (25) 82.17.43.
- **D.I.E.L. (Codicom)** : 73, avenue Pierre-Larousse, 92240 Malakoff. Tél. : 656.70.44.
- **G.E.D.I.S.** : 165/167, rue J.-P. Timbaud, 92400 Courbevoie. Tél. : 788.50.13. – 53, rue de Paris, 92100 Boulogne. Tél. : 604.81.70. – Neuillé-le-Lierre, 37780 Monnaie. Tél. : (47) 52.96.07.
- **S.I.D.E. (Codicom)** : 34, avenue Robert-Schuman, C2 Résidence de l'Europe, 59370 Mons-en-Barœul. Tél. : (20) 04.75.08. – Résidence Front de Seine, 41, quai du Havre, 76000 Rouen. Tél. : (35) 98.22.99.
- **Selfco** : 31, rue du Fossé-des-Treize, 67000 Strasbourg. Tél. : (88) 22.08.88.
- **Ouest Composants** : 5, rue Lesage, 35000 Rennes. Tél. : (99) 36.00.58.
- **Auverlec** : Z.I. 2, rue de l'Industrie, B.P. 2, 63800 Cournon d'Auvergne. Tél. : (73) 92.14.77.



S.G.S. ATEs

- **Euromail** : 8, rue du Port, 92000 Boulogne. Tél. : 603.12.72. – Z.I. rue Frédéric-Joliot, 13290 Aix-les-Milles. Tél. : (42) 26.58.11.
- **Gallec** : 29, rue Raymond-Losserand, 75014 Paris. Tél. : 322.70.85.
- **P.E.P.** : 4, rue Barthélémy, 92120 Montrouge. Tél. : 735.33.20.
- **DEL** : 8, rue des Frères-Bertrand, 69632 Venissieux. Tél. : (78) 69.36.29. – Rue de l'Escaut, Z.I. de St-Appolinaire, 21000 Dijon. Tél. : (80) 71.57.45.
- **Direct** : 151, rue de Constantine, 76000 Rouen. Tél. : (35) 98.17.98.
- **Hohl et Danner** : Z.I. Strasbourg-Mundolsheim, B.P. 11, 67450 Mundolsheim. Tél. : (88) 20.90.11.
- **Irsutti** : 25/27, rue du Mont-d'Arène, 51100 Reims. Tél. : (26) 88.31.29.
- **Malbec** : 17, rue du Luxembourg, Z.I., 37100 Tours 02. Tél. : (47) 54.43.96.
- **Serime** : B.P. 501, Z.I.A., 59113 Seclin, Tél. : (20) 95.92.72.
- **Spelec Composants** : 89, rue Riquet, 31000 Toulouse. Tél. : (61) 62.34.72. – 226/228, cours de la Somme, 33000 Bordeaux. Tél. : (56) 91.90.98.
- **R.T.F.** : 73, avenue Charles-de-Gaulle, 92200 Neuilly. Tél. : 747.11.01.
- **Debellé** : 13, rue Baptiste-Marcet, Z.I. de l'Argentièrre, 38600 Fontaine. Tél. : (76) 26.56.54.



SIEMENS

- **Asterlec** : 5 bis, rue S.-Gryphe, 69007 Lyon. Tél. : (78) 72.88.65.
- **Baltzinger et succursales** : 18/26, route du Gal-de-Gaulle, 67300 Strasbourg-Schiltigheim. Tél. : (88) 33.18.52.
- **Ban-Elec** : 90, rue Pierre-Sémard, 92320 Châtillon. Tél. : 655.43.43.
- **Cibot Radio** : 1 et 3, rue de Reuilly, 75580 Paris Cedex 12. Tél. : 346.63.76.
- **Del** : 45, rue Gabriel-Péri, 78210 Saint-Cyr l'Ecole. Tél. : 460.65.70.
- **Erel** : 6, rue Crozatier, 75012 Paris. Tél. : 345.80.80.
- **O.R.T.A.M.** : 11, rue de Crouy, 59100 Roubaix. Tél. : (20) 70.24.16.
- **R.T.D.** : 4, rue Yves-Toudic, 75010 Paris. Tél. : 208.61.72.
- **Avirex** : 92, avenue Cantini, 13008 Marseille. Tél. : (91) 71.28.11.
- **C.E.I.S.** : 120, avenue Pierre-Latécoère, B.P. 48, 31700 Blagnac. Tél. : (61) 71.01.69.
- **Euromail et succursale** : Z.I. rue Frédéric-Joliot, B.P. 145, 13290 Aix-les-Milles. Tél. : (42) 26.58.11. - 8, rue du Port, 92100 Boulogne. Tél. : 605.60.97.
- **Flagelectric** : 47, rue Jules-Verne, Z.I. du Breset, 63100 Clermont-Ferrand. Tél. : (73) 92.13.46.
- **Normatelec** : 21, rue du Lion-sur-Mer, 14000 Caen. Tél. : (31) 93.72.80.
- **Sorelec** : 4, rue Paul Painlevé, 35000 Rennes. Tél. : (99) 36.64.23.
- **Hugues Brussel** : (Division électronique) : 11, rue du Moulin du Président, B.P. 129, 89002 Auxerre. Tél. : (86) 52.36.36.



LE SILICIUM SEMICONDUCTEUR SSC

- **Comerel** : 15, rue du Colonel-Delorme, 93100 Montreuil. Tél. : 374.50.98.
- **Gallec Electronique** : Centre Commercial, 40, rue des Fontenelles, 92000 Nanterre. Tél. : 774.76.86. - 29, rue Raymond-Losserand, 75014 Paris. Tél. : 322.70.85.
- **National Distribution** : 94/98, rue Haxo, 75020 Paris. Tél. : 797.39.29.
- **Spelec Composants** : 226/228, cours de la Somme, 33000 Bordeaux. Tél. : (56) 91.90.98. - 89, rue Riquet, 31071 Toulouse. Tél. : (61) 62.34.72.
- **Auverlec Pierre Gouteyron S.A.** : 2, rue de l'Industrie, 63800 Cournon, B.P. 49. Tél. : (73) 92.14.77.
- **Pellet et Solignac** : rue de l'Escaut, Z.I. de Dijon, Saint-Apollinaire, 21000 Dijon. Tél. : (80) 71.57.45. - B.P. 136, 38431 Echirolles Cedex. Tél. : (76) 22.05.09.
- **Serime** : Z.I. A, B.P. 501, 59113 Seclin. Tél. : (20) 95.92.72.

- **Ets P. Gouteyron** : 17/21, rue Fulton, Z.I. Nord, 87100 Limoges. Tél. : (55) 37.42.81.
- **Docks Electroniques Lyonnais** : 8, rue des Frères-L. Et-E.-Bertrand, 69632 Venissieux. Tél. : (78) 69.36.29.
- **S.R.D.** : 88, rue du Cdt-Magès, 13001 Marseille. Tél. : (91) 95.90.38.

- **Agence Silec de Metz** : 36, rue des Jardins, Ban-St-Martin. B.P. 1, 57023 Longeville-les-Metz. Tél. : (87) 30.39.39.
- **Rime** : rue de la Dutée, B.P. 38, 44800 Saint-Herblain. Tél. : (40) 46.12.00.

- **Remi** : 18, rue Simon, 51100 Reims. Tél. : (26) 40.10.14-40.06.61-40.15.72.

- **Direct** : 151/153, rue de Constantine, 76000 Rouen. Tél. : (35) 98.17.98.

- **Monsieur Kinder, Agent** : 1, rue P.-Ristelhuber, 67100 Strasbourg-Meinau. Tél. : (88) 39.29.29 - 39.18.02.

- **St Malbec et Cie** : 17, rue de Luxembourg, Z.I., B.P. 78, 37002 Tours Cedex. Tél. : (47) 54.43.96.



SILICONIX

- **Almex** : Z.I. d'Antony, 48, rue de l'Aubépine, 92160 Antony. Tél. : 666.21.12.
- **Aquitaine Composants** : 30, rue Denfert-Rochereau, 33400 Talence. Tél. : (56) 80.24.70. - 119, rue des Fontaines, 31300 Toulouse. Tél. : (61) 42.78.82. - « Le Moulin Apparent », route de Paris, 86000 Poitiers. Tél. : (49) 88.60.50.
- **Ouest Composants** : 5, rue Lesage, BP144, 35003 Rennes. Tél. : (99) 36.00.58.
- **S.C.A.I.B.** : Silic 137, 80, rue d'Arcueil, 94523 Rungis Cedex. Tél. : 687.23.13.
- **Alrodis** : 40, rue Villon, 69008 Lyon. Tél. : (78) 69.59.52.
- **Baltzinger** : 18/26, route du Général-de-Gaulle, 67300 Schiltigheim. Tél. : (88) 33.18.52.
- **Sanelec Electronique** : 7, rue de la Couture, Z.I. de la Pilaterie, 59700 Marcq-en-Barœul. Tél. : (20) 98.92.13.



SOLITRON DEVICES INC.

- **Auctel** : 143, rue des Meuniers, 92220 Bagneux. Tél. : 664.10.50.



SPRAGUE FRANCE

- **Almex** : Z.I. Antony, 48, rue de l'aubépine, 92160 Antony. Tél. : 666.21.12.
- **Gedis** : 53, rue de Paris, 92100 Boulogne. Tél. : 604.81.70. - 165/171, rue J.-P.-Timbaud, 92400 Courbevoie. Tél. : 788.50.13. - Neuville-le-Lierre, 37380 Monnaie. Tél. : (47) 52.96.07.

- **P.E.P.** : 4, rue Barthélémy, 92120 Montrouge. Tél. : 735.33.20.
- **RTF Diffusion** : 59 à 63, rue Desnouettes, 75015 Paris. Tél. : 533.69.43.
- **Euromail** : Z.I., rue Frédéric-Joliot, 13290 Aix-les-Milles. Tél. : (42) 26.58.11.
- **Ouest-Composants** : 5, rue Lesage, 35003 Rennes. Tél. : (99) 36.00.58.
- **Sedre** : 21, avenue de la Plaine Fleurie, 38240 Meylan. Tél. : (76) 90.71.18. – 27, rue Voltaire, 42100 Saint-Etienne. Tél. : (77) 32.80.57. – 10/12, rue Jean-Bourgey, 69100 Villeurbanne. Tél. : (78) 68.30.96.
- **Selfco** : 31, rue du Fossé des Treize, 67000 Strasbourg. Tél. : (88) 22.08.88.
- **Spelec** : 226-228, cours de la Somme, 3000 Bordeaux. Tél. : (56) 91.90.98. – 89, rue Riquet, 31071 Toulouse Cedex. Tél. : (61) 62.34.72.



TAG SEMICONDUCTORS FRANCE

- **Tag Semiconductors France** : La Boursièdière, R.N. 186, 92350 Le Plessis-Robinson. Tél. : 631.80.68.
- **Diode France**, 1, allée des Platanes, Z.I. La Ceriseraie, 94260 Fresnes. Tél. : 666.98.01.
- **Dimex**, 12, rue du Séminaire, 94150 Rungis. Tél. : 686.52.10.
- **Sefar** : 54, rue d'Alsace, 92400 Courbevoie. Tél. : 333.59.21.



TELEDYNE PHILBRICK

Mandataires :

- **Teledyne Philbrick** : 4, rue des Bergers, 75015 Paris. Tél. : 577.95.86.

Distributeurs :

- **Ets F. Feutrier**, rue des Trois-Glorieuses, 42270 Saint-Priest-en-Jarez. Tél. : (77) 74.67.33. – Z.I. avenue Laplace, 13470 Carnoux. Tél. : (42) 82.16.41.
- **Léanord** : 236, rue Sadi-Carnot, 59320 Haubourdin. Tél. : (20) 50.43.00.
- **Selfco** : 31, rue du Fossé-des-Treize, 67000 Strasbourg. Tél. : (88) 22.08.88.
- **Toutelectric** : 15/17, boulevard de Bonrepos, 31008 Toulouse Cedex. Tél. : (61) 62.11.33.
- **Ouest Composants** : 5, rue Lesage, 35003 Rennes. Tél. : (99) 36.00.58.



TELEDYNE SEMICONDUCTEURS

- **I.S.C. France** : 27, rue Yves-Kermen, 92100 Boulogne. Tél. : 604.52.75.
- **Tekelec Airtronic** : B.P. 2, Cité des Bruyères, rue Carle-Vernet, 92310 Sèvres. Tél. : 534.75.35.



TEXAS INSTRUMENTS

- **Tekelec Airtronic**. Cité des Bruyères, rue Carle-Vernet, BP 2, 92310 Sèvres. Tél. : 534.75.35.
- **P.E.P.** : 4, rue Barthélémy, 92120 Montrouge. Tél. : 735.33.20.
- **Radialex** : 74, rue Vendôme, 69457 Lyon Cedex 3. Tél. : (78) 89.45.45.
- **Tisco France** : 9, place de Bretagne, 35000 Rennes. Tél. : (99) 79.54.81. – L'autan, 100, allée de Barcelone, 31500 Toulouse. Tél. : (61) 21.30.32. – La Boursièdière, bât. A, R.N. 186, 92350 Le Plessis-Robinson. Tél. : 630.23.43. – 1, avenue de la Chartreuse, 38240 Meylan. Tél. : (76) 90.45.74/49.72. – 31, quai Rambaud, 69002 Lyon. Tél. : (78) 37.35.85. – B.P. 5, 06270 Villeneuve-Loubet. Tél. : (93) 20.01.01. Place des Halles, Bâtiment G, 67000 Strasbourg. Tél. : (88) 32.35.48.
- **Revimex** : 23, bd Victor-Hugo, 44010 Nantes Cedex. Tél. : (40) 47.89.05. – 3 bis rue Kitchener, 22104 Dinan. Tél. : (96) 39.09.97.
- **Euromail** : Z.I. rue Frédéric Joliot, 13290, Aix-les-Milles. Tél. : (42) 26.58.11.
- **E.I.S.** : 17, avenue Henri-Barbusse, 94240, L'Hay-les-Roses. Tél. : 661.02.24.
- **Flagelectric** : 47, rue Jules-Verne, Z.I. du Brézet, 63014 Clermont-Ferrand Cedex. Tél. : (73) 92.13.46.
- **Paris-Sud Electronique** : 42, avenue du Président Allende, 91300 Massy. Tél. : 920.66.99.
- **Sté C.E.I.N.** : 34 bis, rue de Tournai, 59230 Saint-Amand-les-Eaux. Tél. : (20) 48.53.39.
- **Sté Nadis** : 94/98, rue Haxo, 75020 Paris. Tél. : 797.39.29.
- **Cabus et Raulot**, Département Eprom, 59, rue du Village, 13006 Marseille. Tél. : (91) 47.97.76.



ZILOG

Mandataire :

- **A 2M** : 18, avenue Dutartre, 78150 Le Chesnay. Tél. : 955.32.49.

Agents :

- **Comtec** : 69850 St-Martin-en-Haut. Tél. : (78) 48.61.87.
- **C.E.I.S.** : 120, avenue Pierre Latécoère, 31700 Blagnac. Tél. : (61) 71.01.69.
- **Vernières** : 56390 Grand-Champ. Tél. : (97) 66.77.58.

ERRATUM

Quoique l'erreur soit humaine, elle est regrettable ; c'est pourquoi nous vous demandons de pardonner l'éclipse de la figure 3 de l'article intitulé « Interface ligne téléphonique / liaison en alternat », paru dans notre précédent numéro aux pages 57 à 61. Voici ce schéma :

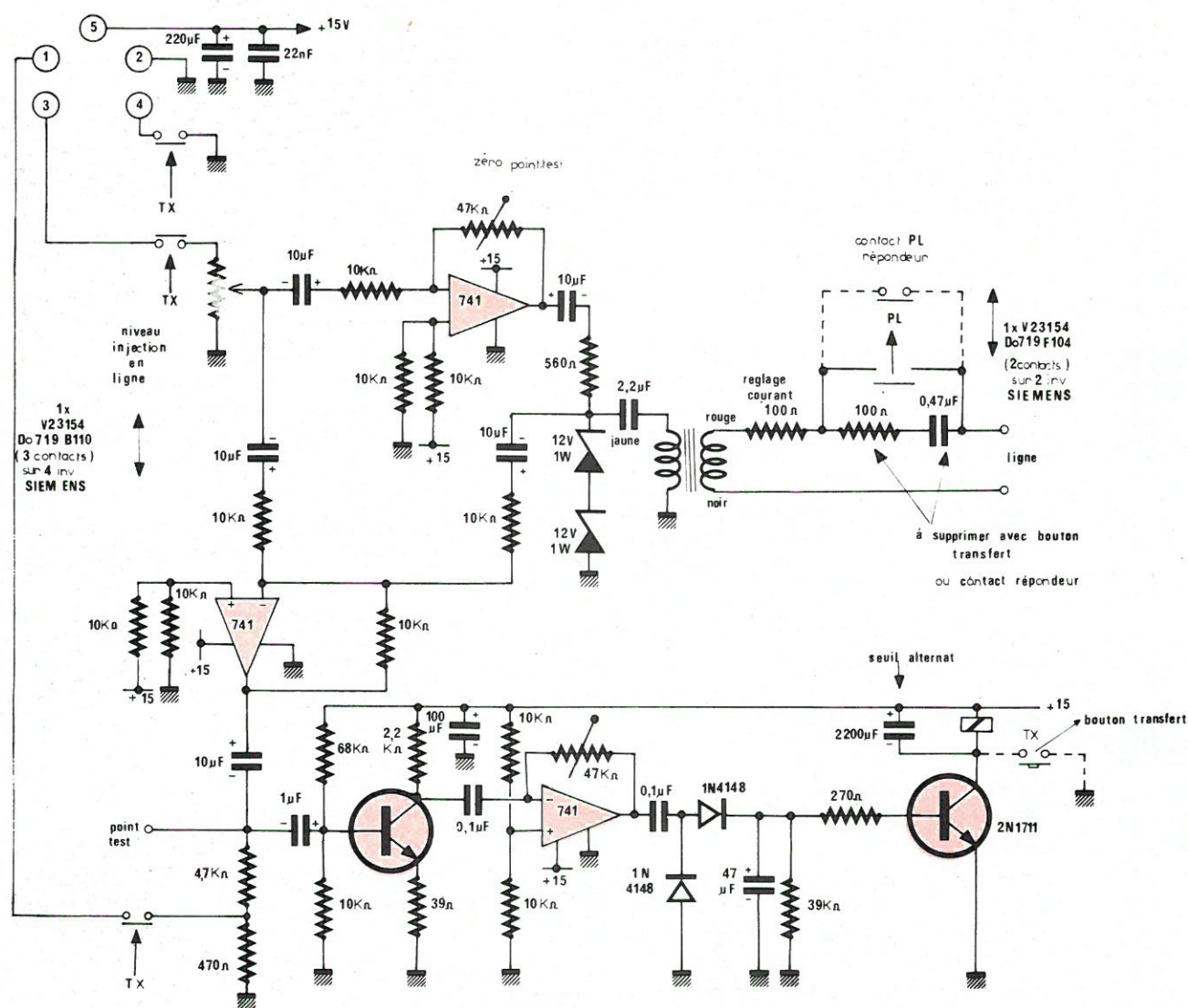


Fig. 3. — Schéma de principe.

Communiqué

Le lycée Diderot annonce l'ouverture d'un cycle de formation aux techniques d'informatique industrielle. Sa durée ira d'octobre 1979 à juin 1980 à plein temps.

Niveau de candidature : BTS ou équivalent.

Enseignement mini et micro-ordinateurs, microprocesseurs, techniques d'interfaçage, programmation, langages, etc.

Ces cours sont gratuits.

Les inscriptions auront lieu au lycée Diderot, 60, boulevard de la Villette, 75019 Paris, les 17 et 18 septembre 1979.

NOUVEAUTES

Cuves de nettoyage par ultrasons

Ces cuves de nettoyage par ultrasons sont d'usage absolument universel. Il s'agit de cuves pour capacité de 1,5 litre à 10 litre en acier inoxydable, soumises à des vibrations ultrasoniques. Le nettoyage se fait en milieu à l'aide d'un détergent approprié au matériau à nettoyer.

Toutes les cuves sont équipées d'un système vibrant à grande surface. Ce système inédit permet d'obtenir une uniformité exceptionnelle des vibrations ultrasoniques et permet ainsi le nettoyage intégral des pièces posées en long dans la cuve et d'accroître l'efficacité du système.

Elles sont équipées d'un dispositif pour vidange.

La puissance volumique (puissance des vibrations ultrasoniques par unité de volume Watt/litre) varie entre 67 W/litre et 96 W/litre.

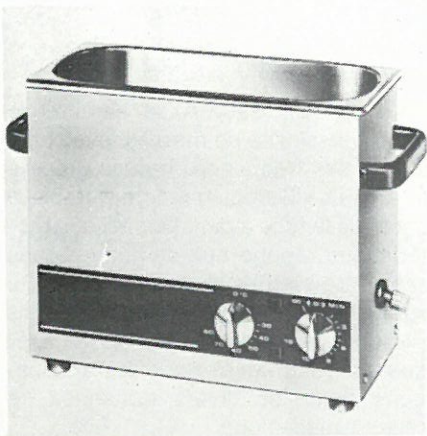
D'autre part, certaines cuves sont équipées d'un chauffage électrique intégré 60 °C (S 2500 / C), ou réglable de 30 °C à 80 °C.

Utilisation

Citons en particulier :

Laboratoire. — Dans tous les laboratoires pour le nettoyage des appareils de laboratoire, de la verrerie, des tamis et micro-tamis, des cuvettes, des pièces de microscopes électriques.

Industrie. — Dans l'industrie, pour le nettoyage des outils, moules, semi-conducteurs, contacts, imprimantes, pièces d'optique, têtes magnétiques roulements à billes, circuits imprimés, tamis et micro-tamis, filtres, composants, oscillateurs à quartz.



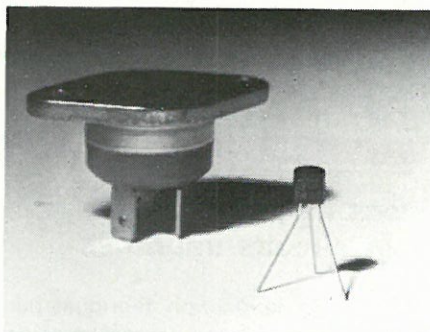
Ateliers. — Dans tous les ateliers, pour le nettoyage des pièces d'instruments de mesures, de calculatrices électromécaniques, de machines à écrire, de tampons dateurs, de commutateurs, de circuits imprimés, de relais, d'obturateurs photographiques.

Artisanat. — Bijoutiers, horlogers, opticiens, pour le nettoyage de bracelets, bijoux, montres, lunettes, verres, monnaies, médailles, mécanismes d'horlogerie, etc.

Labo moderne, 37, rue Dombasle, 75015 Paris. Tél. : 532-62-54.

Triac miniature

Ce triac, qui semble être le plus petit du marché, est commercialisé sous la référence SC92.



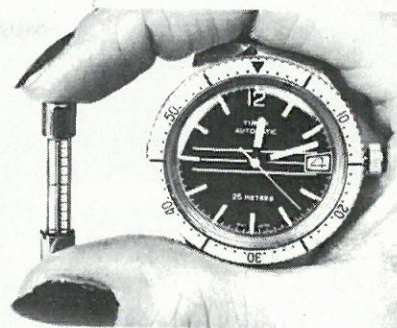
Présenté en boîtier TO92, il peut supporter 800 mA efficaces et 400 V crête. Sa sensibilité de déclenchement de 10 mA lui permet de faire directement le lien entre les microprocesseurs et les circuits de puissance. Cette caractéristique élimine l'utilisation d'un amplificateur dans de nombreuses applications de commande de puissance, d'appareillages électriques et d'éclairages...

C.C.I., 42, rue Etienne Marcel, 75081 Paris Cédex 02. Tél. : 233-61-14.

Compteur de temps électrolytique

Cet indicateur de temps se présente sous la forme d'un fusible standard 6,35 x 32 mm. Il peut être monté sur tous les supports acceptant ce genre de fusible.

Le courant qui détermine l'échelle



horaire est réglable par une résistance externe avec la possibilité de descendre jusqu'à 50 heures pour un courant de 135 μ A et sans limite dans les temps longs.

De par sa forme et son échelle neutre à 20 divisions, il est entièrement réversible.

Tekelec-Airtronic, cité des Bruyères, rue Carle Vernet, BP 2, 92310 Sèvres. Tél. : 534-75-35.

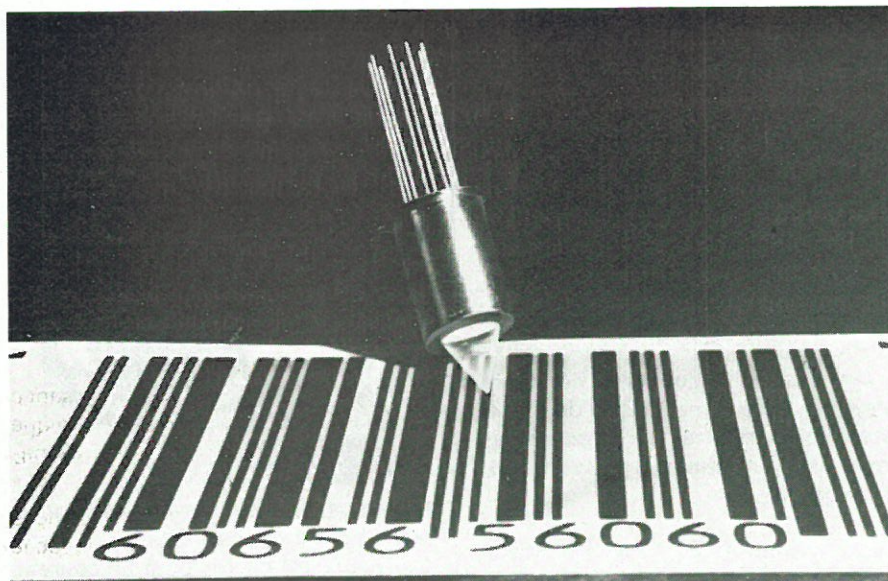
Détecteur de lumière réfléchie

Un détecteur de lumière réfléchie intégré comprenant dans le même boîtier une diode électroluminescente, un détecteur de lumière incidente et son système optique de focalisation vient d'être mis sur le marché par Hewlett-Packard.

Seul composant de ce type actuellement disponible sur le marché, le HEDS 1 000 permet d'analyser les codes à bâtonnets de couleur et d'avoir une application directe dans le contrôle optique, l'analyse des fac-similes, la lecture de graphiques, la détection de bordures, la tachymétrie. Parmi ses applications courantes citons le comptage, la mesure de dimensions, le tri, la détection de défauts, la densitométrie, le tri postal, la commande d'inventaire. Les imprimantes, les traceurs graphiques et copieurs peuvent utiliser ce système comme détecteur de format.

Ce détecteur s'alimente à partir de source de tensions continues comprises entre 3,5 et 20 V. Son photodétecteur bipolaire intégré facilite son interface. Ses surfaces exposées en métal et verre facilitent son entretien et sont un gage de durée.

Son intégration complète élimine à la fois les outils d'alignement précis, les équipements de contrôle optique et l'apprentissage de son utilisation.



Les performances du HEDS 1000 sont l'issue de la conception toute nouvelle de la réflexion de la lumière produite par une LED. Le détecteur est surmonté d'une lentille double de précision. La première moitié de la lentille focalise la lumière produite par une LED de 0,17 mm de diamètre, émettant à 700 nm sur une surface réfléchissante qui renvoie cette lumière focalisée par la seconde moitié de la lentille sur la surface du photodétecteur au silicium. Un transistor intégré permet d'en amplifier le gain. L'ouverture numérique de chaque demi-lentille est de 0,3 pour récupérer la puissance lumineuse maximale. Les aberrations sont éliminées par l'utilisation d'une surface de lentilles asphériques.

Hewlett Packard, Z.I. Courtabœuf, BP 70, 91401 Orsay Cédex. Tél. : 907-78-25.

Régulateur de tension 5 V/8 A

Ce nouveau régulateur de 80 W en structure monolithique, référencé LAS 3205, est présenté en boîtier cuivre TO3 à quatre broches.

Particulièrement destiné aux applications nécessitant une excellente régulation en fonction des variations de charge (0,6 % pour I variant de 0 à 8 A) ce régulateur par sa très faible résistance thermique $-0,7^{\circ}\text{C}/\text{W}$, son faible coefficient de température $-0,03\% \text{ Vs}/^{\circ}\text{C}$ et sa grande gamme de température de fonctionnement, -55°C à $+150^{\circ}\text{C}$ trouve sa place dans les équipements fonctionnant dans des conditions climatiques rigou-

reuses et/ou requérant une grande fiabilité.

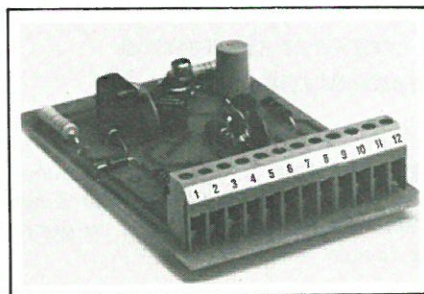
Une quatrième broche donne la possibilité de compenser les chutes de tension entre le régulateur et la charge en déportant le point de régulation aux bornes de cette dernière.

Lambda, route de Grivery, Gometz-le-Chatel, BP 77, 91403 Orsay Cédex. Tél. : 012-14-87.

Blocs de jonction pour circuits imprimés

Ces blocs de jonction, fabriqués par la société Phoënix sous la référence de série MKDS, sont fournis soit au pas de 5 mm, soit à celui de 5,08 mm.

Leur encombrement est réduit : 16 mm de hauteur et 11 mm de largeur. Leur capacité de serrage est élevée : possibilité de connecter un conducteur de $2,5 \text{ mm}^2$ extra-souple ou de 4 mm^2 rigide. Serre-fil entièrement en alliage de cuivre 85 % et visserie imperdable. On peut combiner les groupes de blocs disponibles en 2, 3, 4, 8 ou 12 pôles pour obtenir un nombre quelconque de points. L'assemblage à queue d'aronde garantit un alignement rectiligne ainsi qu'un soutien mécanique des picots. Un gain de

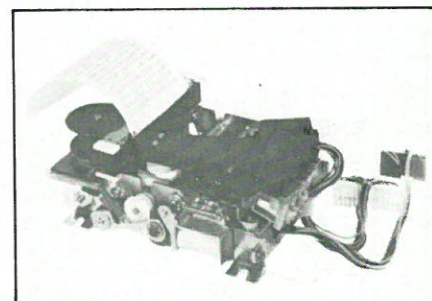


temps non négligeable lors du montage est apporté par la forme en pointe du picot de sortie et par la nature de son revêtement : étamage à chaud. De plus, un système à « décharge de traction » reporte l'effort de serrage sur le boîtier isolant supprimant ainsi toute contrainte mécanique sur la soudure.

Bicel, 35, bd de la Libération, 94300 Vincennes. Tél. : 328-98-28.

Tête d'impression à aiguilles

Cette tête d'impression appelée MOD 822, permet une frappe alphanumérique à la cadence de trois lignes de 21 caractères de 3 mm de haut par seconde.



Elle est plus particulièrement destinée aux applications faisant appel à une machine peu coûteuse utilisant un papier classique et permettant l'impression d'une copie.

Becuwe composants, 19, avenue Gambetta, 92120 Montrouge. Tél. : 657-11-22 (p. 234).

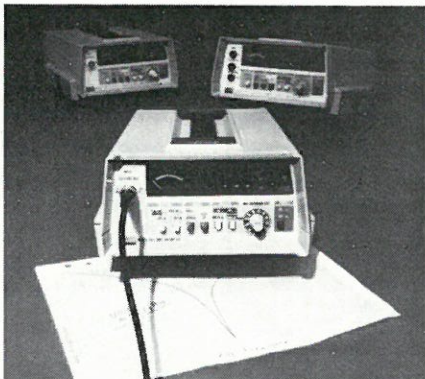
Voltmètre RMS / décibelmètre numérique

Le modèle 8992 A de Fluke peut être utilisé pour mesurer toutes formes de tensions comprises entre $180 \mu\text{V}$ et 20 V dont la fréquence peut varier entre 2 Hz et 11 MHz et des tensions de 20 V à 700 V jusqu'à 1 MHz.

Le modèle 8992 A se caractérise par sa possibilité de mesurer avec précision, des fréquences basses grâce à un circuit « Damping » commutable à partir de la face avant. Une telle caractéristique répond aux demandes sans cesse croissantes des utilisateurs qui souhaitent, non pas apprécier, mais mesurer les signaux de faible fréquence notamment pour des applications dans les divers domaines de l'électromécanique.

En outre, le 8992 A est équipé d'un filtre passe-bas (200 kHz) également commutable à partir de la face avant. Le voltmètre peut ainsi être utilisé pour la mesure de signaux haute fréquence dont le bruit serait source d'erreur.

Si nous ajoutons que le 8992 A peut aussi mesurer des dBm avec 12 niveaux de références commutables (50 Ω , 75 Ω , 600 Ω , 1 Ω , etc.) ou des dBm avec références relatives, qu'il est à changement de gamme automatique, qu'il est équipé d'un voltmètre pour une meilleure lecture dans certaines mesures, qu'il délivre une tension de sortie analogique proportionnelle à la valeur affichée numériquement, et en option, une sortie isolée pour le comptage et, enfin, pour ne pas citer tous les avantages du 8992 A, celui-ci peut recevoir en option (1120 A) un interface I.E.E.E. 488.



Les caractéristiques techniques évoluées du 8922 A, sa précision et sa conception alliées à un prix très compétitif en font un appareil appelé à rencontrer un vif succès auprès des techniciens et ingénieurs de tous les secteurs d'activité de l'électronique et de l'électromécanique.

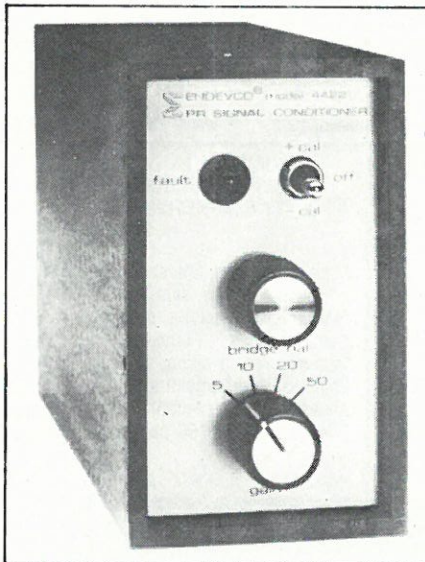
M.B. électronique, rue Fourny, ZAC de Buc, BP 31, 78530 Buc. Tél. : 956-81-31.

Conditionneur pour capteur piézorésistant

Le conditionneur 4422 a été étudié pour l'utilisation des capteurs piézorésistants, pont complet ou demi-pont. Ce conditionneur contient une source d'alimentation en tension, un équilibrage, un étalonnage par shunt et un amplificateur. Il comporte également un indicateur de défauts qui s'allume pour un court-circuit, un circuit ouvert ou une non connexion à la masse de l'entrée. Un autre avantage est la connexion possible d'un filtre sur option.

L'alimentation fournie au capteur est de ± 10 V. L'entrée du conditionneur est différentielle. La résistance maximum du pont est de 2 k Ω . Les gammes d'amplification sont de 5, 10, 20 et 50 pour une réponse en fréquence de $\pm 5\%$ du continu à 100 kHz.

L'alimentation du conditionneur en ± 15 V peut se faire à partir d'une batterie ou du secteur.



L'étalonnage de l'entrée est réalisé par la mise en parallèle d'une résistance de précision sur une jauge du pont. En effet, pour une excitation en tension de 10 V au capteur, la tension d'étalonnage de ± 4 V $\pm 2\%$ en sortie est fournie sans tenir compte de la gamme d'amplification sélectionnée.

Endevco, 76, rue des Grands Champs, 75020 Paris. Tél. : 373-43-59.

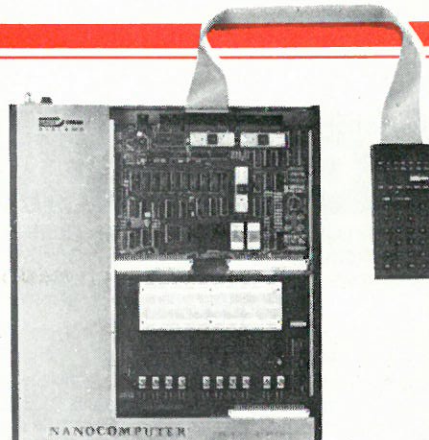
Nanocomputer (R)

Cet ensemble est destiné au marché de l'enseignement ; son usage est donc éducatif.

Le système complet est un micro-ordinateur, basé sur le puissant microprocesseur Z80 et comprend, outre un système de câblage d'éléments sans soudure, un logiciel spécialement conçu dans une optique éducative, de nombreux périphériques en option et enfin, trois volumes spécialement écrits pour l'enseignement, qui seront disponibles dans la plupart des langues européennes.

La construction modulaire de ce système permet à l'étudiant aussi bien de l'agrandir à son gré que de l'adapter à son niveau.

Trois niveaux principaux sont distingués :



– étudiants sans aucune connaissance des ordinateurs ou de l'électronique digitale : livre 1 avec le micro-ordinateur de base,

– étudiants ayant des connaissances en électronique digitale : livre 2 avec le poste d'expérimentation.

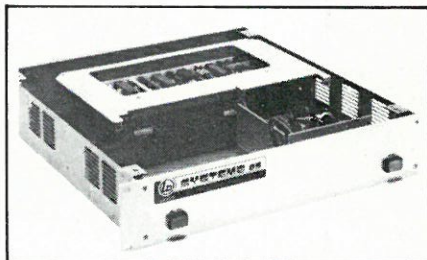
– étudiants possédant des connaissances plus importantes : livre 3 plus le micro-ordinateur, le poste d'expérimentation et le logiciel additionnel.

A un enseignement de très haut niveau, il est possible de faire évoluer le Nanocomputer^(R) vers un micro-ordinateur tout à fait industriel, permettant ainsi de concevoir des programmes de recherche individuels.

SGS - ATES, 17, avenue de Choisy, 75643 Paris Cédex 13. Tél. : 584-27-30.

Micro-ordinateur système 85

Pour son micro-ordinateur sur une seule carte, Picocarte 85, format SBC, Léanord propose un ensemble complet avec alimentations + et - 12 V, + et - 5 V et ventilation. Cet ensemble est baptisé « système 85 ». Le rack utilisé



permet le rangement de quatre cartes au format SBC soit par exemple un micro-ordinateur Picocarte, une carte mémoire Reprom, une carte universelle à wrapper et une autre carte concernant l'application envisagée.

Léanord, 236, rue Sadi Carnot, 59320 Haubourdin-lez-Lille. Tél. : (20) 50-43-00.

