

ELECTRONIQUE APPLICATIONS

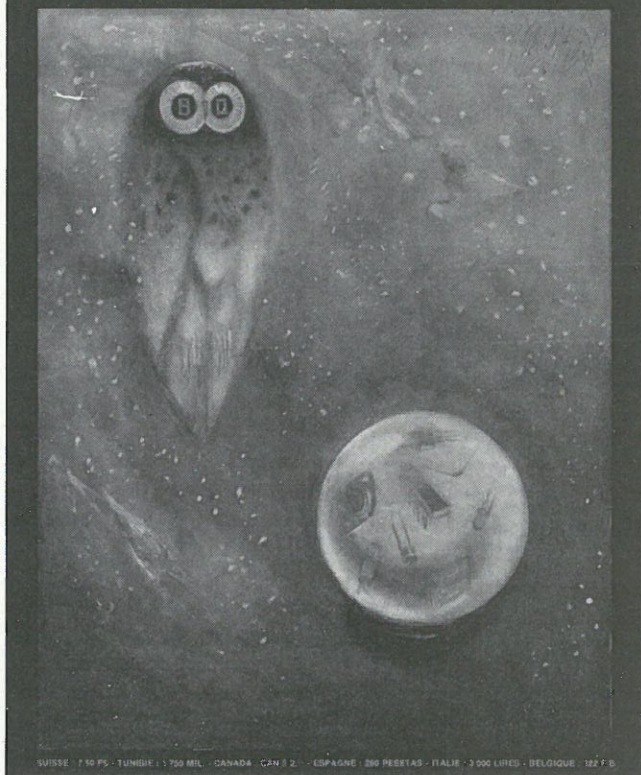
Trimestriel N° 12 - Hiver 1979-1980 - 15 f



SUISSE : 7.50 FS - TUNISIE : 1 750 MIL. - CANADA : CAN \$ 2,75 - ESPAGNE : 260 PESETAS - ITALIE : 3 000 LIRE - BELGIQUE : 122 F.B.

ELECTRONIQUE APPLICATIONS

Trimestriel N° 12 - Hiver 1979-1980 - 15 F



Société Parisienne d'Édition

Société anonyme au capital de 1 950 000 F

Siège social : 43, rue de Dunkerque, 75010 Paris

Direction - Rédaction - Administration - Ventes :

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

Tél. : 200.33.05 - Télex : PGV 230472 F

Publicité : Société Auxiliaire de Publicité

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

Tél. : 200.33.05

Publicité pour la Belgique : Euro-Publi-Belgium,

Av. Marcel Gourdin 1, 5001, Belgrade Namur. Tél. : 081-22-03-13

Président-directeur général : Directeur de la publication

Jean-Pierre Ventillard

Rédacteur en chef

Jean-Claude Roussez

Ont participé à ce numéro : **Jean-Claude Baud, Jos De Neef, Jean Dufourquet, Pierre-Louis Grenier, Patrick Gueulle, Daniel Heyden, Jacky Jégou, Félix Juster, Pierre Lemeunier, Jean Sabourin, Robert Salvat, Jacques Trémolières, Alain Troncy.**

Maquette : **Michel Raby**

Couverture : **Gilbert L'Héritier**

Ce numéro a été tiré à
69 000 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 4^e trimestre 79 N° éditeur : 790

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

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

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

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

SOMMAIRE

Applications

Alimentation pour microprocesseurs	17
Construction des alimentations haute tension transistorisées	21
Télécommande par téléphone	95

Electronique médicale

La tension artérielle	5
Applications médicales des lasers	35

Etude

Les lignes à microruban (fin)	83
Convertisseurs triphasés à modulation de largeur	127

Mesures

Applications des modes de fonctionnement des compteurs-fréquence-mètres performants	51
---	----

Schémathèque

A travers la presse technique	77
-------------------------------	----

Technologie

Le circuit imprimé : les substrats	117
------------------------------------	-----

La radio astronomie	67
---------------------	----

Fiches techniques : circuits intégrés PLL	99
---	----

Nouveautés - Informations	134
Réseaux de distribution des semi-conducteurs	135
Bulletin d'abonnement	144

La première description de la circulation sanguine date de 1628. William Harvey la décrivait déjà précisément sans toutefois apporter de réelle explication sur le mécanisme qui fait circuler le sang dans l'organisme.

Il fallut attendre 1733 pour voir réaliser les premières mesures directes des pressions systolique et diastolique chez le cheval.

Grâce à l'ingéniosité d'hommes comme Ludwig, Chauveau, Marey, la technique a heureusement progressé : tant en médecine clinique qu'en physiologie expérimentale, la connaissance précise de la tension artérielle est en effet capitale.

Après un rappel nécessaire de la physiologie de la circulation, nous ferons un bref historique des procédés de mesure directe de la pression artérielle. La deuxième partie de notre article sera consacrée aux procédés de mesure indirects, aujourd'hui couramment employés, que la technologie actuelle a permis de rendre plus fiables et automatiques.

La tension artérielle

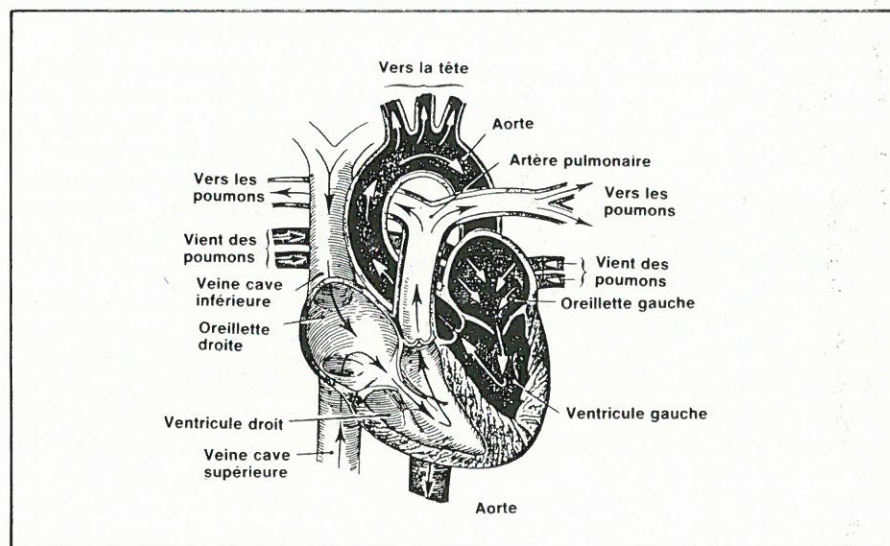


Fig. 1. - Le cœur.

Rappels de physiologie

1) Le cœur

Le cœur est un muscle qui fonctionne comme une double pompe à double effet. C'est à lui qu'il échoit de fournir la puissance nécessaire au maintien de la circulation du sang dans l'organisme.

Le cœur comprend deux parties séparées par un mur musculaire : le « cœur gauche » et le « cœur droit ».

Chaque partie est elle-même composée de deux cavités : une cavité supérieure ou oreillette, une cavité inférieure ou ventricule (voir fig. 1). C'est l'oreillette qui reçoit le sang (entrée de la pompe). Les ventricules sont les « chambres de chasse ». Les valves cardiaques permettent au sang de passer dans le cœur de façon unilatérale : elles s'ouvrent et se ferment à la manière de clapets de pompe, sous l'effet de la pression du sang.

Le sang non oxygéné, chargé en gaz carbonique après sa circulation au tra-

vers du corps, est pompé par le cœur droit au travers des poumons où il se réoxygène. Le cœur gauche reçoit le sang oxygéné des poumons et le « chasse » à nouveau dans tout l'organisme.

2) le système circulatoire

Les vaisseaux qui ramènent le sang des divers organes et tissus vers le cœur sont baptisés « veines ». Ceux qui, au contraire, transportent le sang du cœur vers les divers organes sont les « artères ». Les « artères » constituent un système haute pression de distribution du sang à tout l'organisme. La plus grosse artère est l'« aorte ». Elle fournit par ses diverses branches du sang à toutes les régions du corps, excepté les poumons.

De façon générale, le sang s'écoule dans des artères de plus en plus petites au fur et à mesure que la circulation progresse. Les plus petites artères ou artéioles se fondent en un système de vaisseaux minuscules : les capillaires, qui distribuent et assurent les échanges de substances entre le sang et les cellules de l'organisme.

Les capillaires sont le lien entre les « artéioles » et les « veinules », les plus petites veines.

Les « veines » constituent le système basse pression de « ramassage » du sang dans l'organisme (voir fig. 2). Toutes les veines de la partie inférieure du corps se jettent dans la « veine cave inférieure » ; celles de la partie supérieure dans la veine cave supérieure.

Ces deux grosses veines rejoignent l'oreillette droite (voir fig. 1).

Cette partie de la circulation commençant à l'aorte et se terminant à l'entrée de l'oreillette droite est appelée « circulation systématique ».

La « circulation pulmonaire » fournit du sang aux poumons seulement ; elle comprend l'« artère pulmonaire » qui part du ventricule droit, les capillaires au niveau des « alvéoles pulmonaires », et les veines pulmonaires qui ramènent le sang oxygéné à l'oreillette gauche.

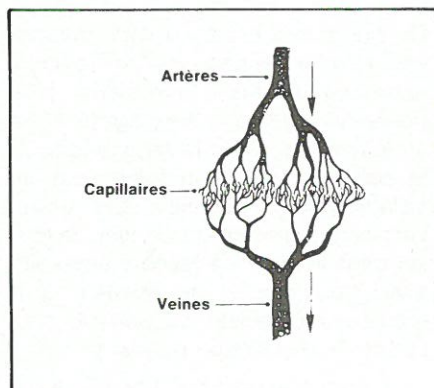


Fig. 2. - Le système circulatoire.

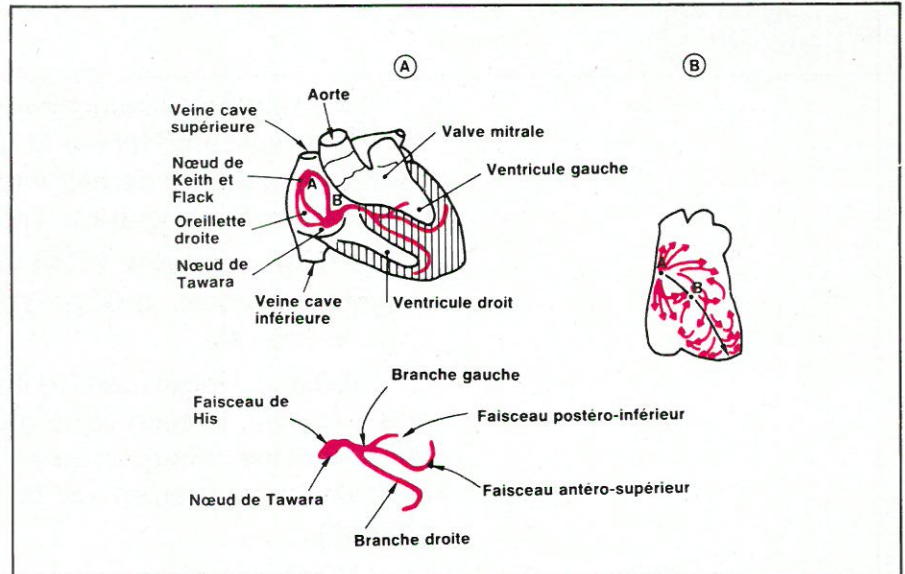


Fig. 3. A : La conduction intracardiaque.

B : Trajet de l'onde de dépolarisation depuis le nœud sinusal (A) vers le nœud auriculo-ventriculaire (B) jusqu'au bas des ventricules (d'après Longmore).

3) La contraction cardiaque

C'est grâce à la succession de ses phases de contraction musculaire et de repos que le cœur, tel que nous l'avons décrit, fonctionne comme une pompe.

Il existe au sommet de l'oreillette droite un faisceau de fibres musculaires particulières, ressemblant au tissu nerveux : le nœud sinusal ou nœud de « Keith et Flack ». C'est là que commence la contraction cardiaque.

A intervalles réguliers, la propagation d'une impulsion électrique issue du nœud de « Keith et Flack » provoque la contraction progressive de l'oreillette, à partir du sommet. Cette contraction chasse dans le ventricule droit le sang contenu dans l'oreillette droite.

Quand le ventricule droit est plein, l'impulsion électrique, issue du nœud sinusal, atteint le « nœud auriculo-ventriculaire », ou « nœud de Tawara » : un autre faisceau de fibres particulières, situé dans la paroi entre les deux ventricules. L'onde électrique de dépolarisation progresse ensuite selon deux axes qui stimulent la partie ventriculaire du muscle cardiaque. La contraction du ventricule droit chasse le sang dans le système pulmonaire où il s'oxygène pour rejoindre ensuite l'oreillette gauche (voir fig. 3).

L'impulsion électrique qui stimule les muscles du cœur droit stimule presque simultanément le cœur gauche, en commençant par l'oreillette gauche. La contraction de l'oreillette gauche chasse le sang qu'elle contient dans le ventricule gauche, la plus grande des quatre cavités cardiaques.

La contraction du ventricule gauche chasse le sang dans l'aorte et par là dans tout le reste de la circulation.

Cette séquence d'événements, qui se répète périodiquement est appelé « cycle cardiaque ». La « systole »* désigne la phase de contraction ventriculaire, la « diastole » la phase de relaxation. Le cycle cardiaque commence par la contraction de l'oreillette droite, suivie immédiatement par la contraction de l'oreillette gauche. Après un court instant, les deux ventricules se contractent (systole).

La contraction de chaque cavité est suivie par la phase de relaxation puis par une courte période d'inactivité.

On appelle rythme cardiaque le nombre de contractions ventriculaires par minute.

Les modifications électriques qui se produisent au sein du muscle cardiaque pendant le cycle cardiaque peuvent être mises en évidence : c'est l'électrocardiogramme (voir fig. 4).

● L'onde P correspond à la contraction auriculaire : le sang est chassé vers les ventricules.

● L'onde QRS correspond à la contraction ventriculaire.

● L'onde T correspond à la repolarisation des cellules des ventricules et marque la fin de la systole ventriculaire.

● Entre l'onde T et l'onde P, le cœur est au repos.

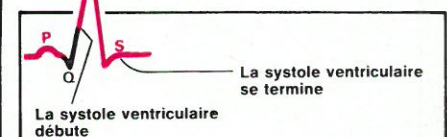


Fig. 4. - L'électrocardiogramme normal. L'onde P correspond à la contraction auriculaire. Les ondes Q R S et T correspondent à la contraction ventriculaire.

* Bien qu'il y ait une systole auriculaire et une systole ventriculaire, le terme systole employé seul désigne la systole ventriculaire.

Nous renvoyons nos lecteurs désirant plus de précisions aux articles suivants, parus dans notre revue :

- L'Électrocardiogramme - D. HEYDEN - E.A. n° 3
- Le stimulateur cardiaque implanta- ble ou « pace-maker » - D. HEYDEN - E.A. n° 6
- Le débit cardiaque - D. HEYDEN - E.A. n° 8
- La stimulation cardiaque - J. TRE- MOLIERES E.A. n° 8

4) La tension artérielle

On appelle pression sanguine la pression que le sang exerce sur la paroi des vaisseaux : artères, capillaires, veines. Les médecins réservent le terme « tension » à la pression artérielle : pression sanguine dans les artères. Cette pression varie pendant le cycle cardiaque (voir fig. 5) : la valeur crête qui apparaît pendant la systole ventriculaire est appelée « pression systolique » ou « tension maxima », la « valeur minimale », qui se produit en diastole est appelée « pression diastolique » ou « tension minima ».

La pression artérielle moyenne, définie comme

$$\frac{\int_0^T P(t) dt}{T} = P_{\text{moyenne}}$$

(voir fig. 5)

est un paramètre également très utilisé puisque c'est en fait du gradient (P artérielle moyenne - P veineuse), à résistances périphériques constantes, que dépend le débit sanguin au travers des tissus et organes (loi de Poiseuille). La pression artérielle moyenne est maximale à la sortie du ventricule gauche, c'est-à-dire dans l'aorte. Au fur et à mesure de la progression du sang au travers des grosses artères puis des plus petites, des artéioles et des capillaires, la pression moyenne décroît graduellement sous l'effet des résistances circulatoires.

La pression artérielle ou tension dépend de nombreux facteurs. Elle dépend :

- du rythme cardiaque lié lui-même à l'effort fourni ;
- du volume sanguin circulant : à un volume sanguin - circulant faible (après hémorragie par exemple) correspond une pression artérielle faible ;
- de la viscosité du sang : la viscosité du sang est normalement approximativement cinq fois celle de l'eau. Les corpuscules en suspension (globules) et les protéines plasmatiques sont les éléments principaux agissant sur la viscosité ;

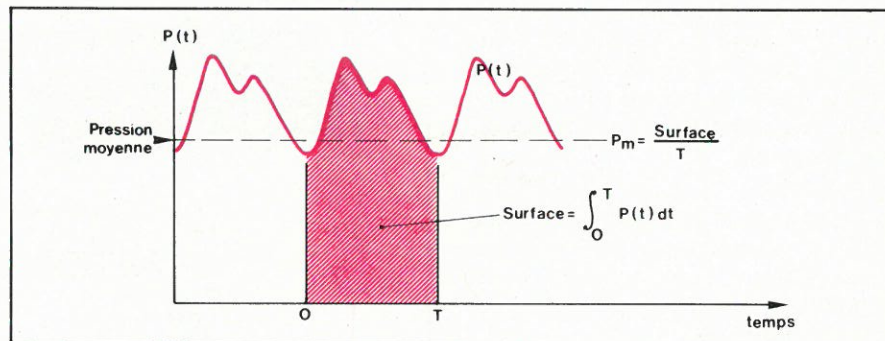


Fig. 5. - La pression artérielle en fonction du temps.

- de l'élasticité des parois artérielles qui est à l'origine de la pression diastolique et évite une pression systolique trop forte. Par exemple, avec l'âge, les parois des artères devenant moins élastiques, la pression systolique monte ;

- des résistances périphériques (résistances opposées au passage du sang par les artères, artéioles, etc.) qui varient énormément en fonction des circonstances de l'environnement : influence de la température, du tabac, appréhension, etc. Si les résistances périphériques augmentent, la pression artérielle tend à augmenter ;

- d'autres facteurs tels l'inconfort, le « stress », la fièvre, la période de digestion, certaines drogues ou médicaments, les maladies cardiaques, etc.

Quelques chiffres

La pression systolique normale de l'adulte est comprise entre 100 et 140 mmHg (Torr ou millimètres de mercure), la pression diastolique entre 60 et 100 mmHg.

Évolution des procédés de mesure directe de la pression sanguine

Alors que le baromètre de « Torricelli » était comme depuis près d'un siècle, « Stephen Hales », scientifique anglais, ne réalisa qu'en 1733 les premières mesures quantitatives directes des pressions systoliques et diastoliques : la pression était mesurée, sur un cheval non anesthésié, à l'aide d'un long tube vertical dans lequel le sang s'engageait par l'intermédiaire d'une canule intra-artérielle.

Environ un siècle plus tard, en 1828, « J. Poiseuille » pensa à utiliser un manomètre constitué d'un « tube en U » rempli de mercure pour mesurer la pression artérielle chez le chien. L'utilisation du mercure permet de réduire considérablement (rapport 1/12,9)* la longueur du tube du manomètre.

* 1 mmHg = 1 Torr = 12,9 mm de sang = 13,1 mm serum physiologique.

C'est du travail de « J. Poiseuille » qu'est issu l'usage du mmHg (millimètre de mercure) ou Torr (du nom de Torricelli) comme unité de pression sanguine.

« J. Poiseuille » estimait les pressions systoliques et diastoliques en notant les valeurs extrêmes de l'oscillation de la colonne de mercure.

Afin d'éliminer la toujours possible erreur de lecture, « Carl Ludwig », en 1847, compléta le manomètre de « J. Poiseuille » en lui adjoignant un dispositif d'enregistrement graphique (voir fig. 6) : un poussoir, solidaire d'un flotteur sur la surface libre du mercure, actionnait un stylet traçant la courbe de la pression en fonction du temps sur un tambour enduit de noir de fumée.

Le manomètre-enregistreur de « C. Ludwig » fut le premier appareil pratique permettant l'enregistrement graphique et par conséquent les comparaisons de résultats entre expérimentateurs.

Le dispositif n'était cependant pas suffisamment rapide pour reproduire exactement l'onde de pression et fournir des valeurs exactes de la pression systolique et de la pression diastolique.

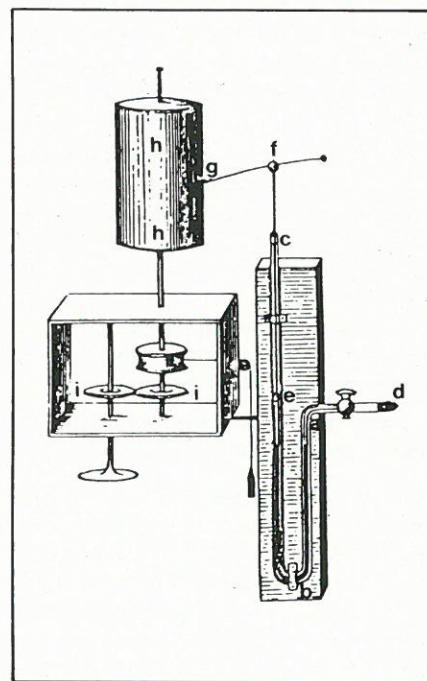


Fig. 6. - L'enregistreur de « Carl Ludwig ».

En 1861, « Chauveau » et « Marey » mirent au point un manomètre enregistreur à air (voir fig. 7). Ce dispositif fut vraisemblablement le premier appareil permettant le cathétérisme intracardiaque.

A l'extrémité d'un cathéter se trouvait une capsule élastique déformable (V). Le cathéter était connecté par l'intermédiaire d'une tubulure à un manomètre à soufflet actionnant un système inscripteur.

Le système fut même perfectionné par l'adjonction d'une deuxième capsule (O) permettant par exemple l'enregistrement simultané des pressions auriculaires et ventriculaires avec le même cathéter (voir fig. 7) ou ventriculaire gauche et aortique (voir fig. 8).

De nombreux expérimentateurs perfectionnèrent le dispositif de « Chauveau » et « Marey ».

« Fick », en 1864, remplaça le manomètre à soufflet par un manomètre à tube de « Bourdon » et lui adjoint un dispositif d'amortissement hydraulique (voir fig. 9). Le tube de liaison à la canule (r) était rempli d'une solution de bicarbonate de soude, afin de réduire les volumes compressibles, alors que le tube du manomètre proprement dit était plein d'air.

L'appareil de « Fick » assura la transition entre le dispositif de « Chauveau » et « Marey » et les manomètres à membrane et transmission de la pression par liquide, dont l'intérêt ne fut mis en évidence qu'en 1887 par « Rolleston ».

L'appareil de « Rolleston » était constitué d'un cylindre dans lequel se déplaçait un piston maintenu par un ressort. La pression à enregistrer était appliquée au cylindre par un tube court, de forte section. L'ensemble était rempli d'un liquide, naturellement incompressible. Le déplacement du piston était enregistré de façon mécanique.

En 1903, « Frank » perfectionna ces dispositifs en enregistrant de façon optique les déplacements du piston ou de la membrane : un tout petit miroir, solidaire de la membrane du manomètre proprement dit, déviait plus ou moins un faisceau lumineux en fonction de la déformation donc de la valeur de la pression mesurée.

L'enregistrement se faisait sur un papier photographique.

« Grunbaum » décrit en 1898 le premier transducteur pression sanguine/grandeur électrique, qui de plus était situé en bout de cathéter. Pour la première fois, on disposait d'un manomètre, situé au point même où l'on voulait mesurer la pression, et n'empruntant pas au sang l'énergie

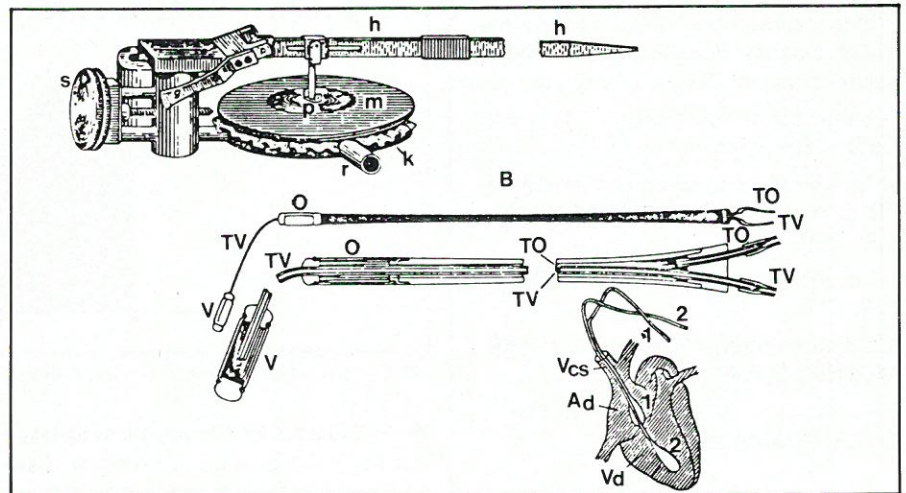


Fig. 7. - Le dispositif de « Chauveau » et « Marey ».

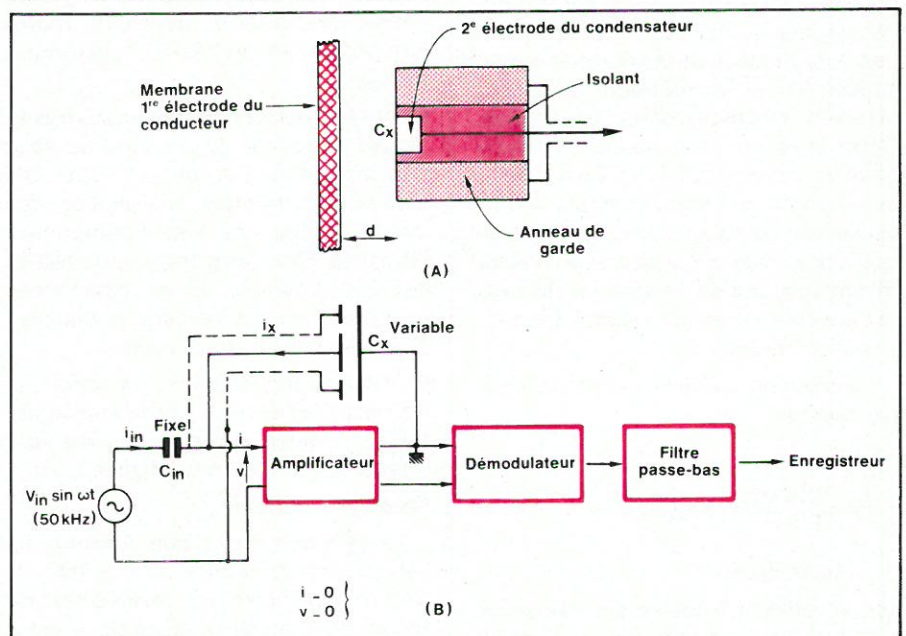


Fig. 10. - Manomètre à variation de capacité.

nécessaire à actionner le dispositif d'enregistrement. Le transducteur de « Grunbaum » était constitué de deux électrodes montées dans une capsule élastique située en bout de cathéter, donc soumise extérieurement à la pression, et remplie d'électrolyte. L'espace interélectrodes variant sous l'effet de la déformation de la capsule due à la pression, la résistance interélectrode variait et constituait une image de la pression.

Le manomètre électro-optique de « Rein » (1940) utilisait un tube de « Bourdon ». Un dispositif à rideau et cellule photoélectrique permettait de mettre en évidence le déplacement de l'extrémité du tube sous l'effet de la pression. Le signal électrique obtenu était appliqué à un oscillographe.

D'autres solutions technologiques furent et sont encore employées pour mettre en évidence les déformations élastiques de la membrane des manomètres à membrane : variation de capacité entre la membrane et une électrode de référence, (voir fig. 10)

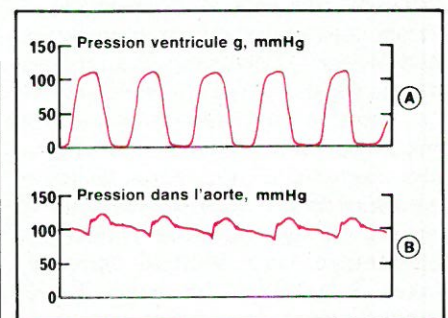


Fig. 8. - Enregistrement simultané des pressions aortiques et ventriculaires.

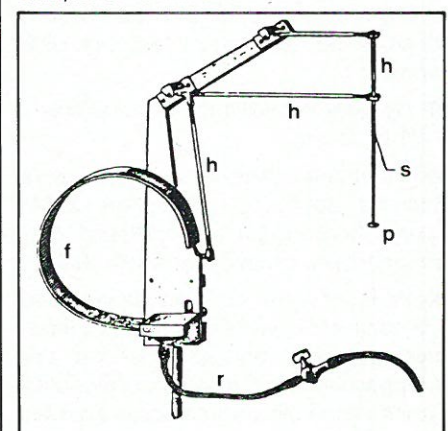


Fig. 9. - Le dispositif de « Fick ».

transformateur différentiel (voir fig. 11), jauges de contraintes (introduites en 1947 par « Lambert » et « Wood ».

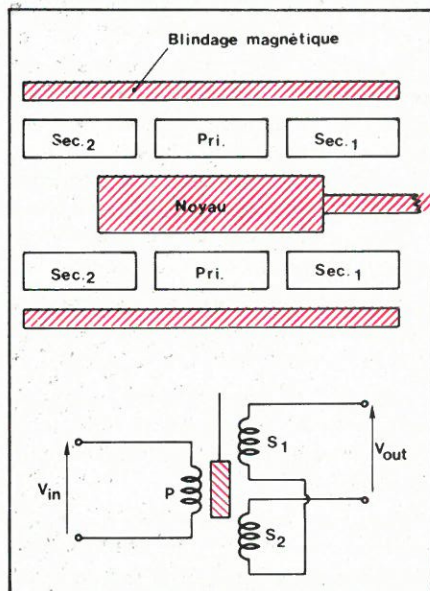


Fig. 11. - Principe du transformateur différentiel.
A : Capteur.
B : Exploitation de l'information.

Le premier capteur en bout de cathéter, à jauges de contraintes, fut construit en 1958 par « Warnick » et « Drake » (voir fig. 12) : des jauges de contraintes enroulées sur un cylindre enregistrent ses déformations sous l'effet de la pression différentielle qu'il subit.

Ce capteur, monté à l'extrémité d'un cathéter standard permet simultanément l'enregistrement de la pression, le prélèvement d'échantillons sanguins sur le lieu même de la prise de pression, l'injection de substances telles que les radio-opacifiants, etc.

Un autre capteur en bout de cathéter apparut en 1962 (E.M. Allard) : un minuscule noyau magnétique est solidaire d'une membrane soumise à la pression, en bout de cathéter, et se déplace dans une bobine : les variations de pression sont donc transformées en variation de self (voir fig. 13) qu'il est facile d'exploiter en incluant la self variable dans le circuit d'un oscillateur.

La réponse en fréquence d'un tel capteur qui n'a que très peu de masse en mouvement, s'étend jusqu'à plus de 1000 Hz. Il convient donc aussi bien au relevé des courbes de pression intracardiaque qu'à l'enregistrement du phonocardiogramme intra-cavitaire.

« Angelakos » mis au point en 1964 un capteur en bout de cathéter : une membrane élastique située à l'extrémité même d'un cathéter F7 porte une minuscule jauge de contrainte semi-conductrice qui met en évidence ses déformations.

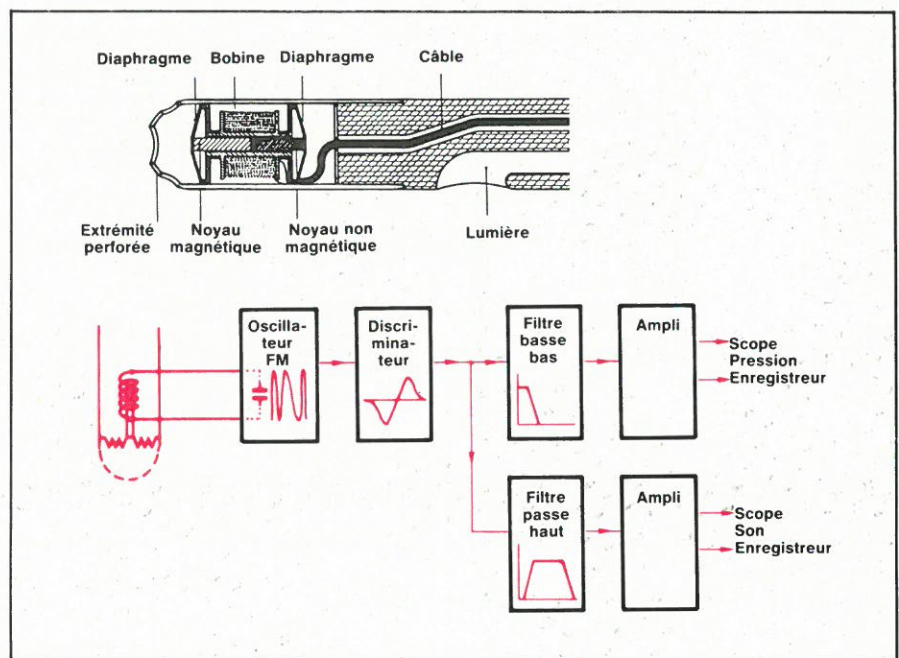


Fig. 13. - Capteur électromagnétique de « E.M. Allard ».

Il est même possible maintenant de réaliser des capteurs en bout de cathéter à jauge de contrainte, de diamètre 0,9 mm (ce qui correspond à la lumière d'un cathéter F9).

D'autres capteurs sont maintenant disponibles : capteur à variation de capacité de « Coon » et « Sandler » (1967) de diamètre descendant jusqu'à 1 mm ; capteurs optiques à membrane réfléchissante à fibres optiques, extrêmement rapides (1965 - « Clarc » et « Schmidt ») ;

De nouveaux procédés ont été et sont encore expérimentés tels les capteurs à cristaux liquides (« Heyden » 1973). Toutes ces réalisations, toutes ces études dans un même but : obtenir un capteur le plus petit possible, perturbant le moins possible l'hémodynamique, et possédant une fréquence de résonance propre aussi élevée que possible tout en gardant une bonne sensibilité et une bonne stabilité thermique et temporelle ; de tels capteurs devant permettre l'étude dynamique des écoulements sanguins et plus particulièrement de la contraction cardiaque.

Les principaux procédés de mesure indirecte de la pression sanguine

Les procédés de mesure directe que nous venons d'entrevoir ont tous un point commun : leur mise en œuvre est traumatisante et nécessite au moins la pause d'un cathéter, opération non dénuée de risques.

La connaissance totale de la variation de la pression en fonction du temps n'est pas toujours nécessaire et

une mesure précise des valeurs systolique, moyenne et diastolique est bien souvent suffisante.

La première notion de mesure indirecte de la pression sanguine est liée à la prise du pouls : il est évident que l'on peut juger de la pression sanguine par la force qu'il est nécessaire d'appliquer pour comprimer l'artère avec le doigt et supprimer la perception du pouls en aval (méthode « des trois doigts »).

Les premières tentatives de quantification de ce procédé firent appel à des poids placés sur la peau, au-dessus de l'artère, pour obtenir l'occlusion.

L'idée qu'une contre-pression appliquée au membre pourrait provoquer l'occlusion artérielle remonte à 1876 : « Von Bash » développa les premiers « tensiomètres » par occlusion artérielle (voir fig. 14).

Les méthodes utilisées en pratique courante font toute appel à une manchette placée en général sur le bras (artère humérale), gonflée à une pression suprasystolique de façon à provo-

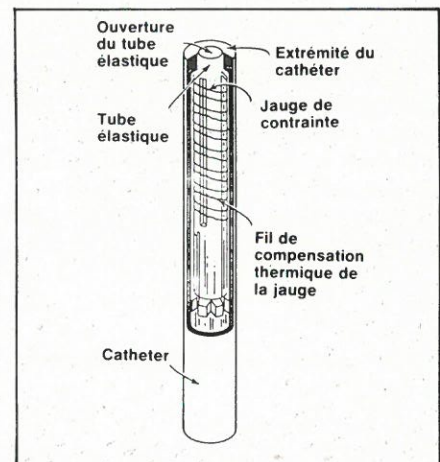


Fig. 12. - Capteur à jauge de contrainte de « Warnick » et « Drake ».

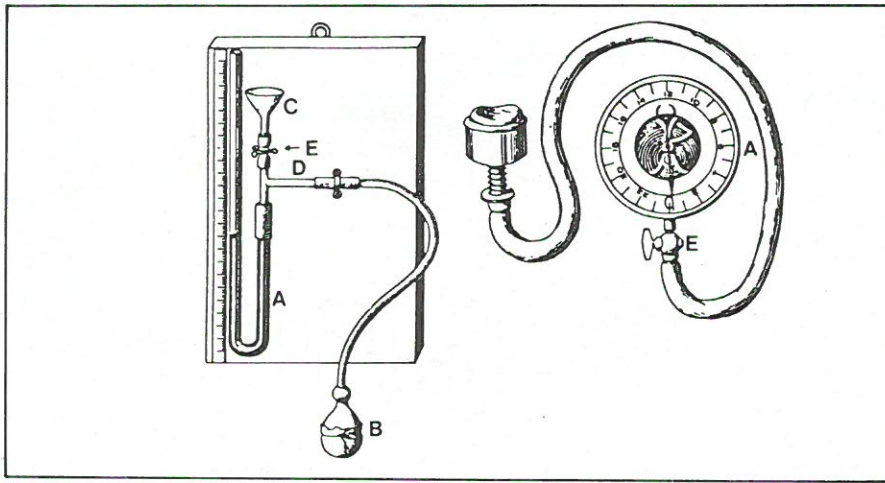


Fig. 14. - Les premiers dispositifs d'occlusions artérielles (« Von Bash »).

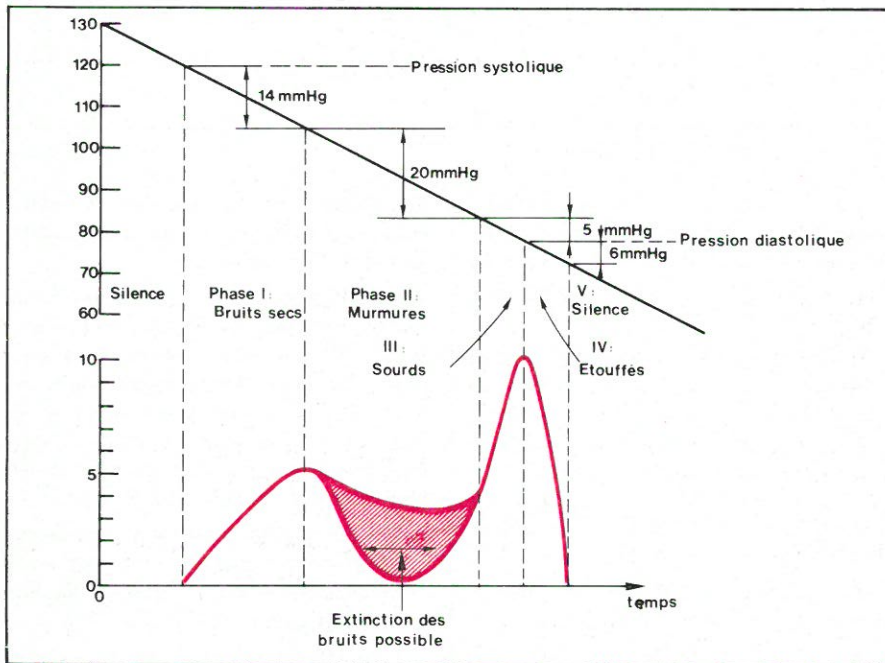


Fig. 15. - Principe de la méthode des « bruits de Korotkoff ».

quer l'occlusion artérielle et la suppression de l'écoulement sanguin, puis dégonflée lentement.

Les pressions d'air dans la manchette pour lesquelles les « pointes » de l'écoulement pulsatile puis l'écoulement entier réapparaissent correspondant, si la manchette est suffisamment large pour bien transmettre la pression aux parois artérielles, respectivement aux pressions systolique et diastolique. Les diverses méthodes diffèrent par les moyens mis en œuvre pour repérer, pendant le dégonflage, les diverses phases de la réapparition de l'écoulement artériel. Nous verrons donc successivement :

- l'auscultation
- l'oscillométrie
- les diverses méthodes ultrasonores.

1) L'auscultation

La technique fut mise au point à la fin du 19^e siècle par « Riva-Rocci » en

Italie, et diffusée dès 1905 par « Korotkoff ».

Cette méthode est encore considérée de nos jours comme la référence pour la détermination indirecte, atraumatique, de la pression sanguine.

Le procédé consiste à écouter à l'aide d'un stéthoscope classique ou électronique (microphone ou capteur piézoélectrique suivi d'un amplificateur) les bruits provoqués par l'écoulement sanguin au point de compression par la manchette ou légèrement en aval :

On place par exemple la manchette autour du bras et l'on écoute l'artère humérale.

Si l'on gonfle la manchette à une pression supérieure à la pression systolique, on provoque l'occlusion artérielle ; la circulation du sang vers l'extrémité distale du membre cesse totalement et l'on n'entend rien dans le stéthoscope. Si maintenant on décroît lentement la pression de gonflage de la

manchette, (2 à 3 mmHg par seconde) on va entendre toute une série de bruits successifs différents appelés « bruits de Korotkoff » et dont l'apparition et le type sont corrélés à la valeur de la contre pression (voir fig. 15).

- **phase 1** : le premier son entendu lors du dégonflage est un bruit de choc léger, clair, presque sec, synchrone du rythme cardiaque et dont l'intensité croît progressivement si l'on poursuit le dégonflage. Lors de l'apparition de ce bruit, la pression dans la manchette est égale à la pression systolique ;

- **phase 2** : en poursuivant le dégonflage, on constate que le bruit devient plus doux, étouffé : les murmures ;

- **phase 3** : le dégonflage se poursuivant, un bruit ressemblant à celui de la phase 1 mais beaucoup plus sourd réapparaît ;

- **phase 4** : le passage par un maximum d'intensité et la modification soudaine de la tonalité (le son devient plus étouffé) des bruits précédents marquent l'égalité de la pression dans la manchette et de la pression diastolique ;

- **phase 5** : si l'on poursuit le dégonflage, tous les bruits disparaissent ou, au moins, s'atténuent très fortement.

En dépit de tous les travaux réalisés, il est difficile d'affirmer l'origine exacte des « bruits de Korotkoff » : certains auteurs ne considèrent que les vibrations de la paroi artérielle, d'autres préfèrent voir l'origine des bruits dans l'écoulement lui-même et ses perturbations, conséquences de la contre pression exercée par la manchette.

Il est vraisemblable que ces deux facteurs interviennent : le bruit sec du début du dégonflage, marquant la pression systolique semble bien correspondre à une oscillation de la paroi de l'artère, excitée par le « jet » du sang lorsque l'artère « s'ouvre ». Les bruits suivants, plus étouffés, correspondent par contre vraisemblablement aux bruits des turbulences de l'écoulement sanguin dans une artère encore partiellement comprimée, donc déformée, par la manchette de contre-pression.

La contre-pression appliquée par la manchette provoque par ailleurs l'interruption du retour veineux et la rétention de sang à l'extrémité du membre. Ce phénomène réduit l'amplitude des « bruits de Korotkoff » et est en particulier la cause du « trou » souvent constaté en phase 2 (voir fig. 15). Le gonflage de la manchette doit donc être très rapide, afin de minimiser le temps de « garrot » du membre.

La méthode « par auscultation » peut être très précise. Il faut cependant noter l'influence non négligeable de l'opérateur sur les résultats de la

mesure : acuité auditive, bruit environnant, temps de réaction, etc.

Le point délicat est bien évidemment la détermination de la pression diastolique ; il est d'ailleurs d'usage, afin d'obtenir une meilleure reproductibilité, de considérer comme pression diastolique la pression dans la manchette pour laquelle les « bruits de Koroïkoff » disparaissent (phase 5, voir fig. 15).

Il est également important d'employer une manchette suffisamment large afin que la contre-pression exercée soit bien transmise à l'artère. La manchette couramment utilisée fait environ 25 cm de long et 12 cm de large (rapport $L/l = 2$).

2) L'oscillométrie

Cette méthode, au départ très contestée, a été introduite au début du 20^e siècle. Elle fournit des résultats extrêmement précis et moins dépendant de l'opérateur que la méthode par auscultation.

Comme dans le procédé précédent, une manchette gonflée à l'air et permettant d'appliquer une contre-pression est placée sur le membre au point choisi. Si l'on gonfle cette manchette de façon à comprimer partiellement l'artère, on constate, si le manomètre employé le permet (sensibilité, rapidité de réponse), de petites oscillations de la pression d'air dans le brassard, synchrones du rythme cardiaque.

En effet, les parois artérielles étant élastiques, les variations de pression dues à l'écoulement pulsatile provoquent des déplacements de ces parois qui induisent à leur tour des variations de pression dans le brassard (voir fig. 16).

L'amplitude de ces oscillations varie en fonction de la contre-pression exercée :

Si l'on gonfle la manchette à une pression supra-systolique (par exemple 200 mmHg) et que l'on procède lentement au dégonflage, l'amplitude varie de la façon suivante (voir fig. 17) :

- absence totale d'oscillations pour une pression supérieure à la pression systolique ;
- les oscillations apparaissent lorsque la pression dans la manchette est égale à la pression systolique ;
- si l'on poursuit le dégonflage, on constate que l'amplitude des oscillations augmente ;
- cette amplitude passe par un maximum lorsque la pression dans la manchette est égale à la pression sanguine moyenne* dans le vaisseau. Le dégonflage se poursuivant, on constate que l'amplitude des oscillations décroît ;

* Voir paragraphe 1, 4^e.

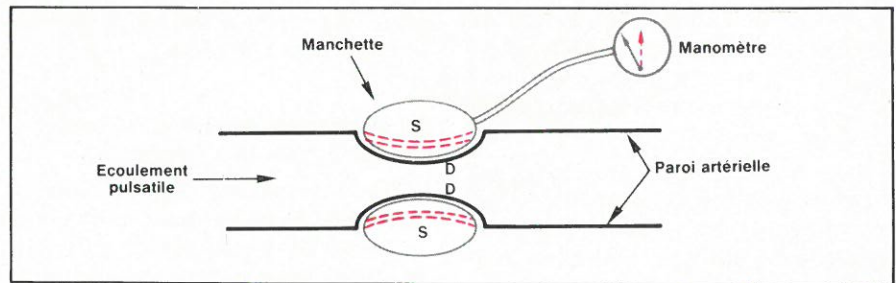


Fig. 16. - L'oscillométrie : le pourquoi des oscillations. En couleur, position de la manchette en systole ; en gris, position en diastole.

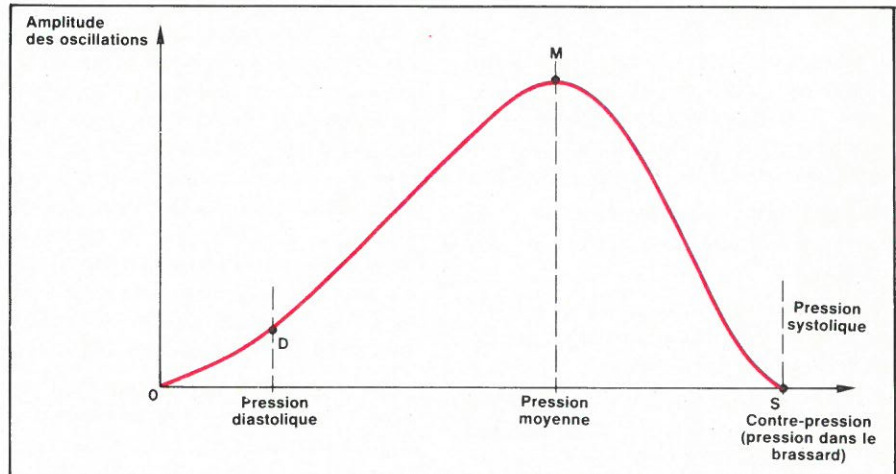


Fig. 17. - Principe de l'oscillométrie.

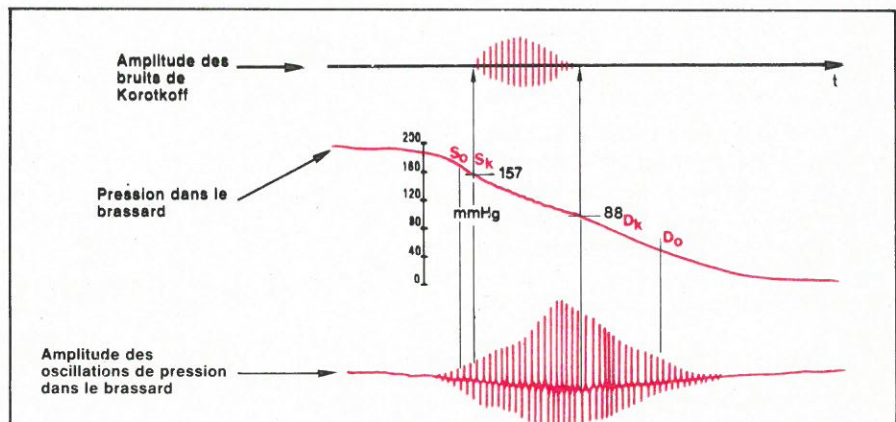


Fig. 18. - Comparaison auscultation / oscillométrie. S_K, D_K : pressions systoliques et diastoliques obtenues par les bruits de Koroïkoff. S_O, D_O : pressions obtenues par l'oscillométrie.

- cette décroissance s'interrompt lorsque la pression dans la manchette est égale à la pression diastolique. Il subsiste des oscillations dans le brassard pour des pressions de gonflage inférieures à la pression diastolique, dues aux variations de volume du membre conséquences de la pulsabilité de l'écoulement artériel (on réalise de cette façon une pléthysmographie).

Les brassards employés répondent aux mêmes critères que ceux employés dans la méthode par auscultation (« bruits de Koroïkoff »). La méthode oscillométrique nécessite par contre l'emploi d'un manomètre sensible, à réponse rapide : l'oscillomètre (en général manomètre à tube de « Bourdon » monté directement sur la manchette, sans tubulure intermédiaire). Le manomètre « à colonne de mercure » ne peut être utilisé pour ce type de mesure (il convient par contre

très bien pour la méthode par auscultation).

Le gonflage a comme précédemment intérêt à être rapide (réduction du temps de garrot). Un gonflage trop lent a cependant moins d'effet sur la sensibilité de la méthode oscillométrique que sur celle de la méthode par auscultation.

La figure 18 permet une comparaison des résultats fournis par les deux méthodes : on remarquera sur cet enregistrement polygraphique que les valeurs de pression systoliques données par les deux procédés sont sensiblement identiques alors que la valeur diastolique donnée par la méthode de Koroïkoff est supérieure d'environ 10 mmHg à celle fournie par la méthode oscillométrique. La méthode oscillométrique pratiquée avec soin (taille du brassard adaptée à la taille du bras, gonflage rapide, dégonflage suffi-

samment lent) fournit des valeurs de pressions systolique et diastolique pratiquement exactes (corrélation de 0,95 à 0,98 avec des mesures par capteur en bout de cathéter).

Les résultats des deux procédés voient leur précision décroître en cas de troubles du rythme cardiaque, insuffisance aortique, fibrillation auriculaire.

3) Les méthodes ultrasonores

Nous avons déjà décrit dans notre revue les procédés ultrasonores permettant la détermination des caractéristiques d'un écoulement sanguin par utilisation de l'effet « Doppler-Fizeau »

● Electronique Applications n°s 1 et 2 : « Les applications médicales des ultrasons »

● Electronique Applications n° 10 : « La mesure du débit cardiaque par les méthodes vélocimétriques ».

On a pensé à utiliser ces procédés pour la mesure indirecte, atraumatique de la pression artérielle sanguine en observant par « effet Doppler » soit l'écoulement sanguin lui-même, soit le mouvement des parois artérielles.

A) Utilisation de l'effet « Doppler » sur l'écoulement sanguin lui-même

On utilise toujours une manchette gonflée à l'air permettant d'appliquer une contre-pression au point choisi. L'observation à l'aide d'un « appareil à effet Doppler » même très simple (uniquement auditif) légèrement en aval du point de compression permet de constater :

- la suppression de l'écoulement lorsque le brassard est gonflé à une pression supra-systolique
- la réapparition de l'écoulement sous forme de brèves impulsions en systole, lorsque la pression dans la manchette devient, lors du dégonflage égale puis inférieure à la pression systolique
- la mesure de la pression diastolique est difficile, voire impossible.

Le procédé est donc peu utilisé pour la mesure indirecte de la pression sanguine. Il permet par contre la détermination aisée des « pressions de perfusion » des extrémités des membres : on positionne une manchette large sur la racine du membre considéré et l'on observe par effet Doppler, de façon habituelle, la circulation artérielle à l'extrémité du membre. On gonfle progressivement la manchette jusqu'à constater la disparition de l'écoulement artériel. La pression dans la manchette est alors égale à la pression de perfusion au point où l'examen Doppler est réalisé.

Cette méthode très utilisée permet la réalisation rapide d'un bilan complet

chez les malades arthritiques sans instrumentation complexe.

B) Utilisation de l'effet « Doppler » sur les parois des vaisseaux

Nous avons vu, dans la méthode oscillométrique, que les variations de pression dans le brassard sont dues aux mouvements des parois vasculaires sous l'effet des variations de pression de l'écoulement pulsatile.

Ces mouvements de paroi peuvent être mis en évidence par effet « Doppler » grâce aux ultrasons : le brassard est muni de deux transducteurs ultrasonores à fréquence élevée (8 MHz par exemple), l'un destiné à l'émission des ultra-sons, l'autre à la réception des ultra-sons réfléchis par la paroi de l'artère en mouvement, artère humérale par exemple si la manchette est placée sur le bras) et subissant donc l'effet « Doppler » (voir fig. 19).

On constate que l'ouverture de l'artère sous l'effet de la pression pro-

voque un mouvement à vitesse élevée donc produit des glissements de fréquence par effet « Doppler » assez importants : ($\Delta f \approx 200/500$ Hz). Inversement, la fermeture se faisant à vitesse beaucoup plus faible, génère des Δf de 30/100 Hz.

Si l'on gonfle le brassard à une pression supra-systolique, on constate donc au dégonflage (voir fig. 20) :

- l'apparition de signaux à fréquence élevée (200/500 Hz) marquant l'égalité de la pression dans la manchette et de la pression systolique ;
- si l'on poursuit le dégonflage, on constate que le temps entre ouverture et fermeture augmente, passe par un maximum, puis diminue jusqu'à zéro ;
- au moment où les deux signaux se fondent, la pression dans la manchette est égale à la pression diastolique.

Cette méthode fiable précise et qui fournit des résultats valables même sur des enfants ou des hypertendus, là où la méthode par auscultation est

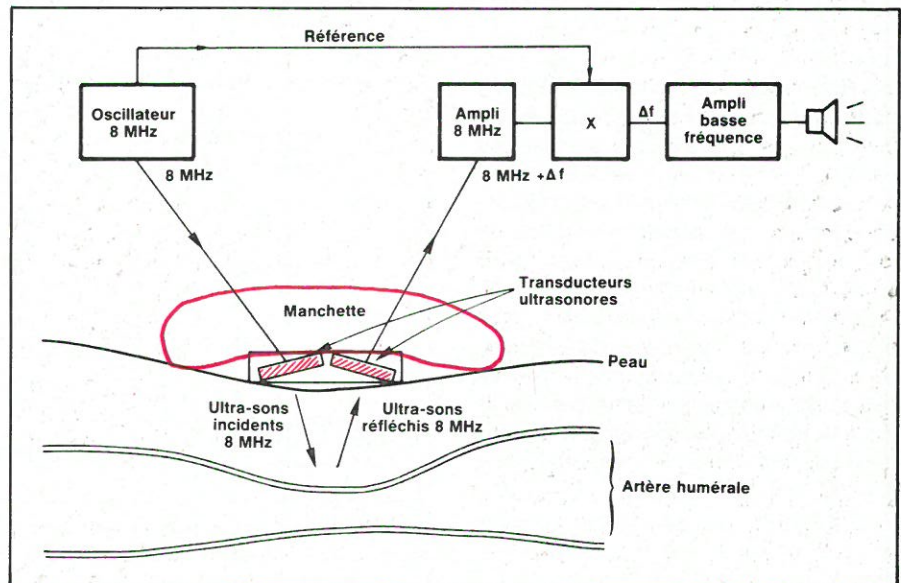


Fig. 19. – Principe de la méthode exploitant l'effet Doppler sur les parois des vaisseaux.

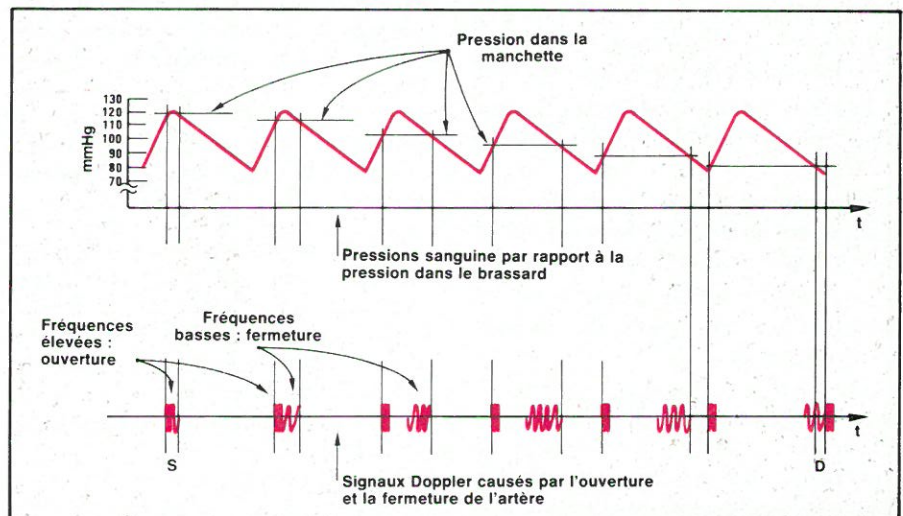


Fig. 20. – Principe de la détermination des pressions systolique et diastolique grâce au dispositif de la figure 19.

quelquefois mise en échec, nécessite à l'opposé des procédés précédemment exposés un équipement spécialisé, déjà relativement complexe et comportant un certain volume d'électronique, qui ne se justifie en général qu'en milieu hospitalier.

Notons cependant que la présence de transducteurs ultra-sonores dans le brassard, rend la manipulation délicate : transducteurs fragiles, devant être positionnés avec soin afin de « voir » l'artère et nécessitant l'interposition d'un gel aqueux destiné à assurer le passage des ultra-sons du capteur à la peau et inversement.

Les appareils automatiques

En service hospitalier, la prise de tension périodique, systématique sur

de nombreux malades représente une lourde tâche pour le personnel médical. Par ailleurs, l'automatisation des procédés de mesure que nous venons d'expliquer était souhaitable afin d'éliminer l'influence de l'opérateur sur la validité des résultats.

Des appareils automatiques simples, de bas prix permettent, par ailleurs au malade hypertendu de surveiller lui-même, à son domicile, sa tension artérielle, sans éducation préalable et sans risque d'erreur.

Les trois procédés que nous avons exposé ont donné naissance à trois générations d'appareils automatiques.

1) Les appareils à « bruits de Korotkoff »

Bien que difficilement automatisable par suite des différences importantes des caractéristiques des « bruits de

Korotkoff » d'un type de sujet à un autre et du manque de fiabilité de la méthode pour des tensions artérielles basses (patients en état de choc), la méthode des « bruits de Korotkoff » a donné naissance à de nombreux appareils permettant le relevé plus ou moins automatique des pressions systolique et diastolique.

Dans les appareils les plus simples, le gonflage est manuel et la lecture des pressions se fait sur un manomètre. Les appareils plus complexes incorporent un compresseur ; l'affichage des pressions est en général numérique et il est possible de programmer la cadence de répétition des mesures.

Tous ces appareils ont la même structure interne (voir fig. 21).

Le brassard gonflé à l'aide d'une poire ou par le compresseur ressemble à un brassard traditionnel mais comporte un ou plusieurs microphones de contact destinés à capter les « bruits de Korotkoff » et qu'il importe en conséquence de placer soigneusement au regard de l'artère. Les « bruits de Korotkoff » captés par le ou les microphones sont amplifiés, filtrés de façon à les différencier et à éliminer autant que faire se peut, les signaux parasites créés éventuellement par les mouvements du patient, et actionnent des dispositifs indicateurs permettant à l'opérateur de lire, au moment opportun, les pressions sur le manomètre ou commandent la logique de mesure permettant l'affichage des valeurs des pressions (affichage « mécanique » par des index ou aiguilles sur le manomètre, affichage numérique mécanique ou électronique).

De part leurs limitations (difficultés de mesure des tensions faibles, fiabilité de la mesure pour la population particulière de patients pour laquelle l'appareil a été établi ou réglé), ce type d'équipement est surtout utilisé pour le dépistage (médecine scolaire, médecine du travail) de l'hypertension et la surveillance à domicile des patients atteints (absence de formation, répétabilité de la mesure).

2) Les appareils utilisant les ultra-sons

Nous avons vu que cette méthode de mesure nécessite déjà un équipement spécifique : brassard incorporant des transducteurs ultrasonores, équipement « Doppler » pour la production des ultra-sons et la mise en évidence du changement de fréquence. Il était tout naturel d'adjoindre à ce matériel les circuits permettant l'automatisation : (voir fig. 22) reconnaissance automatique par filtrage des bruits de fermeture et d'ouverture de l'artère,

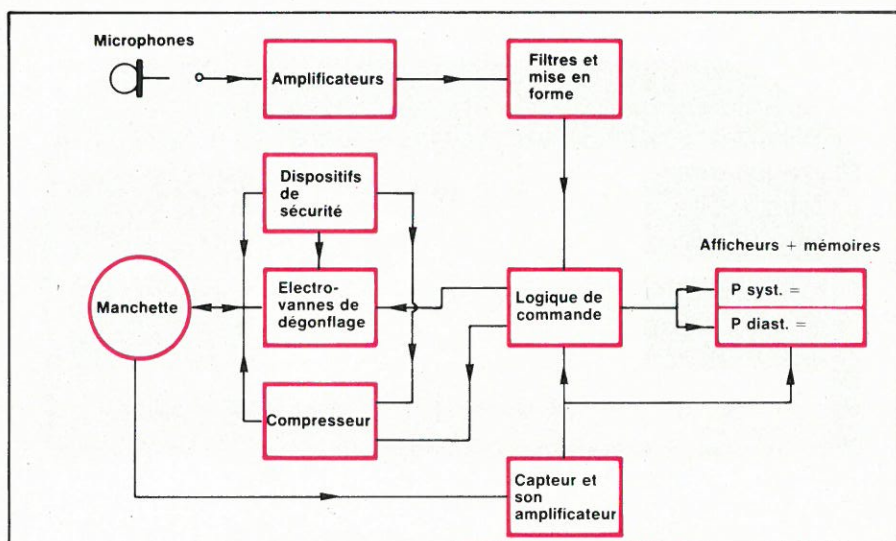


Fig. 21. - Structure d'un appareil automatique à « bruits de Korotkoff ».

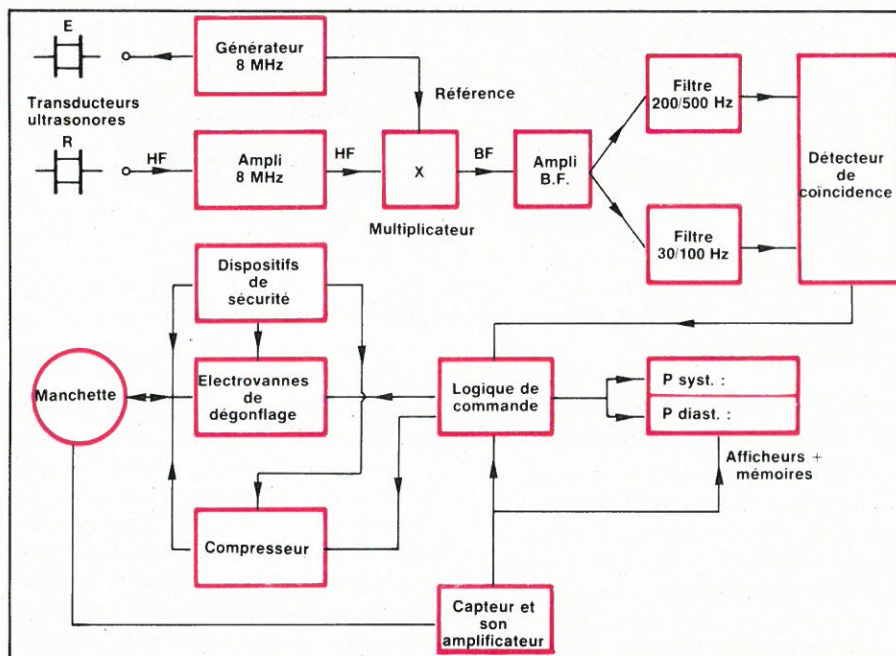


Fig. 22. - Structure d'un appareil automatique à ultra-sons.

indication des moments opportuns de lecture du manomètre ou affichage numérique des pressions, gonflage automatique, cadencement des mesures, etc.

De tels équipements sont déjà qualifiés de « lourds ». Ils fournissent en général de bons résultats, même sur les basses tensions et sur les enfants, et sont couramment utilisés en milieu hospitalier. Leur emploi reste cependant assez délicat : vulnérabilité des transducteurs ultra-sonores, positionnement correct des transducteurs sur l'artère, gel ultra-sonore, etc., et nécessite un bref apprentissage par les équipes médicales ou paramédicales.

L'interface ultra-sonore transducteurs/peau constitue par ailleurs, une source supplémentaire d'« artefacts » (signaux parasites) liés aux mouvements du patient et dont les conséquences sur la validité des mesures sont toujours difficiles à éliminer.

3) Les appareils utilisant la méthode oscillométrique

Les capteurs de pression actuellement disponibles sur le marché atteignent des performances telles qu'ils permettent sans problème la mesure de pression dans la manchette et l'enregistrement simultané des oscillations. La **figure 23** représente la structure d'un tel matériel : le signal électrique issu du capteur, situé dans l'appareil lui-même, et non dans le brassard, subit un filtrage afin de ne conserver que les pulsations. Des circuits digitaux ou analogiques, en général très complexes, repèrent lors du dégonflage :

- l'apparition des oscillations,
- leur point d'amplitude maximale,
- la fin de la décroissance de leur amplitude,

et commandent les affichages correspondant. Le procédé oscillométrique est intrinsèquement très performant ; il fournit des valeurs exactes de pression, comparables à celle que l'on obtient par voie sanglante. Il est le seul à pouvoir fournir une **mesure** de la pression moyenne, paramètre qui est fourni par toutes les chaînes de mesure de pression par voie sanglante et qui est donc très utilisé en réanimation.

De plus, l'emploi d'un brassard traditionnel dépourvu de tout capteur ou microphone simplifie considérablement la mise en œuvre et supprime nombre de problèmes liés à l'utilisation. La régulation d'artefact est excellente : pas de microphone qui frotte sur la peau, ou de capteur ultra-sonore qui se déplace.

La mesure est fiable, aussi bien sur des jeunes enfants (prématurés ou

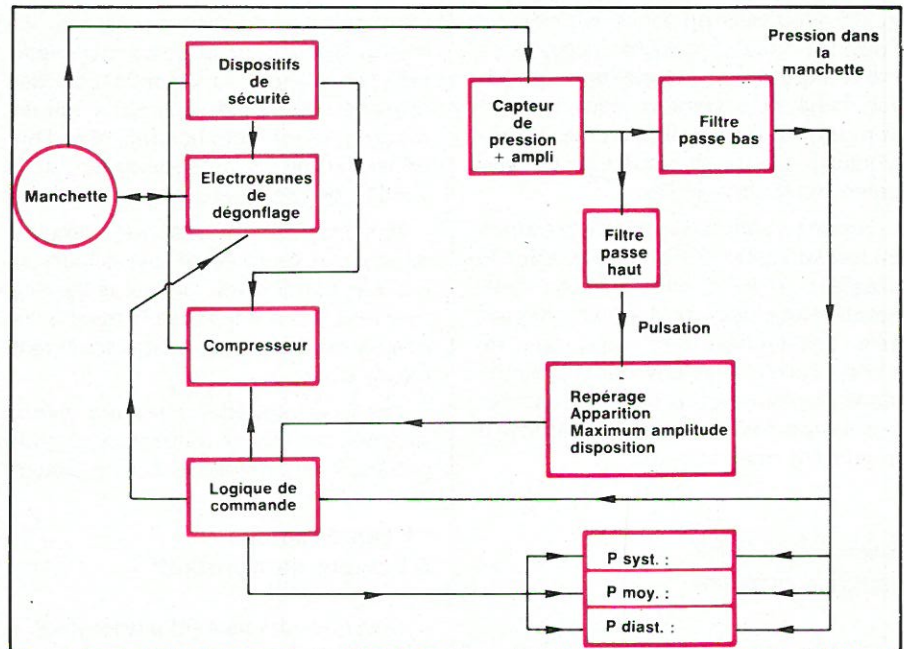


Fig. 23. - Structure d'un appareil automatique employant la méthode oscillométrique.

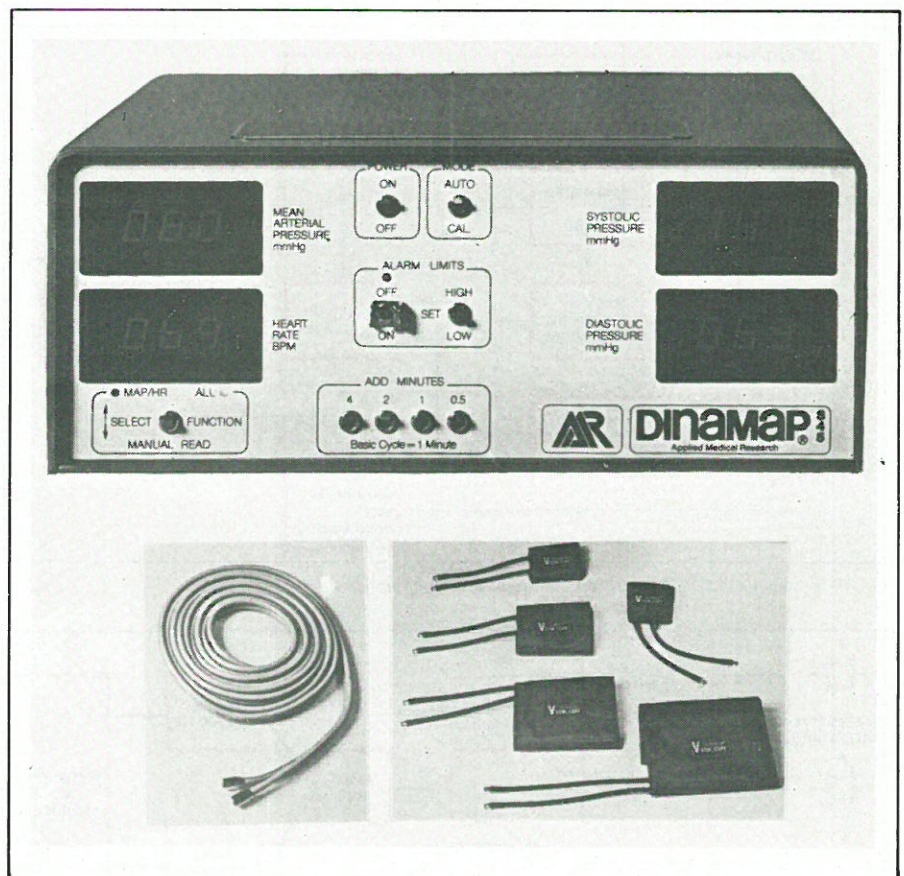


Fig. 24. - Dinamap, un appareil de mesure des pressions systolique, diastolique, moyenne et du rythme cardiaque. Noter la multiplicité des brassards disponibles permettant d'adapter l'appareil à toutes les morphologies de patients. (Doc. Mira Electronique).

enfants en bas âge) que sur des malades hypotendus ou hypertendus.

L'électronique mise en œuvre dans de tels appareils est complexe et fait appel au microprocesseur dont les infinies possibilités permettent encore d'améliorer la fiabilité des résultats : corrélations de complexe cardiaque à complexe cardiaque, afin d'améliorer encore la réjection d'artefact, travail de l'appareil possible même en cas de

troubles du rythme (rythme bigéminé par exemple), dispositifs d'alarme sur les valeurs de pression transformant un appareil de mesure automatique en appareil de surveillance, dispositifs de sécurité (limitation du temps de gonflage du brassard aux valeurs de pression systolique mesurées précédemment, etc.

De tels équipements sont en fait des

matériels de surveillance : ils sont utilisés en milieu hospitalier (réanimation, anesthésie, salle d'accouchement, etc.) où ils évitent fréquemment l'emploi d'un dispositif de pression par « voie sanglante » et la pose d'un cathéter, non dénuée de risques.

Leurs performances de rejection d'artefact les font utiliser également lors du transport de malades (ambulance, hélicoptère) ou pour la surveillance pseudo-continue de la tension artérielle lors des épreuves d'effort en cardiologie.

Conclusion

Nous n'avons voulu présenter dans notre article, en les justifiant, que les procédés fondamentaux de mesure indirecte de la pression artérielle. D'autres réalisations employant des principes quelque peu similaires, ont été utilisées : par exemple brassard à double chambre dans la méthode oscillométrique, mesure de la pression diastolique par mesure du temps de propagation de l'onde artérielle entre deux chambres d'un même brassard, mesure de la pression systolique au bout du doigt, etc.

Une étude plus exhaustive n'était pas envisageable en quelques pages et nous nous sommes donc limités aux procédés fondamentaux qui sont d'ailleurs tous actuellement utilisés dans des réalisations commerciales.

L'auteur se tient à la disposition des lecteurs, par l'intermédiaire de la revue, pour leur fournir toute information supplémentaire.

D. Heyden
Mira Electronique

Bibliographie

- Transducers for biomedical measurements, par Richard S.C. COBBOLD. A. Wiley - Interscience publication (1974).
- The Direct or Indirect Measurement of Blood Pressure. GEDDES, L.A. Chicago : Year Book Publishers (1970).
- Handbook of Blood Pressure Monitoring. BRUNER, JOHN. Littleton, Mass: P.S.G. Publishing Co., Inc., (1978).

FAIRCHILD



Nouveautés mondiales

Matrices à photo-éléments

	organisation	dynamique à 25 °C	applications
CCD 221	488 x 380	1 000 : 1	pleine image TV NSTC
CCD 211	244 x 190	300 : 1	1/4 image TV NSTC

Barrettes réceptrices à photo-éléments

	organisation	dynamique	applications
CCD 142	2 048 x 1	1 000 : 1	fac-similé
CCD 122	1 728 x 1	1 000 : 1	lecture optique de caractères
CCD 121	1 728 x 1	500 : 1	reconnaissance de formes et de pièces
CCD 111	256 x 1	remplace CCD 110	
CCD 133	1 024 x 1	remplace CCD 131	

Registre analogique

	organisation	caractéristiques	applications
CCD 321	455 x 2	utilisable en 910 bits	ligne à retard registre applications : vidéo et audio

Pour tous les CCD : Electronique de commande disponible.

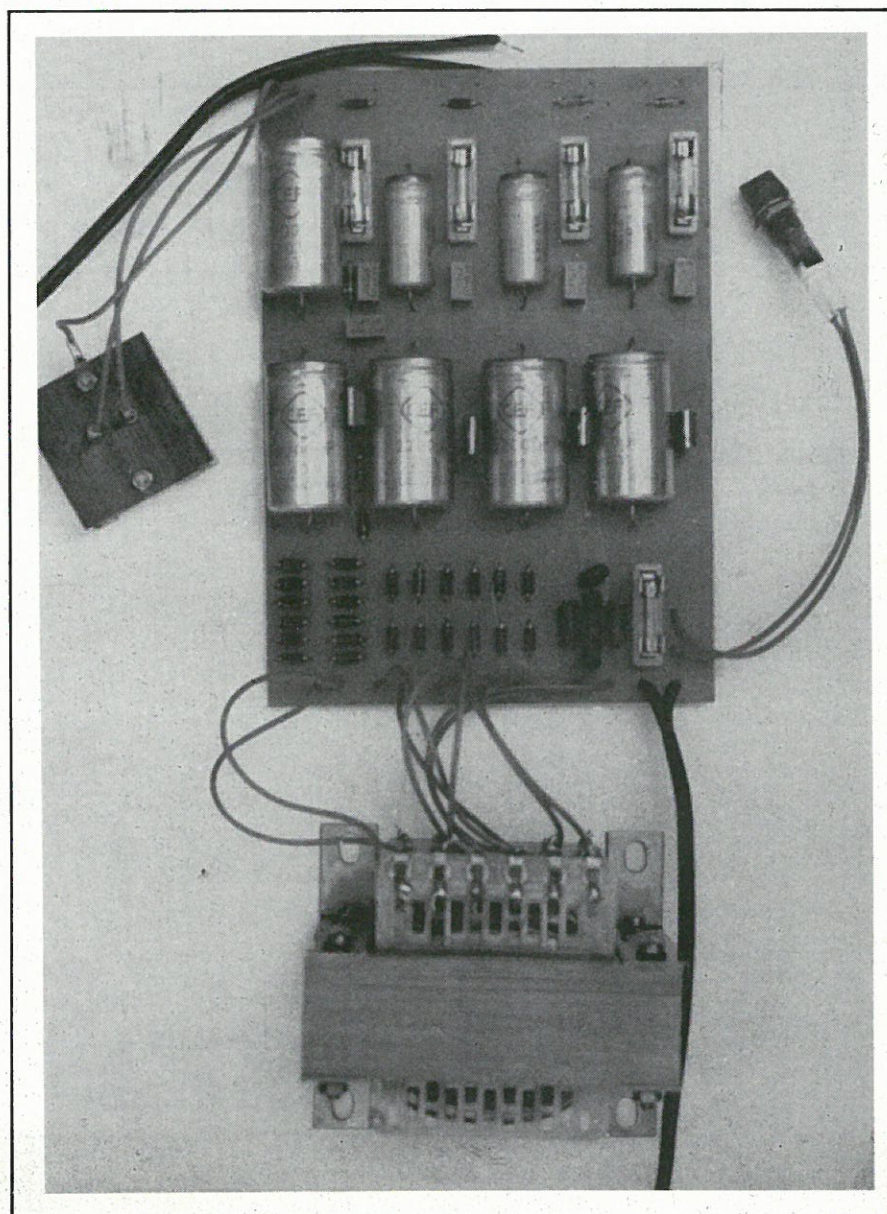
almex

48, rue de l'Aubépine - Zone Industrielle - 92160 ANTONY
Tél. : 666-21-12 - Télex : 250 067

GFB bigpub 713

L'alimentation des circuits utilisant des microprocesseurs peut être réalisée de diverses façons selon le type des composants utilisés et les conditions à remplir. Si certains circuits se contentent d'une seule tension, nombreux sont les cas où plusieurs blocs d'alimentation doivent être réunis, ce qui est une solution encombrante et coûteuse. L'alimentation que nous allons décrire ici fournit les tensions voulues pour permettre la mise en œuvre de la grande majorité des montages à microprocesseurs, qu'il s'agisse de prototypes d'évaluation ou de réalisations définitives.

Une alimentation pour microprocesseur



Définition des caractéristiques de l'alimentation

Un tour d'horizon des microprocesseurs les plus utilisés nous a permis de fixer quatre tensions permettant de résoudre la majorité des problèmes rencontrés :

- + 5 V sous 4 A
 - - 5 V sous 0,5 A
 - + 12 V sous 1 A
 - - 12 V sous 1 A
- } par rapport à un zéro commun

Par ailleurs, un bloc d'alimentation devant fournir de l'énergie à des équipements complexes et coûteux doit répondre à certains critères de sécurité qui peuvent être classés en deux grands groupes :

- résistance de l'alimentation aux perturbations pouvant provenir du montage alimenté ;
- absence de tout risque d'endommagement ou de perturbation par l'alimentation du montage alimenté.

Ceci impose de prévoir des limitations en courant, secondées par des fusibles, et des protections contre l'application de tensions extérieures sur les sorties de l'appareil. Par ailleurs, il faut éviter absolument toute possibilité pour les tensions de sortie de dépasser les limites tolérables par les composants alimentés, soit en cas de défaillance d'un élément, soit de façon transitoire, notamment lors de la mise sous tension ou hors tension. Enfin, des dispositions doivent être prises pour empêcher les parasites de toutes natures que véhicule le secteur, d'atteindre les sorties. Dernière condition que nous nous imposons : obtenir les performances citées plus haut sans recourir à des circuits complexes ou coûteux.

Le schéma de principe

La figure 1 regroupe la totalité du schéma relatif aux quatre sections de l'alimentation. Chacune d'entre elles fait appel à un régulateur « à trois pat-tes » de la série 7800 (régulateurs de

tension positive). Ces composants présentent des performances tout à fait valables pour un prix de revient extrêmement raisonnable. Rappelons qu'il s'agit de circuits intégrés qui, logés dans un boîtier de transistor de puissance, comprennent l'ensemble des circuits d'une alimentation stabilisée et protégée, capable de délivrer au moins un ampère sous une tension ajustée en usine avec une très bonne précision.

L'adjonction d'un ensemble transformateur-redresseur-filtre suffit donc à réaliser une alimentation performante. Les trois sections dont le courant de sortie nominal ne dépasse pas un ampère (+ 12 - 12 - 5) peuvent donc utiliser directement de tels circuits intégrés. La figure 1 montre que si la partie redressement et filtrage est tout à fait classique, c'est au niveau de la sortie que sont prévues les protections nécessaires, après un post-filtrage efficace jusqu'en HF (présence de 47 nF de faible tension de service).

Le fusible prévu dans chaque sortie joue un double rôle :

- protection contre les court-circuits, non pas des régulateurs (ils sont pro-

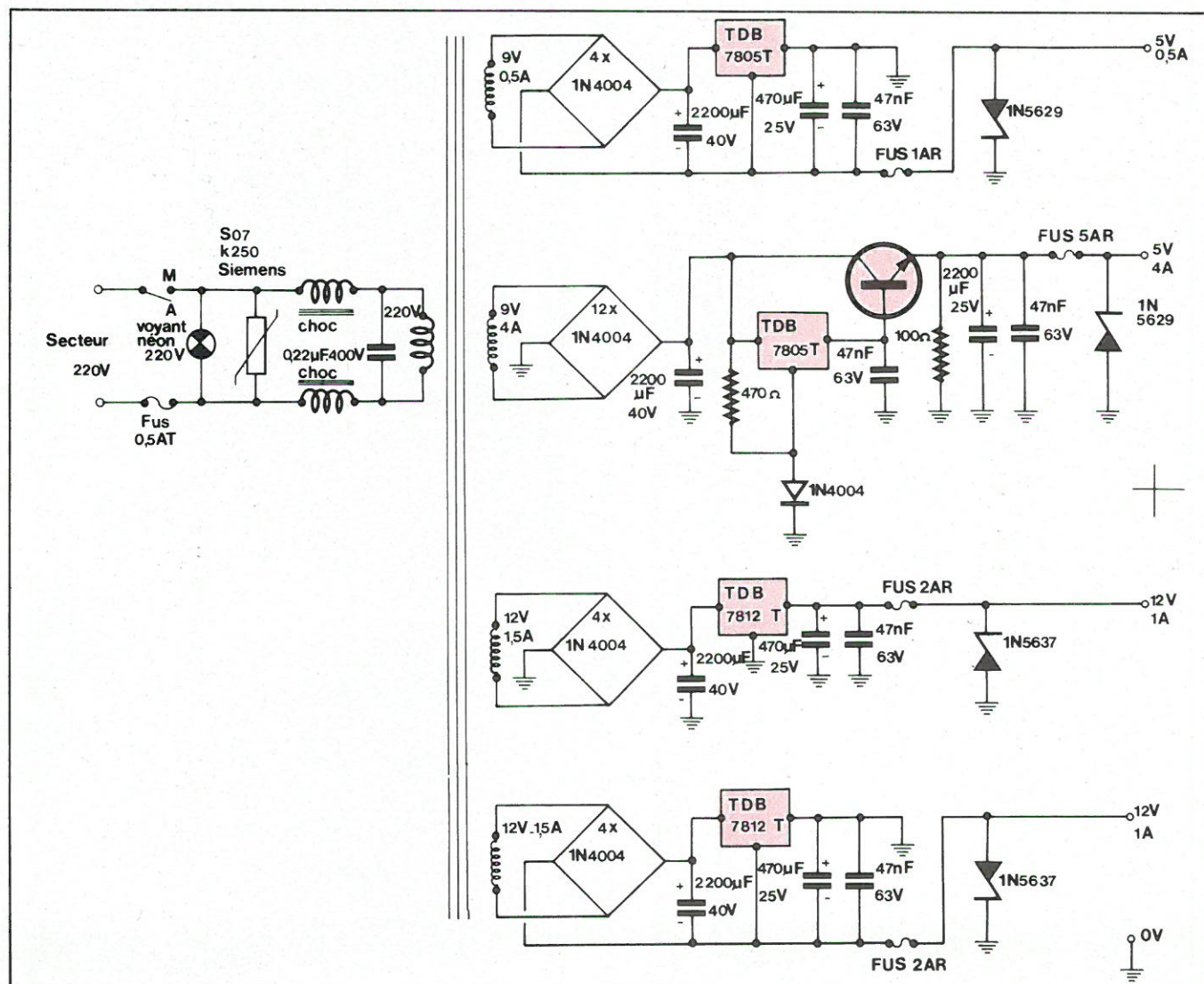


Fig. 1

tégés intérieurement) mais bien du montage alimenté qui pourrait ne pas supporter le courant de limitation des régulateurs pendant une longue période ;

- protection contre les surtensions permanentes en cas de venue en court-circuit du régulateur : la zener devient conductrice et absorbe un courant suffisant pour faire fondre le fusible sans permettre à la tension de sortie d'atteindre une valeur dangereuse.

Cette même zener remplit également des fonctions multiples.

- protection de l'alimentation contre l'application de tensions extérieures positives ou négatives (la zener peut travailler en direct) ;

- absorption des surtensions transitoires lors des commutations de puissance (on pourra avantageusement utiliser des diodes dites TAZ et qui, commercialisées par Siemens sous les références 1N5629 à 1N5665 et 1N5907, sont spécialement prévues pour fonctionner en régime transitoire sous haute énergie).

Dans le cas des tensions de sortie négatives, le régulateur est placé dans la branche rejoignant le 0V, ce qui permet d'utiliser exactement les mêmes composants dans la voie positive et dans la voie négative.

Au niveau du + 5 V se pose le problème du débit exigé : 4 A. Afin de conserver un 7805 comme élément de régulation, nous avons fait suivre ce dernier d'un 2N3055 en collecteur commun avec compensation de la chute de tension introduite au moyen d'une diode polarisant la connexion de référence du régulateur. Une résistance « bleeder » de 100 Ω régularise le fonctionnement à vide. Le post filtrage et la protection de sortie sont conformes aux propos précédents.

La protection vis-à-vis du secteur se fait au niveau du primaire du transfo, qui comporte les secondaires suivants : 9 V 4 A, 9 V 0,5 A, 12 V 1,5 A, 12 V 1,5 A.

Un fusible temporisé de 500 mA précède un varistor SIOV Siemens prévu pour une tension de service de 250 V. C'est dire qu'en cas de venue hors tolérances de la tension secteur, il provoquera un appel de courant tendant à faire fondre le fusible. Son rôle essentiel est toutefois d'éliminer radicalement les surtensions transitoires présentes sur l'entrée secteur de l'appareil et qui pourraient traverser partiellement les différents étages de filtres, aussi efficaces soient-ils. En fait, la combinaison varistor en entrée et TAZ en sortie garantit une suppres-

sion optimale sur les sorties de toute surtension pouvant se présenter à l'entrée.

Enfin, un filtre HF constitué de deux selfs de choc à ferrite et d'un 0,22 μ F 400 V élimine les parasites qui, bien qu'innocents pour le matériel, peuvent introduire des erreurs de fonctionnement, surtout en environnement industriel.

Réalisation pratique

Un circuit imprimé de dimensions 12,5 x 17,5 cm dont le tracé est représenté en **figure 2** regroupe tous les composants du montage à l'exception du transfo et du 2N3055, qui exige un radiateur séparé et isolé de la masse. Le plan de câblage de la **figure 3** appelle peu de commentaires, bien qu'il faille être vigilant au niveau de l'orientation des composants, presque tous polarisés. Chaque régulateur sera muni, au choix, d'un clip radiateur pour boîtier TO220 AB ou d'une ailette en tôle d'aluminium 15 à 20/10. Les deux 7805 ne chauffent que très peu en service normal, et la dissipation des 7812 reste très raisonnable, de même que celle du 2N3055, même à pleine charge.

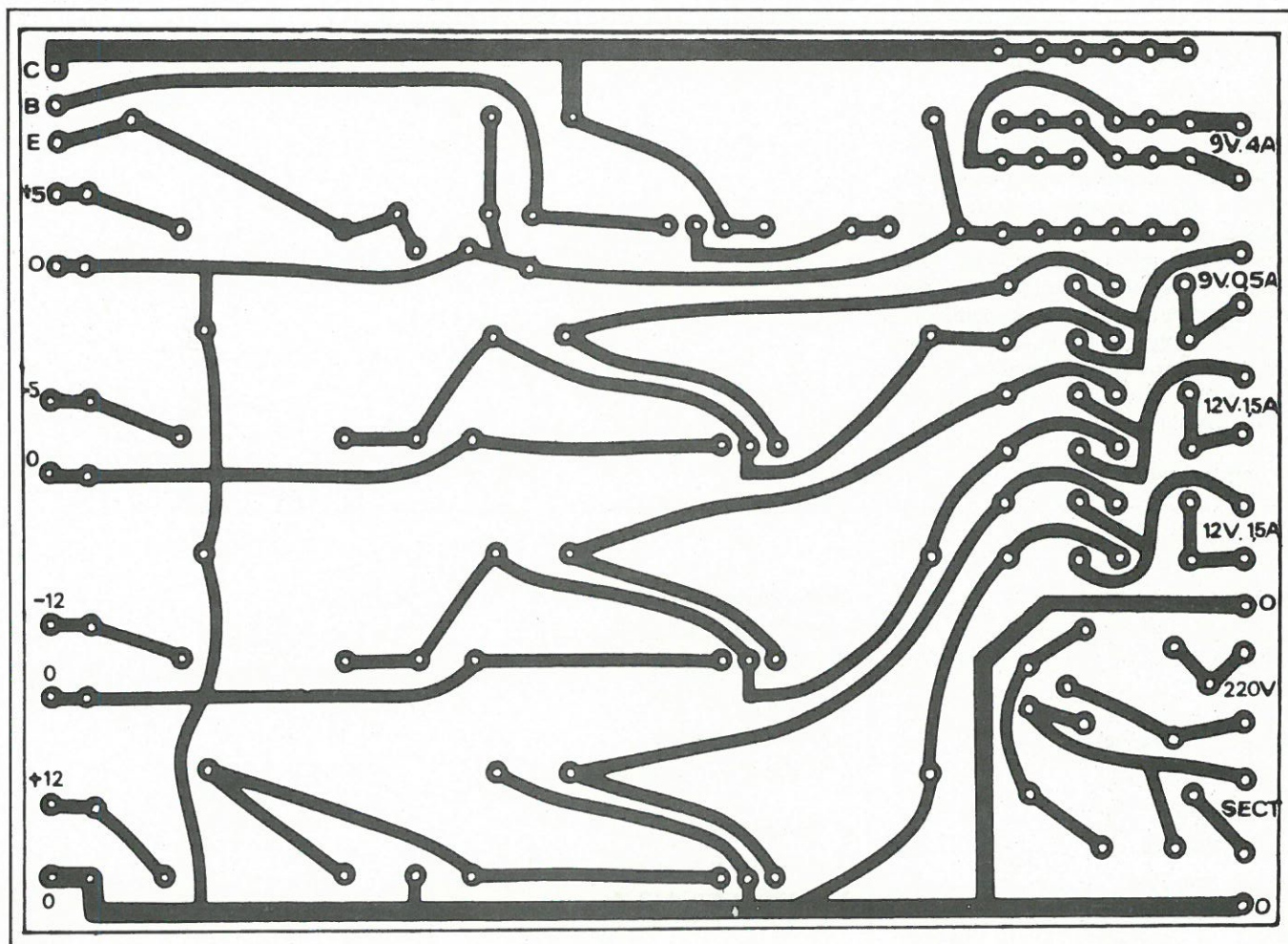


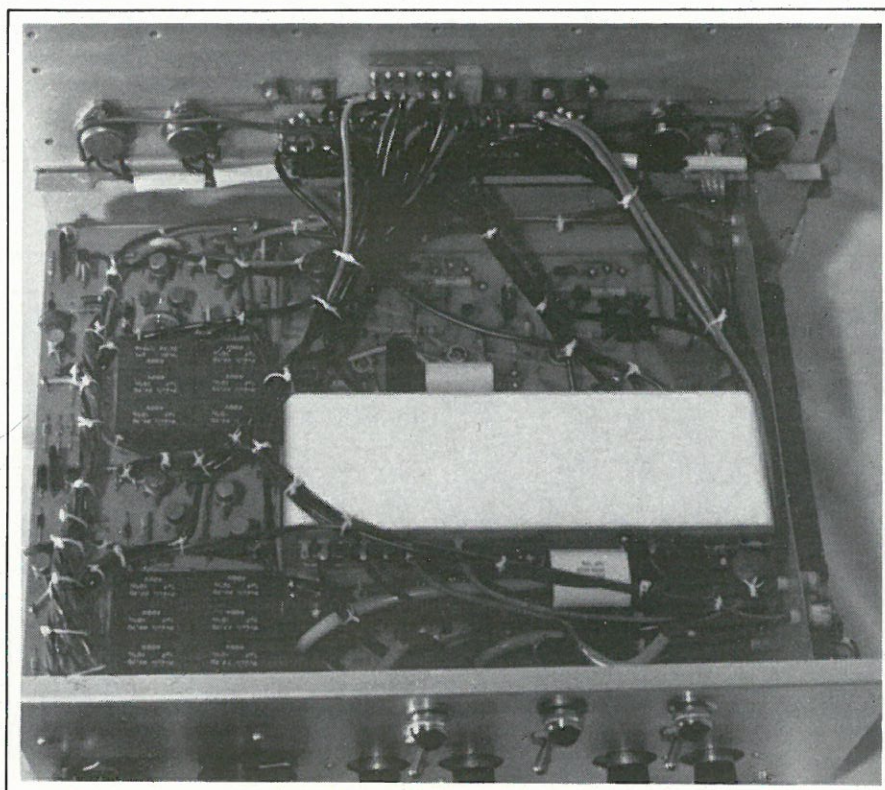
Fig. 2

Dans une alimentation régulée, une fraction représentative de la tension de sortie est comparée à une tension de référence. La différence ou signal d'erreur commande un élément série qui régule la tension de sortie.

La construction des alimentations transistorisées haute tension

Les meilleurs résultats en régulation sont obtenus lorsque la tension de sortie est du même ordre de grandeur que la tension de référence. C'est le cas avec les alimentations basse tension où le rapport tension de sortie sur tension de référence est de 2 à 4. C'est le cas avec les alimentations haute tension à tubes où la tension de référence délivrée par une diode à gaz est déjà une haute tension.

La construction des alimentations transistorisées haute tension est donc délicate. Il y a lieu d'écarter les montages sans imagination transposés des alimentations basse tension dont les performances ne tiennent qu'à l'emploi d'amplificateur d'erreur à grand gain. On examinera en revanche deux montages d'initiation l'un transposant des réalisations à tubes, l'autre utilisant un artifice permettant de réduire le rapport tension de sortie sur tension de référence. Puis suivant les principes dégagés nous aborderons l'étude et la réalisation d'une alimentation de laboratoire de « haut de gamme ».



Deux montages d'initiation

On a représenté **figure 1** le schéma d'une alimentation régulée. La tension de sortie est de 236 V avec $R_1 = 39 \text{ k}\Omega$; $R_2 = 2,2 \text{ k}\Omega$. La tension V_z est de 12 V. La tension aux bornes de R_2 est donc égale à la tension V_z augmentée du V_{be} (0,6 V) de T_1 . L'information que représente pour T_1 une variation de la tension de sortie sera étouffée par le diviseur de tension R_1-R_2 : la boucle de rétro-action est insuffisamment fermée.

Pour éviter un rapport trop grand du diviseur de tension, on peut augmenter la tension de référence V_z . C'est ce que l'on fait dans les alimentations à tubes à vide où l'on utilise des diodes à gaz comme élément de référence.

Le schéma de la **figure 2** est directement transposé des montages à tubes. Le filtrage est amélioré par les capacités C_1 , C_2 , C_3 qui évitent ainsi une entrée en oscillation. Les valeurs ne sont pas critiques. On note à la mise en route, que la montée en tension de l'alimentation suit la courbe de charge de C_3 : la constante de temps est réglée par R_3-C_3 . Il est donc prudent, si le ballast T_2 n'est pas un modèle haute tension, de choisir C_3 (on peut difficilement modifier la valeur de R_3 qui règle le gain et le courant de T_1) de façon à obtenir une constante de temps inférieure ou égale à celle des

circuits de filtrage en amont. La diode D entre la base et l'émetteur de T_1 est une protection contre une polarisation inverse excessive. On notera l'emploi d'une diode à gaz pour délivrer la tension de référence. Deux modèles sont disponibles sur le marché : OB2, 108 V, compris entre 5 mA et 30 mA ; OA2, 150 V, compris entre 5 mA et 30 mA. Les diodes à gaz ont sur les diodes zener haute tension l'avantage d'un comportement thermique excellent. Les diodes zener haute tension bénéficient des préjugés favorables qui s'attachent à tout semi-conducteur, mais il faut reconnaître que leur comportement se rapproche plus de celui d'une résistance ohmique que d'un élément stabilisateur. Les résistances R_1 , R_2 déterminent la valeur de la tension de sortie selon la formule :

$$V_S = (V_{\text{réf.}} + 0,6) \frac{(R_1 + R_2)}{R_2}$$

dans laquelle $V_{\text{réf.}}$ est la tension de référence et 0,6 le V_{be} de T_1 .

On fera preuve d'originalité en employant un artifice qui traîne dans toutes les notes d'application des constructeurs de régulateurs à circuit intégré et qui trouve dans les alimentations haute tension une application particulièrement heureuse. L'idée est d'insérer dans la branche supérieure du diviseur de tension R_1/R_2 une diode zener. Celle-ci répercute l'information d'une variation de la tension de sortie sans l'atténuer. Tout se passe comme

si la tension de sortie était diminuée de la valeur de la tension zener. Il est bien entendu préférable d'utiliser une diode à gaz en ajustant au besoin la tension de fonctionnement avec des diodes zener basse tension en série, ou même avec une deuxième diode à gaz en série (schéma **fig. 3**). Le calcul de la valeur de R_1 et R_2 s'effectue comme suit : on prend une tension de sortie fictive qui est la tension de sortie réelle diminuée de la valeur de la tension de fonctionnement de la diode à gaz. On utilise ensuite très simplement la loi d'Ohm :

- on fixe le courant devant passer dans le diviseur de tension qui d'ailleurs ne doit pas être inférieur à 5 mA pour assurer à la diode à gaz un bon fonctionnement ;
- on calcule la résistance totale $R_1 + R_2$;
- on calcule R_2 en prenant comme tension à ses bornes, la tension zener de référence augmentée du V_{be} de T_1 ;
- on calcule R_1 par soustraction.

À la mise en route il est à noter que la diode à gaz DG ne conduit qu'à partir de l'instant où la tension de sortie en montant, atteint et dépasse le seuil d'allumage. Ceci est dommageable pour l'alimentation, si T_1 n'est pas suffisamment alimenté par R_3 . On prendra donc soin de fixer la valeur de R_3 de façon à faire passer dans T_1 , un courant collecteur d'autant plus important que la tension de fonctionnement de la diode à gaz pour une même tension de sortie est plus grande. On prendra 5 mA comme ordre de grandeur, avec un rapport

$$\frac{V_S - V_{DG}}{V_{\text{réf.}}}$$

de 2,5.

Dans les deux montages que nous venons de décrire, on utilisera avantageusement le BD 128 de Telefunken. Si on désire dissiper une puissance importante sur le ballast on emploiera un BU 112 de SESCO ou un Darlington BU 112 + BD 128. Mais avec des précautions particulières il est possible d'utiliser un 2N3055-100 V tout bêtement.

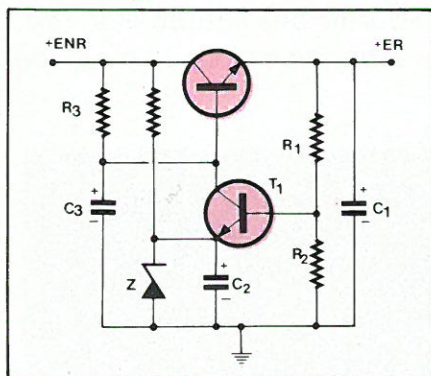


Fig. 1

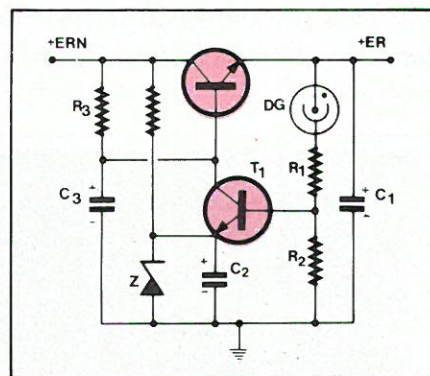


Fig. 3

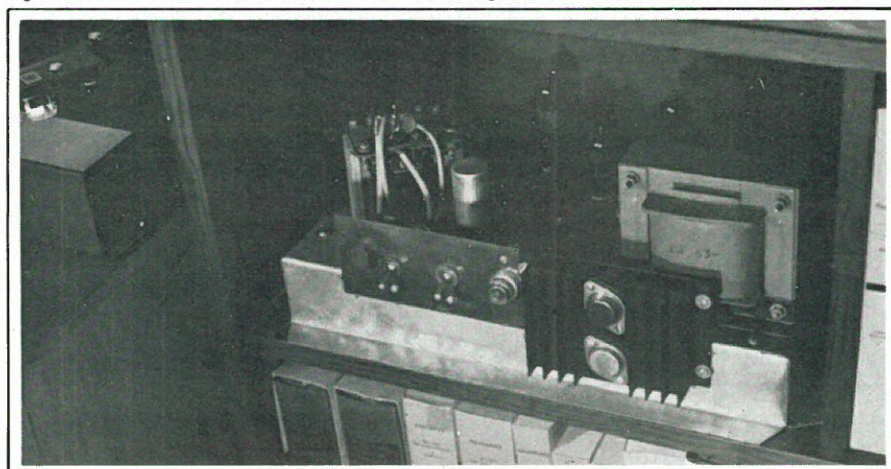


Photo 1

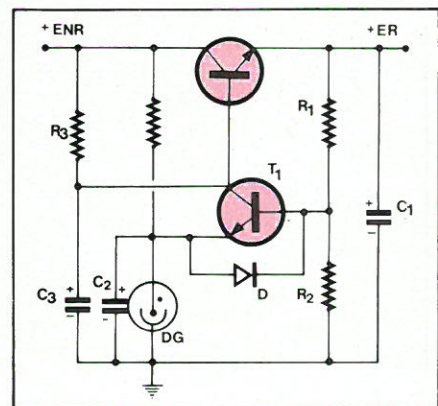


Fig. 2

La mode est au retour aux amplis à tubes pour des raisons délicieusement irrationnelles : c'est vivant, c'est chaud. La **photo 1** nous montre un ampli avec push-pull de 7189 dont la seule partie transistorisée est une alimentation comme celle dont nous venons de faire la description.

Nous proposons maintenant, selon le principe dégagé plus haut :

L'étude et la réalisation d'une alimentation H.T. de laboratoire

Les caractéristiques principales de cette alimentation (voir photo de titre) sont les suivantes :

- Deux voies entièrement séparées.
- Voie n° 1 : 50 V à 150 V ; 0,1 A sur toute la gamme, réglage continu.
- Voie n° 2 : 150 V à 250 V 0,1 A sur toute la gamme, réglage continu.
- Mise en série des deux voies.
- Chute de tension, à vide/pleine charge, 60 mV sur toute la gamme (indépendante de la tension de sortie).
- Protection par disjoncteur électronique à thyristor.

Étude

Les premières ébauches que nous avons décrites vont nous servir de « fil rouge » dans nos explications. Quatre points seront examinés :

- Limitation, disjonction électronique.
- Filtre électronique.
- Réglage de la tension de sortie.
- Comportement en température.

1° Limitation de tension – disjonction électronique

Nous employons un transformateur d'alimentation par voie. Le transformateur d'alimentation de la voie n° 1 donne au secondaire 300 V celui de la voie n° 2, 370 V. On sait toutefois que l'on trouve à la sortie du premier condensateur de filtrage, une tension beaucoup plus importante : par exemple pour 370 V alternatifs, on aura 570 V pour peu que le secteur ait un peu de fièvre. A pleine charge, la tension s'effondrera et reviendra un peu en dessous de 370 V. Parce qu'il n'est pas rationnel de faire supporter à l'alimentation de telles variations, il nous a semblé préférable d'utiliser un circuit limiteur de tension qui participe d'ailleurs à la qualité de la régulation finale.

Le schéma de ce circuit, (**fig. 4**), est inspiré d'un régulateur série simple. T_1 est commandé indirectement par une diode zener. La valeur de la diode zener

détermine le seuil et la valeur de limitation (300 V pour la voie n° 1 ; 370 V pour la voie n° 2).

Deux cas peuvent se présenter :

- ENR est supérieure à la tension zener. La diode zener conduisant, on trouve sur l'émetteur de T_1 une tension égale à la tension zener diminuée du V_{be} de T_1 . Il y a bien limitation.

- ENR est inférieure à la tension zener. La résistance R_2 n'alimente que la base de T_1 , la diode zener se comportant comme une résistance infinie. Le courant base de T_1 détermine une chute de tension dans R_2 . On trouve sur l'émetteur de T_1 , la tension ENR diminuée du V_{be} et diminuée de cette chute de tension. On doit donc faire en sorte qu'elle soit la plus faible possible en choisissant T_1 d'un gain élevé.

Il est facile d'autre part d'adjoindre à ce circuit de limitation de tension, un disjoncteur à thyristor : on a d'une manière simple une protection dont le temps de réponse est très bref. Le schéma complet est donné **figure 4**. Il n'existe pas sur le marché de transistor PNP haute tension. Nous avons donc été conduit à insérer un PNP ordinaire (T_2) non pas dans la ligne positive, mais dans la ligne négative, ce transistor est

alimenté par la chute de tension d'une diode D_7 branchée dans le sens passant.

2° Filtre électronique

Dans les montages des **figures 2 et 3**, les capacités C_1 , C_2 , C_3 , ont pour but d'améliorer le filtrage de ENR. On évite en grande partie les risques d'accrochages. Il est donc judicieux d'employer en amont de l'alimentation un filtre électronique (**fig. 5**) on se souvient qu'un tel filtre, qui a déjà fait l'objet d'une description dans ces colonnes, (mai 1978, n° 366, p.111) fonctionne en amplificateur de filtrage et donne une tension parfaitement continue.

Nous utilisons également ce filtre pour faire varier la tension ENR en fonction de la tension demandée. Il est ainsi possible d'ajuster ENR de façon à ce que l'écart entre ENR et la tension de sortie ER reste constant : ENR baisse quand on baisse ER et augmente quand on augmente ER. Par ce moyen, la dissipation de puissance, qui fait toujours problème sur ce genre d'alimentation, est répartie entre les ballasts du filtre et le ballast de l'alimentation. La commande de variation

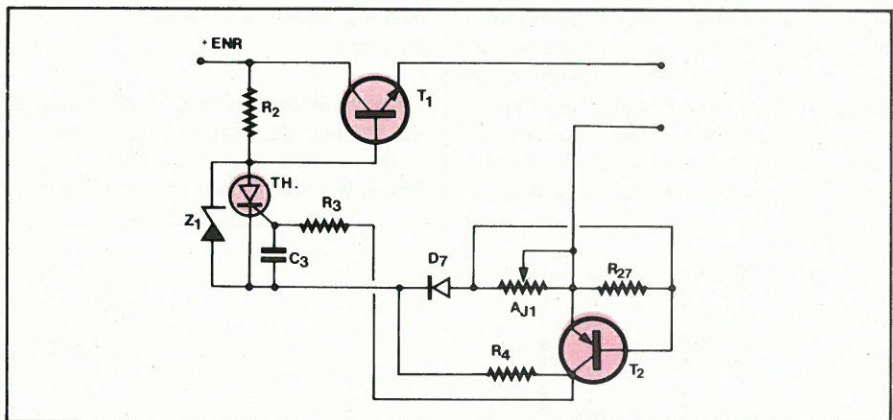


Fig. 4

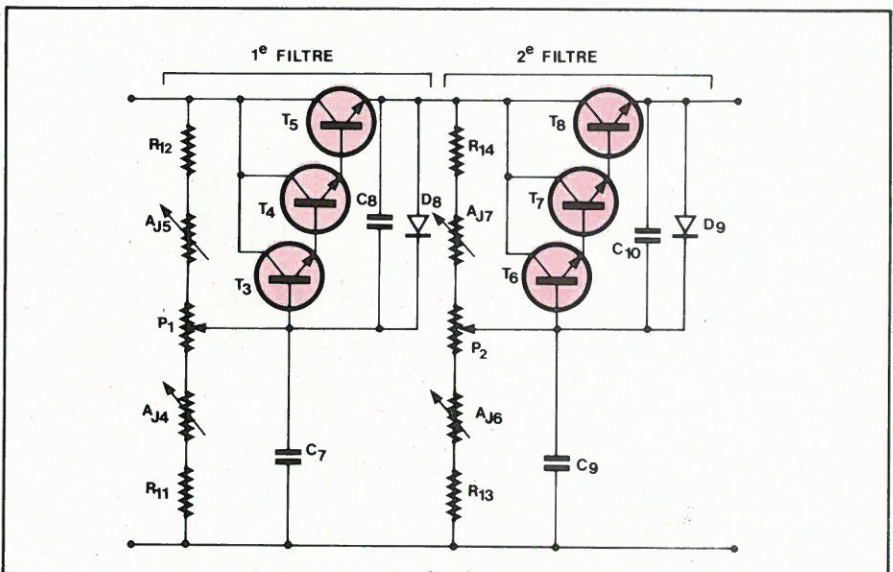


Fig. 5

3° Réglage de la tension de sortie

Le schéma de la **figure 3**, malgré les apparences est plus adapté. Bien entendu, modifier le rapport R_1/R_2 oblige à recalculer l'ensemble de l'alimentation, en raison de la présence de diode à gaz DG. Mais si on substitue à cette diode un circuit stabilisateur de tension réglable nous aurons un schéma qui, notamment avec une tension de référence très faible par rapport à la tension de sortie, est virtuellement le meilleur.

Trouver un stabilisateur de tension réglable ne fait pas problème. Il suffit en effet de faire débiter un générateur de courant constant sur une résistance pour avoir une tension constante. Si cette résistance est réglable, la tension est réglable. Mais il faut trouver un générateur constant très performant ; en effet on a deviné, que la tension à

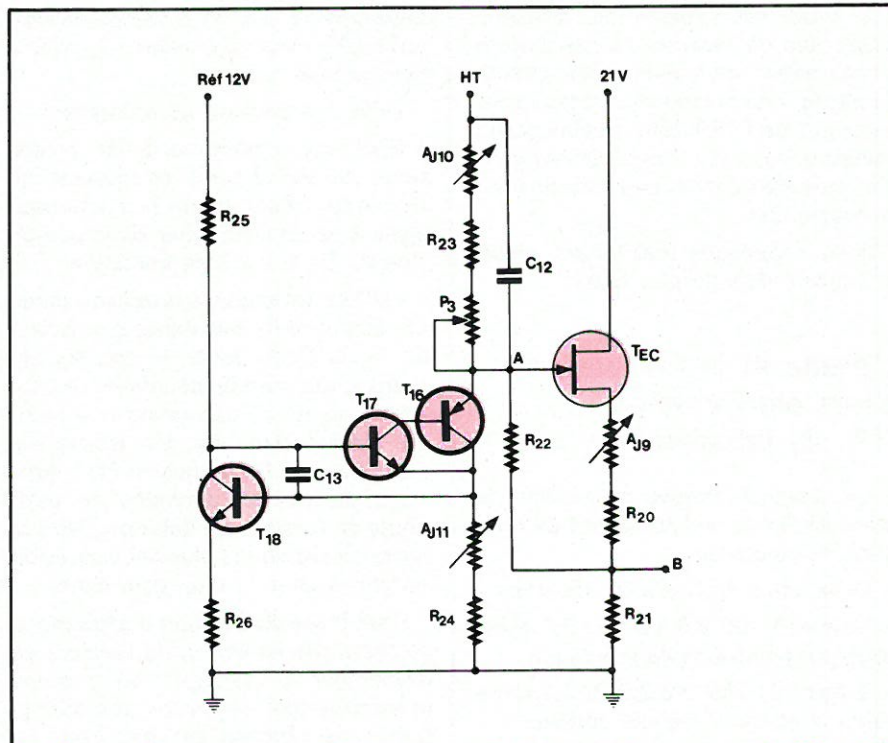


Fig. 6

Il est parfois intéressant de feuilleter les notices des constructeurs de circuits intégrés : nous donnons, **figure 6**, le schéma d'un générateur de

courant constant de notre conception, dont le point de départ a été la référence intégrée du SFC2723 de SESCO. La valeur du courant constant est déterminée par $R_{24}-AJ_{11}$. L'amplificateur de courant complémentaire T_{16} , T_{17} débite sur une charge composée d'une résistance réglable qui sera le potentiomètre de réglage de la tension de sortie P_3 et une résistance fixe : $R_{23}-AJ_{10}$, qui détermine la tension de sortie plancher. Les condensateurs C_{12} et C_{13}

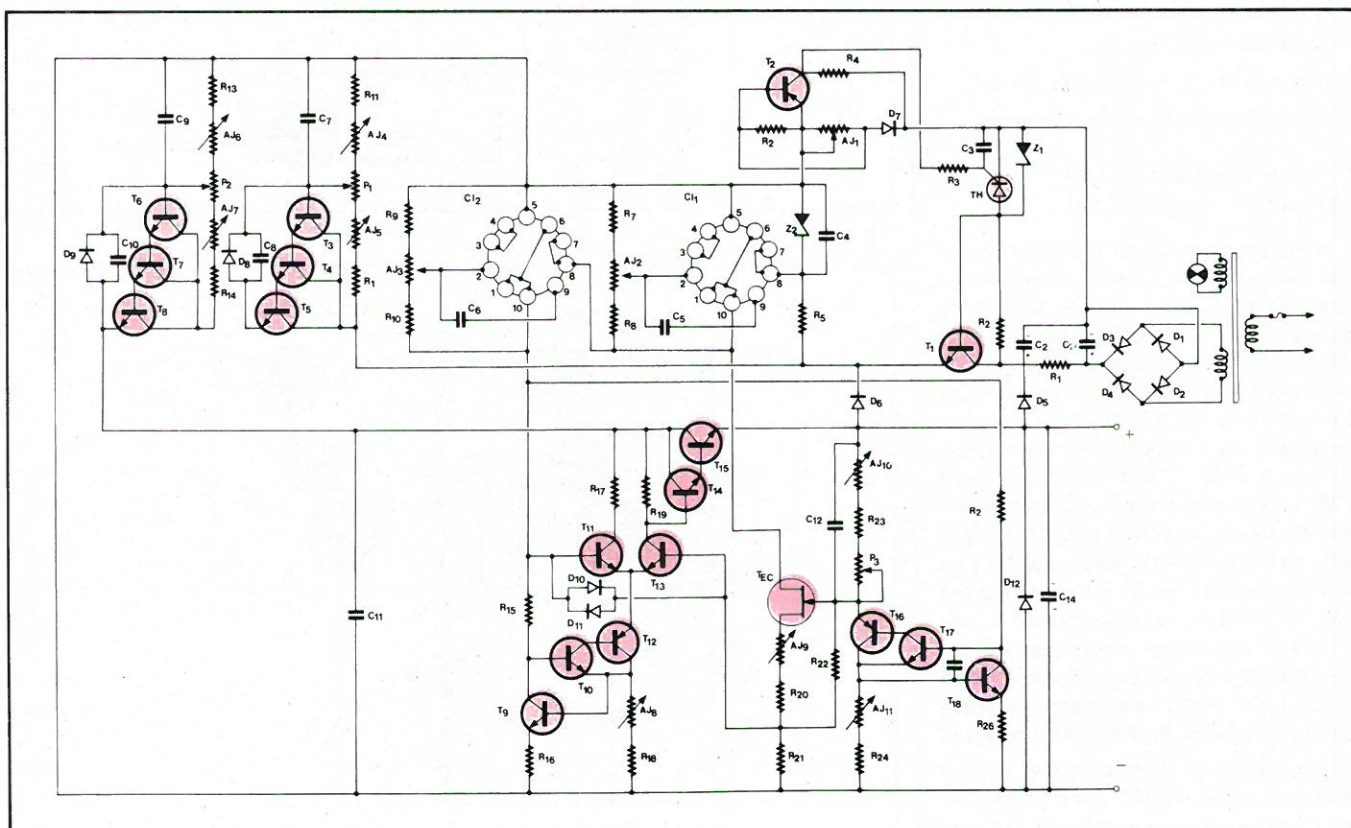


Fig. 7

Nomenclature

Figures : 4, 5, 6 et 7

● Voie n° 1

Résistances

R₁ : 75 Ω 3 W
R₂ : 7,5 k Ω 30 W
R₃ : 30 k Ω 0,5 W
R₄ : 430 Ω 0,5 W
R₅ : 10 k Ω 20 W
R₆ : 10 Ω 0,5 W
R₇ : 6,2 k Ω 0,5 W
R₈ : 12 k Ω 0,5 W
R₉ : 4,7 k Ω 0,5 W
R₁₀ : 4,7 k Ω 0,5 W
R₁₁ : 1 M Ω 0,5 W
R₁₂ : 56 k Ω 0,5 W
R₁₃ : 820 k Ω 0,5 W
R₁₄ : 56 k Ω 0,5 W
R₁₅ : 10,7 k Ω 0,5 W 1 %
R₁₆ : 860 Ω 0,5 W 1 %
R₁₇ : 24,3 k Ω 2 W 1 %
R₁₈ : 100 Ω 0,5 W
R₁₉ : 24,3 k Ω 2 W 1 %
R₂₀ : 510 Ω 0,5 W
R₂₁ : 12 k Ω 0,5 W
R₂₂ : 10 M Ω 0,5 W
R₂₃ : 36 k Ω 0,5 W
R₂₄ : 1 k 3 Ω 0,5 W
R₂₅ : 10,7 k Ω 0,5 W 1 %
R₂₆ : 860 Ω 0,5 W 1 %
R₂₇ : 10 Ω 0,5 W

Potentiomètres et résistances ajustables

P₁ : 220 k Ω
P₂ : 220 k Ω
P₃ : 100 k Ω
AJ₁ : 100 Ω
AJ₂ : 2,2 k Ω

AJ₃ : 3,3 k Ω
AJ₄ : 100 k Ω
AJ₅ : 25 k Ω
AJ₆ : 100 k Ω
AJ₇ : 25 k Ω
AJ₈ : 100 Ω
AJ₉ : 1 k Ω
AJ₁₀ : 2,2 k Ω
AJ₁₁ : 250 Ω

Condensateurs

C₁ : chimique 10 μ F 500 V
C₂ : chimique 10 μ F 500 V
C₃ : céramique 10 nF
C₄ : céramique 2 200 pF
C₅ : céramique 470 pF
C₆ : céramique 470 pF
C₇ : mylar, 3 μ F 400 V (trois $\times$ 1 μ F 400 V en parallèle)
C₈ : céramique 3 300 pF
C₉ : mylar 3 μ F 400 V (trois $\times$ 1 μ F 400 V en parallèle)
C₁₀ : céramique 3 300 pF
C₁₁ : mylar 0,47 μ F 400 V
C₁₂ : mylar 1 μ F 400 V
C₁₃ : céramique 3 300 pF
C₁₄ : chimique 16 μ F 350 V + mylar 68 nF 400 V

Semi-conducteurs

D₁ à D₁₂ : 800 V 1 A, genre 1N4585
Z₁ : 300 V (voir texte, dix à douze zeners 1 W)
Z₂ : 32 V (deux zeners 16 V 1 W)
TH : 400 V 1,6 A boîtier TO39, genre 2N2329
TEC : 2N3819
T₁ : BU115
T₂ : BC320B boîtier TO92
T₃ : BF259

T₄ : BF259
T₅ : BD128
T₆ : BF259
T₇ : BF259
T₈ : BD128
T₉ : BC317B boîtier TO92
T₁₀ : BC317B boîtier TO92
T₁₁ : BD128
T₁₂ : BC160 avec radiateur étoile
T₁₃ : BD128
T₁₄ : BD128
T₁₅ : BU112
T₁₆ : BC320B boîtier TO92
T₁₇ : BC317B boîtier TO92
T₁₈ : BC317B boîtier TO92
Cl₁ et Cl₂ : SFC2723 boîtier TO100

● Voie n° 2

Toutes valeurs égales sauf :

Résistances

R₂ : 7,5 k Ω 50 W
R₅ : 10 k Ω 30 W
R₁₁ : 1,3 M Ω 0,5 W
R₁₃ : 1,1 M Ω 0,5 W
R₁₈ : 150 Ω 0,5 W
R₂₃ : 120 k Ω 0,5 W

Résistance ajustable

AJ₁₀ : 25 k Ω

Condensateurs

C₁ : 6 μ F 600 V (deux $\times$ 12,5 μ F 350 V en série) chimique
C₂ : 6 μ F 600 V (deux $\times$ 12,5 μ F 350 V en série) chimique

Semi-conducteurs

D₁ à D₄ : 1 000 V 1 A genre 1N4586
Z₁ : 370 V (voir texte dix à douze zeners 1 W)

empêchent une entrée en oscillation du montage.

On notera que les constantes de temps de l'alimentation sont telles qu'une diode zener protégeant T₁₆, T₁₇ contre un dépassement du V_{ce} max. que provoquerait la charge de C₁₂, n'est pas nécessaire. Le transistor T₁₈ ferme la boucle de rétro-action, il est alimenté à partir d'une tension de référence de 12 V, l'amplificateur de courant complémentaire T₁₆, T₁₇ avec un gain énorme, ne lui dérobe qu'un courant négligeable. On remarquera encore que T₁₆-T₁₇ compris dans la boucle de rétro-action, est insensible aux variations de température pour peu que T₁₈ soit tenu à l'abri de ces variations. La sortie s'effectue au point A. L'impédance du circuit utilisateur – soit ici, l'amplificateur d'erreur – doit être très élevée de l'ordre de plusieurs mégohms. On peut arriver à ce résultat en employant un Darlington, mais il est plus judicieux et aussi plus efficace d'intercaler entre le générateur de courant constant et l'amplificateur d'erreur un transistor à effet de champ monté en drain commun.

4° Comportement en température

Les points d'une alimentation sensibles aux écarts de température sont, l'amplificateur d'erreur et la référence de tension. Nous employons une solution classique pour le premier : amplificateur différentiel, alimenté par un générateur de courant constant. La référence de tension 12 V de l'alimentation et des générateurs de courant constant est donnée par un circuit intégré SFC2723 de SESCO. Ce circuit intégré est alimenté par un autre SFC2723 servant par ailleurs à donner le 21 V de l'étage tampon à semi-conducteur à effet de champ.

On remarquera enfin que tous les composants sensibles aux variations de température sont contenus dans un boîtier isotherme, selon une technique décrite plus loin. Ce sont les transistors T₉ et T₁₈ des générateurs de courant constant. Le transistor à effet de champ TEC.

Réalisation

La photo de titre représente l'alimentation achevée. L'alimentation est

double. Les deux voies sont électriquement séparées de façon à permettre la mise en série. Le schéma de la figure 7 est identique pour les deux voies.

1° Partie mécanique

Le coffret qui recevra l'alimentation aura les dimensions minimales suivantes : 350 $\times$ 240 $\times$ 140 mm. Il devra être relié à la terre comme le radiateur des transistors de puissance.

a) Le radiateur

Le radiateur est commun aux deux voies, il est taillé aux dimensions du coffret dans du profilé vendu au mètre. On n'oubliera pas de le relier au châssis par une tresse de masse. Le radiateur reçoit quatorze transistors de puissance : quatre en boîtier TO3, dix en boîtiers TO126.

Positionnement des transistors en TO3 : il est commode d'utiliser la semelle d'un boîtier TO3 décortiqué pour pointer les trous base et émetteur et les trous de fixation.

Positionnement des transistors en TO126 : comme ces transistors sont

connectés à un circuit imprimé relais (cf. infra) celui-ci sert de guide de perçage.

Perçage et taraudage :

Le perçage s'effectue de préférence avec une chignol montée sur support. Il n'y aura pas de miracle avec une perceuse électrique tenue à la main.

Le taraudage se fait avec un tourne-à-gauche et un jeu de trois tarauds : ébaucheur, semi-fini, finisseur. Nous ne conseillons pas d'utiliser le taraud finisseur avec un matériau aussi mou que l'aluminium.

Les vis de fixation des transistors en TO 3 doivent être isolées du boîtier par des canons isolants. Il y a donc lieu de percer et de tarauder au diamètre de la vis de fixation puis d'agrandir sur quelques millimètres de profondeur, avec une mèche au diamètre du canon isolant. Il est préférable du point de vue de l'esthétique, de ne pas faire sortir les connexions base et émetteur des transistors en boîtier TO 3, du côté des ailettes, on percera donc dans la masse du radiateur, deux trous verticaux reliés par un trou horizontal en tunnel (croquis fig. 8). On arrondira jusqu'au dessin d'un U avec une corde métallique de guitare – la sixième, un mi – dont la propriété abrasive n'a pas échappé à ceux qui se sont essayés à cet instrument avec les doigts tendres du débutant.

– Polissage :

Le polissage est la dernière opération à effectuer sur le radiateur, on peut effacer ainsi les maladroites. Nous conseillons le papier de verre, une polisseuse électrique mal utilisée peut faire perdre au radiateur sa plénitude.

Le polissage soulève une poussière d'aluminium qui pénètre dans les trous taraudés. On mouillera cette limaille avec une huile moteur détergente : le résultat est une bouillie pâteuse que l'on retire doucement avec un taraud ébaucheur.

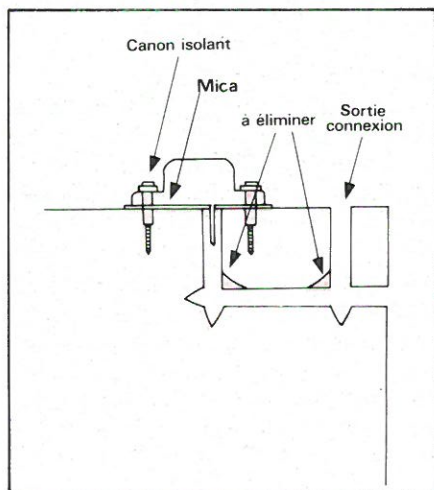


Fig. 8

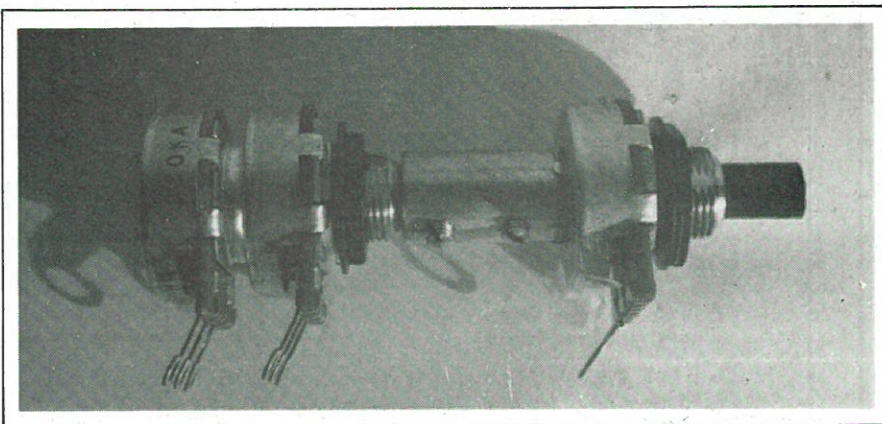


Photo 2

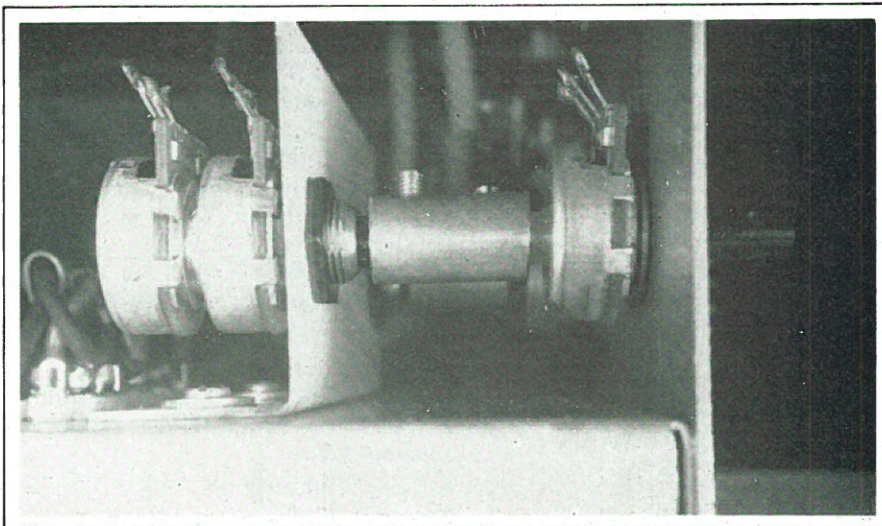


Photo 3

b) Couplage mécanique des potentiomètres

Nous avons vu que le réglage de la tension de sortie d'une voie, s'effectue par trois potentiomètres : c'est-à-dire les deux potentiomètres P_1 - P_2 du filtre électronique, le potentiomètre P_3 constituant une partie de la charge du générateur de courant constant. Il n'existe pas ou peu de potentiomètres triples sur le marché. Il convient donc de prendre un potentiomètre double pour P_1 - P_2 . On utilisera pour P_3 un potentiomètre double dont le deuxième potentiomètre, le potentiomètre commandé, a été retiré : il reste un potentiomètre à deux axes de commande. Ces potentiomètres sont reliés par un manchon prolongateur à deux vis pointeau (photo 2). Le potentiomètre double P_1 - P_2 est fixé sur une plaque de métal pliée en équerre. P_3 est monté sur la face avant (photo 3).

c) Compartiment résistances de puissance

Les résistances R_2 - R_5 , des deux voies sont des modèles de puissance. Elles sont fixées sur des traversées isolantes à une plaque de métal compartimentant le coffret (voir photo 4). On aura bien entendu prévu une aération suffisante.

2° Partie électrique

Les deux transformateurs, voie n° 1 et voie n° 2, de la maquette ont été réalisés sur mesure par un bobinier. Ils délivrent :

Voie n° 1 = 300 V 0,1 A – 6,3 V 0,3 A

Voie n° 2 = 370 V 0,1 A – 6,3 V 0,3 A

Le temps n'est plus aux transformateurs riches en fer et en cuivre, les transformateurs d'aujourd'hui sont rationnels et calculés au plus juste. Il convient donc de commander 0,2 A ou même 0,3 A pour être satisfait.

Les circuits du redressement de l'alternatif et du filtrage élémentaire, sont câblés sur deux barrettes sous le châssis de l'alimentation (photo 5). On notera que les lignes négatives ne sont pas reliées à la masse.

a) Les circuits imprimés

Avant de passer à la reproduction des circuits imprimés, il est sage de s'assurer que les composants dont on dispose, et notamment les résistances ajustables, n'obligent pas à une modification de l'implantation.

Les fonctions suivantes :

- limitation de tension,
- disjonction,
- filtrage électronique,

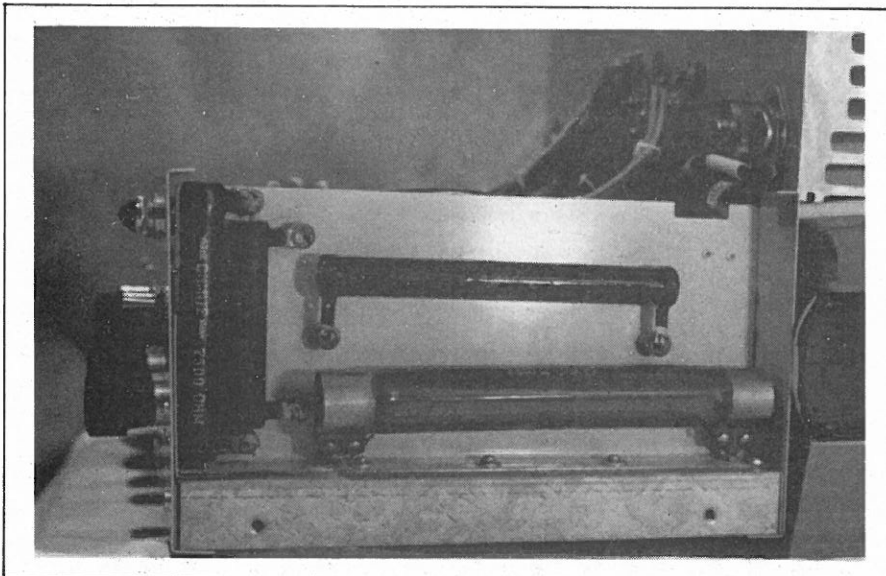


Photo 4

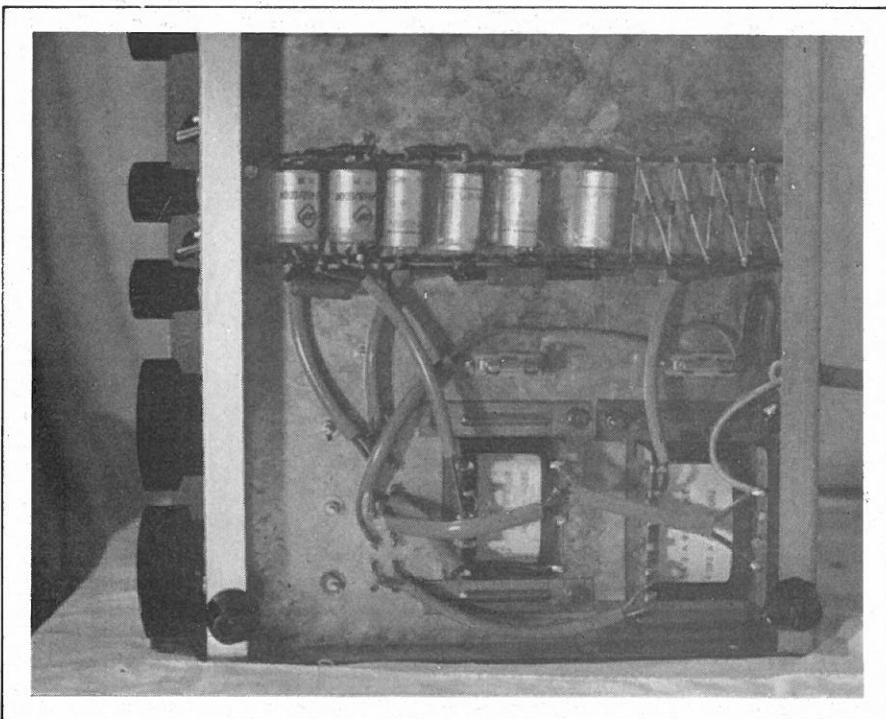


Photo 5

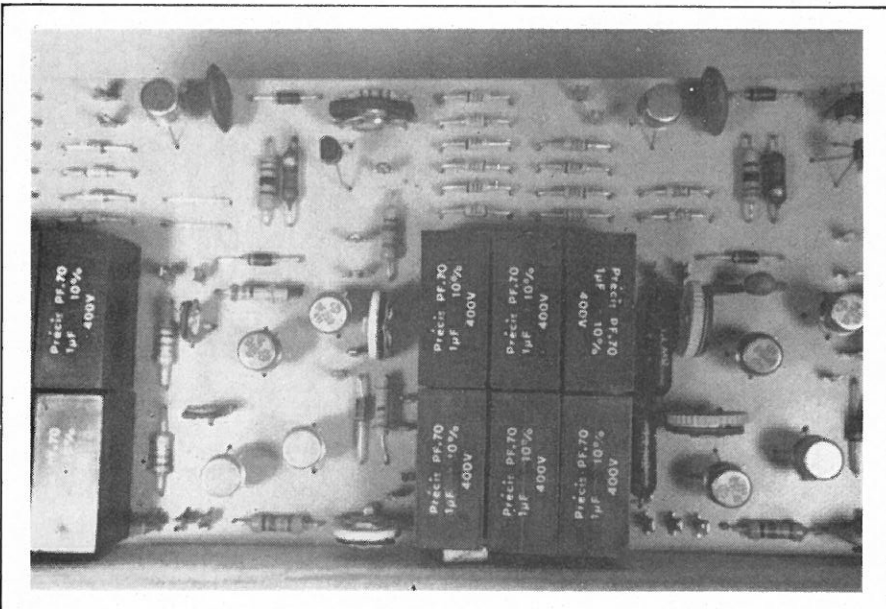


Photo 6

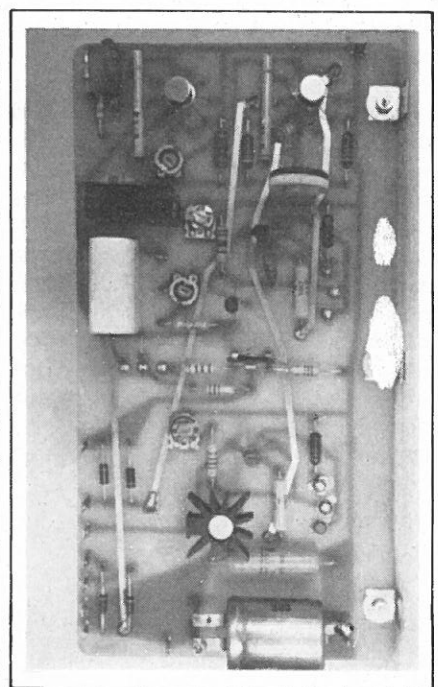


Photo 7

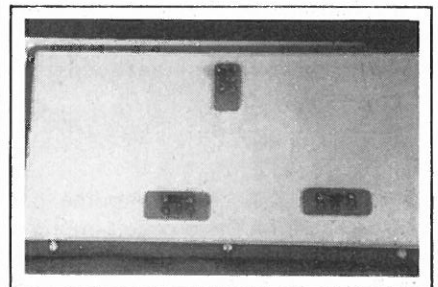


Photo 8

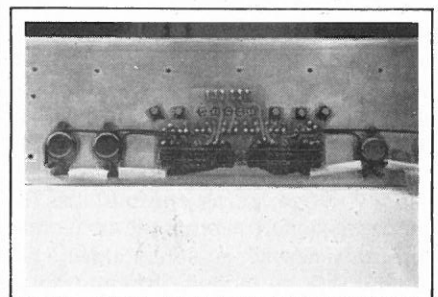


Photo 9

font l'objet d'un circuit imprimé simple face (**photo 6**). On a regroupé sur une seule plaquette époxy les circuits imprimés des deux voies (**fig. 9** côté cuivre ; **fig. 10** implantation des composants). Sont câblés à part, les transistors de puissance T_1 - T_5 - T_8 , des deux voies, les résistances de puissance R_2 - R_5 des deux voies. La diode zener Z_1 des **figures 4 et 7** est composée de dix à douze zener (33 V 1 W). Selon la voie. En fait, comme les additions de tensions zener relèvent d'une « mathématique intuitive », en raison des tolérances de ces composants, il y aura lieu de les ajuster en valeur et en nombre, de façon à obtenir :

Voie n° 1 = 300 V

Voie n° 2 = 370 V

Les fonctions :

- alimentation 12 V,
- alimentation 21 V,
- amplificateur différentiel d'erreur,
- générateur de courant constant (amplificateur différentiel d'erreur),
- générateur de courant constant (diviseur de tension),
- étage tampon à transistor à effet de champ,

font l'objet d'un circuit imprimé par voie (voir **photo 7**). Le circuit imprimé est un double face, il a les dimensions et s'adapte sur la face externe du couvercle d'une boîte isotherme en polystyrène expansé (emballage de glace alimentaire, 1/2 litre). Les composants sensibles aux écarts de température (T_9 - T_{EC} - T_{10}) s'adaptent sur la face interne du couvercle. Ces composants sont donc à l'intérieur de la boîte isotherme, ils sont soudés chacun sur une plaquette époxy (voir **photo 8**). Les fils de connexions traversent le couvercle (pris en sandwich) et sont soudés également sur le circuit imprimé côté composants extérieurs. On n'oubliera pas les traversées établissant le contact entre les deux faces du circuit imprimé. **Figure 11** : circuit imprimé côté composants extérieurs ; **figure 12** : implantation éléments sensibles ; **figure 13** : circuit imprimé côté éléments sensibles ; **figure 14** : implantation. On ne reliera toutefois, les sorties de l'alimentation 12 V aux circuits utilisateurs, que lorsque la tension de sortie aura été ajustée (cf. infra). De même on aura noté les deux cosses, côté composants extérieurs, qui non reliées entre elles, permettent d'isoler l'étage tampon pendant que l'on effectue son réglage.

On réalise enfin un dernier circuit imprimé qui sert de relais entre le câblage du coffret et les transistors de puissance fixés au radiateur. Il s'agit là aussi d'un double face. Il est commun aux deux voies. Il reçoit outre les dix

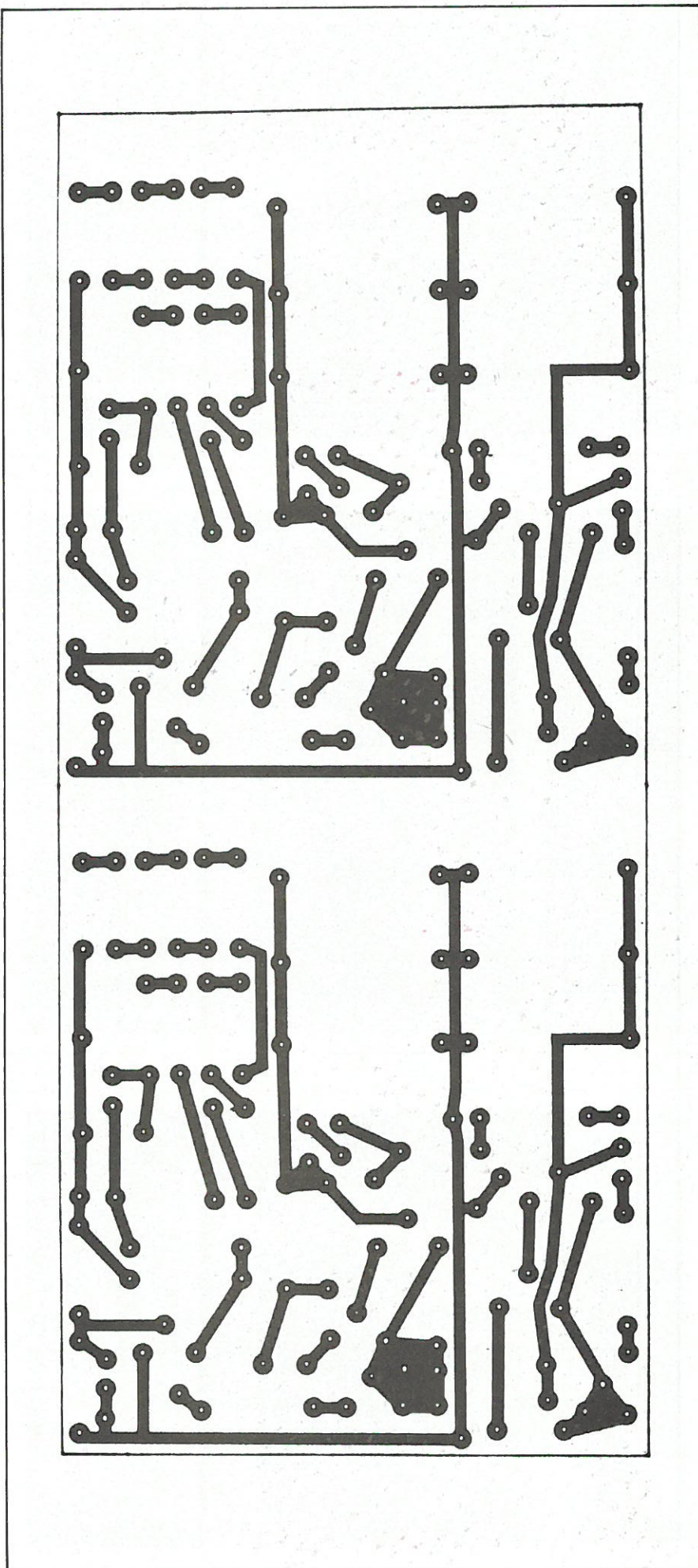


Fig. 9

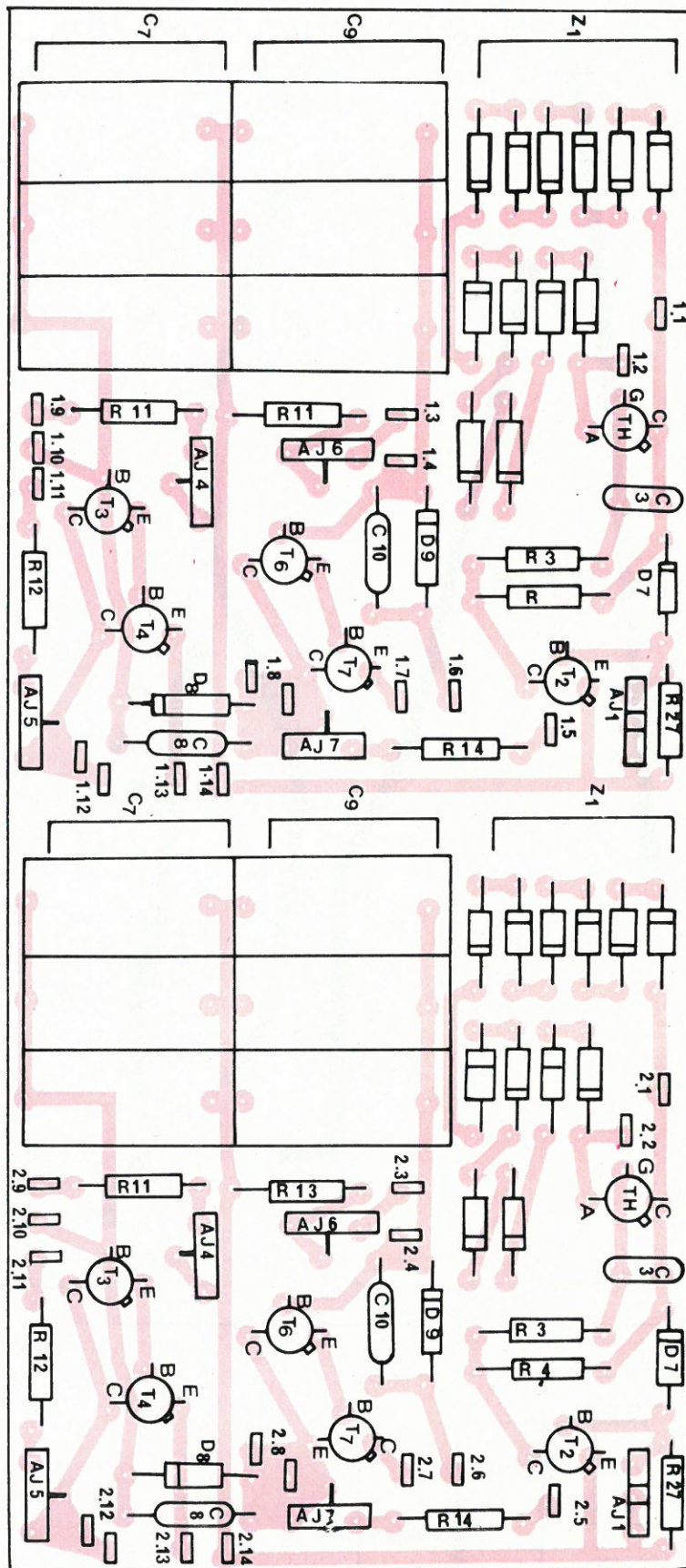


Fig. 10

BD128 (cinq par voie), les résistances collecteur R₁₇-R₁₉ des amplificateurs différentiels d'erreur et les cosses de liaison émetteur base et collecteur des quatre transistors en TO3. **Figure 15** : circuit imprimé, côté résistances et cosses de liaison. **Figure 16** : implantation des résistances et des cosses de liaison. **Figure 17** : circuit imprimé, côté transistors. **Figure 18** : implantation des transistors. On aura noté les cinq trous permettant d'atteindre les cinq BD128 se trouvant sous le circuit imprimé (voir photo 9).

On trouvera **figure 19** le brochage des circuits intégrés SFC2723.

b) Préréglage des circuits imprimés

Le **tableau 1** regroupe par fonctions ces préréglages. On aura besoin de la précision d'un multimètre numérique pour les effectuer.

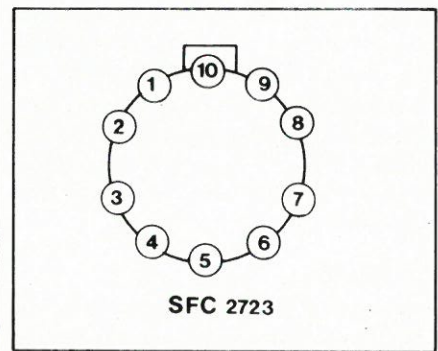


Fig. 19 SFC vu de dessus

Brochage :

- 1 - Limitation de courant (émetteur)
- 2 - Entrée inverseuse
- 3 - Entrée non inverseuse
- 4 - Tension de référence
- 5 - Alimentation (-)
- 6 - Sortie
- 7 - Collecteur transistor de sortie
- 8 - Alimentation (+)
- 9 - Compensation en fréquence
- 10 - Limitation de courant (base)

Il est observé que les valeurs des filtres et du générateur de courant constant de ce tableau ne sont valables que dans la mesure où les valeurs réelles de P_1 - P_2 - P_3 correspondent aux valeurs nominales (220 k Ω , 220 k Ω , 100 k Ω). Dans le cas contraire, comme il convient de faire passer dans P_1 - P_2 - P_3 un courant tel qu'on obtienne à leurs bornes, respectivement 50 V, 50 V, 100 V, il y a lieu de recalculer l'ensemble des diviseurs de tension. On appliquera la loi d'Ohm et on se référera aux valeurs de tension du **tableau 2**. La tension à l'entrée du deuxième filtre varie selon la valeur de la tension de sortie demandée à l'alimentation, entre 285 et 235 V, voie n° 1, entre 355 et 305 V, voie n° 2. C'est sur les valeurs moyennes (respectivement 260 V et 330 V) que s'effectue le calcul.

Les ajustables permettent un rattrapage de $\pm 3\%$ autour des valeurs nominales des potentiomètres. Si l'écart est plus important, il y a lieu de modifier les valeurs des résistances fixes.

Bien entendu, on peut faire l'économie de ces préréglages si les valeurs réelles de P_1 - P_2 - P_3 peuvent être appariées à des valeurs de résistances fixes normalisées.

c) Câblage

Le câblage est identique pour les deux voies. On reliera (voir les figures d'implantation) les cosses de connexion ayant la même numérotation : le premier chiffre indique la voie. 1, voie n° 1 ; 2, voie n° 2 ; le deuxième chiffre est un numéro d'ordre. Le **tableau 3** indique les natures des liaisons.

Les premières liaisons à effectuer sont celles permettant l'alimentation des SFC2723. On met sous tension et on parfait le réglage des AJ_2 et AJ_3 de façon à obtenir 21 V et 12 V. On règle ensuite AJ_9 de l'étage tampon de façon à obtenir 12 V entre le point B et la ligne négative. Ceci fait, on n'oubliera pas de relier le 12 V aux circuits utilisateurs et l'étage tampon à la sortie du générateur de courant constant.

On termine le câblage en soudant une diode en parallèle sur les bornes de sortie des deux voies (**fig. 20**). Il s'agit de protections contre une polarisation inversée des alimentations dans le cas par exemple où, fonctionnant en série, une des deux voies venait à disjoncter.

d) Vérifications et réglages

Les mesures qui vont suivre s'effectuent sous tension. On ne travaillera pas avec les mains moites, « on pensera » chaque geste. Il faut à tout prix que le cœur ne puisse se trouver sur le passage du courant :

– on s'isolera du sol,

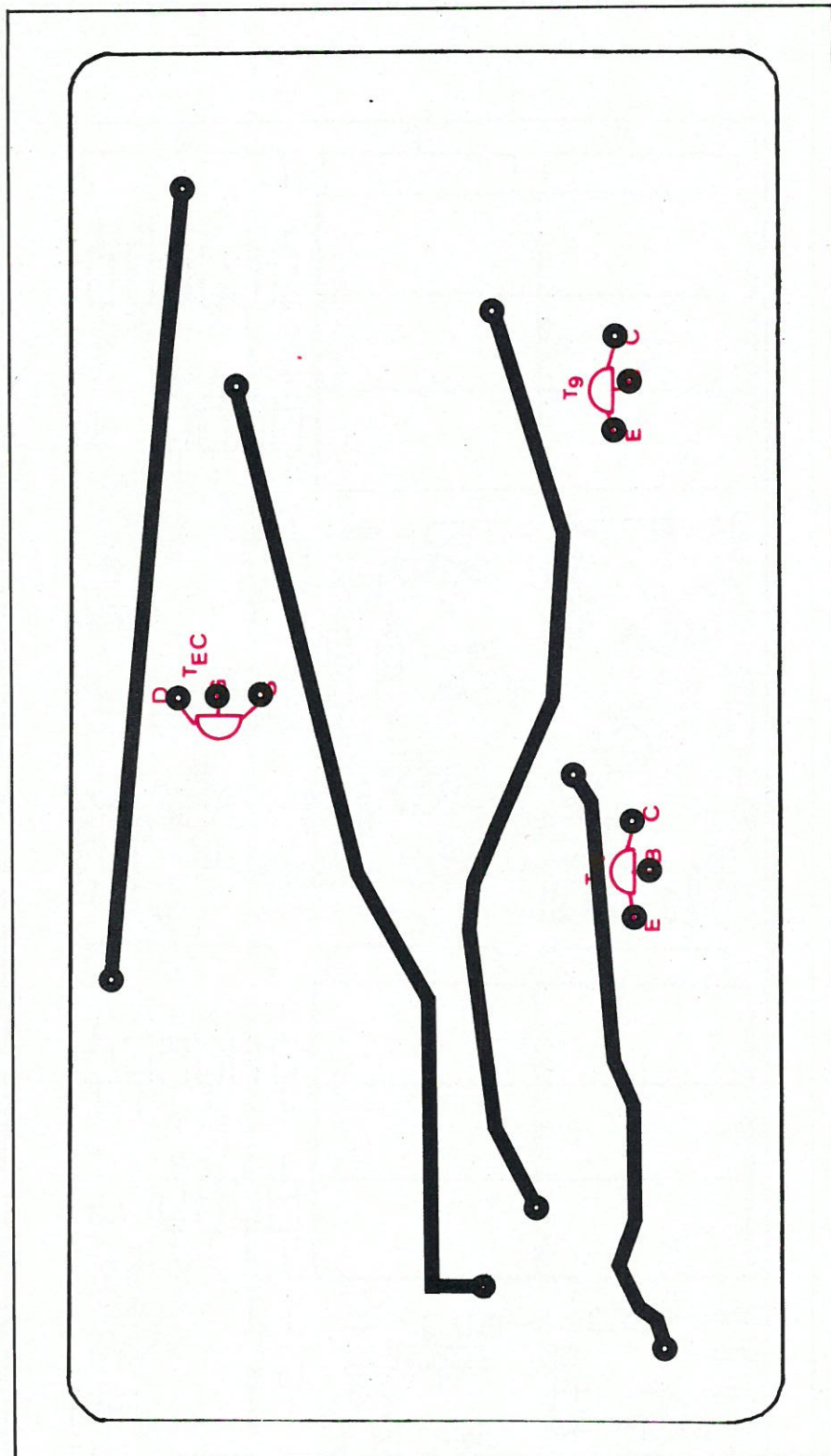


Fig. 11 et 12

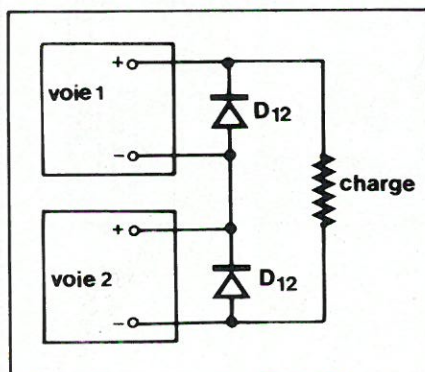


Fig. 20

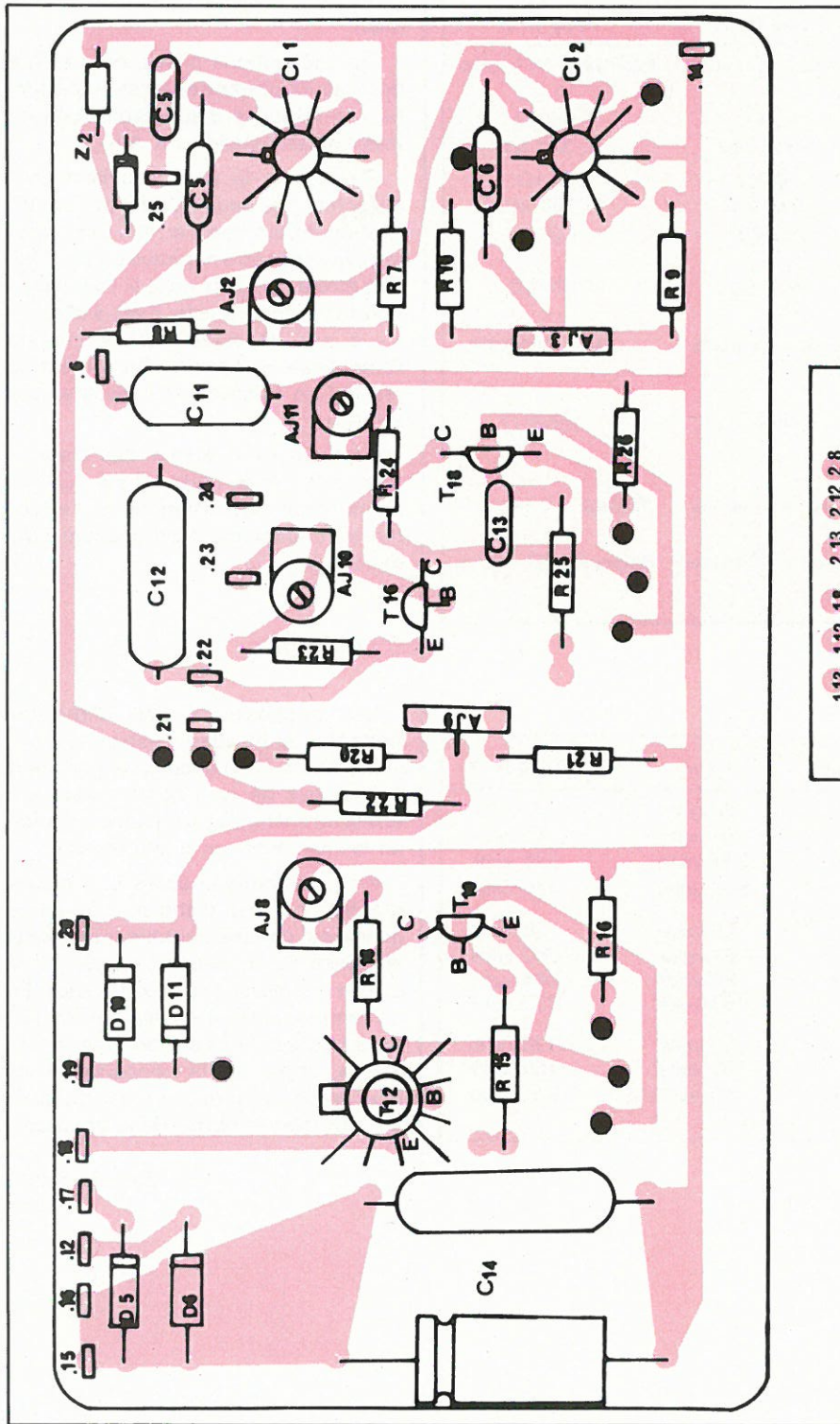


Fig. 13 et 14

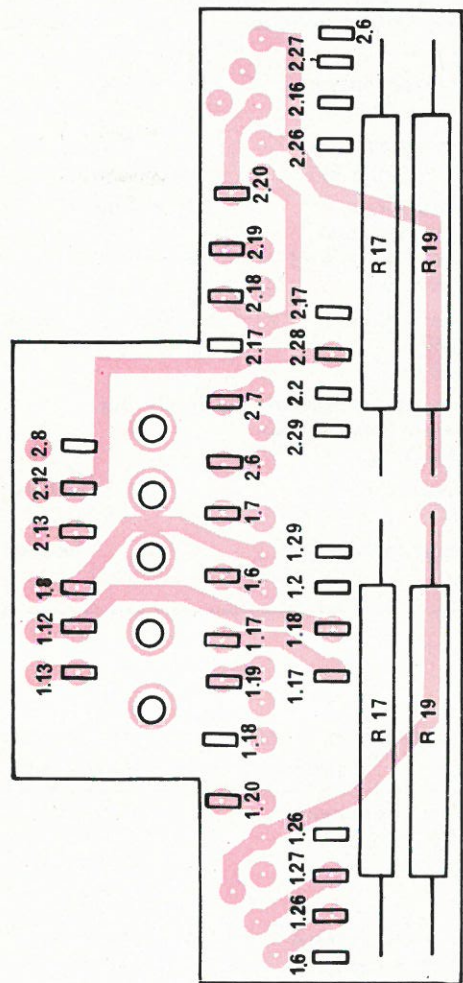


Fig. 15 et 16

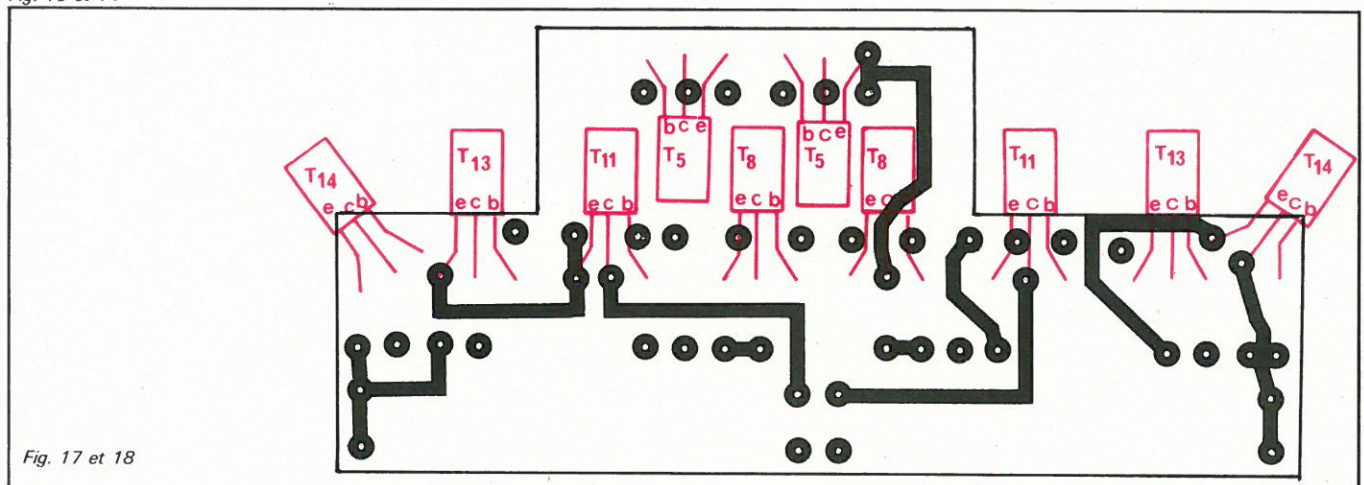


Fig. 17 et 18

Fonctions	Références	Voie n° 1	Voie n° 2
Disjonction électronique Fig. 4 et 7	AJ ₁	Réglage à 10 heures	Réglage à 10 heures
Filtre électronique 1 ^{er} filtre fig. 5 et 7	R ₁₂ + AJ ₅ R ₁₁ + AJ ₄	66 kΩ 1,034 MΩ	66 kΩ 1,342 MΩ
Filtre électronique 2 ^e filtre fig. 5 et 7	R ₁₄ + AJ ₇ R ₁₃ + AJ ₆	66 kΩ 858 kΩ	66 kΩ 1,166 MΩ
Générateur de courant constant (diviseur de tension) Fig. 6 et 7	R ₂₃ + AJ ₁₀ R ₂₄ + AJ ₁₁	38 kΩ 1,45 kΩ	138 kΩ k1,45 kΩ
Étage tampon 2N3819 Fig. 6 et 7	AJ ₉	valeur minimale	valeur minimale
Générateur de courant constant (amplificateur d'erreur) Fig. 7	R ₁₈ + AJ ₈	146,8 Ω	195,8 Ω
Alimentation 21 V Fig. 7	AJ ₂	Réglage à 2 heures	Réglage à 2 heures
Référence 12 V Fig. 7	AJ ₃	Réglage à 10 heures	Réglage à 10 heures

Tableau 1

Fonctions	Références	Voie n° 1	Voie n° 2
Filtre électronique 1 ^{er} filtre Fig. 5	R ₁₂ + AJ ₅	15 volts	15 volts
	P ₁	50 volts	50 volts
	R ₁₁ + AJ ₄	235 volts	305 volts
	Total	300 volts	370 volts
Filtre électronique 2 ^e filtre Fig. 5	R ₁₄ + AJ ₇	15 volts	15 volts
	P ₂	50 volts	50 volts
	R ₁₃ + AJ ₆	195 volts	265 volts
	Total	260 volts	330 volts
Générateur de courant constant (diviseur Fig. 6	R ₂₃ + AJ ₁₀	38 volts	138 volts
	P ₃	100 volts	100 volts
	R ₂₄ + AJ ₁₁	1,45 volts	1,45 volts

Tableau 2

– on ne travaillera que d'une seule main.

Ces précautions prises, on s'assure des valeurs limites des tensions de sortie : on retouchera au besoin AJ₁₀ ou très exceptionnellement AJ₁₁.

On mesure la tension collecteur à collecteur des deux BD128 de l'amplificateur différentiel d'erreur. Cette tension, qui peut être négative ou positive, doit être à peu près nulle si l'alimentation fonctionne à vide, c'est-à-dire s'il n'y a pas de signal sur l'entrée de l'amplificateur d'erreur. On obtient ce résultat en agissant très délicatement sur AJ₈.

On règle enfin le seuil des disjoncteurs à 0,1 A en agissant sur AJ₁. Le réamorçage des disjoncteurs s'effectue tout simplement en coupant l'alimentation.

Conclusion

Les applications des alimentations HT sont-elles restreintes ou inexistantes ?... D'aucuns se plaignent du manque de gain des transistors à effets de champ, il y a en fait la solution de les alimenter en haute tension.

Nous donnons ci-après une bibliographie, qui est d'abord utile parce qu'elle est complémentaire, mais aussi intéressante, au second degré, parce qu'elle montre une relative carence. En un temps pourtant envahi par les circuits intégrés, il existe donc un « créneau », abrité de la concurrence du plus grand nombre, où il est possible de retrouver le plaisir de la création.

Robert Salvat

Figures	Cosses de liaison (1 ^{er} chiffre = 1 ou 2)	Objet
Fig. 10	1	vers pôle négatif du circuit redresseur de tension (D ₁ à D ₄)
Fig. 10	2	- 1 liaison anode thyristor à R ₂ point froid.
Fig. 16		- 1 liaison anode thyristor à base de T ₁ .
Fig. 10	3	vers cosse droite de P ₂ (axe de commande pointé vers l'observateur).
Fig. 10	4	Vers cosse centrale de P ₂
Fig. 10	5	Vers cosse gauche de P ₂ (axe de commande pointé vers l'observateur).
Fig. 10	6	- 1 liaison C ₁₁ à collecteur T ₁₅
Fig. 14		- 1 liaison C ₁₁ à D ₉ -C ₁₀
Fig. 16		- 1 liaison émetteur T ₈ à D ₉ -C ₁₀
Fig. 10	7	Émetteur T ₇ à base de T ₈
Fig. 16		
Fig. 10	8	Collecteur T ₇ à collecteur T ₈
Fig. 16		
Fig. 10	9	Vers cosse droite de P ₁ (axe de commande pointé vers l'observateur).
Fig. 10	10	Vers cosse centrale de P ₁ .
Fig. 10	11	Vers cosse gauche de P ₁ (axe de commande pointé vers l'observateur).
Fig. 10	12	- 1 liaison collecteur T ₅ à collecteur T ₄
Fig. 14		- 1 liaison collecteur T ₄ à D ₆
Fig. 16		- 1 liaison D ₆ à R ₅ point chaud.
Fig. 10	13	Émetteur de T ₄ à base de T ₅
Fig. 16		
Fig. 10	14	Ligne négative.
Fig. 14		
Fig. 14	15	Vers borne positive et D ₁₂
Fig. 20		
Fig. 14	16	Connexion de l'émetteur T ₁₅ à la cosse référencée 16 fig. 16
Fig. 16		1 liaison cosse 16 émetteur T ₁₅ à cosse 16 sortie (+).
Fig. 8		
Fig. 14	17	Connexion du collecteur T ₁ à la cosse référencée 17 fig. 16
Fig. 16		- 1 liaison D ₅ à cosse 17 collecteur T ₁
Fig. 8		- 1 liaison cosse 17 collecteur T ₁ , à sortie (+) circuit redresseur de tension (D ₁ à D ₄)
		- 1 liaison R ₂ point chaud, à sortie (+) circuit redresseur de tension.
Fig. 14	18	Émetteur T ₁₂ à émetteurs T ₁₁ , T ₁₃
Fig. 16		
Fig. 14	19	D ₁₀ D ₁₁ à base T ₁₁
Fig. 16		
Fig. 14	20	D ₁₀ D ₁₁ à base T ₁₃
Fig. 16		
Fig. 14	21 et 22	A relier après réglage de l'étage TEC
Fig. 14	23	Vers cosse droite de P ₃ (axe de commande pointé vers l'observateur) cosse gauche non connectée.
Fig. 14	24	Vers cosse centrale de P ₃
Fig. 14	25	Z ₂ à R ₅ point froid.
Fig. 16	26	Vers base de T ₁₅
Fig. 8		
Fig. 16	27	Vers collecteur de T ₁₅
Fig. 8		
Fig. 16	28	Vers émetteur de T ₁
Fig. 8		
Fig. 16	29	Vers base de T ₁
Fig. 8		

Bibliographie

- Pour mémoire, un schéma type d'alimentation HT à tubes - Radio-plans n° 332 juillet 1975, p. 79.
- Alimentation conventionnelle, 50 à 200 V, 50 mA - Radio-plans n° 329 avril 1975, p. 72 à 77.
- Un schéma assez original - Radio-plans n° 368 juillet 1978, p. 52.
- Stabilisation d'une THT à l'aide d'un régulateur basse tension et d'un convertisseur cc/cc : consulter les notes d'application des constructeurs de circuits intégrés. Exemple : SESCO avril 1969, n° 56-LR-087, p. 26 et 27.

Tableau 3

Actuellement en France, 150 photocoagulateurs lasers équipent les services d'ophtalmologie. C'est la discipline la mieux équipée car c'est également la discipline où l'appareillage est bien codifié. Ce sont des lasers Argon émettant en continu dans le bleu-vert.

Pour en arriver là, il faut remonter à 1916, année où Einstein publiait le résultat de ses travaux sur l'équilibre de l'émission stimulée et de l'émission spontanée, dans le rayonnement du corps noir. Il précisait les caractères distinctifs de ces deux processus quantiques.

L'émission d'un photon (quantum d'énergie lumineuse), habituellement spontanée, peut dans certains cas être stimulée, notamment par un autre photon de même fréquence. C'est ce que démontrait le travail original d'Einstein.

Ainsi, toute cette physique gravite autour du quantum d'énergie qu'est le photon et dont la valeur est extrêmement petite. A l'époque, il n'était pas question d'associer ce quantum aux phénomènes radioélectriques, dont les longueurs

Les applications médicales des lasers

d'onde se chiffraient en kilomètres. En revanche, les quanta pouvaient faire sentir leurs effets dans le domaine des ondes lumineuses.

C'est donc vers 1950 que l'on assiste au mariage entre l'optique et la radioélectricité. En effet, l'optique poursuit ses études dans le domaine de l'infrarouge et aborde la zone des ondes hertziennes, vers les hyperfréquences. De son côté la radioélectricité atteint des longueurs d'onde de plus en plus courtes : millimétriques. Ainsi la dernière différence fondamentale entre les ondes lumineuses incohérentes et les ondes hertziennes cohérentes, a disparu.

A l'issue de ce mariage est né le maser, puis le laser. Au cours de ces dernières années le laser, que l'on a appelé le scalpel lumineux, a vu le nombre de ses indications augmenter.

Dans cet article nous montrerons tout le bénéfice que la médecine et la chirurgie peuvent attendre de cette nouvelle arme thérapeutique, sans oublier les examens et les analyses de laboratoire. Il est certain que toutes les disciplines médicales sont concernées, soit pour les qualités énergétiques, soit pour les qualités de cohérence du faisceau laser.

La naissance d'un photon

Dans un court article paru en 1916 à Zürich, réimprimé ensuite dans la *Physikalische Zeitschrift* en 1917, Einstein étudiait l'équilibre de l'émission stimulée et de l'émission spontanée, dans le rayonnement du corps noir, et précisait les caractères distinctifs de ces deux processus quantiques. C'est sans doute la partie la plus importante de ses travaux en théorie quantique, bien que cet article unique n'est pas donné lieu à l'époque au développement qu'on était en droit d'espérer, si l'on juge avec un recul d'un demi-siècle. Et pourtant, ce domaine de la physique, basé sur les propriétés quantiques des atomes et des molécules, était déjà connu. En effet, quinze ans auparavant, Planck avait démontré que la fréquence d'une radiation était fonction de la différence d'énergie pouvant exister entre un état excité d'énergie W_1 et un autre état, inférieur, d'énergie W_0 .

Le passage d'un état supérieur à un état inférieur provoque l'émission d'un photon. Cette émission d'un photon, ordinairement spontanée, peut dans certaines circonstances être stimulée, notamment par un autre photon de même fréquence ; c'est ce que démontrait le mémoire original d'Einstein. On obtient alors deux photons dont les ondes associées sont en phase ; cette caractéristique met en évidence les propriétés amplificatrices de ce mécanisme.

Ainsi, toute cette physique gravite autour du quantum d'énergie qu'est le photon et dont la valeur est extrême-

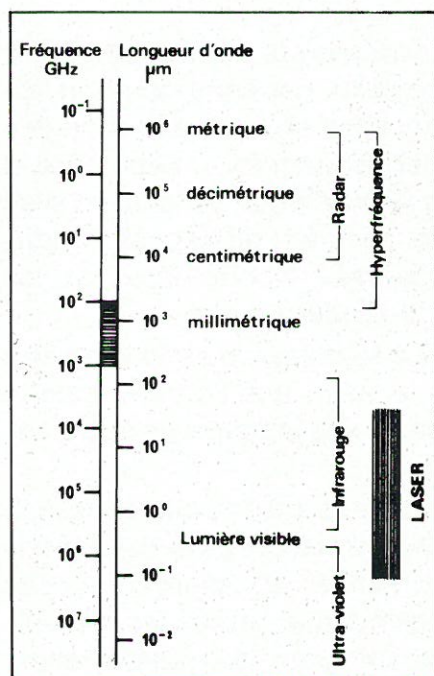


Fig. 2. - La place du laser dans le spectre électromagnétique.



Fig. 1. - Laser à gaz (doc. CSF - Bouillot).

ment petite. Il n'était pas question à l'époque d'associer ce quantum aux phénomènes radioélectriques, dont les longueurs d'onde se chiffraient en kilomètres. Par contre, les quanta pouvaient davantage faire sentir leurs effets dans le domaine des ondes lumineuses ; de cette façon les travaux d'Einstein rejoignaient ceux de Planck, quoique par une méthode fort différente.

1950 marque l'époque que l'on pourrait considérer comme celle de la publication des bans en vue d'un mariage entre l'optique et la radioélectricité. En effet, l'optique poursuit ses études dans le domaine de l'infrarouge et aborde la zone des ondes hertziennes, dans le domaine des hyperfréquences. De son côté, la radioélectricité, avec la dernière guerre, a atteint des longueurs d'onde de plus en plus courtes : millimétriques. A l'heure actuelle la jonction est faite : opticiens et radioélectriciens travaillent avec les mêmes longueurs d'onde (fig. 2). Ainsi a disparu la dernière différence fondamentale entre les ondes lumineuses incohérentes et les ondes hertziennes toujours cohérentes.

Du maser au laser

Le physicien américain C.H. Townes fut le premier à appliquer l'émission stimulée aux phénomènes radioélectriques. En 1955, à l'Université de Columbia, un amplificateur dont le milieu actif était de l'ammoniac fut utilisé comme dispositif pour la mesure du temps. Townes et ses collabora-

teurs baptisèrent cet appareil **maser** (Microwave Amplifier by Stimulated Emission of Radiation). En fait nous sommes en présence d'un amplificateur à micro-ondes par émission induite de rayonnement. Plus tard on donna naissance au mot **laser**, ou light (lumière) remplaça microwave.

Ce maser à ammoniac, bien que fournissant une onde de fréquence remarquablement constante, n'offrait pas ce côté spectaculaire propre aux nouveautés et, ce n'est guère qu'en 1957 que N. Bloembergen aux U.S.A. et A.M. Prokhorov et N.D. Basov (prix Nobel de physique 1964) en U.R.S.S. réalisèrent un amplificateur permettant de capter de très faibles signaux, avec un bruit de fond insignifiant. Les radioélectriciens ont immédiatement saisi l'importance de cette application et cette technique s'est développée très rapidement. A côté des masers gazeux, se révélant comme des oscillateurs efficaces, se placent également des masers à cristaux, auxquels leur niveau de bruit très faible a donné un net avantage dans le domaine de l'amplification.

Cependant, notre propos est plus particulièrement orienté vers le domaine visible du spectre, avec les masers optiques : les lasers.

L'électronique quantique a véritablement fait son entrée dans le public avec le laser en 1962. Cette année-là, un rayon lumineux parti de la Terre éclaira la lune, et l'on sait que ce même rayon était également capable de percer une lame de rasoir en une fraction de seconde. Ces expériences spectaculaires ont largement contribué à

faire connaître ce dispositif, et il semblerait que le laser soit la concrétisation de l'électronique quantique. En réalité nous assistons au prolongement des études effectuées sur les masers par Townes et son beau-frère Schawlow, études reprises en 1959 par T.H. Maiman et A. Javan sous la forme d'un montage fonctionnant dans le domaine des fréquences optiques.

L'intérêt de cette nouvelle source de lumière est que son émission, comme les ondes électromagnétiques émises par un émetteur radio, est cohérente aussi bien dans le temps que dans l'espace. C'est pour cette raison que les opticiens se sont intéressés à ce phénomène, bien qu'ils connussent déjà l'optique cohérente après les travaux de Zernicke et de Van Cittert. Cette affinité des électroniciens et des opticiens pour un même phénomène montre bien le caractère particulier de la découverte; une émission cohérente à très haute fréquence appartient au domaine de la radioélectricité, et pourtant, du fait que cette fréquence aborde le spectre visible, son étude se rattache à l'optique. Il est donc naturel de voir les deux disciplines joindre leurs efforts pour exploiter en commun ce qui peut leur appartenir en propre, mais aussi ce qui peut sortir de nouveau de cette fusion.

Pour émettre ce rayonnement particulier ou, pour parler comme les physiciens, pour produire cet effet laser, il faut réaliser trois conditions :

- a) être en présence d'une population corpusculaire active ;
- b) disposer d'un moyen permettant d'inverser cette population ;
- c) être en mesure de stimuler le système afin qu'il reprenne son état normal et que se manifeste l'effet laser.

La population corpusculaire se rencontre au sein même de la structure atomique où les électrons, par exemple, occupent autour du noyau de l'atome différents niveaux d'énergie. Un électron passant d'un niveau à un autre émet ou absorbe spontanément un rayonnement ; en outre, les niveaux d'énergie les plus bas sont les plus peuplés, contrairement aux niveaux d'énergie supérieurs. Toutefois, pour qu'il y ait émission d'un rayonnement, il faut que le corpuscule descende d'un niveau supérieur vers un niveau inférieur ; or la population corpusculaire est telle que ce phénomène est très rare. Pour qu'il devienne plus fréquent, il faut inverser la population. Il faut peupler les niveaux d'énergie supérieurs au détriment des niveaux les plus bas.

L'inversion de population consiste donc à élever des corpuscules à un

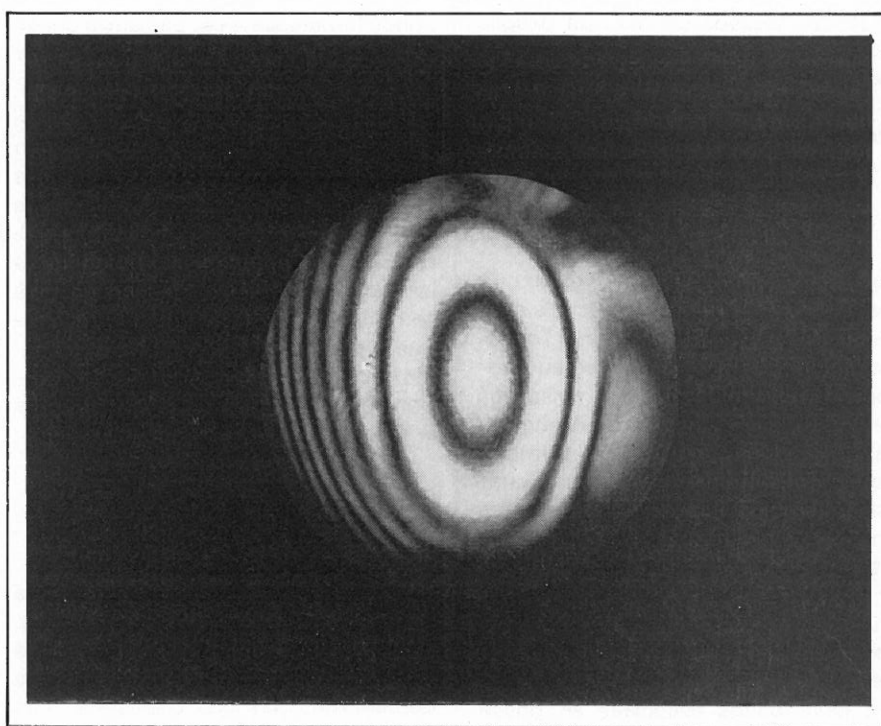


Fig. 4. - Anneaux d'interférences obtenus au moyen d'un laser à gaz (doc. CSF - Bouillot).

niveau supérieur ; l'expression de pompage image bien la nature du phénomène. Cet apport d'énergie extérieure peut se faire de diverses manières :

- a) pompage optique, au moyen d'une source incohérente telle que la lampe flash ou le rayonnement d'un tube à décharge ;
- b) pompage par excitation électrique, par une décharge en milieu gazeux. Dans ce dispositif on agit mécaniquement, par choc, pour déplacer les corpuscules vers un niveau supérieur ; il suffit de trouver une probabilité d'excitation qui favorise cette élévation énergétique ;
- c) il existe d'autres dispositifs de pompage, comme nous le verrons plus loin, notamment à propos des lasers à semi-conducteurs.

L'inversion de population étant réalisée, on pourrait laisser le système revenir spontanément à son état antérieur (fig. 3a), mais l'émission des photons serait aléatoire et fonction du nombre de corpuscules peuplant le niveau E_1 . Si au contraire on fait intervenir un photon incident (fig. 3b) pour stimuler l'émission, il y a production d'un second photon accompagnant le premier, les deux photons étant associés à des ondes en phases. Il y a donc amplification et celle-ci est proportionnelle au nombre de photons incidents et au nombre de corpuscules peuplant le niveau E_1 . Ce dernier phénomène résume très brièvement l'idée d'Einstein.

L'effet d'amplification est certes très intéressant, mais il ne forme pas l'essentiel de l'émission stimulée. A la

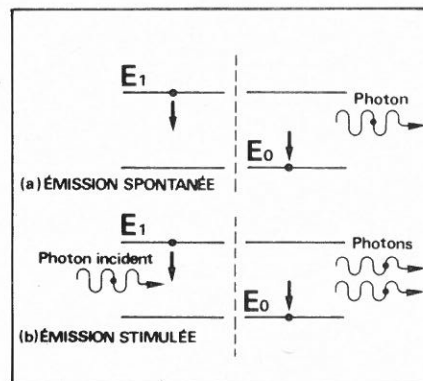


Fig. 3. - Comparaison entre le phénomène aléatoire de l'émission spontanée et l'amplification de l'émission stimulée.

suite des travaux de M.L. de Broglie (1924), qui donnèrent naissance à la mécanique ondulatoire, on sait qu'à tout corpuscule en mouvement peut être associée une onde dont la longueur est donnée par la formule :

$$\lambda = \frac{h}{m v} \quad (1)$$

où m et v sont respectivement la masse et la vitesse du corpuscule et h , la constante de Planck. Or dans l'émission stimulée, l'onde associée au photon incident commande la naissance de l'onde associée au second photon, selon l'expression de M.Y. Bernard. Ces ondes seront en phase, et donneront ultérieurement naissance à une onde de même fréquence, mais d'amplitude plus élevée. Nous sommes en présence d'un double phénomène : d'une part, multiplication du nombre des photons (amplification), d'autre part, les photons incidents et diffusés ont leurs ondes associées en phase (émission cohérente).

La notion de cohérence est peu courante en optique pour la raison bien simple que les opticiens se sont surtout préoccupés de l'amplitude des ondes plutôt que de leur phase. L'œil, la cellule photoélectrique, la plaque photographique sont sensibles à l'énergie lumineuse qu'ils reçoivent, donc à l'amplitude de l'onde. Pour mettre en évidence les différences de phase, il est nécessaire d'établir une relation entre le temps et l'amplitude au moyen de dispositifs comme les trous ou les fentes de Young. Les différences de phase se traduisent alors par des interférences, dans la mesure où, bien entendu, la source lumineuse est ponctuelle (fig. 4).

Cette source lumineuse, qui en pratique n'est qu'imparfaitement ponctuelle, rayonne dans toutes les directions de l'espace, c'est-à-dire qu'il y a incohérence spatiale. En outre, l'émission n'est que la résultante d'un mélange de fréquences (ou de couleurs), elle est polychromatique, comme le montre la dispersion par le prisme. Enfin, l'examen d'une raie au spectroscope montre que celle-ci possède une certaine largeur due au fait que tous les photons émis, à un instant donné, n'ont pas la même énergie, la cohérence temporelle n'est donc pas très bonne.

Comme nous le verrons plus loin, l'effet laser apporte un ensemble de propriétés remarquables pour l'optique, à savoir : la cohérence spatiale, une meilleure cohérence temporelle et une parfaite monochromaticité du faisceau émis. L'onde lumineuse sortant d'un laser peut être représentée par une sinusoïde, comme l'onde émise par un émetteur radio ; d'ailleurs

l'onde lumineuse n'est pas autre chose qu'une onde hertzienne de longueur beaucoup plus courte.

Ce phénomène très particulier, qui se situe au niveau de l'atome et met en œuvre des transitions entre divers états excités, peut se présenter dans des milieux fort différents. Il est courant de trouver des lasers à solides (cristal ou verre), des lasers à gaz, à semi-conducteurs et à liquides. Chaque type de lasers possède des qualités propres et répond à des applications parfois spécifiques, comme nous le verrons au cours de cette étude.

Les lasers à solides

Les premiers lasers furent des lasers à solides. A peine étaient-ils apparus, qu'on leur prêta des possibilités immenses. Les années qui suivirent ne démentirent pas ces prévisions. Les applications des lasers à solides sont parmi les plus impressionnantes de la physique moderne. Le premier solide utilisé fut un cristal de rubis (Al_2O_3 dopé d'ions chrome Cr^{3+}) et il est intéressant, à ce propos, de reprendre avec un peu plus de détail le processus de l'émission stimulée.

Mécanisme de l'émission stimulée

Dans un milieu matériel, les électrons périphériques des atomes occupent normalement un niveau d'énergie minimum W_0 . Une excitation extérieure (choc, rayonnement) fera passer les électrons sur un niveau supérieur W_1 , tel que $W_1 > W_0$. Les atomes, excités, ne conserveront cet état que pendant un temps extrêmement bref. Ils reprendront leur état énergétique normal en libérant l'énergie $W_1 - W_0$ qu'ils avaient absorbée. Cette libération d'énergie prend la forme d'une émission de photons dont la fréquence est liée à la différence des niveaux par la relation :

$$W_1 - W_0 = h\nu = h \frac{c}{\lambda} \quad (2)$$

où h : constante de Planck

ν : fréquence

c : vitesse de la lumière

λ : longueur d'onde.

Or l'énergie d'un photon en électronvolts peut s'exprimer, en reprenant l'expression (2) par la relation :

$$\lambda W = hc \quad (3)$$

où $1 \text{ eV} = 1,60 \cdot 10^{-19} \text{ J} = e \text{ joule}$

et l'expression devient :

$$\lambda W = \frac{hc}{e} \quad (4)$$

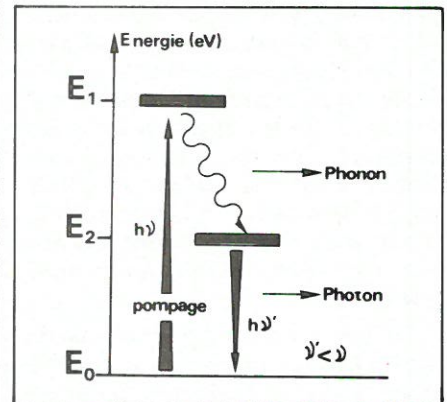


Fig. 5. - Dans le cas d'un milieu fluorescent, le changement de niveau s'accomplit en 3 temps.

expression remarquable renfermant trois constantes universelles :

$h = 6,62 \cdot 10^{-34} \text{ joule-seconde}$

$e = 1,60 \cdot 10^{-19} \text{ Coulomb}$

$c = 3 \cdot 10^{14} \text{ micron-seconde}$

d'où :

$$W_{(eV)} = \frac{1,24}{\lambda (\mu m)} \quad (5)$$

Ainsi lorsqu'un photon est absorbé, à condition qu'il possède une fréquence correspondant à une transmission possible, un électron passe du niveau E_0 (énergie W_0) au niveau E_1 (énergie W_1) pour en redescendre en général en réémettant un photon de même fréquence.

Dans le cas d'un milieu fluorescent, le phénomène s'accomplit en trois temps (fig. 5) :

1° L'électron passe rapidement du niveau E_0 au niveau E_1 lorsqu'un photon de courte longueur d'onde est absorbé.

2° L'électron redescend du niveau E_1 à un niveau E_2 métastable avec émission d'un phonon (transition non radiative) (rappelons que le phonon est le quantum d'énergie thermique et vaut $1/2 kT$, alors que le photon est le quantum d'énergie lumineuse).

3° Puis l'électron redescend lentement du niveau E_2 au niveau E_0 avec émission spontanée d'un photon de longueur d'onde plus élevée (cette émission est monochromatique mais incohérente).

A l'équilibre thermique, la répartition des électrons dans les différents niveaux se fera suivant la loi de Boltzmann, c'est-à-dire que le nombre des électrons occupant un niveau d'énergie donné est d'autant plus grand que la température est plus élevée.

Ainsi la plupart des électrons se situent au niveau E_0 , mais lorsque par un moyen quelconque on parvient à avoir plus d'électrons au niveau E_2 qu'au niveau E_0 (inversion de population), le passage des électrons d'un niveau à l'autre s'effectue en avalanche

avec émission de photons en phase entre eux. L'onde créée est monochromatique et cohérente puisque les niveaux E_0 et E_2 sont bien définis. Cette redescente en avalanche des électrons peut être amorcée par un photon de longueur d'onde convenable ; dans ce cas tous les photons émis seront en phase avec le photon d'origine.

Dans le cas d'un laser à rubis, par exemple (fig. 6), cette émission stimulée se produit dans une cavité résonnante constituée par un milieu parfaitement homogène terminé par deux faces réfléchissantes. Ces deux faces sont argentées, l'une moins que l'autre, et les photons émis se réfléchissent entre ces deux faces. Ceux dont la trajectoire n'est pas rigoureusement parallèle à l'axe des deux faces réfléchissantes s'échappent par les parois latérales, provoquant un échauffement, d'où la nécessité d'un refroidissement énergétique. Après un certain temps de fonctionnement, après élimination des photons à trajectoires non parallèles, mais aussi après enrichissement du faisceau de photons dû à l'effet d'avalanche, une certaine quantité de photons traversent la face la moins argentée (miroir semi-transparent) en produisant un éclair de flash de lumière rouge, de longueur d'onde : $0,6943 \mu\text{m}$ et d'une durée de quelques millièmes de seconde.

L'interféromètre de Pérot-Fabry

Dans les lasers, les transitions sont de l'ordre de l'électron-volt. La cavité résonnante n'est plus un guide d'onde accordé sur la fréquence à amplifier comme dans le cas du maser, mais elle est constituée par un interféromètre Pérot-Fabry. Du fait que le milieu actif (rubis et lampe flash d'excitation) est placé dans une cavité optique résonnante constituée par deux miroirs plans et parallèles, l'amplificateur se

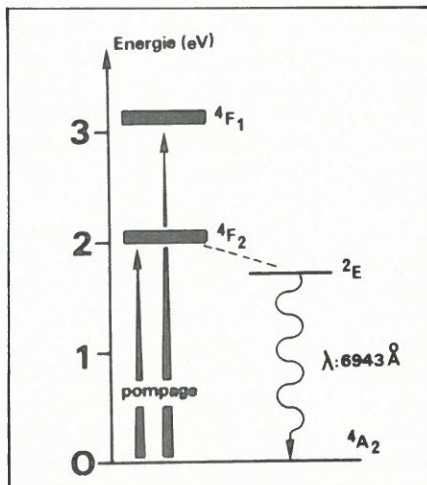


Fig. 7. - Les niveaux d'énergie du rubis.

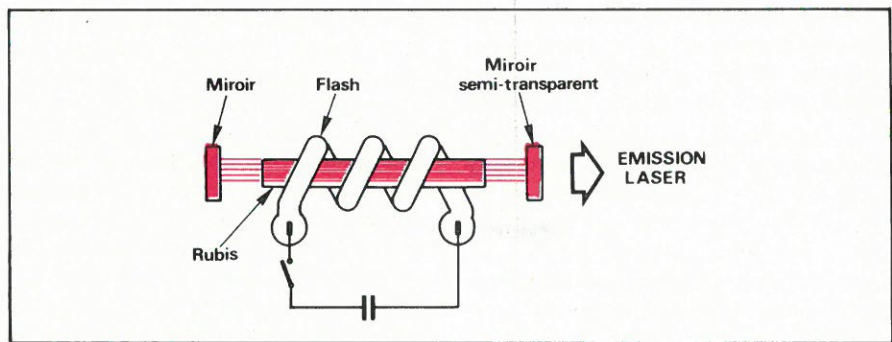


Fig. 6. - Laser à rubis. principe.

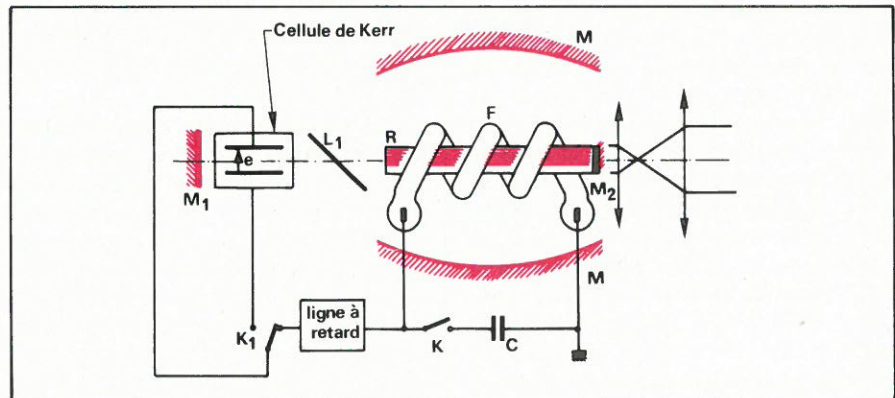


Fig. 8. - Schéma de principe d'un laser déclenché à rubis.

comporte en oscillateur, donc en source.

L'interféromètre Pérot-Fabry fut créé à l'époque où les opticiens travaillaient sur les problèmes de spectroscopie. Et c'est lorsque les radio-électriciens cherchèrent une cavité résonnante pour constituer le circuit oscillant d'un laser que Townes et Schawlow considérèrent l'interféromètre comme un résonateur électromagnétique. Ainsi, encore une fois, opticiens et radio-électriciens s'associaient pour étudier en commun les propriétés des cavités résonnantes et mettre au point des géométries particulièrement adaptées.

Le laser à rubis

La structure d'un laser à rubis, par exemple, permet l'émission d'une source de lumière rouge ($\lambda = 0,6943 \mu\text{m}$), sous la forme de trains d'impulsions d'une durée moyenne de quelques centaines de microsecondes. L'élément actif est un cristal de rubis, alumine Al_2O_3 contenant des ions chrome Cr^{3+} à faible concentration moléculaire : 0,05 %. La transition se produit entre les niveaux $4A_2$ et $2E$ des ions chrome (fig. 7).

Le pompage optique est obtenu au moyen d'une lampe flash au xénon enroulée en hélice autour du rubis, dans laquelle se décharge une batterie de condensateurs alimentée sous une tension de quelques kilovolts. Tant que l'énergie fournie à la lampe est inférieure à une certaine valeur (seuil)

l'inversion des populations ne se produit pas et le rubis émet spontanément de la lumière incohérente. Dès que le seuil est dépassé, un éclair de lumière cohérente jaillit du rubis. Il dure environ quelques centaines de microsecondes et transporte à peu près un joule par centimètre cube de rubis (puissance de crête de 10 kW). Le signal est très pur en fréquence et la pureté spectrale ($0,6943 \mu\text{m}$) est voisine de 10^{-6} , ce qui représente encore 1 000 MHz de largeur de raie. L'examen de la structure de l'éclair révèle qu'il s'agit en fait d'un train d'impulsions dont le point de départ se produit un certain temps après le déclenchement du flash.

Avec ce type de laser, l'examen de la structure de l'éclair montre nettement le retard existant entre le déclenchement du flash et le début de l'impulsion. Il était donc intéressant de chercher à obtenir une impulsion plus courte, à front raide et bien définie dans le temps : ceci est obtenu dans le laser déclenché.

Le laser déclenché

La cavité résonnante du laser déclenché est normalement ouverte, ce qui empêche l'émission stimulée de se produire spontanément lorsque l'inversion de population est atteinte. La cavité est fermée très rapidement (une nanoseconde) au moment le plus favorable. Ainsi, l'impulsion est très brève (10^{-7} à 10^{-8} seconde), bien définie dans le temps à une nanoseconde

près, et très puissante puisque le faisceau transporte un joule environ pour un rubis de un centimètre cube, soit une puissance de crête de 1 à 10 MW.

Le dispositif de déclenchement comprend le rubis dont seule la face émettrice comporte un miroir de réflectivité déterminée. Le deuxième miroir, extérieur au rubis, grâce à un artifice optique, a un pouvoir réflecteur rapidement variable. Lorsque le pouvoir réflecteur est faible, le seuil de l'émission stimulée est très élevé. Il est alors possible de pomper très énergiquement sans que l'émission stimulée puisse se produire. Si l'on augmente brutalement le pouvoir réflecteur du miroir extérieur, ce qui fait croître la surtension de la cavité et abaisse le seuil de l'oscillation optique, celle-ci se produit, mais en disposant d'un potentiel d'ions excités très élevé. Il en résulte une impulsion très puissante et très brève. Le dispositif de déclenchement comporte également une cellule de Kerr et son dispositif électronique de commande relié à celui de la lampe flash, une lame quart d'onde ($\lambda/4$) et un polariseur.

Les éléments de ce laser sont à rapprocher du précédent et là également, la transition se produit entre les niveaux $4A_2$ et $2E$ des ions chrome. Le schéma de la **figure 8** permet de comprendre le fonctionnement : lorsque le pompage optique est déclenché par l'interrupteur K, l'ensemble constitué par le miroir M_1 , la cellule de Kerr et la lame quart d'onde, a un pouvoir réflecteur médiocre. L'émission stimulée ne se produit pas et la population du niveau $2E$ croît. Quelque 10^{-7} seconde après que le flash a libéré son maximum d'énergie de pompage, le circuit de déclenchement fournit à la cellule de Kerr une impulsion carrée (temps de montée inférieur à 10^{-8} seconde), qui augmente la surtension de la cavité et l'oscillation optique se produit. La lame quart d'onde permet de n'exciter la cellule de Kerr que pendant un temps très court ($2 \mu s$) de telle sorte que les perturbations optiques qui pourraient être créées par effet Joule dans la cellule de Kerr n'ont pas le temps de s'établir.

Les matériaux solides pour lasers

Le rubis n'est pas le seul cristal provoquant l'effet laser. Le rubis rose dopé avec 0,05 % de chrome émet un rayonnement de $0,6943 \mu m$ de longueur d'onde, et un second rayonnement de $0,6929 \mu m$. Si le cristal est dopé avec 1 % de chrome (rubis rouge), nous aurons alors des radiations de $0,7010$ et $0,7040 \mu m$ de longueur

d'onde. Puisque la variation de l'ion actif permet d'obtenir d'autres longueurs d'onde, il était intéressant d'envisager d'autres matériaux, afin d'étendre dans une région spectrale plus étalée. Les tableaux I et II résument un certain nombre de résultats obtenus avec divers cristaux et verres dopés. Au cours des premières années, les essais ont été effectués avec des fluorures. C'est dans cette catégorie, fluorure de calcium dopé à l'uranium et fluorure de calcium dopé au dysprosium, que l'on a pu réaliser en 1962 une émission continue, alors qu'habituellement les lasers à solides émettent par impulsions.

Cet assortiment de cristaux dopés doit cependant répondre à des conditions très strictes pour que se manifeste l'effet laser ; il faut notamment que l'ion actif possède une couche électronique externe incomplète, ainsi qu'une couche profonde également incomplète pour permettre la transition. On rencontre de tels atomes dans les familles des terres rares, des uranides et celle du fer à laquelle appartient le chrome.

Les premiers lasers à cristaux fonctionnaient par impulsions, puis avec l'apparition des grenats d'yttrium aluminium (YAG) dopés au néodyme, le fonctionnement en continu, ou à fréquence très rapide, a été rendu possible, à la température ordinaire. Les verres dopés, en revanche, possèdent des propriétés complémentaires. Ainsi les verres permettent d'engendrer des impulsions à haute énergie. Par contre, en raison de leur faible conductivité thermique, ils ne sont pas recommandés pour des lasers devant fonctionner en continu ou par impulsions à grande cadence de répétition.

Les lasers à gaz

Si l'on cherche à obtenir une émission continue de lumière cohérente, le laser à solide présentait l'inconvénient d'avoir les ions actifs inclus dans le réseau cristallin, ce qui provoquait un élargissement de la raie d'émission, d'où une mauvaise cohérence temporelle. C'est tout au moins les conclusions auxquelles on parvenait à l'époque où cette nouvelle discipline était en plein essor. Depuis, comme nous l'avons évoqué précédemment, il est possible d'obtenir une émission en continu avec un laser à solide. Cependant cette réflexion a conduit les chercheurs à améliorer la cohérence temporelle, notamment en utilisant des milieux où les ions sont isolés, non inclus dans un réseau cristallin.

On trouve cette condition dans les gaz. Si l'on prend le néon par exemple,

placé dans une cavité de Pérot-Fabry, la faible absorption des photons par le gaz oblige à abandonner la méthode du pompage à trois niveaux (comme dans le cas du rubis) d'autant plus que les niveaux sont beaucoup moins larges et nécessiteraient l'emploi d'une source monochromatique pour effectuer le pompage. Ce qui reviendrait à utiliser un premier laser à solide pour le pompage, afin de déclencher un effet laser dans un gaz ; ce procédé perdrait alors tout intérêt.

Toutefois les lasers à un seul gaz existent, mais l'inversion de population se fait par bombardement électronique. Pour cela, la vitesse du faisceau doit être telle que l'énergie des électrons libres soit supérieure à la différence des niveaux responsables de l'émission stimulée, mais inférieure à l'énergie d'ionisation du gaz.

Toutefois l'enrichissement du niveau supérieur peut se faire par un transfert d'excitation. On ajoute au néon un autre gaz, de l'hélium par exemple, dit gaz de pompe, dont le niveau excité métastable doit être très voisin du niveau excité du gaz actif, la différence de ces niveaux étant de l'ordre du phonon. Le niveau métastable du gaz de pompe peut être alimenté par un bombardement électronique. C'est dans cette dernière catégorie que l'on rencontre des lasers à gaz ayant un fonctionnement satisfaisant.

Reprenons le processus de cette expérience fondamentale, en sachant que si l'on a choisi l'hélium et le néon, c'est uniquement parce que ces gaz sont parfaitement connus au point de vue spectroscopique. Pour étudier un phénomène nouveau, il est primordial d'utiliser des éléments de base définis avec précision.

C'est aux Laboratoires Bell que Javan, en 1961, présenta le premier laser à gaz fournissant une lumière cohérente continue. Le gaz est un mélange de néon et d'hélium enfermé dans un tube. Dans ce cas, il n'y a pas de pompage optique et l'excitation des atomes se fait au moyen d'un champ électrique continu ou à haute fréquence. C'est-à-dire que l'énergie nécessaire à l'excitation d'un atome de néon n'est pas fournie par un photon incident, mais résulte d'une collision avec un atome d'hélium excité.

Dans le laser de Javan, l'excitation des atomes d'hélium se fait par une décharge électronique de 50 W à 30 MW, dans le mélange gazeux à basse pression (pression partielle de 1 mmHg pour l'hélium et 0,1 mmHg pour le néon). Ce mélange est contenu dans un tube d'une longueur de 1 mètre dont les faces terminales sont des miroirs diélectriques ; le coefficient de réflexion est de 0,98. Ce type de

laser permet différentes transitions (fig. 9) :

a) La transition $2^2s/2^4p$ du néon est utilisée pour fournir un rayonnement dont la longueur d'onde est : $\lambda = 1,1523 \mu m$ (infrarouge) ; le niveau 2^2s étant peuplé par un transfert énergétique à partir du niveau excité très voisin 2^3s de l'hélium.

b) La transition $3^2s/2^4p$ du néon est utilisée pour fournir un rayonnement dont $\lambda = 0,6328 \mu m$ (lumière visible), correspond à un quantum presque deux fois supérieur au précédent ; c'est le niveau 2^1s de l'hélium qui alimente le niveau 3^2s du néon.

c) La transition $3^2s/3^4p$ du néon, correspondant à un quantum plus faible, donne un rayonnement de $\lambda = 3,3920 \mu m$ en partant du même niveau excité 2^1s de l'hélium.

En faisant varier la composition du mélange gazeux il est possible d'obtenir un certain nombre de longueur d'onde (tableau III).

Schématiquement, le laser à gaz (fig. 10) se compose d'un tube de verre ou de quartz terminé par des fenêtres inclinées à l'angle de Brewster, afin d'éviter les réflexions parasites. Rappelons que l'angle de Brewster est l'incidence sous laquelle un rayon lumi-

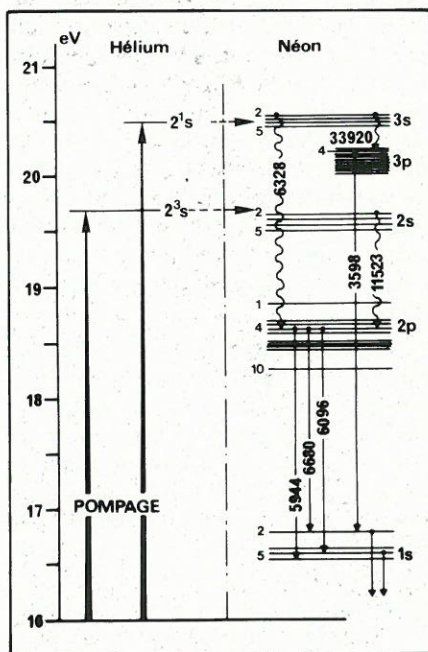


Fig. 9. - Niveaux d'énergie de l'hélium et du néon.

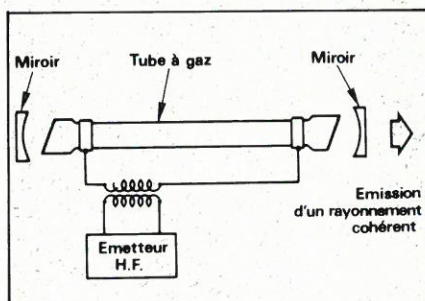


Fig. 10 - Représentation schématique d'un laser à gaz.

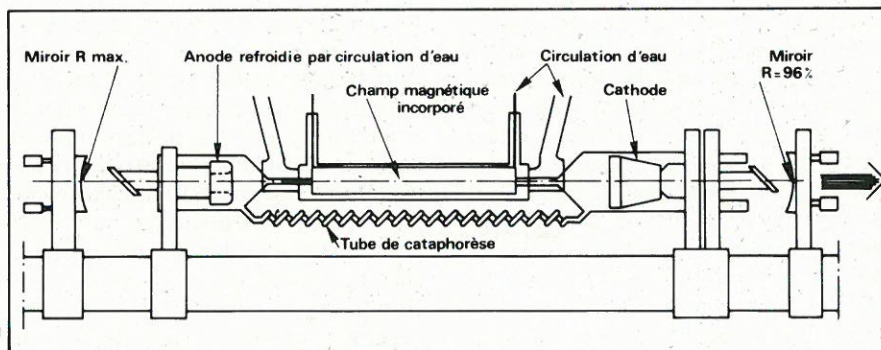


Fig. 11. - Schéma d'un laser à gaz ionisé à champ magnétique incorporé.

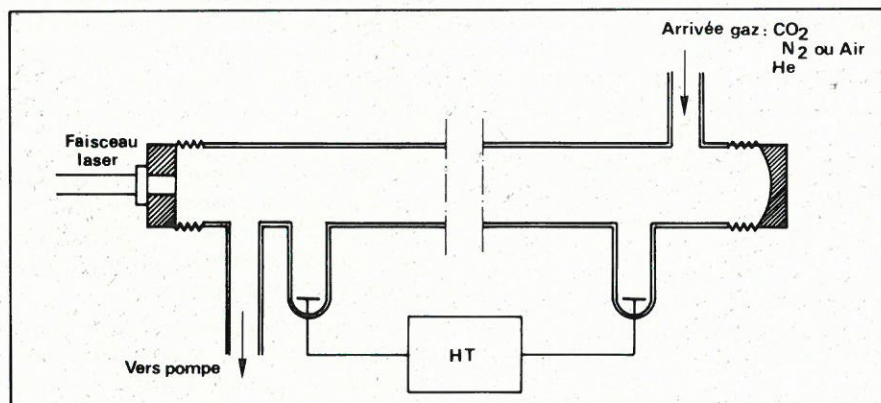


Fig. 12. - Schéma de principe d'un laser à gaz à flux de gaz.

neux réfléchi par une surface transparente est entièrement polarisé. L'angle de Brewster dépend de la longueur d'onde de la lumière. Ce tube est couplé à un oscillateur haute fréquence, ou relié à une source électrique (dans ce cas des électrodes sont placées à l'intérieur du tube). Comme dans les lasers à rubis, nous retrouvons la cavité de Pérot-Fabry, constituée par deux miroirs, dont la géométrie peut se présenter de différentes façons. Ces miroirs sont rarement argentés, à cause de la forte absorption de la lumière, mais revêtus de minces couches de diélectriques dont le pouvoir d'absorption est pratiquement nul. Il est même possible par ce moyen de sélectionner la longueur d'onde désirée.

Ce type de laser, s'il a l'avantage de fournir un rayonnement continu, délivre par contre un faisceau d'une puissance de l'ordre de quelques milliwatts ; mais dont la puissance d'excitation de la source de pompe (décharge électrique ou haute fréquence) est inférieure à celle que demande une simple lampe d'éclairage. Le faisceau issu du tube a une directivité remarquable et la dispersion angulaire est inférieure à la minute d'arc.

Les trois familles de lasers à gaz

Les lasers à gaz représentent un ensemble de dispositifs pouvant se classer en trois familles :

● **Les lasers atomiques** sont les premiers lasers à gaz qui sont mentionnés vers les années 1960, dans les expériences de Javan. Ils fonctionnent sur des transitions d'atomes neutres, dans le proche et le moyen infrarouge ainsi que dans le rouge. L'excitation du gaz est effectuée par une décharge haute fréquence et ce type de laser travaille en général en continu à des puissances comprises entre quelques microwatts et quelques milliwatts (fig. 10).

● **Les lasers ioniques** fonctionnent, comme leur nom l'indique, sur des transitions d'atomes ionisés. Les substances les plus étudiées sont les gaz rares qui fournissent des raies lasers dans le domaine du visible et du proche ultraviolet. Pour obtenir une raie dans l'ultraviolet, il est nécessaire de créer une impulsion de forte intensité (2 000 A) dans le tube laser, rendu conducteur par une impulsion auxiliaire. On atteint ainsi une puissance de 100 W pendant une microseconde. La figure 11 montre un laser ionique alimenté par une décharge à fort courant sous une tension de plusieurs centaines de volts. Un champ magnétique longitudinal dans la direction du capillaire permet un accroissement sensible de la puissance de sortie et limite l'échauffement des parois. Notons également la présence d'un circuit extérieur pour le gaz, afin d'égaliser les pressions dans le tube. En effet, l'emploi de courants élevés (50 A) provoquent un entraînement du gaz qu'il faut compenser.

● **Les lasers moléculaires**, dont les

plus courants sont les lasers à CO₂ (mélange de CO₂, azote et hélium) ont une émission formée de plusieurs raies réparties en deux groupes (autour de 10,6 μm et 9,6 μm). Le mélange est excité par un courant continu ou alternatif par l'intermédiaire de deux électrodes (fig. 12). Ce type de laser permet d'atteindre de grandes puissances. Ainsi, par exemple, avec un tube de 20 mm de diamètre, une longueur de décharge de 1,8 m, excité par un courant de 25 mA sous une tension continue ou alternative de 15 000 V, on atteint une puissance de 35 W. Si l'alimentation s'effectue par impulsions, on peut atteindre 1 kW. Avec un miroir tournant, on arrive à obtenir une émission déclenchée crête de 20 kW pendant quelques dizaines de nanosecondes.

Les lasers à semi-conducteurs

Les lasers à solides, puis les lasers à gaz ne sont pas les seuls dispositifs permettant d'obtenir l'émission de lumière cohérente. Les lasers à semi-conducteurs sont apparus quelques temps après, ils constituaient même l'une des nouveautés du troisième Congrès d'Electronique Quantique (Paris). P. Aigrain, en 1957, avait déjà suggéré l'emploi des semi-conducteurs pour obtenir l'effet laser, puis lors du deuxième Congrès d'Electronique Quantique (Berkeley) en 1961, B. Lax et A.N. Basov reprenaient cette idée, tandis que M. Bernard et G. Duraffourg précisaient les conditions d'apparition de l'effet laser dans un semi-conducteur. Puis très rapidement, en 1962, le Lincoln Laboratory, la General Electric et I.B.M. concrétisaient cet effet au moyen de dispositifs expérimentaux.

Dans un cristal, les électrons peuvent occuper certains niveaux correspondant à des bandes d'énergie. Dans un semi-conducteur de type n, la dernière bande occupée par les électrons, formée par une impureté **donneur**, constitue la bande de conduction. Dans un semi-conducteur de type p, la dernière bande contient des **trous**, parfois occupés par des électrons capturés par des impuretés **accepteurs** : c'est la bande de valence. Dans le cas d'une jonction p-n, il est possible de faire passer un électron de la bande de valence vers la bande de conduction, à condition de lui fournir une énergie au moins égale à la différence des niveaux d'énergie des deux bandes ; c'est l'énergie d'activation E_a (fig. 13). Pour un semi-conducteur à l'état normal, les électrons se rencontrent dans la bande

de valence ; par excitation, ils se déplacent vers la bande de conduction. Le retour à l'état primitif se fait avec émission d'un rayonnement situé dans la zone infrarouge. Il était donc intéressant de stimuler cette émission afin d'obtenir l'effet laser. Pour cela on crée une inversion de population par injection d'électrons dans la jonction p-n ; la zone de contact des semi-conducteurs sert de milieu amplificateur et la fréquence d'oscillation est définie par l'écart entre les deux bandes de conduction et de valence. La figure 14 schématise un laser à semi-conducteur. Avec un courant intense, l'injection envoie un nombre d'électrons très élevé, d'où un rayonnement laser important.

Notons pour mémoire que l'injection est la méthode d'excitation la plus utilisée. L'excitation peut se faire également par bombardement électronique et par pompage optique.

Les expériences effectuées par la General Electric, au moyen d'une jonction réalisée par diffusion de zinc dans l'arséniure de gallium (AsGa) dopé au tellure, nécessitent des courants de 8 000 à 20 000 A/cm² sous forme d'impulsions de 5 à 20 μs ; la jonction est immergée dans de l'azote liquide. I.B.M. utilise le même type de jonction mais avec une intensité beaucoup plus élevée, puisqu'elle atteint 10⁶ A/cm². Le rayonnement émis a une longueur d'onde de 0,8350 μm et le rendement d'un tel dispositif semble très prometteur puisqu'il atteint 85 à 90 %, alors que pour les autres types de lasers il se situe aux environs de 1 %. La puissance est également importante, la jonction a une surface active de 0,1 mm², et l'on obtient facilement 1 W. En outre, il est possible de moduler la lumière émise au moyen de signaux dépassant 100 MHz, il suffit pour cela de moduler le courant d'injection.

Cet ensemble de propriétés fait du laser à semi-conducteur un émetteur quantique très intéressant ; toutefois la cohérence, tant spatiale que temporelle, du faisceau est moins bonne que celle qu'on obtient avec des lasers à solides ou à gaz. Il est néanmoins curieux de voir un cube de métal émettre de la lumière sur l'une de ses faces. Les lasers à semi-conducteurs seront de très bons convertisseurs d'énergie électrique en énergie lumineuse.

Les lasers à liquides

Presque simultanément à l'apparition des lasers à solides et à gaz, les physiciens, dans leur recherche de nouvelles longueurs d'onde, ont travaillé sur les milieux liquides. Les pre-

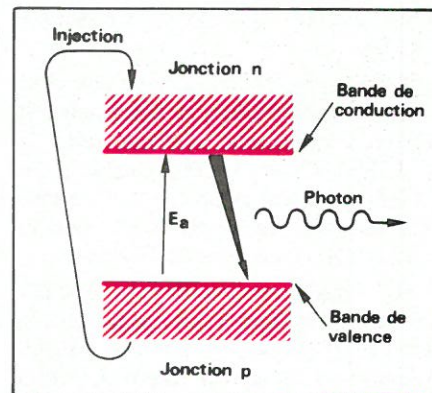


Fig. 13. — Emission stimulée dans un semi-conducteur.

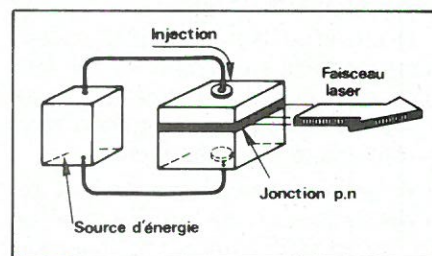


Fig. 14. — Schéma d'un laser à semi-conducteur.

miers travaux ont tout de suite mis en évidence les difficultés rencontrées avec un tel milieu. Les pertes par diffusion et le peu de fluorescence sont parmi ces principales difficultés. Afin de protéger le processus électronique (responsable de l'activité optique) vis-à-vis des molécules du solvant, deux procédés ont été envisagés. Le premier consiste à employer un agent chélatant qui entourera chaque ion contenu dans le solvant et préservera ainsi sa fluorescence. Le second aura pour but de structurer le solvant de telle sorte qu'il ne puisse plus désexciter les ions dissous. Ces deux procédés ont donné naissance à deux types de lasers à liquides.

Le premier type de laser a été expérimenté en 1963. Il fournissait une émission en milieu liquide grâce au chélate d'euprémium dissous dans un solvant organique. Ce laser se présente comme un laser à solide : une cuve contenant le liquide est limitée par deux miroirs. La stimulation se fait par un flash qui excite les niveaux singulets du chélate qui, par transition non radiative, peuplent les niveaux triplets de la molécule. Les ions d'euprémium sont alors excités grâce à des transferts d'énergie intermoléculaires. Les résultats obtenus ont été peu performants.

En excitant des molécules organiques (non chélatées) non plus par un flash mais par un laser à rubis, on obtient une émission laser directement issue des niveaux singulets de ces molécules. Les résultats sont meilleurs et l'on obtient une émission dans la bande des 0,4-0,7 μm .

En cherchant à réaliser un liquide équivalant à un laser à verre dopé, on

obtient également des résultats intéressants. Ainsi, avec de l'oxychlorure de sélénium SeOCl_2 dans lequel on dissout du néodyme à l'état d'ions trivalents, on obtient une émission laser à $1,0550 \mu\text{m}$.

Puisque nous avons évoqué l'emploi d'un laser comme source d'excitation, il est intéressant de rappeler les expériences effectuées sur l'effet Raman. Cet effet, connu depuis 1928, porte le nom du savant indien Raman, qui reçut en 1930 le prix Nobel.

Voici brièvement la description de l'expérience. Si nous plaçons dans un récipient de forme particulière (fig. 15) un corps parfaitement pur et limpide, comme la benzine par exemple, et que l'on illumine ce corps au moyen d'un faisceau monochromatique de fréquence ν , il semble pour l'observateur qu'il y ait aucune lumière diffusée. Si par contre, on remplace l'œil de l'observateur par un spectrographe, la situation change et avec un temps de pose suffisamment long, on arrive à mettre en évidence une lumière diffusée comprenant : la radiation incidente de fréquence ν , et d'autres radiations de fréquences :

$$\begin{bmatrix} \nu + \nu_1 \\ \nu - \nu_1 \end{bmatrix} \quad \begin{bmatrix} \nu + \nu_2 \\ \nu - \nu_2 \end{bmatrix} \quad (6)$$

Ces fréquences ν_1 et $\nu_2...$ caractérisent la molécule de benzène et forment le spectre de Raman de ce corps. Ce phénomène a été observé avec d'autres substances, comme nous le verrons plus loin.

Ce phénomène n'est pas générateur d'effet laser, mais si l'on utilise un laser comme source de photons incidents, nous aurons toujours un rayonnement diffusé émergeant en faisceau laser, sur une fréquence différente. Dans la perspective de l'électronique quantique (fig. 16) nous pouvons dire que, lorsque l'on éclaire une substance organique au moyen de photons incidents d'énergie $h\nu_0$, les molécules de la substance absorbent une partie de cette énergie $h\nu_1$, qui sert à exciter cer-

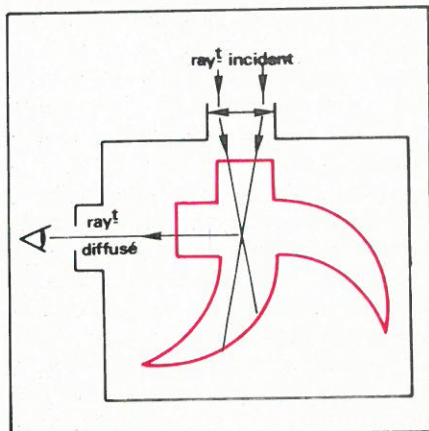


Fig. 15. - Cuve à benzène pour la mise en évidence de l'effet Raman.

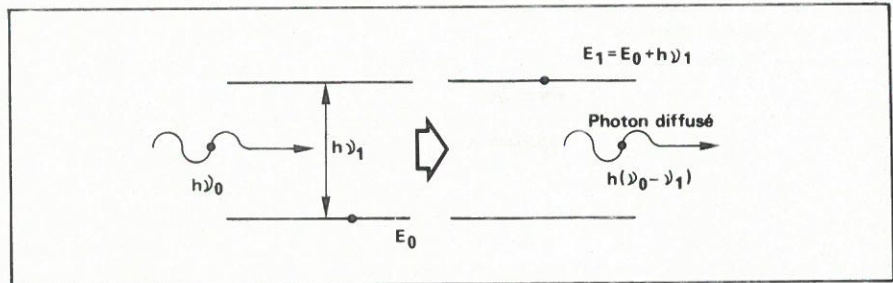


Fig. 16. - L'effet Raman provoque une déviation des longueurs d'onde, vers les fréquences plus faibles.

tains niveaux de vibrations moléculaires. Après avoir traversé cette substance, les photons diffusés émergent avec une énergie $h(\nu_0 - \nu_1)$. C'est dans cet espace $h\nu_1$ que se manifeste l'effet Raman. La perte d'énergie provoque une déviation des longueurs d'onde, vers les fréquences les plus faibles, mais ce qui est intéressant dans ce phénomène, c'est la relation de phase qui existe entre le photon incident et le photon diffusé. Ceci tient au fait que la molécule représente un système oscillant et qu'il y a interaction avec l'onde électromagnétique. Par conséquent, si le photon incident appartient à un faisceau cohérent de fréquence ν_0 , le photon diffusé appartiendra également à un faisceau cohérent de fréquence $\nu_0 - \nu_1$. C'est la raison pour laquelle on éclaire la substance organique au moyen d'un laser, la substance jouant le rôle d'un transformateur de fréquence.

Différentes substances ont été expérimentées, notamment le nitrobenzène, le benzène, le cyclohexane, le toluène, le bromonaphtalène, la pyridine... Le phénomène s'est manifesté dans un laser à rubis où une cellule de Kerr, contenant du nitrobenzène, servait au déclenchement de l'éclair. À côté de la raie classique du rubis $\lambda_0 = 0,6943 \mu\text{m}$ ($\nu_0 = 4,321 \cdot 10^{14} \text{ Hz}$), on observa trois autres raies qui furent identifiées de la façon suivante, en sachant que pour le nitrobenzène $\nu_1 \approx 0,4 \cdot 10^{14} \text{ Hz}$:

$$\lambda_1 = \frac{c}{\nu_0 - \nu_1} = 0,7658 \mu\text{m} \quad (7)$$

$$\lambda_2 = \frac{c}{\nu_0 - 2\nu_1} = 0,8539 \mu\text{m} \quad (8)$$

$$\lambda_3 = \frac{c}{\nu_0 - 3\nu_1} = 0,9632 \mu\text{m} \quad (9)$$

avec la vitesse de la lumière : $c = 3 \cdot 10^8 \text{ m/s}$.

Ainsi les photons peuvent subir une perte d'énergie avec un facteur 2 ou 3 ; de même ils pourraient subir un gain d'énergie s'ils frappaient une molécule dans un état excité, mais dans une substance en équilibre thermodynamique, cette probabilité est extrêmement faible.

Ce type de laser n'est pas à proprement parlé un laser à liquide, c'est plu-

tôt un transformateur de fréquences. Mais le procédé méritait quelques mots.

C'est donc avec des perspectives très encourageantes que la physique quantique offre un outil remarquable, tant pour des réalisations originales que pour préciser certains phénomènes, ou même ouvrir de nouveaux chapitres dans de nombreux domaines scientifiques. Le monde des quanta ouvre aux chercheurs une fenêtre sur la structure intime de la matière et de ses manifestations ; peut-être comblera-t-il le fossé séparant la radio-électricité de l'optique.

Longueur d'onde Faisceau laser $\lambda = \mu\text{m}$	Cristal	Dopant
0,6943	Al_2O_3	0,05 % Cr^{3+}
0,697	Sr F_2	Sm^{2+}
0,701	Al_2O_3	1 % Cr^{3+}
0,708	CaF_2	Sm^{2+}
1,044	SrF_2	Nd^{3+}
1,047	CaF_2	Nd^{3+}
1,058	CaWO_4	1 % Nd^{3+}
1,061	CaMoO_4	1,8 % Nd^{3+}
1,0648	$\text{Y}_3\text{Al}_5\text{O}_{12}$	Nd^{3+}
1,91	CaWO_4	Tm^{3+}
2,0132	$\text{Y}_3\text{Al}_5\text{O}_{12}$	Tm^{3+}
2,0975	$\text{Y}_3\text{Al}_5\text{O}_{12}$	Ho^{3+}
2,2	CaF_2	U^{3+}
2,3588	CaF_2	0,01 % Dy^{2+}
2,4	SrF_2	U^{3+}
2,5	CaF_2	U^{3+}
2,5	BaF_2	U^{3+}
2,613	CaF_2	0,05 % U^{3+}

Tableau I - Principaux cristaux pour lasers à solide.

Longueur d'onde Faisceau Laser $\lambda = \mu\text{m}$	Verre	Dopant
0,31	Verre	Gd^{3+}
0,92	NaCaSi	Nd^{3+}
1,015	LiMgAl Si	Yb^{3+}
1,06	KBaSi	Yb^{3+}
1,06	Verre	Nd^{3+}
1,54	YbNaK-BaSi	Er^{3+}
1,95	LiMgAl Si	Ho^{3+}

Tableau II. - Principaux verres dopés pour lasers à solide.

Longueur d'onde Faisceau laser $\lambda = \mu\text{m}$	Gaz	Fonctionnement (1)
0,2358	Ne^{3+}	I
0,3371	N_2	I
0,3507	Kr^{2+}	C
0,488	Ar^+	C
0,488	Ar^+	I
0,5313	Xe^+Ne	I
0,6328	NeHe	C
1,1523	NeHe	C
2,0261	Xe	C
3,3912	NeHe	C
10,59	$\text{CO}_2\text{N}_2\text{He}$	C
10,59	$\text{CO}_2\text{N}_2\text{He}$	I
10,59	$\text{CO}_2\text{N}_2\text{He}$	D
27,9	H_2O	I
336,7	CH_3CN	C

(1) I : par impulsions, C : en continu, D : déclenché

Tableau III - Principaux mélanges pour lasers à gaz.

Les applications en médecine

Les propriétés particulières du faisceau laser conduisent à des applications extrêmement variées, tenant compte soit de la concentration de puissance, soit de la cohérence du rayonnement, ou même des deux à la fois. Il est difficile d'établir une classification systématique en partant de ces éléments. Toutefois, on comprend que la concentration de puissance fournie par un laser, puisse provoquer des modifications de structure de la matière ; d'où son emploi en chirurgie et en médecine. Le laser à gaz par contre, fournira un rayonnement cohérent intéressant à exploiter au cours de certaines expériences d'optiques, notamment dans les analyses biologiques. Mais les lasers à gaz sont également utilisés pour leurs effets thermiques.

En biologie

Il est intéressant, en premier lieu, de faire le point sur l'action chimique et biologique du faisceau laser. En effet, des études biologiques ont montré que certaines réactions chimiques dans les cellules pourraient être commandées par un rayonnement infrarouge cohérent qui agirait soit par action catalytique, soit séquentiellement par codage du rayonnement. Ce codage est suggéré par la structure périodique de certaines molécules géantes. Le laser pourrait être utilisé comme récepteur ou comme émetteur pour simuler ces ordres.

Un autre effet est exploité : c'est l'absorption sélective de la lumière d'une certaine longueur d'onde par des tissus ou des substances en rapport avec leur composition chimique. Il y a quelques années, des études entreprises par M. Bessis sur les globules rouges ont montré que les effets observés, au sein de la cellule, étaient assez caractéristiques. Ainsi, le spot émis par le laser laisse une tache ronde sur le globule ; celui-ci se décolore et dans les minutes qui suivent il y a hémolyse, sauf à l'endroit touché par le spot où l'hémoglobine semble avoir été coagulée. L'action du faisceau de lumière cohérente est renforcée par la coloration vitale des cellules, utilisant ainsi le phénomène de l'absorption d'énergie. Pour le type de laser utilisé on emploie comme colorant vital le vert Janus qui a la propriété d'être très absorbant de la longueur d'onde considérée ($\lambda = 0,6943 \mu\text{m}$) et ainsi l'effet est beaucoup plus prononcé. En

employant des colorants sélectifs pour certains éléments de la cellule, les mitochondries par exemple, on peut détruire électivement ces éléments et étudier ensuite le comportement de la cellule. C'est le cas notamment de la vitamine B12 qui présente trois pics d'absorption à 0,278-0,361 et 0,55 μm , la plupart des acides aminés ont un pic d'absorption à 0,28 μm , la diphosphopyridine nucléotide a deux pics à 0,26 et 0,34 μm . On comprend dès lors qu'un faisceau laser dont la longueur d'onde est la même que celle correspondant au pic d'absorption d'une substance verra son énergie se concentrer sur celle-ci.

Le professeur Miro signale qu'une telle action sélective a été prouvée expérimentalement pour le cytochrome B qui est un des maillons de la chaîne d'oxydo-réduction régissant la respiration cellulaire. C'est le seul maillon de cette chaîne qui fixe l'hydrogène moléculaire en présence d'oxygène. Il ajoute : « lorsqu'on irradie une culture de cellule avec un laser de 1 mW, émettant à 0,53 μm , on constate une chute du taux de la respiration cellulaire de plus de 60 %. Si on irradie la même culture avec un laser à rubis (0,6943 μm) ou un laser He-Ne émettant à 0,6327 μm , en utilisant la même puissance, aucun effet sur la respiration n'est observé. Dans le premier cas, des études histochimiques montrent que seul le cytochrome B est inhibé. »

« Un autre processus de l'action biologique réside dans le champ électrique qui accompagne le faisceau laser. Du fait de la cohérence spatiale, celui-ci peut atteindre des valeurs considérables de l'ordre de grandeur des champs interatomiques. On conçoit donc aisément qu'il puisse réagir sur les constantes physiques des milieux qu'il traverse, telles la conductivité ou la constante diélectrique et qu'il puisse bouleverser l'équilibre de certaines réactions chimiques, voire même remodeler certains systèmes moléculaires. Au minimum, il modifie les polarisations membranaires entraînant des désordres d'échanges ioniques au niveau des cellules, sources de troubles fonctionnels des tissus. »

L'impact du faisceau, surtout avec les lasers pulsés, peut engendrer également une action mécanique en favorisant l'apparition d'une onde de choc. En effet, la pression de radiation est importante et induit une orientation des cellules dans le sens de la propagation du faisceau. Il y a aussi naissance de phénomènes ultrasonores entraînant des lésions à distance. Tout ceci incite à la prudence quant à l'emploi des lasers en médecine, mais

OPHTALMOLOGIE

Limnectomie - CO₂
Keratostomie - CO₂
Rétinopathie diabétique - Argon
Déchirures et pré-décollement rétinien - Argon

CHIRURGIE PLASTIQUE

Reconstruction faciale - CO₂

CHIRURGIE THORACIQUE

Pneumectomie - CO₂
Lobectomie - CO₂
Résection segmentaire - CO₂
Thoracotomie exploratoire - CO₂
Coarctation de l'aorte - CO₂
Implantation pace-makers - CO₂
Mastectomie - CO₂
Tumeurs trachéo-bronchiques (endoscopie) - CO₂ - YAG

CYTOLOGIE

Vélocité spermatozoïdes

DERMATOLOGIE

Excision cicatrice - CO₂
Tumeurs cutanées - CO₂
Mélanome de la face - CO₂
Hémangiome - CO₂ - Argon
Tatouages - Argon
Verrues - Argon
Keratoses - Argon
Chirurgie des brûlés - CO₂

CHIRURGIE ORTHOPÉDIQUE

Synovectomie - CO₂
Arthrotomie - CO₂
Prothèse de la hanche - CO₂

ANGÉIOLOGIE

Thromboendartériectomie - CO₂
Prothèse aorto-fémorale CO₂

ENDOCRINOLOGIE

Surrénalectomie - CO₂
Thyroïdectomie - CO₂

ORL

Tumeurs de la bouche - CO₂
Tumeurs de la langue - CO₂
Parotidectomie - CO₂
Cordes vocales : cordite - CO₂
Papillomes - CO₂
Polypes et nodules laryngés - CO₂
Sténose laryngée - CO₂
Granulome laryngo-trachéal - CO₂
Laryngocèle - CO₂
Hémangiome subglottique - CO₂
Aryténoïdectomie - CO₂
Tonsillite - CO₂
Adénoides obstructives - CO₂
Leucoplasies - CO₂

ODONTOLOGIE

Prévention carie - Argon
Pulpe dentaire - Argon

GASTRO-ENTEROLOGIE

Gastrectomie - CO₂
Diverticule de l'œsophage - CO₂
Hernie diaphragmatique - CO₂
Hernie inguinale - CO₂
Polypes et tumeurs recto-sigmoïdiennes - CO₂ - Argon
Hémorragies gastro-intestinales - Argon - YAG
Cancer de l'œsophage - Argon
Ulcère gastrique - Argon
Maladie d'Osler - Argon

UROLOGIE

Hémostase en urologie - Argon
Adénome prostatique - YAG

GYNECOLOGIE

Lésions de col - CO₂
Lésions de la vulve - CO₂
Dysplasie du col - CO₂
Tumeurs in situ - CO₂
Adhérences pelviennes - CO₂
Endométrioses - CO₂

NEUROLOGIE

Hémostase tissu nerveux - Argon

Fig. 17. - Quelques applications médico-chirurgicales des lasers.

de nombreuses expériences permettent de dégager d'ores et déjà diverses indications.

La figure 17 montre l'éventail des disciplines concernées avec quelques indications ayant fait l'objet de publications au cours des dernières années. Ce panorama est loin d'être exhaustif, mais il nous servira de guide pour aborder les points particuliers de notre étude.

En ophtalmologie

L'une des utilisations les plus anciennes est sans conteste le photocoagulateur où le laser a remplacé le xénon. On se souvient des travaux des chirurgiens du Presbyterian Hospital et de ceux du New York Medical Center sur la mise au point d'un coagulateur rétinien. Ce type d'opération fut l'aboutissement d'une série de travaux ayant



Fig. 18. - Laser à CO₂ - Ensemble chirurgical O.R.L. modèle FLF 25 (doc. Cilas).

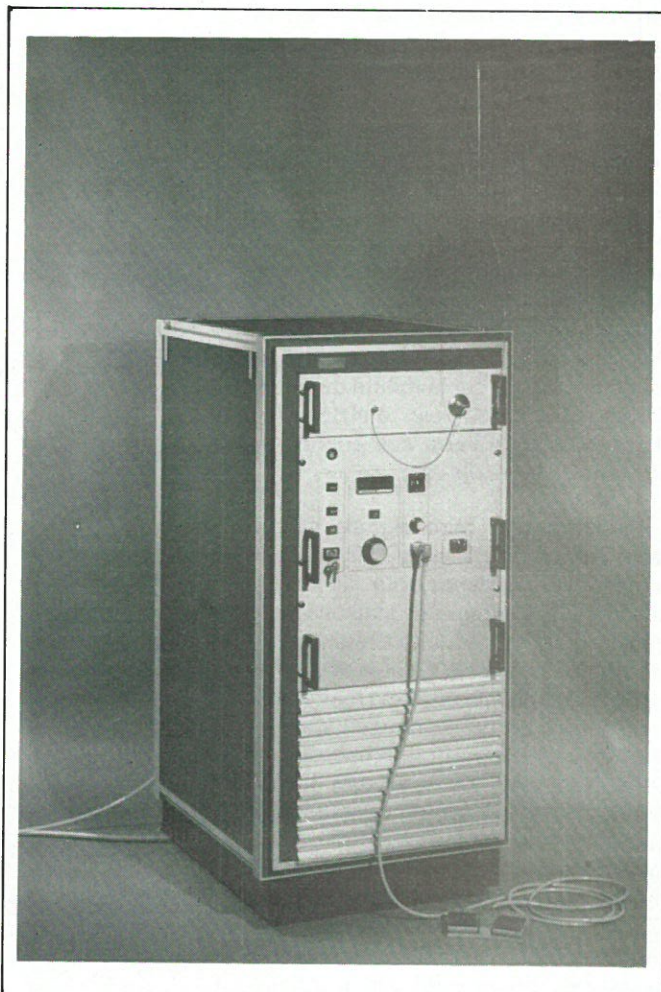


Fig. 19. - Laser à YAG. Modèle YM 575 pour la chirurgie (doc. Cilas).

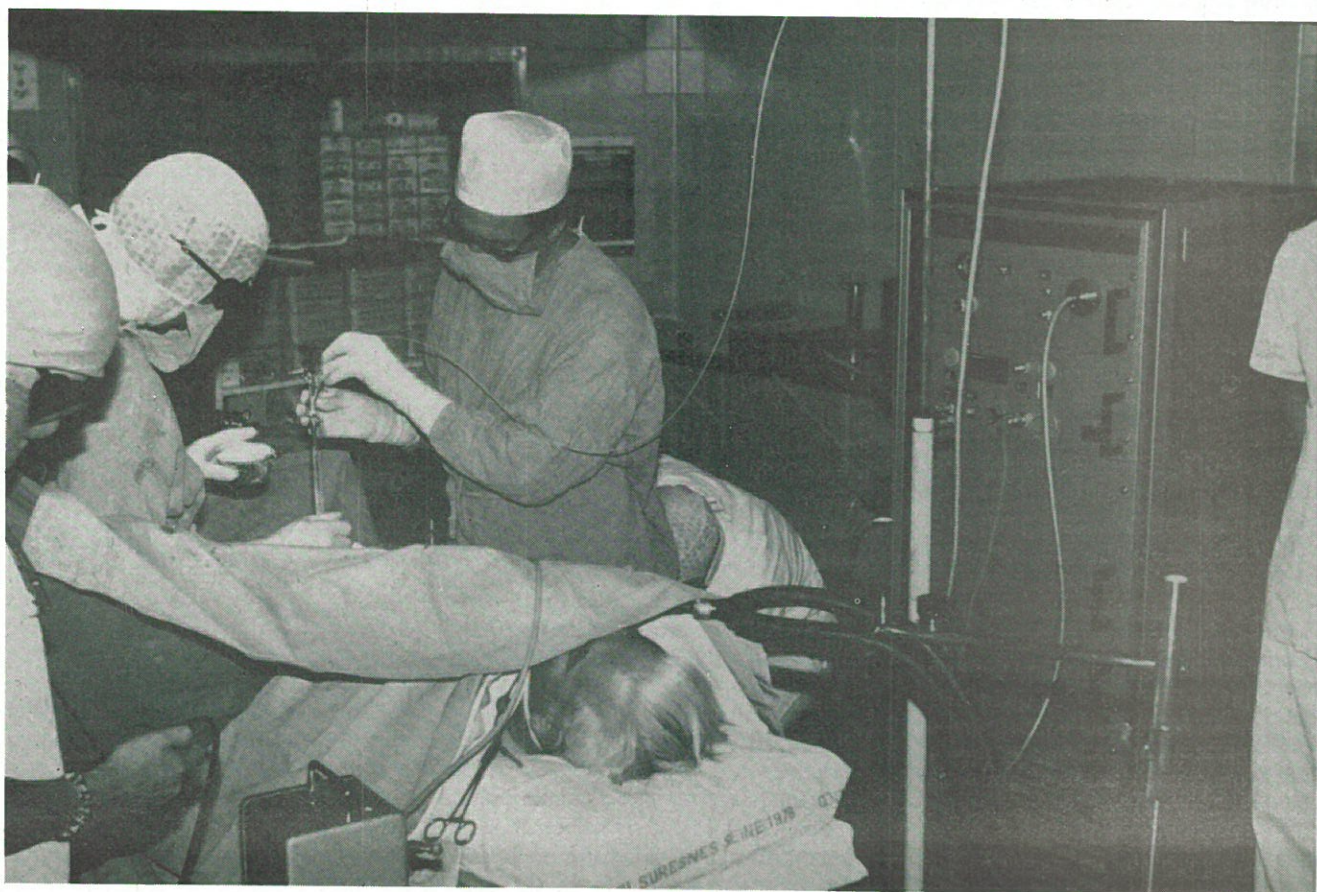


Fig. 20. - Intervention urologique à l'hôpital Foch, au moyen d'un laser YAG modèle YM 575 (doc. Cilas).

porté sur l'étude des lésions rétinien-
nes provoquées par un faisceau laser
sur l'œil du lapin. Une simple impulsion
de 0,5 milliseconde était suffisante
pour entraîner une destruction thermi-
que des éléments de la rétine et de
l'iris, les effets pathologiques produits
pouvaient se comparer à ceux provo-
qués par les brûlures dues à l'éclair
d'une explosion nucléaire. C'est donc
en précisant ces effets, en limitant leur
action, qu'il est possible maintenant de
faire bénéficier l'ophtalmologie des
techniques laser, soit par leur rôle des-
tructif dans les tumeurs, soit comme
facteur de coagulation ponctuelle, par
analogie à la soudure par points, dans
les pré-décollements de la rétine. Dans
ce domaine le résultat est spectacu-
laire, d'autant plus que ce phénomène
est beaucoup plus fréquent qu'on ne le
pense habituellement. Le traitement
classique comportait certains risques
puisqu'il fallait réaliser une coagulation
ponctuelle, par diathermie, au moyen
d'une aiguille « aveugle ». L'opération
durait plusieurs heures, sous anesthé-
sie générale, et il fallait attendre plu-
sieurs semaines pour savoir si la ten-
tative était couronnée de succès. Il
semblait donc très séduisant de faire
appel à l'énergie calorifique de la dia-
thermie, l'énergie lumineuse. L'idée
d'utiliser la lumière avait déjà fait
l'objet de travaux très prometteurs
mais, même après une forte focalisa-
tion, on se heurtait à des temps
d'exposition trop longs et à des surfa-
ces d'impact beaucoup trop grandes.
Le laser est venu mettre un peu d'ordre
dans cet empirisme en supprimant bon
nombre d'inconvénients. Le laser
apporte un faisceau monochromatique
dont la longueur d'onde peut être choi-
sie en fonction des propriétés optiques
des éléments de l'œil, ainsi le faisceau
sera très peu absorbé par l'humeur
aqueuse et l'humeur vitrée, par contre
l'absorption sera très importante dès
qu'il rencontrera la couche épithéliale
pigmentée de la rétine et la choroïde.
Avec la grande finesse du faisceau, on
obtient des points d'impact ponctuels
avec des durées de l'ordre de la demi-
milliseconde, sans douleur, par consé-
quent sans avoir recours à l'anesthésie
générale.

Actuellement, 150 photocoagula-
teurs à laser sont en service en France.
Ils sont équipés de laser à argon émet-
tant dans le bleu-vert de façon conti-
nue.

En O.R.L.

Une discipline qui a fait parler d'elle
ces derniers temps est l'oto-rhino-
laryngologie (O.R.L.). L'emploi du laser
en O.R.L. remonte à 1972, aux U.S.A.,

où Jako et Vaughan jettèrent les bases
de son indication. En France, c'est en
1976 que Freche effectue une expéri-
mentation animale à l'hôpital Foch
(Suresnes), au moyen d'un laser à CO₂
couplé à un laryngoscope (fig. 18).

Au début de 1979, lors de la 12^e
Journée d'otorhino-laryngologie du
Sud-Est qui s'est tenue à Nice, le point
a été fait sur la place que pourrait pren-
dre le laser en chirurgie O.R.L. C'est sur-
tout la papillomatose laryngée qui a
trouvé un traitement efficace. En effet,
cette maladie du jeune enfant nécessi-
tait de multiples hospitalisations abou-
tissant, dans 50 % des cas, à une tra-
chéotomie, compliquée d'atrophie du
larynx et d'aphonie. Le laser a réduit
l'hospitalisation à 48 heures, sans tra-
chéotomie et sans perte de la voix.

Parmi les autres indications, bien
que peut être moins spectaculaires
dans leurs résultats, citons les tumeurs
bénignes, les nodules, polypes, notam-
ment sur les cordes vocales. Il est pos-
sible que prochainement le laser soit
employé dans l'amygdalectomie et le
traitement de certains cancers de la
bouche et du larynx.

L'oreille moyenne et l'oreille interne
sont maintenant à la portée d'une
micro-chirurgie fine grâce à l'emploi
d'appareillage couplant un laser YAG-
Néodyme, un microscope et une fibre
optique. Mais il s'agit de chirurgie
expérimentale : il ne suffit pas d'avoir
l'outil, encore faut-il affiner l'approche
anatomique de lésions que l'on aborde
d'une manière nouvelle.

En odontologie

Il était tentant d'utiliser un faisceau
laser pour le traitement de la carie
dentaire, malheureusement les essais
ont été effectués au moyen d'un laser
à impulsions. Il semblait que les effets
obtenus soient très bons puisque au
point d'impact du faisceau, la puis-
sance de celui-ci provoquait la volati-
lisation du tissu carié. A la place, on
notait la création d'une cavité, stérile,
prête à être obturée. En réalité,
d'autres problèmes apparurent, d'ori-
gine mécanique. L'onde de choc pro-
duite par le faisceau laser, associée à
des ondes ultra-sonores, se propagent
dans la dent et atteignent le paquet
vasculo-nerveux qui se trouve dans la
pulpe dentaire. Dans certains cas on
assiste à la destruction de ce paquet.
Actuellement les essais se poursuivent
avec l'emploi de laser en continu avec
lesquels les effets mécaniques sont
pratiquement nuls.

Dans un aspect plus technique, mais
intéressant toujours l'odontologie, la
soudure « in vivo » des alliages nickel-

chrome serait possible lors de la réa-
lisation de couronnes multiples. Enfin,
la représentation en relief de la cavité
buccale au moyen d'un **hologramme**
permettrait de réaliser une empreinte.
Partant de cette image en trois dimen-
sions on peut fabriquer une prothèse et
pratiquer des « essayages » en
l'absence du patient. Il est possible
également d'effectuer des essais
dynamiques en vérifiant la qualité
d'une prothèse mise en place. Les
défauts dus à des zones de pression où
des efforts anormaux apparaissent
dans l'hologramme.

En dermatologie

Les affections de la peau, par leur
présentation extérieure, offrent une
facilité d'approche qui a tenté les uti-
lisateurs de lasers. Toutefois cette dis-
cipline aurait souhaité un équipement
adapté au traitement de maladies qui
présentent davantage un aspect de
surface que de profondeur. Malgré
cette carence, des essais encourage-
ants ont été entrepris notamment
sur les verrues, les kératoses et les épi-
théliomas cutanés.

Il faut noter que l'abord de telles
lésions suppose de bien connaître la
stratigraphie que représente une mala-
die de peau : depuis la couche cornée
qui recouvre la lésion proprement
dite, jusqu'aux systèmes nerveux et
circulatoire qui se trouvent immédia-
tement sous-jacents. Cette connais-
sance conditionnera la dimension du
faisceau, sa puissance et le type de
laser (choix de la longueur d'onde).

Actuellement, l'effet punctiforme du
rayonnement permet d'effectuer un
piquetage multiple afin de couvrir une
affection en surface. L'action du fais-
ceau laser se traduit par une volatili-
sation locale des tissus, dont le résultat
est apprécié lors du traitement des
tatouages. Cette forme de traitement
des tatouages est plus rapide, plus
facile et plus économique que la
méthode faisant appel à la chirurgie
esthétique.

En chirurgie

L'emploi du laser en chirurgie,
comme scalpel lumineux, regroupe en
fait de nombreuses applications com-
munes à diverses spécialités (fig. 19).
En effet, en chirurgie se posent deux
problèmes majeurs : la coupe des tis-
sus biologiques et l'arrêt du saigne-
ment (hémostase) provoqué par cette
coupe. Dès 1977, lors de la Gordon
Conference de Meriden aux États-
Unis, une confrontation a eu lieu entre

diverses équipes de chercheurs afin de déterminer le rôle de la longueur d'onde dans le choix d'un laser.

De cette confrontation il apparaît que le laser à CO_2 , qui travaille dans la longueur d'onde de $10,6 \mu\text{m}$, procure une très bonne coupe avec une zone de nécrose sur les bords de l'incision dont la largeur est inférieure au millimètre (entre 3 et 4 mm avec le bistouri électrique). En revanche, l'hémostase n'est pas très bonne et nécessite d'arrêter le saignement par les moyens classiques. Avec le laser YAG-Nd, dont le faisceau a une longueur d'onde de $1,06 \mu\text{m}$, est moins bon pour la coupe (zone de nécrose de 4,5 mm de large) mais par contre l'hémostase est parfaite. Avec les lasers à argon, dont les longueurs d'onde se situent entre $0,457$ et $0,514 \mu\text{m}$, les résultats seraient moins bons que ceux du laser à CO_2 , quant à leur qualité de coupe ; et que ceux du laser YAG, quant à leur effet hémostatique.

Devant cet éventail de possibilités il était tentant de faire un choix de longueur d'onde assurant l'ensemble des qualités. C'est tout au moins ce qu'ont pensé les chirurgiens américains et allemands en suggérant de travailler avec des lasers dont la longueur d'onde se situerait entre $10,6$ et $1,06 \mu\text{m}$. Actuellement, les essais se font avec un laser YAG-Holmium de $2,1 \mu\text{m}$, mais les résultats ne sont guère probants. Il faut reconnaître que l'effet thermique n'est pas seul en cause et que la cohérence du faisceau engendre un champ électromagnétique, dont on connaît mal les effets sur les tissus biologiques.

Néanmoins, les essais se poursuivent, conjointement avec les actions thérapeutiques entreprises dans les hôpitaux. Des résultats très encourageants ont été obtenus notamment en urologie (fig. 20) et en gastro-entérologie.

En gastro-entérologie

L'emploi d'un endoscope souple (fibres optiques) en gastro-entérologie permet l'exploration visuelle de tout le tractus digestif. Le fibroscope habituellement utilisé dans le diagnostic, comporte un canal central pouvant recevoir une pince et sa commande. Lorsqu'une image pathologique apparaît, la pince assure le prélèvement d'un petit morceau de tissu (biopsie) aux fins d'analyse histologique. Cette pince permet également un acte thérapeutique comme l'exérèse de polypes.

Par ce canal central il est possible aussi d'introduire une fibre optique gainée qui véhiculera le faisceau laser.

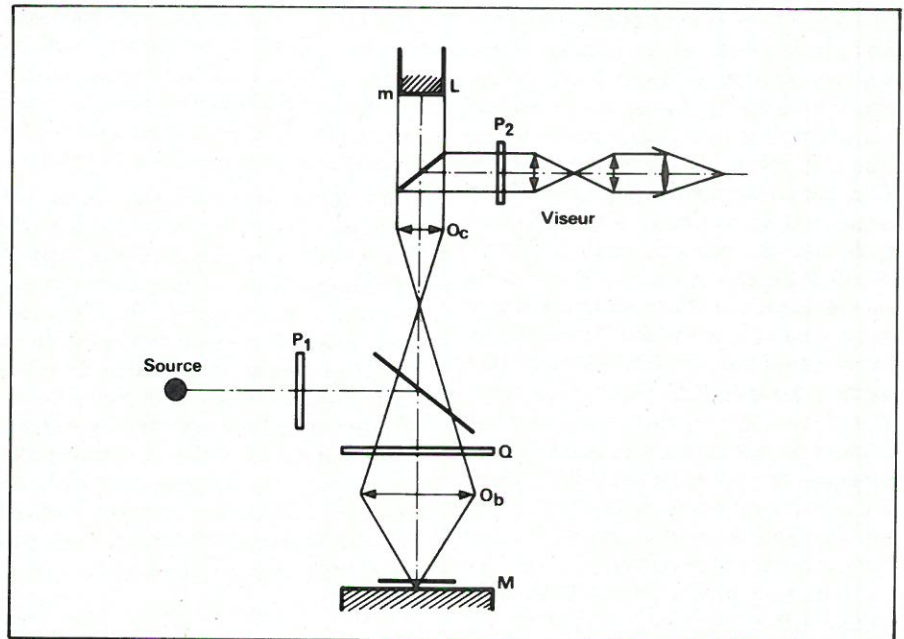


Fig. 21. - Montage microscopique permettant d'étudier les effets du faisceau laser sur la cellule vivante.

Selon les modèles nous avons des fibres :

- en matière organique (le cœur de la fibre est en polyméthyl-méthacrylate) ;
- en silice dopée-verre ;
- en silice pure - résine silicone ; avec des lasers argon ou YAG.

C'est avec un équipement comprenant un laser, un système de couplage laser-fibre optique, une fibre optique logée dans l'endoscope, que Brunetaud de Reims a réalisé diverses interventions chez des patients présentant des hémorragies gastriques ainsi que l'ablation de petites tumeurs.

En gynécologie

C'est par analogie avec les résultats obtenus au moyen de la cryochirurgie ou de l'électrochirurgie que le laser apporte sa contribution en microchirurgie cervico-vaginale et vulvaire. L'action est précise, dénuée de douleurs, avec hémostase immédiate et une cicatrisation rapide. L'emploi d'un laser à CO_2 a permis à J. Jordan de traiter ainsi des dysplasies du col utérin, de l'adénose vaginale, des cancers de la sphère génitale et des atypies vulvaires. De son côté Hepp a utilisé le laser dans la chirurgie des adhérences pelviennes post-opératoires et dans l'endométrieose, mais son expérience est surtout basée sur un emploi chez l'animal.

En cytologie

La finesse du faisceau émis par un laser rend possible des études au niveau des cellules, soit appartenant

aux tissus biologiques, soit isolées, comme les globules rouges ou les bactéries. La cellule vivante renferme encore de nombreuses inconnues du fait de ses dimensions extrêmement réduites et des difficultés rencontrées pour intervenir avec précision à son niveau. Toutefois, il existe depuis plusieurs années des montages optiques assurant la visualisation, après grossissement, de la cellule tout en permettant une action par le faisceau laser.

Ainsi, l'un des montages possibles donnant une bonne focalisation et une localisation précise du spot est représenté par la figure 21. Le microscope utilise un éclairage en lumière réfléchie, l'objet étant placé sur un miroir diélectrique M. Une deuxième image de l'objet obtenue par autocollimation sur la surface m du laser L et dont la luminosité est réglée par les polariseurs P_1 et P_2 et la lame quart d'onde Q (escamotable), permet le centrage. L'observation s'effectue à l'aide du dispositif à contraste interférentiel pour métallographie. La localisation du spot est possible grâce à la présence d'une très faible image due à la réflexion sur le laser (lame Q escamotée).

Le montage peut comprendre également un équipement de télévision en circuit fermé avec une caméra standard et un récepteur. Les images obtenues, bien contrastées, sont aisément visibles en plein jour, à grande échelle, ce qui facilite l'expérimentation.

D'autre part, mentionnons l'existence de matériel expérimental pour étudier la mobilité des cellules. La vitalité d'une cellule : un spermatozoïde par exemple, fait l'objet de travaux à l'hôpital de Bicêtre à Paris. C'est un moyen supplémentaire dans la recherche et la connaissance des causes

éventuelles de la stérilité d'origine masculine. La mobilité d'une cellule peut fournir également une information sur le milieu dans lequel elle évolue : c'est le cas d'une bactérie baignant dans une solution contenant un antibiotique. C'est un moyen d'obtenir un antibiogramme dans un délai plus court qu'avec les techniques traditionnelles de laboratoire.

En neurologie

Les qualités hémostatiques du faisceau laser sont intéressantes en neurochirurgie. Il y a quelques années on fondait de grands espoirs dans les interventions dites de chirurgie fonctionnelle. En effet, il existe des maladies, comme la maladie de Parkinson, la choréo-athétose... dont le siège se situe dans les noyaux gris centraux de la base du cerveau et dont le traitement chirurgical comprenait une électrocoagulation très limitée de ces structures basales. L'accessibilité de ces structures était possible par la stéréotaxie. Si le traitement chirurgical de telles maladies n'a pas apporté les résultats que l'on escomptait, le laser n'est pas en cause. Au contraire, il conserve ses qualités pour un certain nombre d'autres interventions en chirurgie crânienne.

Ainsi, lors du Congrès commun de chirurgie et des maladies cardio-vasculaires qui s'est tenu à San Francisco au début de septembre 1979, deux communications ont fait état des résultats obtenus dans le traitement des tumeurs cérébrales. Notons le rapport d'un neurochirurgien de Shanghai qui « vaporise » les tumeurs cérébrales au moyen d'un laser. Ce médecin traite aussi bien les tumeurs bénignes, comme les méningiomes, ou malignes, comme les métastases de cancer.

La méthode est très sûre puisque le contrôle s'effectue par la surveillance de la température de la zone traitée ainsi que par l'aspect des tissus environnants. C'est une méthode rapide, assurant une bonne hémostase et la préservation des tissus voisins. En outre, elle permet des destructions tumorales dans des sites d'accès difficile.

Ces quelques exemples montrent tout le bénéfice que la médecine et la chirurgie peuvent attendre de ce nouveau scalpel. Il est probable également que le chapitre des examens et des analyses de laboratoire subira l'influence des propriétés du laser, non pas tant pour sa haute concentration d'énergie, mais plutôt pour la parfaite monochromaticité de son faisceau. Nous sommes donc en présence d'une

arme pleine de promesses mais dont l'usage demande certaines précautions, surtout comme moyen thérapeutique.

La normalisation

L'emploi des lasers en médecine, notamment en ophtalmologie, a incité l'Association Française de Normalisation à procéder à la normalisation de ces appareils.

Il s'agit de la Norme NFC 74 310 - 1973 - Photocoagulateurs à impulsions laser mobiles et portatifs de haute tension maximale au plus égale à 5 kV.

Les règles énoncées dans cette norme sont applicables aux appareils d'électricité médicale utilisant l'effet laser pour la photocoagulation rétinienne. Elles s'appliquent uniquement à des appareils mobiles et portatifs de haute tension maximale au plus égale à 5 kV. Elles ne s'appliquent ni aux appareils à émission continue ou de cadence supérieure à 1 Hz, ni aux appareils dont l'énergie est supérieure à 500 mJ par impulsion.

J. Trémolières

Bibliographie

● Brunetaud J.-M., Enger A., Flament J.-B., Petit J., Berjot M., Moschetto Y. : « Utilisation d'un laser à argon ionisé en endoscopie digestive : photocoagulation des lésions hémorragiques. » (Revue de physique appliquée T. 14, fév. 1979, 385-390).

● Miro L. : « Les applications biologiques médicales et chirurgicales des lasers » (Revue de physique appliquée T. 14, fév. 1979, 379-384).

● Laures P. : « Les lasers, principes et applications, première partie. » (Doc. Air-Espace n° 112, septembre 1968, 21-38).

● Laures P. : « Les lasers, principes et applications, deuxième partie. » (Doc. Air-Espace n° 113, novembre 1968, 35-58).

● Trémolières J. : « Les lasers ». (Collection Diagrammes n° 97, mars 1965, Edit. du CAP, Monte-Carlo).

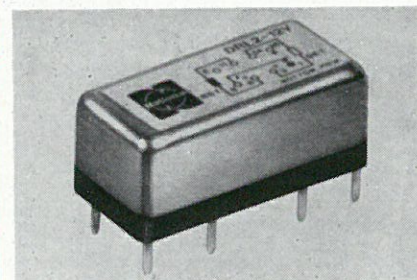
● Hartmann G. : « Les lasers ». (Edit. PUF, collection Que sais-je n° 1565, deuxième édition 1977).

● Kaplan I. : « Laser surgery. Proceeding of the first International. » (Symposium on Surgery with laser. Israël, 6 novembre 1975. Jerusalem Academic Press. 1976).

Relais type DR

Il s'agit d'un relais reed à 1 inverseur (1 RT) dont le contact, contrairement à tous les relais reed traditionnels, n'est pas noyé dans une ampoule de verre, mais se trouve emprisonné dans le noyau de la bobine.

C'est ainsi que ce relais permet, pour une dimension très réduite (20 x 10 x 8,2 mm), des commutations « bas niveau » et des puissances allant jusqu'à 3 A, 250 V, 30 W, 60 VA, ceci dans des temps de commutation très rapides, puisque de l'ordre de 0,5 ms avec des résistances de contact très faibles ($\leq 40 \text{ m}\Omega$), très stable dans le temps ($\leq 5\%$ de variation max. pour 10^9 manœuvres), grâce à la technique très spéciale de « getter ».



Ce relais existe en version monostable et bistable, une ou deux bobines, dans des tensions nominales de 3, 5, 9, 12, 15 et 24 V, ainsi que dans une version très spéciale, le type DRC et 5 et 12 V nominale, version qui en fait le seul monostable au monde qui ne « consomme aucune énergie » (moins de 400 mWh pour 10^7 manœuvres, que celles-ci soient faites sur une journée ou sur dix ans d'utilisation).

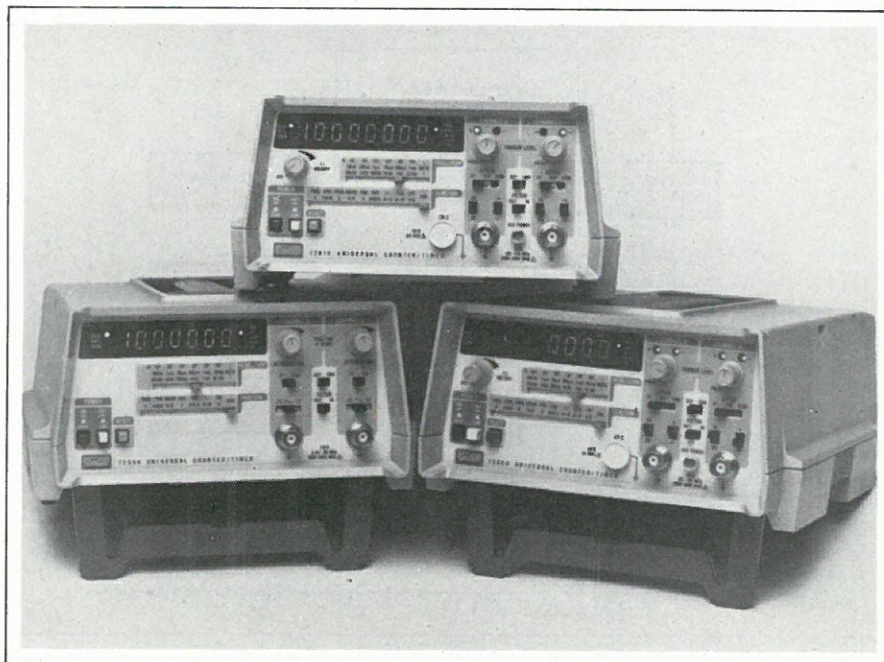
S.D.S. Relais France, La Boursièdière, R.N.186, 92350 Le Plessis-Robinson. Tél. : 630.35.90.

Le nombre de compteurs fréquences différents actuellement disponible sur le marché est le moins que nous puissions dire important. En effet, du plus simple fréquencesmètre au plus compliqué compteur fréquencesmètre universel (aux multiples modes de fonctionnement), toute une gamme d'appareils, pour la mesure du temps et de la fréquence, offre aux utilisateurs de divers secteurs d'activités la possibilité d'un choix en fonction des applications auxquelles l'instrument est destiné.

Applications des modes de fonctionnement des compteurs fréquencesmètres performants

Comme pour la plupart des appareils de mesure, ce choix n'est pas très aisé. Même si les critères principaux restent ; le prix d'achat et la fréquence maximale mesurable (qui peut-être de plusieurs GHz notamment dans le domaine des télécommunications). Il reste en effet à étudier si les divers modes de fonctionnement proposés, qui sont en quantité plus ou moins importante selon les types d'appareils, sont réellement exploitables et surtout dans quelles conditions.

Il importe donc que l'utilisateur examine en détails ce que les modes de fonctionnement peuvent lui apporter avant sa décision finale qui peut également être dépendante de certaines caractéristiques importantes telles que : l'aspect



évolutif du compteur fréquencemètre, qui doit permettre à l'aide de diverses options d'optimiser les possibilités de l'appareils dans le temps. (Fréquence mesurable plus importante, meilleure précision ou résolution, fonctionnement autonome à l'aide d'un bloc batterie rechargeable etc.) et éventuellement la possibilité de relier l'appareil à un système automatique de test, d'une imprimante, un ordinateur ou autre périphérique par le biais d'une interface prévue à cet effet (RS232 ou T.E.E.E.)

Ainsi, le but de cet article est précisément d'étudier les modes de fonctionnement et les principales caractéristiques des nouveaux compteurs fréquencemètres et notamment ceux qui viennent d'être commercialisés par la Société Fluke (représenté en France par M.B. électronique) qui présentent un certain nombre d'avantages qui comme nous le verrons méritent d'être soulignés.

Quelques termes souvent utilisés dans les spécifications techniques (terminologie du compteur fréquencemètre universel)

Avant d'aborder l'étude des principaux modes de fonctionnement, examinons quelques termes très souvent utilisés pour définir les caractéristiques techniques des compteurs fréquencemètres, ce qui aidera le lecteur à mieux comprendre ce qui va suivre.

a) Comptage d'événements

L'accumulation d'un nombre d'événements dans une période de temps est appelée comptage d'événements, en anglais « Event Counting ». C'est en fait la fonction mesure de fréquences ; celle de tachymètre avec facteur de conversion, de totaliseur ou dans ce

cas, les événements sont comptés et affichés continuellement, et de rapports des entrées A et B (A/B) où les événements injectés sur le canal A sont comptés durant un temps déterminé par le canal B.

1 – Mesures de fréquences

Comme le montre la **figure 1**, la mesure de fréquences s'effectue selon le principe suivant ; le signal de fréquence inconnue qui est injecté à l'entrée E est traité (amplifié, ou atténué, et/ ou filtré) puis dirigé sur la porte principale qui s'ouvre pendant un temps déterminé par la commande de la résolution. En effet la fréquence d'un oscillateur (à fréquence fixe) est divisée proportionnellement à la résolution désirée. Ainsi, le temps d'ouverture de « porte principale » (durant lequel le signal est compté) peut être de 0,1 mS à plusieurs secondes. Si nous prenons

l'exemple d'un signal de 2, 3 MHz à mesurer avec une résolution de 100 Hz soit un affichage de 23 000 MHz nous aurons un temps d'ouverture de porte de 10 mS. Le signal de sortie de la porte est ensuite compté (23 000 impulsions pour le cas de mesure ci-dessus) puis est affiché en termes de fréquences. Il est évident que si la résolution souhaitée est de 10 Hz dans la mesure précédente, le temps de comptage (et donc de l'ouverture de la porte principale) devra être multiplié par 10 et dans ce cas, 230.000 impulsions seront comptées. Pour compter les « événements » sur toutes les fonctions d'un compteur fréquencemètre, le déclenchement de la mesure ne doit s'effectuer qu'une fois et seulement une fois par événement. Aussi, le bruit doit-il être éliminé à l'aide de filtre afin d'éviter des déclenchements intempestifs et le signal d'entrée doit-être maintenu dans la dynamique linéaire admissible par l'appareil.

2) Fonction tachymètre compte-tours par minute.

Cette fonction assez peu courante sur les compteurs fréquencemètres peut être utilisée pour déterminer les vitesses de rotation. Le principe de fonctionnement de cette fonction est illustrée dans la **figure 2**. Le diviseur de la fréquence de l'oscillateur délivre une fréquence de référence de 1/6 MHz au circuit logique de comptage par minute qui possède trois fonctions ; diriger la fréquence de 1/6 MHz vers le programme de commande logique ; définir la gamme (fixe) de comptage par minute et définir le point décimal en fonction de la vitesse mesurée.

Le circuit de commandes logiques divise la référence 1/6 MHz en 12/3 Hz pour un temps d'ouverture de la porte principale de 600 mS durant lesquelles le comptage du nombre d'impulsions sera effectué. Ensuite l'affichage indiquera directement la vitesse de rotation en tours par minute.

3) Fonction mesure de rapport entre deux fréquences.

Cette fonction nécessite deux entrées A et B et permet l'affichage numérique du rapport de fréquence entre ces entrées A et B (A/B). Le principe de fonctionnement de la fonction « RATIO » est illustré dans la **figure 3**. La fréquence d'entrée du canal A (généralement la fréquence la plus élevée) est dirigée (après d'éventuels traitements tels que filtrage, atténuation) sur la porte principale par la porte de commande, alors que la fréquence d'entrée du canal B est divisée en fonc-

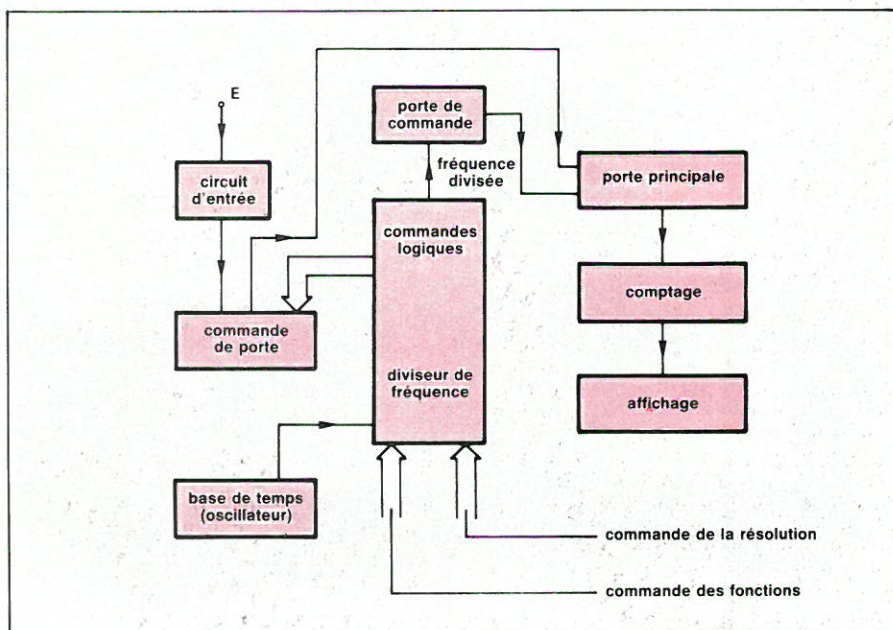


Fig. 1. – Principe de mesure de fréquences.

tion de la résolution choisie qui s'exprime par :

$$\text{Résolution en rapport A : B} = \pm \frac{\text{Fréquence entrée B}}{\text{fréquence entrée A} \times N}$$

avec N variable de 10^0 à 10^5 pour les nouveaux compteurs fréquencemètres famille 7200 de Fluke et N indique le nombre de périodes moyennes pour la fonction périodes moyennes, le nombre d'intervalles moyen en mesures d'intervalles de temps moyens, ou le nombre de cycles de l'entrée B (moyen) en mode rapport A/B.

Le nombre d'impulsions du canal A compté durant l'ouverture de la porte principale est alors affiché sans unité de mesure puisque nous souhaitons connaître un rapport. Cette valeur affichée est en fait le nombre de cycles comptés issus du canal A durant une période du signal à l'entrée du canal B. Ainsi, avec un point décimal correctement positionné, cette valeur correspond au rapport entre les deux fréquences des canaux A et B. Par exemple si un signal à une fréquence de 5 MHz est présent à l'entrée A et un signal de fréquence 0,5 MHz à l'entrée B et que la résolution sélectionnée est 10^1 , la porte principale sera ouverte pendant $20 \mu\text{s}$ et pendant ce temps, 100 cycles du signal du canal A seront comptés. L'affichage indique alors une lecture de 10.0.

La précision de mesure de la fonction « ratio » (rapport) est donnée par :

$$\pm \frac{\text{Fréquence en B}}{\text{Fréquence en A.N.}} \pm$$

$$\frac{\text{Fréquence en B. Err. déclench. en B}}{N}$$

Avec l'erreur de déclenchement étant l'erreur de mesure causée par le bruit superposé au signal d'entrée qui provoque le déclenchement de l'amplificateur d'entrée et donc du comptage trop tôt ou trop tard, cette erreur de déclenchement peut s'exprimer par :

Erreur de déclenchement =

$$\frac{2 \times V \text{ bruit crête}}{\text{pente du signal}} \mu\text{S}$$

au point de déclenchement ($V/\mu\text{S}$)

ou erreur de déclenchement = $\pm 0,3 \%$ d'une période divisée par les périodes moyennes de signaux avec un rapport signal/bruit meilleurs que 40 dB pour une amplitude de 0,1 V efficace.

(Nous verrons plus loin les autres erreurs de mesures rencontrées sur les compteurs fréquencemètres par rapport aux fonctions utilisées).

4) La fonction totalisateur A durant B est schématisée dans la **figure 4**. Cette fonction peut être utilisée pour compter continuellement puis l'affi-

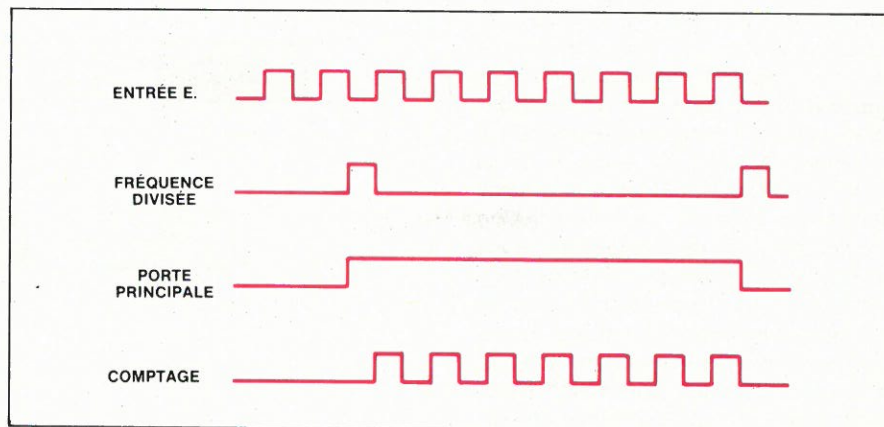


Fig. 1 b.

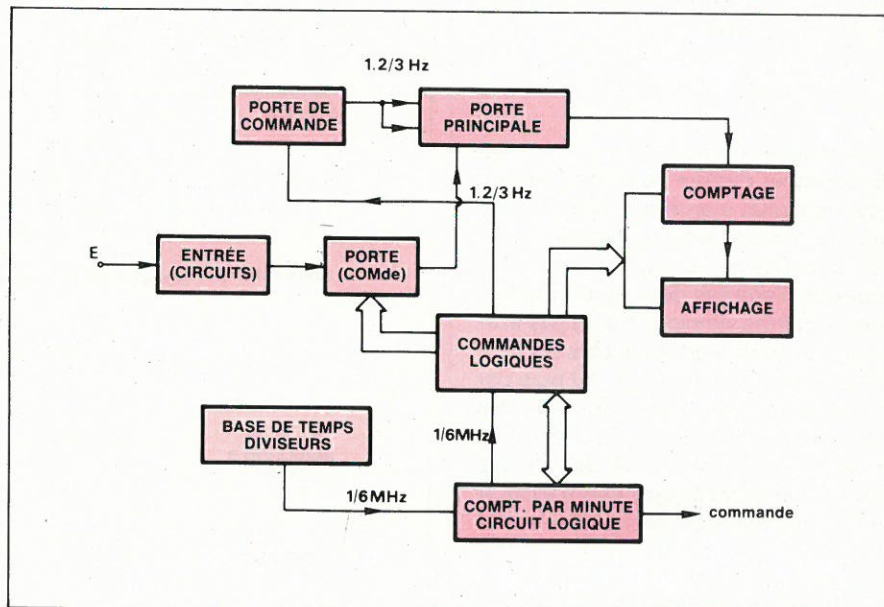


Fig. 2 a.

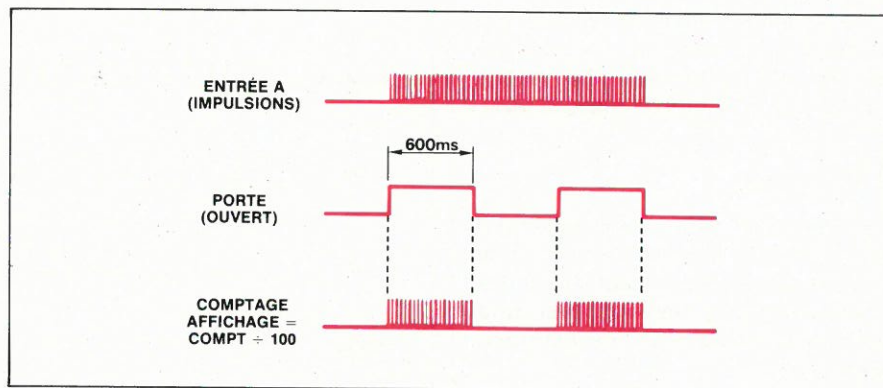


Fig. 2. - Principe de fonctionnement de la fonction « compte-tours par minute ».

cher le nombre d'événements qui se présente à l'entrée de la voie A. Seule une initialisation (remise à zéro) arrêtera ce comptage. Pendant la totalisation, les entrées A et B du compteur fréquencemètre sont AND et donc comptées. Le nombre qui s'affiche représente continuellement le nombre total d'événements qui arrivent au canal A durant le temps d'un événement sur l'entrée B. Comme nous pouvons le voir **figure 4**, la porte principale est commandée par le circuit de commande logique de façon à ce qu'elle reste ouverte en permanence ainsi, les impulsions issues de l'entrée A

sont continuellement comptées quand un signal adéquate est présent à l'entrée B.

5) Fonction « Self-Check » ou test du compteur fréquencemètre consiste à utiliser la fréquence de référence de l'oscillateur (voir les bases de temps des compteurs fréquencemètres du même auteur dans le numéro 7 d'Electronique Applications) pour la vérification dynamique de l'appareil. Il faut noter que cette fonction test ne permet pas de vérifier les circuits analogiques des entrées de l'instrument pas plus que la précision de la base de

temps qui fera l'objet d'une partie spéciale. Le schéma de principe pour le test de l'appareil est illustré dans la **figure 5** et l'on peut voir qu'il s'apparente à celui de la mesure de fréquence en remplaçant l'entrée A par le signal de sortie de l'oscillateur et de la base de temps. En fonction de la résolution choisie (mesures de fréquences), nous obtenons les affichages illustrés dans le tableau de la **figure 5**. Il faut noter que plus la résolution choisie est haute, plus le temps de mesure est long et cela sur toutes les principales fonctions. Ainsi, pour une mesure de fréquence de 10 MHz avec une résolution de 1 Hz le temps de mesure est bien sur de 1 seconde.

b) Atténuation

Directement sur le circuit d'entrée, l'atténuateur permet de limiter l'amplitude du signal d'entrée afin qu'il reste dans la dynamique acceptable de ou des amplificateur d'entrées. Les atténuateurs d'entrées des compteurs fréquencemètres simples ne sont pas étalonnés alors que pour les plus sophistiqués une atténuation par 10 puis par 100 suivie d'une atténuation variable est souvent rencontrée. Pour certains atténuateurs il est utilisé des diodes PIN sur plusieurs étages afin d'assurer une plus grande dynamique.

c) Vitesse de cycle de mesure

(En anglais cycle rate)

Est le temps minimum nécessaire à l'appareil pour effectuer un cycle de mesure et d'affichage. Ce temps n'inclut pas le temps de mesure réel.

d) Distorsion

La distorsion définit un changement non provoqué dans la forme d'onde d'entrée. La distorsion peut-être à des espaces réguliers (harmoniques) ou à des interfaces aléatoires (non harmoniques).

e) Rapport cyclique

(Duty cycle en anglais)

Le rapport cyclique est le rapport de temps de signal haut et de temps de signal bas. Le plus grand est le % de temps bas, le plus faible, le rapport cyclique. Nous verrons, que lorsque les entrées du compteur-frequencemètre sont positionnées en couplage capacitif, les signaux de faibles rapports cycliques ne sont pas couplés correctement aux amplificateurs d'entrées, aussi la commande de compensation de déclenchement peut dans ce cas être utilisée pour améliorer cette situation.

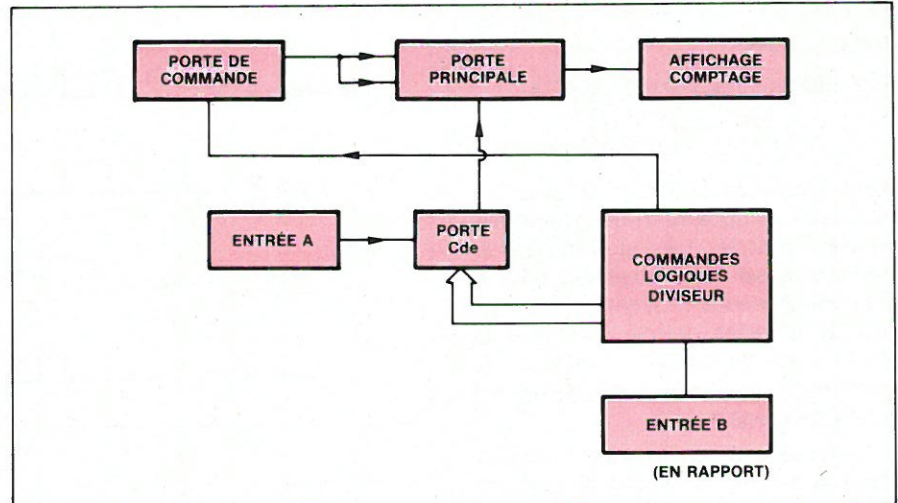


Fig. 3 a.

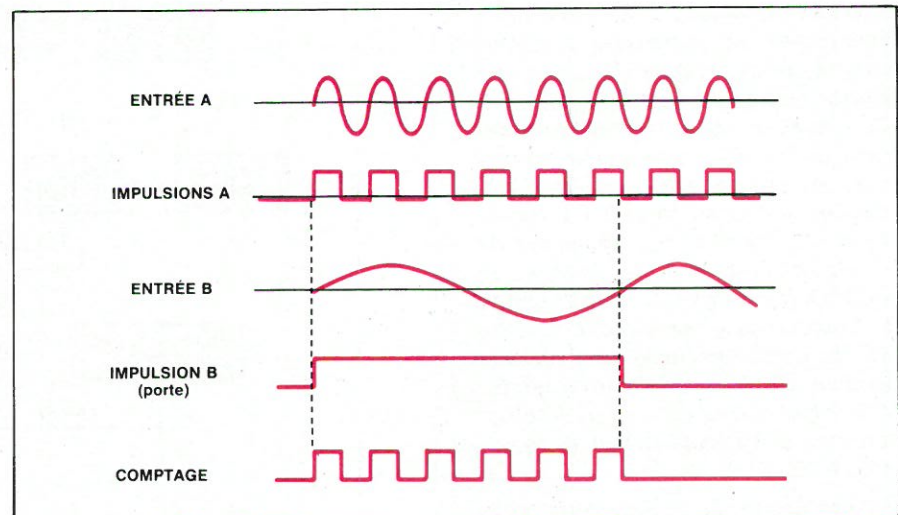


Fig. 3. - Principe de fonctionnement de la fonction « mesure de rapport entre deux fréquences ».

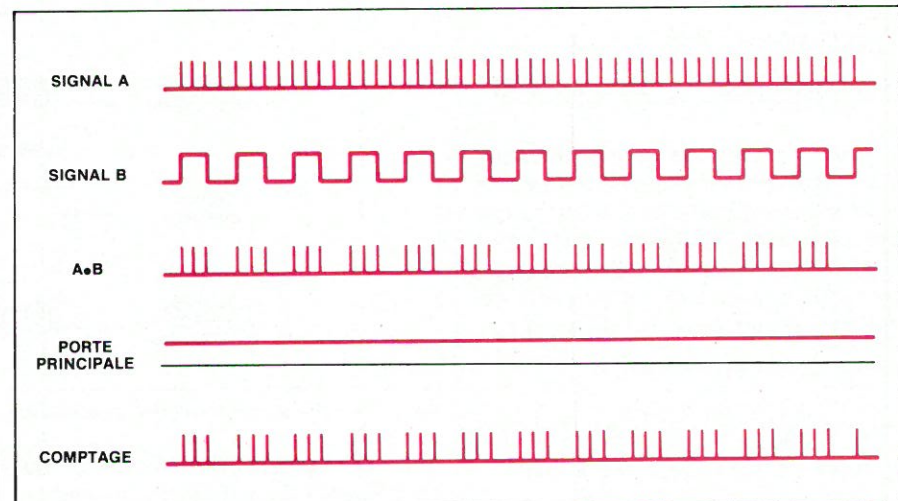


Fig. 4 a.

f) Temps de comptage

Le temps de comptage est l'espace de temps durant lequel la fréquence est comptée avant d'être affichée. La fréquence comptée peut-être celle du signal d'entrée ou celle de la base de temps interne de l'appareil. Quand les temps de comptage sont longs, un nombre plus important de comptage est effectué et la résolution de la mesure est nettement améliorée.

g) Hystérésis

Les appareils modernes tels ceux récemment commercialisés par Fluke (nouvelle famille 7200) ont besoin de disposer d'impulsions à la sortie des circuits d'entrée afin d'assurer des comptages et des mesures de temps parfaits. Pour générer ces impulsions, chaque signal présenté à l'entrée déclenche le circuit d'entrée à des niveaux prédéterminés ou niveaux

d'hystérésis. Le signal doit obligatoirement « passer » à travers ces deux niveaux d'hystérésis pour permettre aux circuits d'entrées de générer ces impulsions. La différence de tension entre les deux niveaux est appelée « fenêtre d'hystérésis » et le signal minimum qui peut déclencher ces deux niveaux détermine la sensibilité de l'appareil. Nous pouvons voir illustré dans la **figure 6** l'hystérésis et la fenêtre d'hystérésis de déclenchement.

h) Couplage d'entrée

L'entrée d'un compteur fréquence-mètre peut au choix en « continu » ou à couplage capacitif. Le mode de couplage peut être utilisé pour transférer le signal d'entrée au circuit de mise en forme. Comme illustré dans les **figures 7** une composante continue importante superposée au signal d'entrée peut décaler ce signal loin du niveau

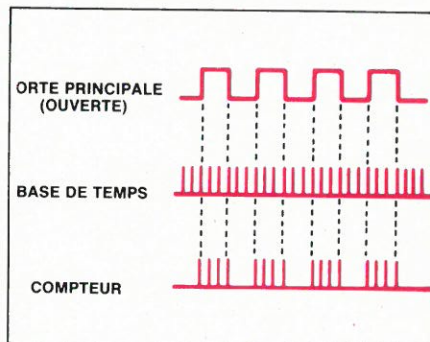


Fig. 5. - Principe du mode de fonctionnement « test » de compteur fréquence-mètre.

Résolution	Affichage	Unité de mesure
10 kHz	10.00	MHz
1 kHz	10.000	MHz
100 Hz	10.0000	MHz
10 Hz	10 000.00	kHz
1 Hz	10 000.000	kHz
0,1 Hz	0000.0000	kHz (dépas.)
Auto	10 000.00	kHz

d'hystérésis étudié précédemment et ainsi effectuer une mauvaise mesure ou plus souvent ne pas déclencher la mesure.

i) L'impédance d'entrée

C'est l'impédance d'entrée de l'appareil vue par le générateur de signal. Dans les compteurs fréquence-mètre les impédances généralement rencontrées sont 1 M Ω pour la mesure des fréquences pas trop élevées et 50 Ω pour les hautes fréquences. En effet, il ne faut pas oublier que l'impédance d'entrée diminue en fonction de la fréquence du fait de la réactance capacitive qui, pour une impédance d'entrée

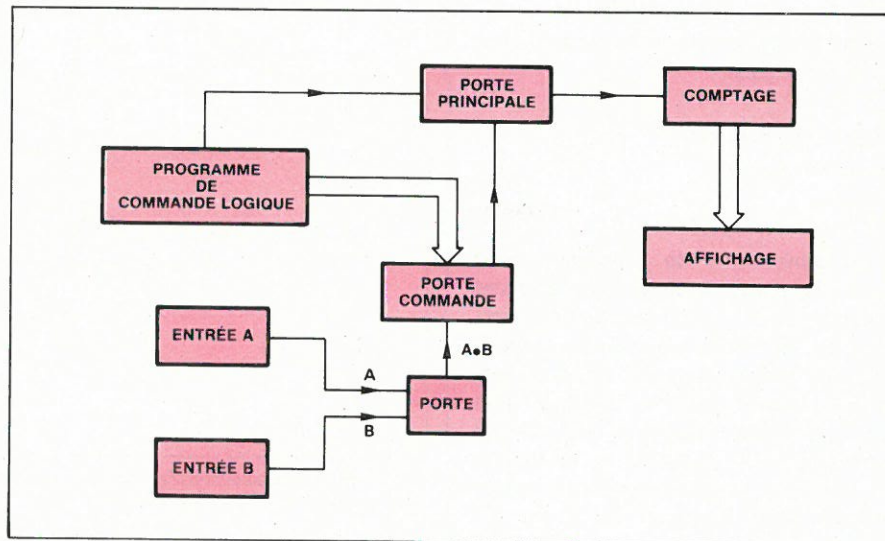


Fig. 4. - Schématisation du mode de fonctionnement « totalisateur A.B. » (porte déclenchée par B).

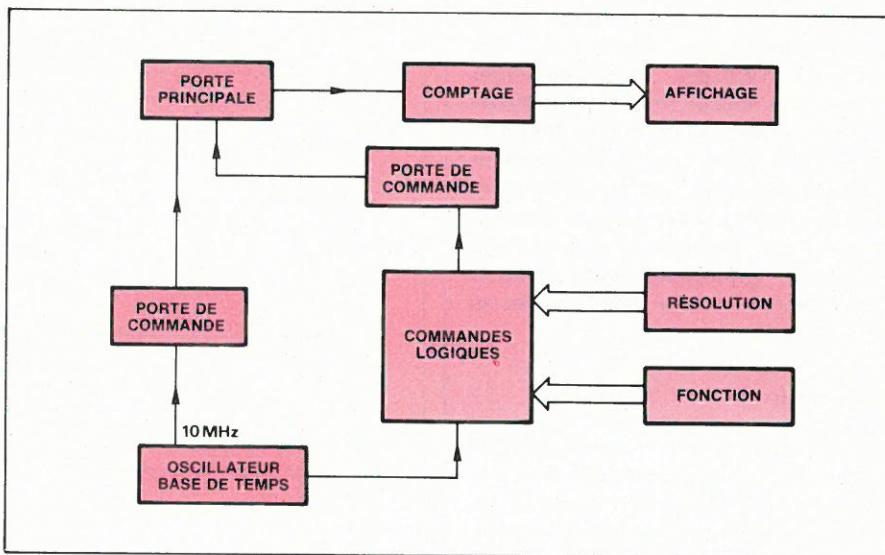


Fig. 5 a.

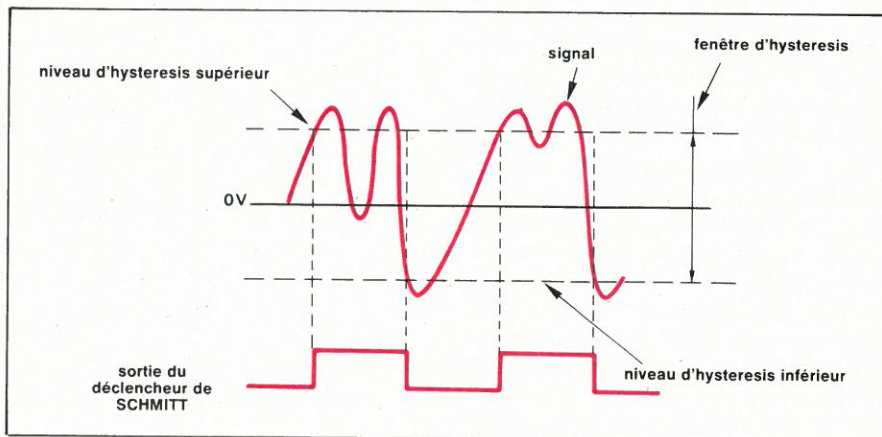


Fig. 6. - Illustration de l'hystérésis de déclenchement.

de 1 M Ω avec une capacité parasite de 50 pF et pour la mesure d'une fréquence de 100 MHz est de :

$$\frac{1}{C\omega} = \frac{1}{50 \cdot 10^{-12} \cdot 2\pi \cdot 10^8} =$$

$$\frac{1}{31,4 \cdot 10^{-3}} = 31,85 \Omega$$

qui se traduit par les courbes de la **figure 8**.

J) Sensibilité

La sensibilité est la valeur la plus faible du signal d'entrée qui peut être capable de déclencher la mesure. Cette spécification importante, toujours donnée par le constructeur correspond à la valeur efficace de la différence crête-crête entre les niveaux d'hystérésis (fenêtre d'hystérésis). Il faut noter que le signal doit « passer » les deux niveaux de l'hystérésis avant qu'un compte ne soit généré par le circuit

d'entrée ; des déclenchement intempêtifs sur le bruit ou la distorsion sont ainsi minimisés.

k) Dynamique de fonctionnement linéaire

La dynamique de fonctionnement (dans la plage linéaire) est la plage d'excursion du signal d'entrée qui permet un déclenchement sûr de l'amplificateur d'entrée sans qu'il y ait distorsion du signal. Cette dynamique varie entre le niveau minimum accepté par l'amplificateur d'entrée et le niveau maximum atténué et non écrêté par ce même amplificateur d'entrée. Le niveau minimum étant comme nous l'avons vu la sensibilité. Le fonctionnement avec une tension d'entrée élevée peut-être assuré en utilisant les atténuateurs d'entrées sans cependant dépasser la tension maximale admissible aux entrées du compteur fréquences. Notons que le dépassement de la dynamique des amplificateurs d'entrée ne provoque pas toujours des erreurs de comptage. Cependant, l'effet de saturation peut diminuer l'impédance d'entrée et la réponse en fréquence.

l) Le bruit

C'est un faux signal superposé au signal d'entrée à mesurer. Le bruit est différent de la distorsion puisqu'il ne modifie pas la forme de base du signal. Un bruit ayant une grande amplitude peut provoquer de mauvais déclenchements provoquant ainsi de fausses mesures pour les fonctions « Période » et « Intervalles de temps » la **figure 9** montre les effets dus aux bruits et à la distorsion.

Pour éviter au maximum l'influence du bruit qui peut, dans certains cas passer la fenêtre de déclenchement comme illustré dans la **figure 10a** on peut utiliser les filtres ou atténuateurs d'entrées qui permettent de ramener à l'intérieur de la fenêtre de déclenchement le bruit ou une partie du signal entaché de distorsion afin que, comme montré **figure 10b** la vraie période soit mesurée. Le filtre passif passe-bas généralement utilisé dans les compteurs fréquences à une fréquence de coupure à 100 kHz telle celle représentée **figure 11**. Notons que certains appareils ou accessoires ont plusieurs fréquences de coupure 1 kHz, 10 kHz, 100 kHz.

m) L'erreur de ± 1 « compte »

Sur laquelle nous reviendrons, est l'ambiguïté de $\pm$ un compte, inhérente aux compteurs-fréquences qui

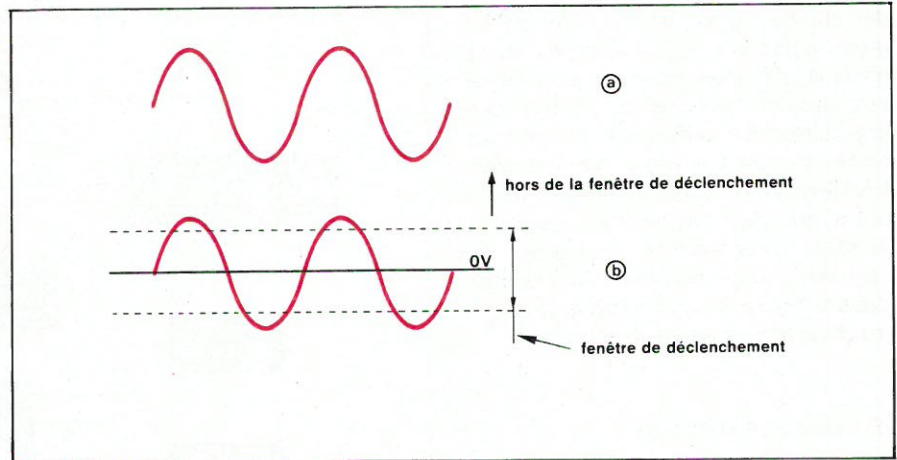


Fig. 7. — En couplage continu (7a), le signal peut être loin de la fenêtre de déclenchement, d'où l'utilité d'être dans certains cas en couplage alternatif (7 b).

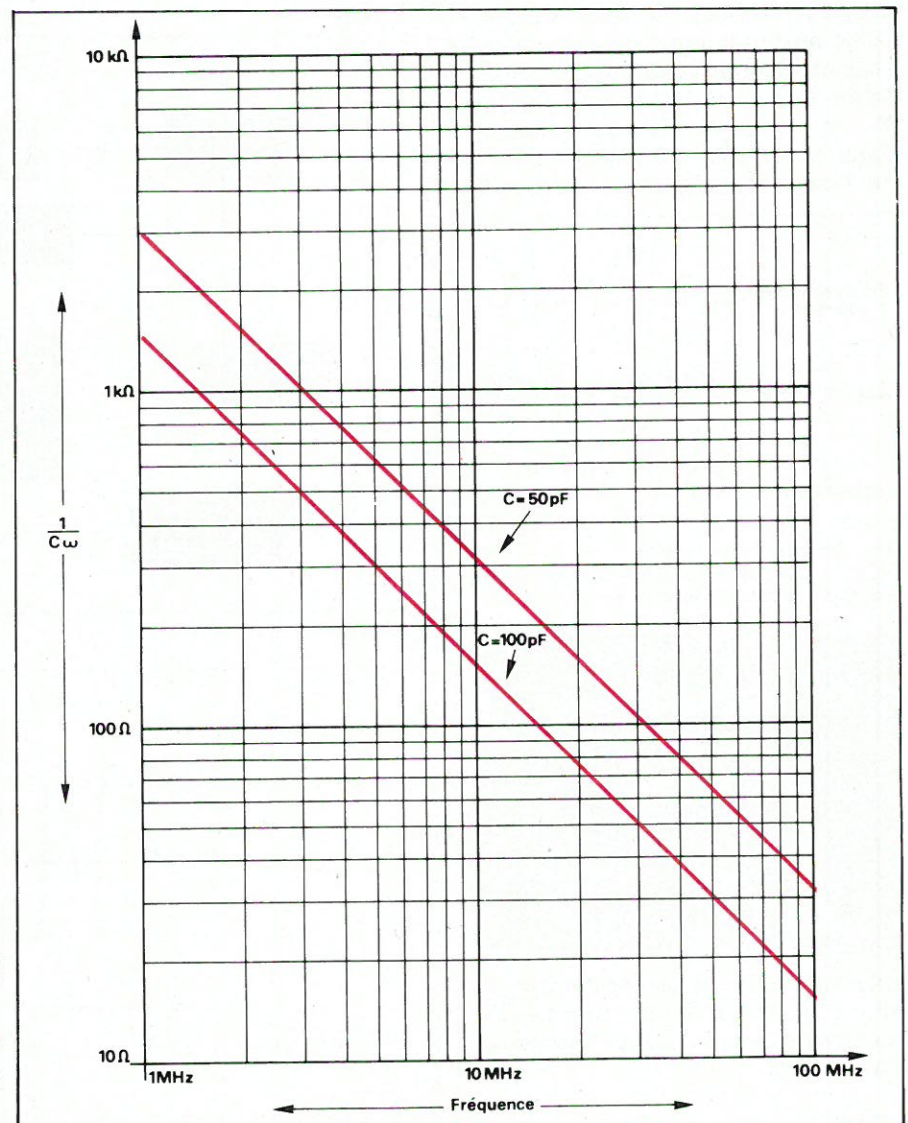


Fig. 8. — Impédance d'entrée $1/C\omega$ en fonction de la fréquence.

provient de déphasage entre le signal d'entrée et le signal de l'oscillateur interne du compteur. Cette erreur mathématique est illustrée **figure 12**. Pendant un temps de comptage de 1 seconde, le signal supérieur de 9,5 Hz donne un compte de 10 ; pendant le même temps de mesure, et du fait du décalage de phase, le signal inférieur délivre seulement une valeur de 9, d'où l'ambiguïté d'un « compte ».

n) résolution

Le terme résolution définit la plus petite unité qui peut être prise en compte par le compteur fréquences. Cette unité (digit le moins significatif) est fonction de la combinaison des commandes de fonction et précisément de résolution. Par exemple, pour la mesure de fréquence, différentes résolutions peuvent être obtenues

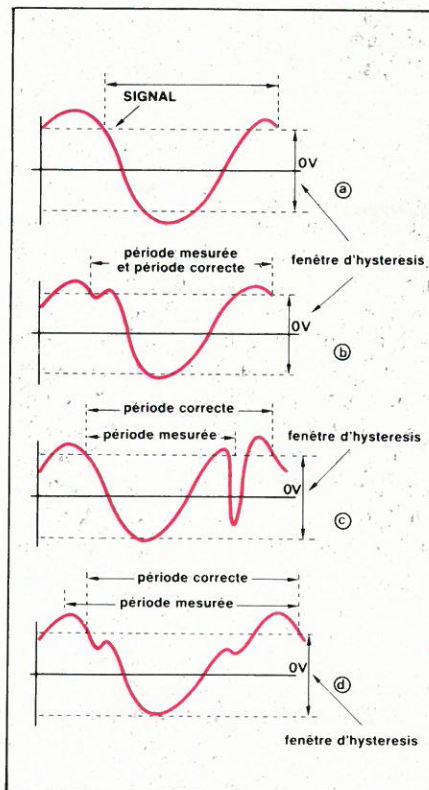


Fig. 9. - Illustration des effets du bruit et de la distorsion.

- a) signal sans bruit et sans distorsion.
 b) Signal avec distorsion harmonique.
 c) Signal entaché de bruit.
 d) Signal avec distorsion non harmonique.

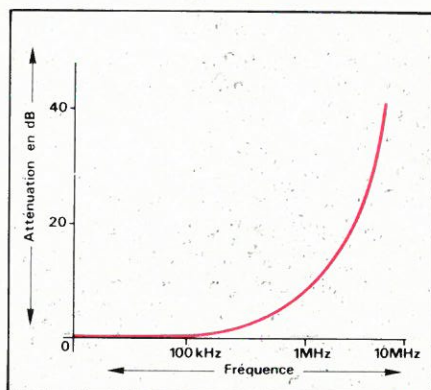


Fig. 11. - Courbe d'un filtre passe-bas utilisé dans les compteurs-fréquence-mètres.

en fonction du temps de mesure. Ainsi, pour la mesure la plus longue (10 secondes), la résolution de 0,1 Hz peut être obtenue pour la mesure de 100 MHz.

o) L'erreur de base de temps

Provient généralement du vieillissement du cristal qui commande l'oscillateur, de la variation de température et des fluctuations de la tension du secteur. Aussi, il existe actuellement plusieurs type d'oscillateurs pour base de temps parmi lesquels le plus souvent rencontré est le T.C.X.O. (Température compensated crystal oscillator) qui contient un circuit de compensation de température tel que la dérive en fréquence du cristal soit réduite au minimum (voir n° 7 d'Electronique Appli-

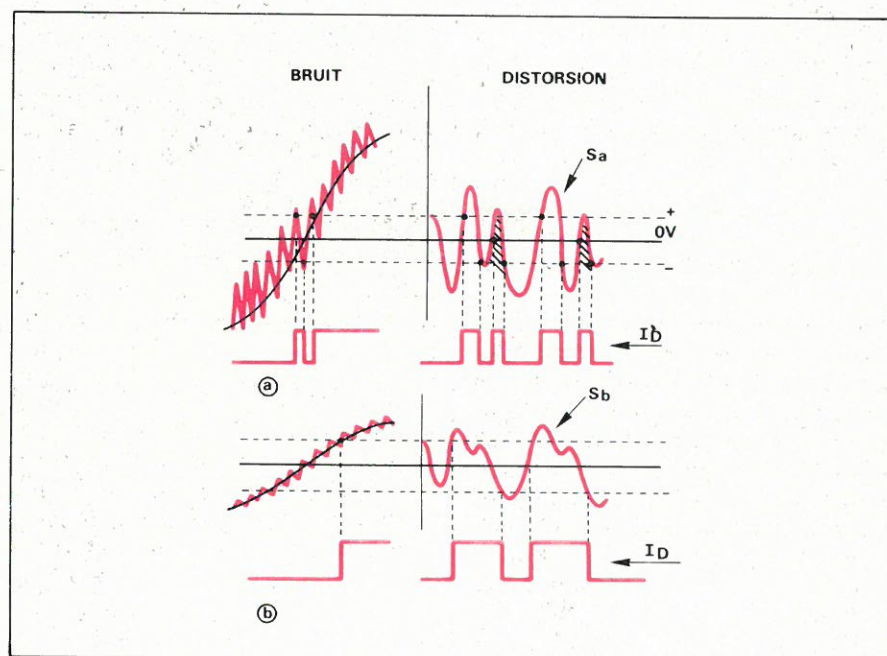


Fig. 10. - Illustration de l'avantage de l'atténuateur d'entrée afin d'éviter les déclenchements sur le bruit superposé au signal ou sur la distorsion.
 a) S_a = signal fortement bruité ou entaché de distorsion.

F_h = fenêtre d'hystérésis ; I_d = Impulsions de déclenchement.
 b) S_b = signal de la fig. 10a atténué. Les parties hachurées sont maintenant à l'intérieur de la fenêtre de déclenchement.

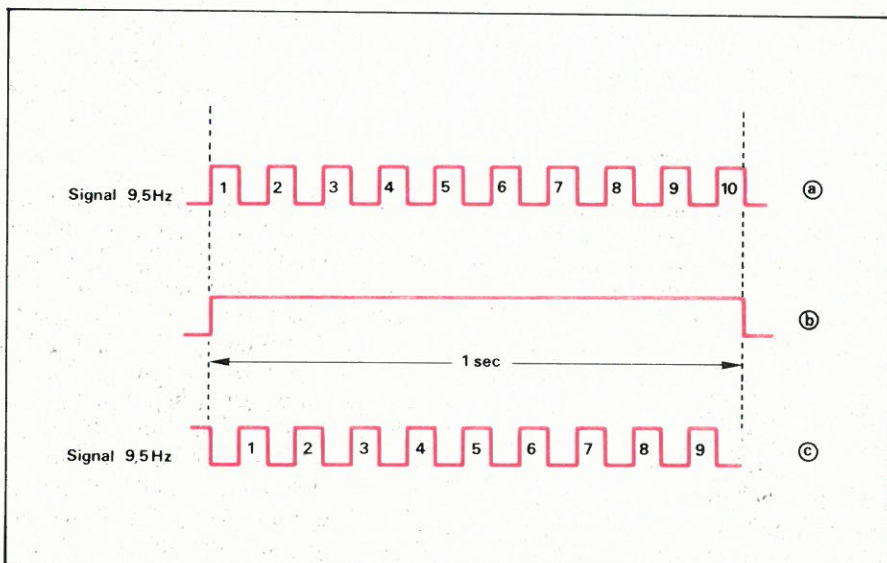


Fig. 12. - Illustration de l'erreur ± 1 compté.
 a) fréquence à l'entrée de la porte principale (en phase) : compte 10 Hz.

b) Ouverture de la porte principale.
 c) Fréquence à l'entrée de la porte principale (déphasée) : compte 9 Hz.

cations). Comme le montre le tableau de la figure 13, et par rapport à une fréquence de base, l'oscillateur à trois principales sources d'erreurs ;

- L'instabilité en fonction de la température (dans la plage de fonctionnement de l'appareil).
- La dérive en fréquence en fonction de la tension d'alimentation ($\pm 10\%$ de la valeur nominale)
- La dérive dans le temps. (sur des durées variables entre 1 mois et 1 an).

p) L'erreur de déclenchement

Est, comme illustré dans la figure 9 due aux irrégularités du signal d'entrée qui peuvent provoquer un déclenchement prématuré ou retardé. Sur la fonction compteur d'événements,

l'erreur est significative seulement quand les impulsions supplémentaires sont générées par le circuit d'entrée. Dans la fonction mesure de temps, l'erreur peut être significative puisqu'un mauvais déclenchement se traduit par un comptage imprécis de la base de temps.

q) Niveau de déclenchement

Le niveau de tension nominal situé à mi-course entre les niveaux d'hystérésis haut et bas est appelé niveau de déclenchement. Une commande de sélection de la pente de déclenchement permet comme le montre la figure 14 de déclencher la mesure à partir de la pente négative ou positive du signal à mesurer.

Quelques éléments sur la précision de compteurs fréquence-mètres universels

De nombreuses techniques sont valables afin d'améliorer la précision des mesures. Même avec les commandes de l'appareil positionnées pour obtenir les performances optimales, trois principaux facteurs d'erreurs peuvent entacher la précision ; l'erreur de ± 1 compte, l'erreur de déclenchement, et l'erreur due à l'ensemble base de temps déjà évoquée.

Pour chaque fonction, les précisions sont définies comme ci-dessous :

a) Fréquence A : $\pm a \pm b$

b) Tachymètre : $\pm a \pm b$

c) Rapport A/B :

$$\pm a (\text{entrée A}) \pm \frac{\text{fréquence A (C)}}{N}$$

d) Période A : $\pm a \pm c \pm b$

e) Période moy. A :

$$\pm \frac{\text{Résolution}}{N} \pm b \pm \frac{C}{N}$$

avec :

a = 1 compte

b = Erreur de la base de temps

c = Erreur de déclenchement

N = Résolution sélectionnée.

Pour ce qui concerne les mesures d'intervalles de temps, et leurs imprecision, elles seront examinées dans les pages suivantes.

Comment réduire l'erreur de ± 1 compte ?

Plusieurs méthodes peuvent être utilisées pour réduire l'erreur de ± 1 compte :

1) En utilisant un temps de mesure plus long, dans ce cas, le pourcentage d'erreur causé par l'incertitude de ± 1 compte est diminuée. En outre, dans une telle mesure la résolution est meilleure.

2) La précision des fonctions affectées par l'erreur de ± 1 compte dépend de la fréquence du signal à mesurer. Quand la fréquence augmente, la précision augmente, quand la fréquence diminue, la précision diminue comme cela est illustré dans la **figure 15**. Quand la fréquence à mesurer est importante, un nombre plus grand de compte est accumulé pendant le temps de comptage et de ce fait, l'erreur de ± 1 compte devient beaucoup moins significative le % d'erreur est donc moins important.

Fréquence 10 MHz	T.C.X.O	Haute stabilité	très haute stabilité
Dérive dans le temps (à température constante).	$\pm 3.10^{-7}$ mois	1.10^{-7} mois	$\pm 5.10^{-8}$ mois
Dérive en fonction de la température (de 0 à + 40 °C)	$\pm 2.10^{-6}$	$\pm 1.10^{-7}$	$\pm 3.10^{-8}$
Dérive en fonction l'alimentation secteur	$\pm 2.10^{-8}$	$\pm 2.10^{-8}$	$\pm 4.10^{-9}$
Alimentation par bloc batteries	$\pm 2.10^{-8}$	$\pm 5.10^{-8}$	$\pm 1.10^{-8}$

Fig. 13. - Tableau donnant les caractéristiques composées des principales bases de temps des compteurs-fréquence-mètres.

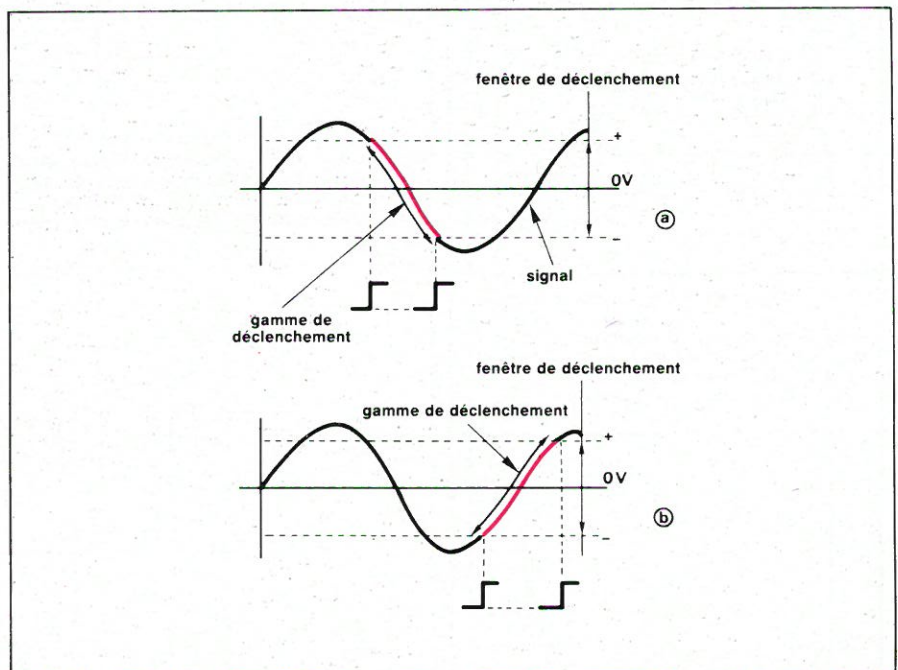


Fig. 14. - Illustration du déclenchement sur la pente négative (a) ou positive (b) du signal à mesurer.

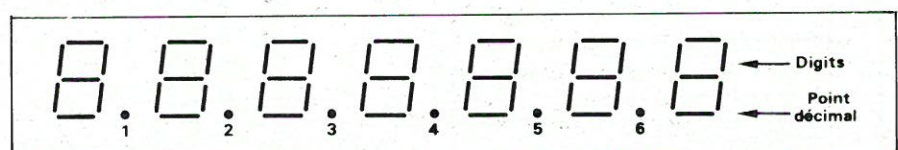


Fig. 16. - Relation entre les fonctions mesures de fréquence A et mesure de périodes A.

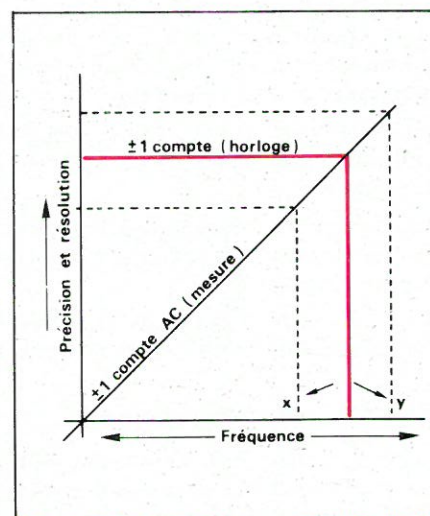


Fig. 15. - Effet de la fréquence en fonction de la précision.

Résolution	Horloge Fréquence
10 ms	100 Hz
1 ms	1 kHz
100 μ s	10 kHz
10 μ s	100 kHz
1 μ s	1 MHz
100 nS	10 MHz

3) Les fonctions fréquence A et période A peuvent être utilisées pour mesurer des fréquences avec précision (dans la gamme du canal A) la relation entre les deux fonctions est illustrée dans la **figure 16**. En comparant ces deux fonctions, nous pouvons conclure :

a) Que la fonction fréquence A permet une plus grande précision de

mesure quand la fréquence du signal d'entrée est plus importante que la fréquence de l'oscillateur de la base de temps de l'appareil (généralement 10 MHz).

b) la fonction période A offre une meilleure précision de mesure lorsque la fréquence du signal à mesurer est inférieure à la fréquence de l'oscillateur de la base de temps et notamment dans les basses fréquences.

Ce que nous venons de voir doit être exploité avec prudence. En effet, l'erreur du temps de comptage due à un mauvais déclenchement peut être importante. Quand le signal est entaché de bruit ou encore de distorsion importante, la fonction fréquence A pourrait être le meilleur choix sans tenir compte de la fréquence du signal d'entrée.

Comment réduire l'erreur de la base de temps ?

Quelques uns des effets dus à l'erreur de la base de temps et principalement du cristal peuvent être réduits. En effet, si l'appareil est utilisé à une température ambiante constante, l'erreur due aux variations de températures peut-être minimisée. Si malgré un contrôle stricte des conditions d'environnement du compteur fréquencemètre, il n'est pas possible d'obtenir une meilleure précision, l'erreur relative du cristal de la base de temps peut être réduite par un recalibrage ou par changement de la base de temps pour une autre plus précise et/ou plus stable puis puisque souvent les constructeurs proposent plusieurs types de base de temps.

Quelques considérations sur les erreurs de déclenchement et celles dues au bruit

Comme nous l'avons vu, un déclenchement incorrect des niveaux d'hystérésis peut provoquer des erreurs de mesures dans toutes les fonctions. Dans les mesures de rapports ou de temps les erreurs de déclenchement produisent des erreurs de temps de comptage d'où un affichage imprécis. On utilisera donc comme déjà mentionné les atténuateurs et les filtres. Cependant, les points ci-dessous peuvent également être considérés.

1) les mesures de périodes se font par le canal A pour définir le début et

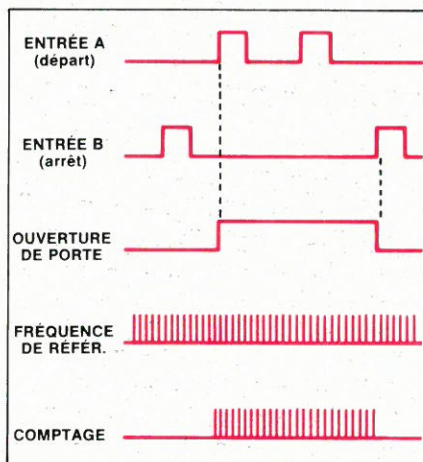
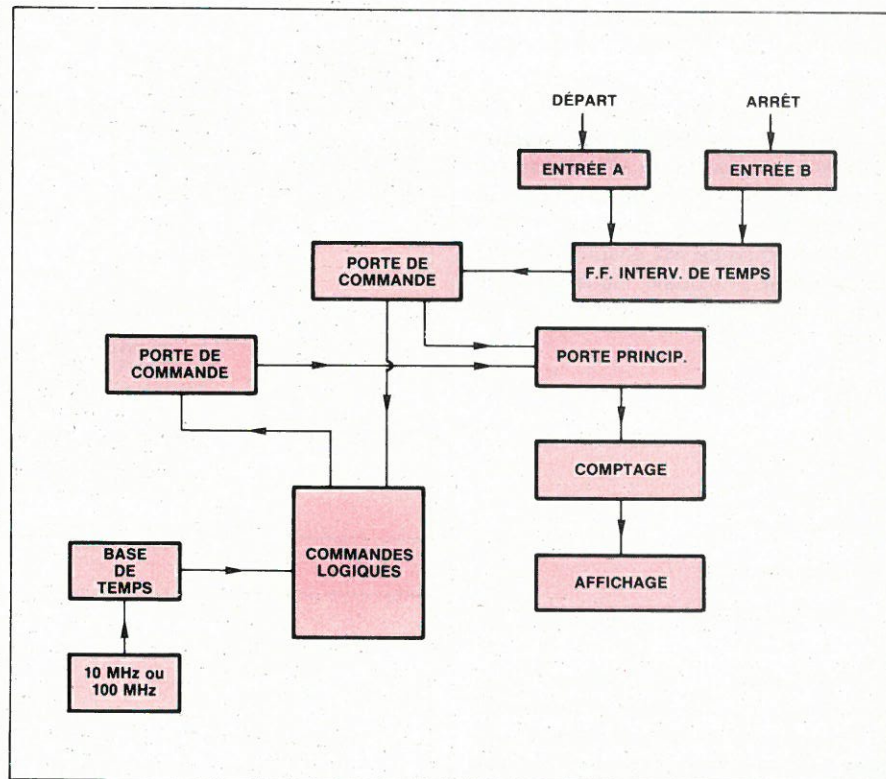


Fig. 17. - Illustration du mode de fonctionnement « intervalle de temps ».

l'arrêt de la mesure, ainsi, les erreurs de déclenchement proviennent d'un seul canal. En utilisant la fonction période moyenne, l'erreur possible de déclenchement sera réduite d'un facteur $1/N$.

2) En mesures de rapports, le nombre d'erreurs dues au déclenchement du canal B augmente quand la fréquence à l'entrée du canal A augmente.

3) Un signal d'entrée tel que impulsions à temps de montées rapide provoquera moins d'erreurs de déclenchement qu'un signal sinusoïdal.

4) Pour un signal bruité, on peut utiliser l'atténuateur afin de limiter le niveau du bruit tout en maintenant un niveau de signal suffisant pour le déclenchement. Dans certains cas, on peut utiliser le filtre passe-bas pour atténuer les signaux au-dessus de 100 kHz.

Mesures d'intervalles de temps

Les mesures d'intervalles de temps ou intervalles de temps moyens deviennent de plus en plus fréquentes et les compteurs-frequencemètres performants sont pratiquement tous équipés de ces fonctions avec même pour certains des résolutions de 10 nanoseconde tel par exemple le modèle 7261 de Fluke.

Aussi, nous consacrerons une partie importante à ce mode de fonctionnement qui est illustré dans le synoptique de la figure 17.

En mesure d'intervalles de temps, l'impulsion de départ de la mesure est générée par le signal de l'entrée A et l'impulsion d'arrêt par le signal de l'entrée B. Cette fonction permet la mesure d'un intervalle de temps de l'impulsion d'un signal, ou par rapport à deux signaux différents. Dans le premier cas, les deux voies sont réunies, dans le second cas, les deux voies A et B sont indépendantes (un réglage Séparé ou Commun) permet d'effectuer cette opération.

Pendant les mesures d'intervalles de temps, des incompatibilités entre les deux entrées peuvent être perceptibles. En effet, les niveaux de déclenchement ne sont pas toujours les mêmes sur les deux voies A et B de même que l'atténuation peut-être différente ou que l'usage d'un filtre s'avère nécessaire sur une voie mais pas sur l'autre. Il importe donc que l'utilisateur vérifie la forme et l'ampli-

tude de ces signaux soient préalablement visualisée à l'aide d'un oscilloscope.

La résolution des mesures en I.T. (intervalles de temps) est une caractéristique très importante, elle est sélectionnée par le diviseur de la fréquence de référence issue de l'oscillateur laquelle fréquence est ensuite dirigée sur la porte principale, dans certains cas, cette résolution peut-être de 10 nS.

Mesures et fonction intervalle de temps moyen (Time interval average)

Cette fonction, la plus souvent utilisée, est représentée dans la **figure 18** où nous pouvons voir par rapport à la **figure 17** qu'une commande intervalle de temps moyen permet au compteur fréquencemètre d'afficher le nombre moyen de « compte » de l'horloge qui parvient pendant chaque période d'un signal répétitif. Pour obtenir ce nombre moyen, le nombre total d'impulsions comptées durant N périodes est divisé par N. C'est la commande de résolution qui détermine N. Le signal de référence compté est issu de l'oscillateur de la base de temps de l'appareil (100 MHz pour de hautes résolutions).

Quand utiliser la fonction intervalles de temps moyen ?

On utilisera la fonction intervalles de temps moyen, quand l'erreur de $\pm$ un « compte » déjà évoquée est suffisamment significative pour dégrader la précision de mesure. Il va de soi également, que la résolution de cette fonction est un élément important. En effet, si le compteur fréquencemètre est utilisé pour mesurer un intervalle de temps de $1 \mu\text{S}$ et que l'appareil possède une base de temps de 10 MHz et une résolution de 100 nS, l'erreur de ± 1 compte provoque une erreur de lecture complémentaire de $\pm 10\%$. Alors qu'avec un appareil ayant une résolution de 10 nS et une base de temps de 100 MHz cette erreur sera réduite à $\pm 1\%$.

Du fait de la technique utilisée, la fonction intervalle de temps moyen ne peut être utilisée que pour des intervalles de temps des signaux répétitifs.

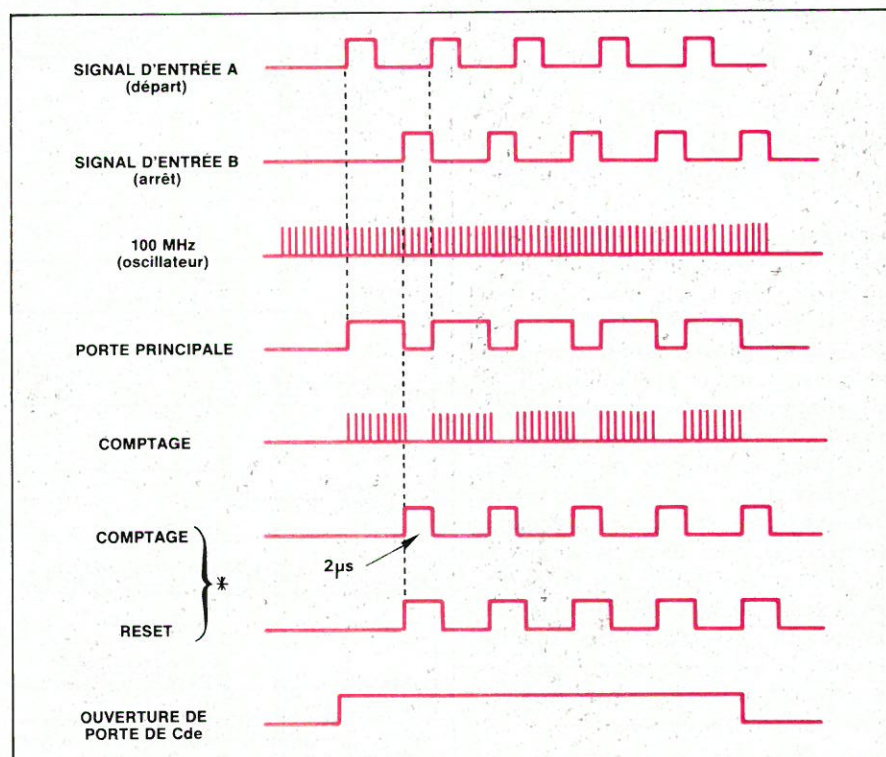
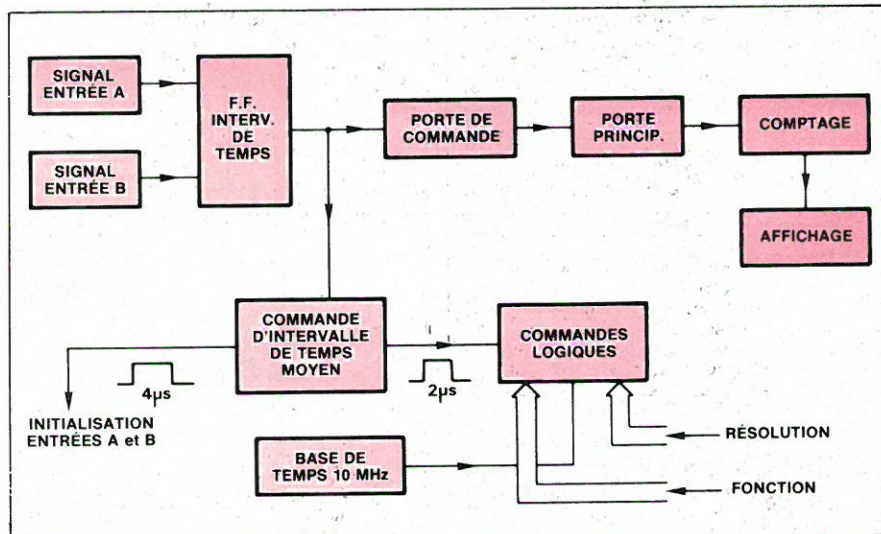


Fig. 18. – Illustration du mode de fonctionnement « intervalle de temps moyen ». * Commande d'intervalle de temps moyen.

Mesures d'intervalles de temps avec la commande « Holdoff »

Sur la plupart des compteurs fréquencemètres qui permettent des mesures d'intervalles de temps, une commande dite Holdoff permet d'ajuster continuellement un temps de retard dans la génération de l'impulsion d'arrêt comme cela est mentionné dans la **figure 19**. Cette commande (potentiométrique) permet de réaliser des mesures précises d'intervalles de temps même si les signaux sont fortement bruités. Ainsi, prenons le signal a) de la **figure 19** qui est un signal généré à la fermeture d'un contact de relais et dont le bruit est si important, qu'il ne

pourrait être mesuré sans utiliser la commande Holdoff I.T. qui évite que l'impulsion d'arrêt (f) ne soit générée immédiatement après celle du départ ce qui occasionnerait une erreur de mesure très importante. En fait, un réglage adéquate du Holdoff empêche la sortie conditionneur de signaux du canal B de délivrer l'impulsion d'arrêt de la mesure avant la période de l'intervalle de temps pré-déterminée. Ce n'est qu'après ce temps de retard pour la génération de l'impulsion d'arrêt qu'une nouvelle impulsion peut générer (par le biais du conditionneur de signal du canal B) un signal permettant à la porte principale de se fermer. Grâce à cette commande Holdoff, le signal illustré **figure 19** peut être mesuré en intervalle de temps avec une bonne précision.

Notons qu'il est possible de prédéterminer un temps de retard pour la génération de l'impulsion de fermeture de la porte principale en prenant pour référence la sortie du signal de référence de la base de temps issu de l'oscillateur. Ce qui évite à l'opérateur une recherche parfois délicate de l'endroit où l'impulsion d'arrêt (f de la figure 19) doit être générée.

Quelques considérations sur la fonction mesures d'intervalles de temps

Exemple du résultat d'une mesure d'intervalle de temps moyen.

En mesure d'intervalle de temps moyen, le compteur fréquencemètre accumule les comptes (pour une mesure individuelle) jusqu'à ce que N intervalles soient passés et le nombre N peut être sélectionné par l'opérateur et par décade (N = 1, 10, 100, etc.).

La lecture ainsi affichée est le total de « comptes » avec le point décimal correctement positionné. Sinon prenons l'exemple qui consiste à mesurer une largeur d'impulsion, d'un signal répétitif, de 225 nS avec un compteur fréquencemètre ayant une fréquence d'oscillateur de 10 MHz soit une période de 100 nS (résolution), chaque intervalle de temps mesuré produit deux ou trois comptes et la lecture est de 200 ou 300 nS ce qui représente une incertitude très importante. Par contre, en faisant la mesure moyenne sur 100 intervalles, nous obtenons les résultats illustrés dans le tableau ci-dessous.

Le nombre total d'impulsions compté est de 225 pour 100 intervalles, soit une moyenne de 2.25 « compte » par mesure et l'appareil affiche bien 225 nS.

En vérité, ce que nous venons de voir dans l'exemple simple ci-dessus n'est pas si formel et la « veracité » de la mesure n'est pas totalement garantie. En effet, le procédé statistique qui est utilisé fait que : a) la valeur mesurée en intervalle de temps moyen est-elle réellement égale à l'intervalle de temps devant être mesurée ? b) Quelle confiance peut-on accorder au résultat de mesure affiché par l'appareil ?

Compte durant l'intervalle	nombre d'intervalles	compte total
2	75	150
3	25	75
Total	100	225

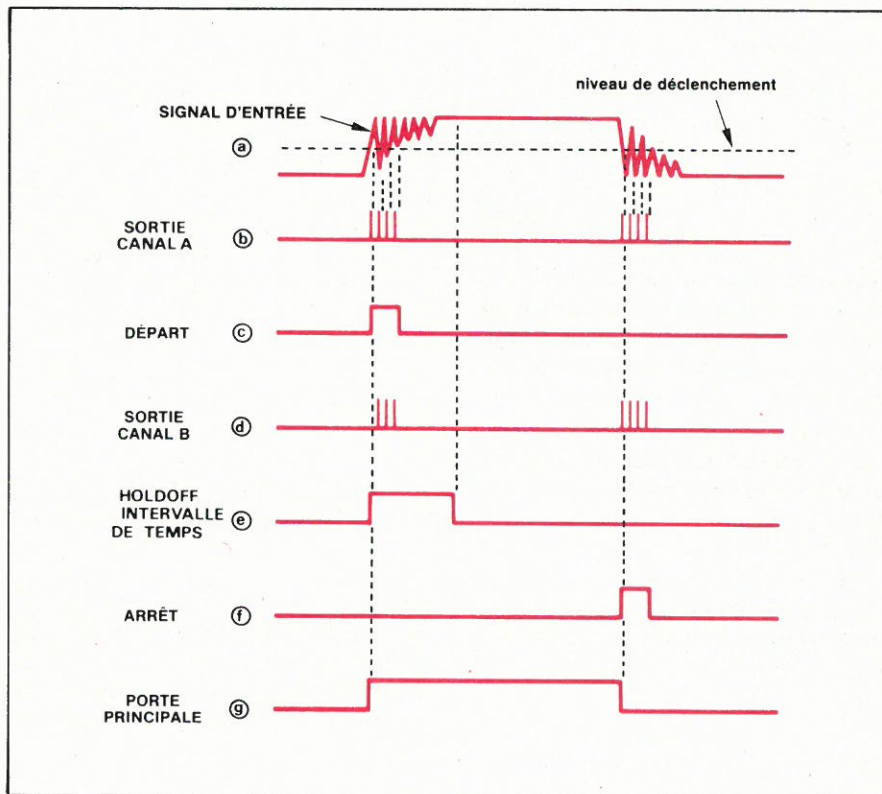


Fig. 19. - Illustration de la commande Hold-off pour la mesure d'intervalles de temps.

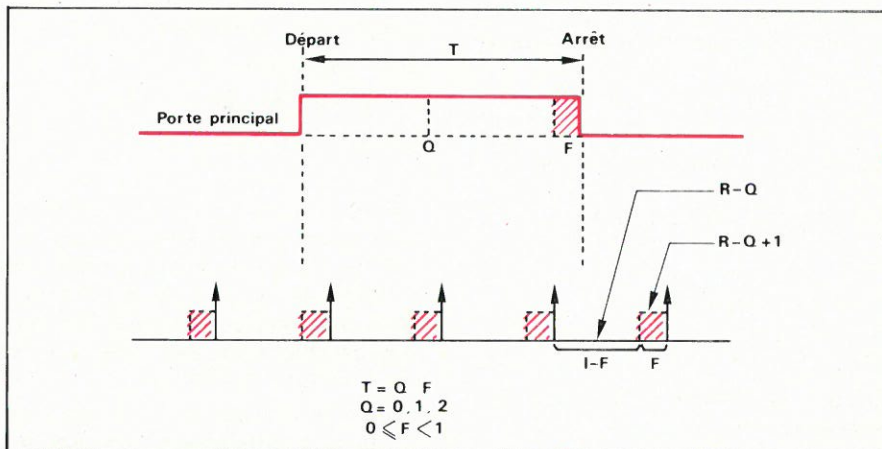


Fig. 20. - Illustration des zones de mesures en intervalles de temps.

Si nous considérons la probabilité des données pour les mesures d'intervalles de temps moyens ci-dessous, la valeur « attendue » est la déviation standard d'une mesure d'intervalle de temps moyen qui dépend de la probabilité de la distribution des données affichées autour de la vraie valeur de l'intervalle de temps mesuré T.

Considérons dans un premier temps la figure 20 qui illustre les zones de mesures avec ± 1 « compte » en intervalle de temps. Après une mesure, l'appareil affichera soit $R = Q$ ou $R = Q + 1$, cela, en fonction de la position

du signal d'arrêt. De toutes les façons, dans les deux cas, le compteur fréquencemètre enregistrera le plus petit Q dans chaque mesure. En regardant la figure 20, nous pouvons voir que :

$$P \text{ vob } (R = Q) = 1 - F$$

$$p. \text{ vob } (R = Q + 1) = F$$

Si $\bar{R}$ est la lecture attendue alors :

$$\bar{R} = Q + F = T$$

Pour simplifier, dans chaque mesure i de N mesures moyennées

$$R_i = Q + K_i$$

$$K_i = 0, 1$$

$$i = 1, 2, \dots, N$$

Maintenant, la moyenne de N mesures individuelles est

$$R = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N R_i$$

$$R = Q + \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N K_i$$

$K_i = 0, 1$

Si nous faisons

$$K = \sum_{i=1}^N K_i$$

$f_k = 0, 1, 2, \dots, N$

alors : $R = Q + k/N$

Ainsi, la donnée affichée par le compteur fréquencemètre dépend de k , ou du nombre de fois que le comptage pour une mesure était $(Q + 1)$ plutôt que Q .

La variable K arrive à avoir une distribution simple * (binome) parce qu'elle est la somme de N variables K_i et :

$\text{prob}(K_i = 0) = 1 - F$

$\text{prob}(K_i = 1) = F$

* Ceci en tenant compte que chaque intervalle de temps soit avec une probabilité égale en phase avec l'horloge ce qui est le cas le plus souvent.

donc :

$$\text{prob}(K/F) = \left(\frac{N}{K}\right)^K (1-F)^{N-K}$$

Cette équation étant la base mathématique de l'intervalle de temps moyen. Les déviations standards de K étant :

$$\bar{K} = NF$$

$$\sigma_K = \sqrt{NF(1-F)}$$

Nous pouvons ainsi trouver que :

$$\bar{R} = Q + \frac{NF}{N} = Q + F = T$$

$$\sigma_R = \frac{1}{N} \sqrt{NF(1-F)}$$

$$= \frac{1}{\sqrt{N}} \sqrt{F(1-F)}$$

qui est la déviation standard (en moyennage des mesures)

Nous venons de voir le développement statistique de l'intervalle de temps moyen quand le signal répétitif est asynchrone avec l'horloge ce qui conduit aux résultats suivants :

1) la valeur attendue de la lecture est égale à l'intervalle de temps devant être mesuré, et $\bar{R} = T$

2) La déviation standard de la valeur lue est proportionnelle à $1/\sqrt{N}$

rappelons nous que l'intervalle de temps T peut être exprimé d'une partie Q et d'une fraction F ,

$$T = Q + F$$

$$Q = 0, 1, 2, \dots$$

$$0 \leq F < 1.$$

En fait, la résolution effective des mesures en intervalles de temps moyens dépend de $1/\sqrt{N}$ et F . et la figure 21 illustre la déviation standard de mesure en fonction de F . Notons que dans le plus mauvais des cas :

$$\sigma_R(F = 1/2) = \frac{1}{2\sqrt{N}}$$

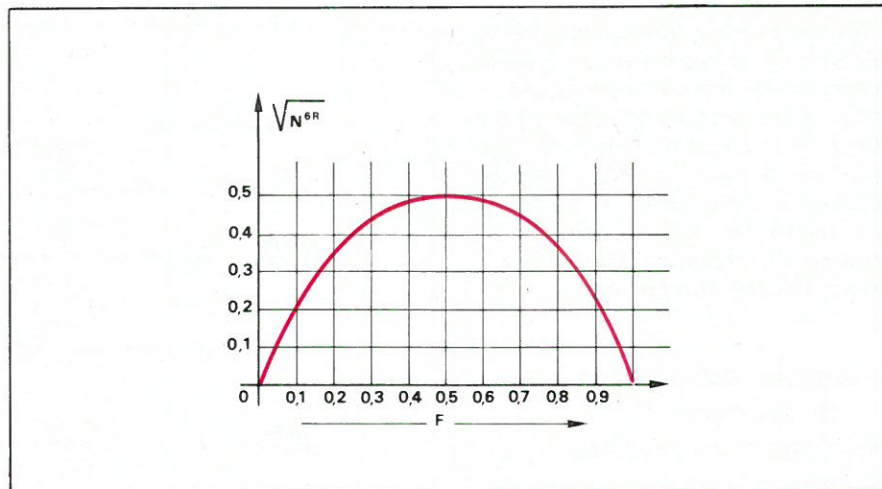


Fig. 21. - Illustration de la déviation standard de la lecture du compteur-fréquencemètre qui est une fonction de la partie fractionnelle F de l'intervalle de temps.

Le résultat est bien ce qui est généralement mentionné dans les spécifications des mesures en intervalles de temps moyen soit $1/\sqrt{N}$. Pour d'autres valeurs de F , la limite de confiance de la lecture sera égale ou plus haute.

Exemple montrant comment évaluer une mesure d'intervalle de temps moyen

Avec un appareil tel que le 7260A de Fluke ayant une période d'horloge de 100 nS (10 MHz), il est mesuré en Intervalle de temps moyen 10^4 intervalles de temps. Le compteur fréquencemètre affiche une valeur de 225 nS. soit T mesuré = 225 nS

pour obtenir la déviation standard de T , convertir l'affichage en nanosecondes en unités comptées soit :

$$225 \text{ nS} = 2.25 \text{ comptés}$$

En utilisant l'équation ci-dessous, nous obtenons σT soit une résolution estimée de la mesure de :

$$\sigma T \approx \frac{1}{\sqrt{N}} \sqrt{RF(1-RF)RF} \neq 0$$

soit :

$$\frac{1}{\sqrt{10^4}} \sqrt{0.25(1-0.25)}$$

et $\sigma T = 0.0043 \text{ compte} = 0.43 \text{ nS}$ ce qui est très nettement supérieur à la résolution de mesure en intervalle de temps qui est de 100 nS.

Conclusion

Nous venons d'étudier les principales fonctions et les principes de fonctionnement des compteurs fréquencemètres

qui de toute évidence offrent des caractéristiques techniques de plus en plus évoluées ainsi que des technologies d'avant garde qui ont pour but d'une part d'augmenter la fiabilité et d'autre part le rendement en haute fréquence. Cela est obtenu en utilisant notamment aux niveaux des entrées des circuits intégrés hybrides de haute stabilité. En outre, de nombreux compteurs fréquencemètres peuvent être utilisés indépendamment du secteur à l'aide d'un bloc batteries rechargeables et, pour pouvoir les utiliser dans des systèmes de mesures automatiques, certains appareils peuvent recevoir une interface du type I.E.E. 488.1975.

J.-C. Baud

LA STIMULATION CARDIAQUE

Jacques TRÉMOLIÈRES



Collection Electronique Applications médicales

Jacques Trémolières

La stimulation cardiaque

Collection

« ELECTRONIQUE APPLICATIONS » médicales

Diffusée par E.T.S.F. - 1979

Format 12 x 22 - Broché.

106 pages - Intérieur 2 couleurs - Couverture quadrichromie

50 figures - Lexique

En 1958, le premier stimulateur cardiaque était implanté.

Depuis, près de 400 000 porteurs de pacemakers circulent dans le monde, dont plus de 30 000 en France.

La courbe des implantations réalisées depuis vingt ans montre, pour ces dernières années, une augmentation impressionnante : pour la seule année 1977, par exemple, on a implanté en France 19 000 stimulateurs. C'est dire à quel point cet appareil constitue un des plus grands progrès médicaux du vingtième siècle.

Ce combat pour la vie ne pu être gagné, comme beaucoup d'autres, qu'avec l'aide d'un auxiliaire précieux : l'électronique.

Chaque jour voit naître une amélioration technique, qu'elle se situe au niveau des performances, de la sécurité, de la miniaturisation ou de la durée de vie.

Dans ce premier ouvrage de la collection « Electronique Applications Médicales », l'auteur analyse le phénomène « Stimulation » et, après en avoir fait l'historique, prépare le lecteur non spécialisé par quelques notions de physiologie. On aborde ensuite la technique des stimulateurs et les progrès réalisés dans la technologie des composants électroniques et surtout de la source d'énergie dont le paramètre le plus important est la longévité.

L'implantation proprement dite est ensuite décrite, sous son aspect chirurgical, précédant une étude technico-commerciale sur le choix d'un stimulateur et son prix de revient mensuel. De nombreux tableaux font d'ailleurs le récapitulatif des principales caractéristiques des stimulateurs actuellement commercialisés et de leur coût en fonction de leur catégorie.

Deux chapitres sont spécialement consacrés aux porteurs de pacemakers, sous les titres « Vivre avec un stimulateur » et « La surveillance ».

Le malade y trouvera des renseignements précieux sur l'intervention chirurgicale, l'hospitalisation, mais aussi sur cette nouvelle manière de vivre qui est celle d'un « stimulé ».

Un lexique des termes médicaux employés dans l'ouvrage et une liste des constructeurs de stimulateurs représentés en France terminent ce volume qui sera un apport documentaire appréciable pour les porteurs de pacemakers ainsi que pour le médecin désirant connaître tous les paramètres de cette technique.

Le fait que le Docteur Bernard Dodinot, un des plus grands spécialistes français de la chirurgie d'implantation et Président de l'Association d'aide aux porteurs de stimulateurs cardiaques, ait bien voulu préfacier ce livre, montre que ce dernier, tout en étant d'un grand intérêt technique, sera un aide précieux et réconfortant pour les malades.

LE PUBLIC

Les stimulés cardiaques et les malades susceptibles d'être confrontés à ce type de problème. Egalement les médecins généralistes ou spécialisés en cardiologie, ainsi que les électroniciens intéressés par les applications médicales de l'électronique.

L'AUTEUR

Jacques TRÉMOLIÈRES, Ingénieur mécanicien, Ingénieur électronicien et biologiste, effectue depuis 25 ans des études et recherches en matériel médico-chirurgical, avec comme spécialité l'anesthésie-réanimation.

Auteur de 140 articles et de 16 livres (dont 3 traductions), Jacques TRÉMOLIÈRES collabore à différentes revues techniques et scientifiques, et notamment à ELECTRONIQUE APPLICATIONS, pour des articles d'électronique médicale. Il est, en outre, membre de plusieurs Sociétés savantes, dont deux sociétés d'astronomie, cette science constituant son principal violon d'Ingres.

Prix de vente à notre siège :
50 F
(+ 11 F de frais d'envoi)

EDITIONS TECHNIQUES ET SCIENTIFIQUES FRANÇAISES

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

Tél. : 200-33-05

LA RADIOASTRONOMIE

A l'écoute des mondes lointains

C'est le 16 août 1979 que se tenait à Montréal une conférence internationale pour faire le point sur les civilisations extra-terrestres. Placée sous le patronage de la NASA, cette conférence s'est réunie sous les auspices du SETI, l'un des principaux organismes scientifiques de recherche sur l'intelligence extra-terrestre.

Il faut remonter à 1959 pour voir le monde des scientifiques s'intéresser à d'hypothétiques signaux qui seraient émis par des civilisations extra-terrestres. Puis, de rechercher par quels moyens il serait possible d'émettre, à notre tour, des signaux à leur intention.

Toutes les hypothèses formulées ont présenté un puissant stimulant pour le monde scientifique. La dimension des problèmes dépasse celle des laboratoires (dans l'espace) et celle de la vie humaine (dans le temps). Le grand radiotélescope d'Arecibo (Porto Rico) par exemple, a une dimension de 305 mètres et une portée de 50 000 années-lumière. Entre le message et sa réponse, c'est peut-être une civilisation qui s'est écoulée et l'on conçoit la difficulté d'un tel dialogue, dans la mesure où chaque civilisation a ses propres moyens de communication.

En fait, on ignore encore quelle longueur d'onde choisir pour attirer l'attention sur notre présence et notre degré d'évolution. La réciproque est vraie pour des civilisations lointaines. Cependant, les vingt dernières années ont été fructueuses et les résultats représentent un acquit important en astronomie, en astro-physique, et en biologie.

L'observation du ciel par l'astronomie traditionnelle, puis par la radioastronomie, a fait appel à l'électronique au cours des dernières années. Nous allons tenter de broser un rapide tableau des diverses applications que cette discipline a mis à la disposition des chercheurs pour l'étude des mondes lointains.

Alors qu'à une époque relativement récente seule la lumière visible nous apportait l'information, aujourd'hui les moyens d'observation se sont diversifiés et l'on peut recevoir les sources émettant un rayonnement X, gamma ou radioélectrique.

L'augmentation de puissance des télescopes optiques semble avoir atteint un maximum. En effet, si l'on veut détecter les galaxies éloignées il faut recueillir suffisamment de lumière. Or pour cela de grands miroirs sont nécessaires et ceux-ci posent des problèmes de fabrication, et ensuite d'infrastructure lorsqu'il s'agit de les exploiter (le plus grand télescope à miroir unique : 6 mètres de diamètre, est le télescope russe de Zelenchuk). Afin de tourner la difficulté on a en projet des **télescopes multimiroir** où le grand miroir est remplacé par plusieurs unités de taille plus petite. Le problème est d'assurer la maintenance de la position des miroirs de façon à bien superposer, sur un foyer unique, les différentes images. Ceci est rendu possible par un laser couplé à un télescope de contrôle placé dans l'axe géométrique de la structure supportant les miroirs.

Lorsqu'il s'agit de détecter les rayons X émis par les étoiles, nous devons nous élever au-dessus de l'atmosphère. C'est à bord des satellites Skylab que furent montés les premiers **télescopes à rayons X** puis récemment, en 1978, le satellite HEAOB a embarqué un équipement permettant la focalisation et la détection de ces rayons. Le rayonnement étant capté, il est renvoyé sur une grille placée au foyer du télescope. Il déclenche une petite étincelle qui marque dans le temps et dans l'espace l'information ponctuelle reçue. L'ensemble des informations est repris par un calculateur qui fournit une image de la source émettrice.

L'émission de rayonnement radioélectrique offre une opportunité intéressante puisque c'est la seconde fenêtre qui s'ouvre sur l'univers, après le rayonnement visible. Il est donc possible, à la surface de la terre, d'installer de grandes antennes pour capter ces ondes : c'est le domaine de la **radioastronomie**. L'antenne peut être unique et se présenter sous la forme d'une grande parabole (ex. : le radiotélescope de 100 mètres de diamètre situé à Bonn - RFA). On peut augmenter le pouvoir séparateur de ce type de télescope (radiotélescope) en augmentant les dimensions de celui-ci ou en multipliant le nombre de paraboles.

A cette diversité de rayonnements s'ajoutent des **dispositifs amplificateurs** permettant de photographier des étoiles dont la luminosité est très

faible, sans pour autant nécessiter des temps de pose trop élevés. On emploie pour cela une plaque photosensible qui reçoit la lumière des étoiles et la transforme en émission d'électrons. Ceux-ci sont accélérés par un champ électrique avant de bombarder un film recouvert d'une émulsion spéciale ou un écran fluorescent.

D'une toute autre manière, l'électronique apporte beaucoup à l'astronomie, notamment dans l'**analyse des clichés** contenant des milliers d'informations. Pour cela on fait appel à un **photomètre à balayage** dont la mission est d'analyser le cliché point par point. Celui-ci est éclairé par en-dessous et examiné au moyen d'un microscope. Pendant le balayage, un microprocesseur fait le tri entre les informations et autorise la mise en mémoire celles qui seront utilisables. Ainsi sont stockés les paramètres tels que la magnitude, la position, la couleur des étoiles et des galaxies.

Parmi cet arsenal technique, nous avons choisi de développer les éléments ayant trait au domaine des ondes radioélectriques, c'est-à-dire la radioastronomie.

La seconde fenêtre

Lorsque l'on regarde le ciel, seule la vue pouvait recueillir, jusqu'à ces dernières années, les messages qui nous arrivaient de ces mondes silencieux. Ce fut la première fenêtre ouverte sur l'univers, la plus ancienne aussi car depuis que l'homme est sur terre, de nombreux témoignages montrent que l'observation des astres fut pour lui une préoccupation importante.

Ce n'est guère qu'à la fin du siècle dernier que des savants eurent l'intuition qu'une autre fenêtre pourrait s'ouvrir sur l'univers. Hertz, en 1889, avait montré qu'il n'y avait aucune différence essentielle entre les ondes radio et le rayonnement visible. Leur nature électromagnétique ne différait que par leur longueur d'onde. Ceci amena les astronomes anglais Oliver Lodge et français Deslandres à se demander si le soleil n'émettait pas, en plus de sa lumière, un rayonnement radioélectrique. Malheureusement, les expériences tentées à partir de 1895 se soldèrent par des échecs, dûs essentiellement au manque de sensibilité des récepteurs utilisés (cohéreur de Branly, détecteur à galène).

L'augmentation de sensibilité des récepteurs, l'amélioration du gain des antennes permit les communications à longue distance. C'est en participant à la mise au point de la liaison radio par ondes courtes Etats-Unis-Angleterre, que l'américain H.-G. Jansky, en 1930,

découvrit la présence d'ondes parasites. Parmi celles-ci, une onde de 14,6 m de longueur, arrivant d'une direction fixe de l'espace et dont les coordonnées sont assez proches de celles de la radiosource que l'on situe actuellement dans le centre de la galaxie. Mais à l'époque aucune explication ne fut trouvée, d'autant que Jansky lui-même ne put détecter de rayonnement émanant du soleil.

Un autre américain, G. Reber, en 1936, construisit une antenne parabolique de 10 mètres de diamètre, véritable radiotélescope. Il reprit l'observation de ces ondes arrivant du ciel, notamment sur 187 cm de longueur d'onde. Il établit une carte de rayonnement radio, la première du genre. Mais là encore, les travaux de Reber éveillèrent peu d'échos dans le monde de l'astronomie.

Enfin, en pleine guerre (1942), l'anglais J.-S. Hey spécialiste radar, détecta un brouillage intense, notamment lorsque son instrument était pointé sur le soleil. A l'époque les radars travaillaient sur ondes métriques et celui de Hey était accordé sur 2 mètres de longueur d'onde. Il s'avéra que l'intensité du brouillage était liée à l'activité du soleil (présence de taches à la surface). Mais le résultat des travaux de Hey ne fut divulgué qu'en 1945, après la guerre.

Simultanément, aux U.S.A., Southworth découvrait également une activité solaire sur des longueurs d'onde de 3 et 10 cm. Cette nouvelle fenêtre qui venait de s'ouvrir (**fig. 1**) a provoqué un essor considérable de l'astronomie en complétant les données que nous avions déjà sur les objets célestes dans le domaine du visible.

De multiples sources ont été découvertes en différents points de la voûte céleste. Certaines de ces sources ont été identifiées à des étoiles, des nuages stellaires, de lointaines galaxies. De même furent découverts en 1963 des objets dont la nature était inconnue mais dont l'image photographique ressemblait à une étoile. Ces objets furent baptisés radiosources quasi stellaires ou quasars.

Puis, à peu près à la même époque, ce fut la mise en évidence de la longueur d'onde de 21,1 cm de l'hydrogène. Ce gaz représente 84 % de la matière de l'univers et il se regroupe en vastes formations nuageuses dans les espaces interstellaires. En 1967, l'émission provenant de molécules telles l'eau et l'ammoniac va fournir certainement une explication sur l'origine de certains éléments.

Enfin, en 1967, l'anglais Hewish découvre les radiosources pulsantes, baptisées pulsars. Leur nature n'est

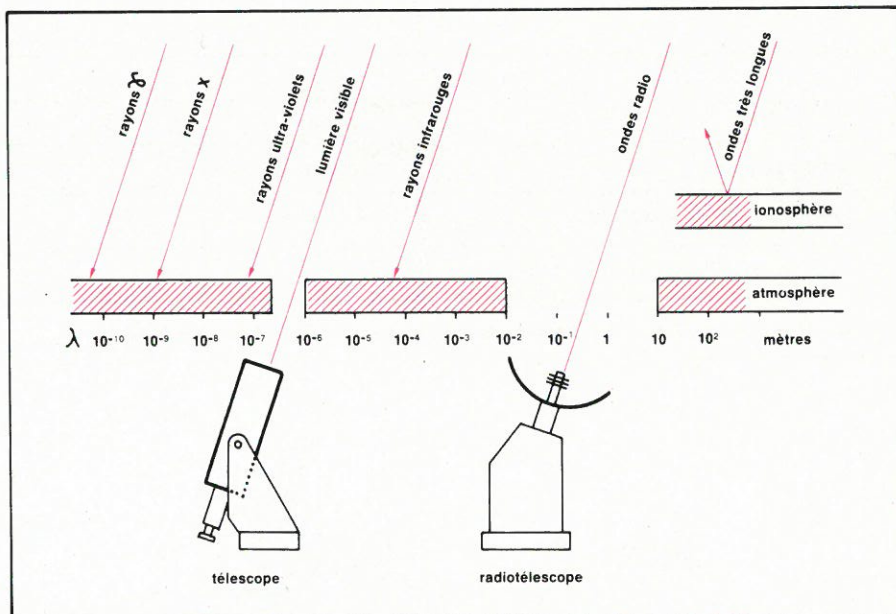


Fig. 1. - Les deux fenêtres ouvertes dans l'atmosphère aux ondes électromagnétiques.

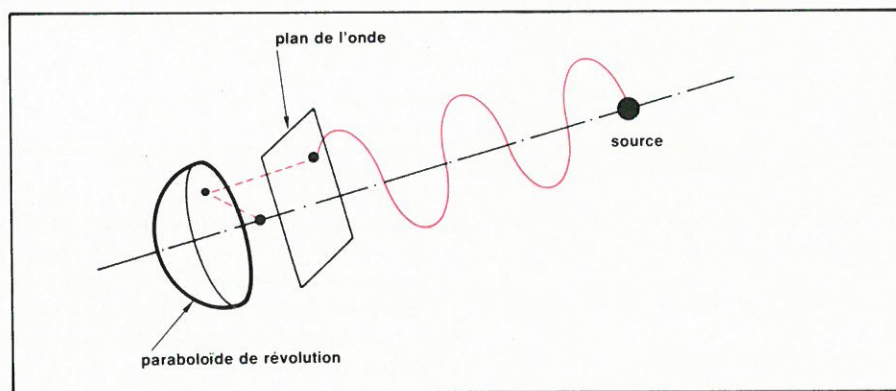


Fig. 2. - Surface collectrice (paraboloïde de révolution) pour capter l'énergie émise par une source radioélectrique.

pas connue, mais diverses hypothèses ont été avancées : on parle d'étoiles doubles, de naines blanches, d'étoiles à neutrons,...

Il y a seulement une vingtaine d'années, tout cela nous était inconnu. Mais avant de développer ces sujets, nous rappellerons quelques notions de physique dans le domaine du rayonnement électromagnétique et nous dirons quelques mots des instruments, les radiotélescopes, qui permettent d'enregistrer ces phénomènes.

Le rayonnement de la voûte céleste

Nous avons vu que le rayonnement électromagnétique qui nous parvient du ciel est très particulier : il peut être considéré comme quantique dans les très courtes longueurs d'onde, alors que c'est l'aspect ondulatoire qui prédomine dans les longueurs d'onde les plus grandes.

Par ailleurs, la différence qui existait entre les courtes longueurs d'onde : optiques (inférieures aux ondes millimétriques) et les grandes longueurs

d'onde : radioélectriques (jusqu'aux ondes kilométriques), c'est-à-dire la cohérence, n'existe plus. L'optique, grâce au laser, peut émettre et recevoir un rayonnement cohérent. Cette notion de cohérence est importante en radioastronomie.

Pour en revenir au rayonnement radioélectrique qui nous préoccupe essentiellement, lorsque nous considérons une source d'émission nous constatons qu'elle émet dans toutes les directions de l'espace. Le rayonnement est sphérique et son rayon croît avec la vitesse de la lumière. Pour un observateur situé très loin de cette source, le rayonnement ne lui parviendra que sous la forme d'une petite portion de sphère. L'onde sera plane et il considérera la source comme ponctuelle.

Le plan de l'onde étant perpendiculaire à la direction de la propagation, l'énergie transportée par chaque élément de surface de l'onde peut être recueillie au moyen d'une surface collectrice appropriée. Il existe plusieurs moyens pour recueillir cette énergie. La fig. 2 montre un paraboloïde de révolution dont la propriété est d'avoir un foyer équidistant de tous les points

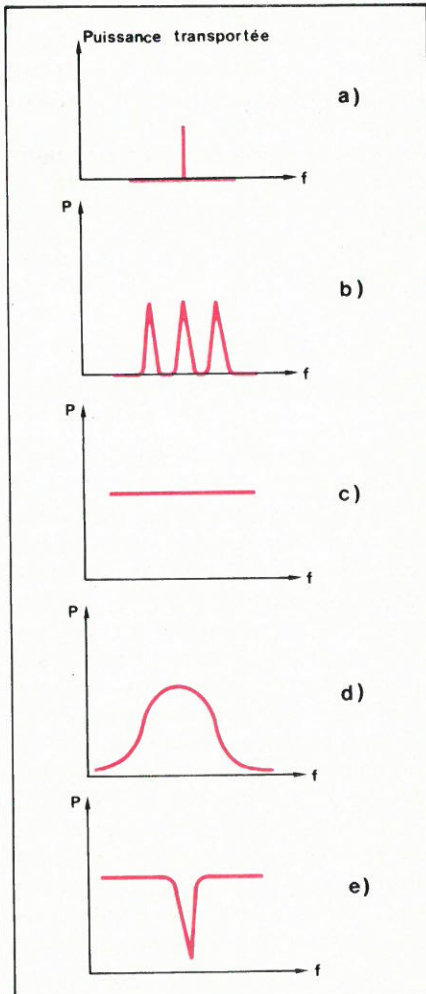


Fig. 3. - Différents spectres d'émission. a) onde pure ; b) onde presque pure ; c) spectre continu ; d) spectre limité à une bande de fréquence ; e) spectre continu avec raie d'absorption.

d'un plan de l'onde émise d'une source. Ainsi, chaque élément de l'onde se propageant dans l'axe du paraboloïde s'ajoute en phase au foyer F, après réflexion sur la surface. Il existe d'autres dispositifs comme la portion de sphère, le cylindre parabolique, ... On peut également recueillir l'énergie en plaçant une série de surfaces collectrices reliées à un point, de telle sorte que toutes les distances entre le plan de l'onde et ce point soient égales (somme des énergies, en phase).

Toutes ces notions de fréquence, de longueur d'onde, de phase, d'énergie, de puissance, s'entendent pour des ondes pures, monochromatiques. En radioastronomie cela ne se présente pratiquement jamais ainsi. Une radio-source, une étoile par exemple, émettra de nombreuses ondes pures, de faible amplitude, issues des constituants de la matière de cette source. L'émission globale aura donc lieu dans un intervalle de longueur d'onde (bande de fréquences).

En résumé la fig. 3 donne différents spectres d'émission où la puissance est exprimée en fonction de la fréquence. On comprend, avec ces exemples, que

pour définir la puissance il est nécessaire d'indiquer la fréquence correspondante, ou la bande de fréquences qui l'entoure. L'unité fondamentale de puissance (densité de flux) est le Jansky (Jy) exprimé en watt par mètre carré par Hertz ($\text{W}/\text{m}^2/\text{Hz}$). En fait, la densité de flux reçue des étoiles est si faible qu'un sous-multiple est utilisé, c'est l'unité de flux (uf) qui vaut $10^{-26} \text{ W}/\text{m}^2/\text{Hz}$.

Le rayonnement thermique

Il est intéressant de s'arrêter quelques instants devant le phénomène de l'agitation thermique et des effets qu'il engendre. Tout corps chauffé émet un rayonnement thermique, d'abord infrarouge, puis visible pour certains corps. Ce rayonnement est présent partout et les énergies qu'il émet dans le domaine radioélectrique, quoique très faibles, intéressent les radioastronomes. Ce type de rayonnement est détecté dans les émissions naturelles comme celles de la lune et des planètes, ainsi que dans beaucoup de gaz interstellaires. A ce niveau, la difficulté réside dans la faible énergie radioélectrique émise face à des moyens de détection dont la sensibilité est limitée.

L'intensité du rayonnement thermique (certains auteurs parlent de brillance spectrale énergétique) obéit à la loi de Planck, mais dans le domaine radioélectrique on utilise la formule approchée de Lord Rayleigh

$$I = 2k \frac{T}{\lambda^2} \quad (1)$$

où k est la constante de Boltzmann : $1,38 \cdot 10^{-23} \text{ W}/\text{Hz}/^\circ\text{K}$;

T est la température absolue en degré Kelvin ($^\circ\text{K}$);

λ est la longueur d'onde en mètres.

Pour fixer les idées nous reprendrons l'exemple cité par E.J. Blum à propos de l'intensité du rayonnement émis par la lune et reçu par la terre. La fig. 4 résume la situation avec comme paramètres :

– Température à la surface de la lune :

$$T = -50^\circ \text{C} = 220^\circ\text{K}$$

– Rayon de la lune :

$$R = 1700 \text{ km};$$

– Longueur d'onde explorée :

$$\lambda = 3 \text{ cm} (10 \text{ GHz}).$$

L'intensité du rayonnement thermique (1) a pour valeur :

$$I = 2,138 \cdot 10^{-23} \cdot 220 / (0,03)^2 = 7 \cdot 10^{-18} \text{ W}/\text{m}^2/\text{Hz}/\text{Sd}$$

		I (u.f.)
Système solaire	Soleil	10^8
	Lune	10
Notre galaxie	Nébulosités	10^4
Système extra-galactique	Galaxies	10^3
1 u.f. = $10^{-26} \text{ W}/\text{m}^2/\text{Hz}$		

Tableau 1. – Quelques valeurs de l'intensité du rayonnement thermique (pour $\lambda = 2$ mètres).

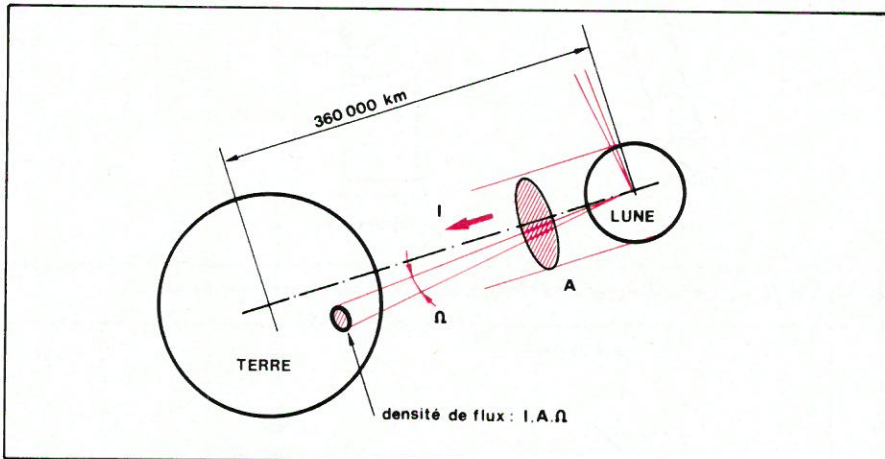


Fig. 4. – Le rayonnement thermique de la Lune.

La surface de la lune, vue d'un point éloigné, équivaut à :

$$A = \pi R^2 = 3,14 \cdot 1700000^2 = 10^{13} \text{ m}^2$$

d'où un flux total de :

$$I.A = 7 \cdot 10^{-18} \cdot 10^{13} = 7 \cdot 10^{-5} \text{ W}/\text{Hz}/\text{Sd}.$$

La distance de la terre à la lune étant de 360 000 km, un mètre carré de la surface terrestre sera vu de la lune sous un angle de $\Omega = 1/(360000000)^2$ stéradian. Soit une densité de flux reçue à la surface de la terre :

densité de flux :

$$I.A.\Omega = 7 \cdot 10^{-5} / (3,6 \cdot 10^8)^2$$

$$= 5 \cdot 10^{-22} \text{ W}/\text{m}^2/\text{Hz}$$

$$= 5 \cdot 10^{-4} \text{ uf}$$

Ceci fournit un ordre de grandeur, mais il est intéressant de voir comment évolue cette intensité lorsque la longueur d'onde est de 2 mètres. Avec le même raisonnement nous obtenons une densité de flux de 10 uf, soit 5000 fois plus faible. Pour une même longueur d'onde ($\lambda = 2$ mètres) nous pouvons comparer les différentes intensités relevées dans le système solaire, dans notre galaxie et dans les autres galaxies (tableau I).

Il y aurait encore beaucoup à dire sur le rayonnement thermique car la température de rayonnement n'est pas tout à fait égale à la température de rayonnement réelle. En outre, sur le

plan pratique, les astronomes parlent de température équivalente pour mesurer les énergies, ce qui revient au même, mais cela leur permet de mieux évaluer les performances des radiotélescopes.

Le pouvoir séparateur

Les instruments utilisés en radioastronomie sont limités dans leurs caractéristiques par l'obtention d'un bon pouvoir séparateur. En effet, deux paramètres conditionnent les caractéristiques d'un instrument, la taille et la longueur d'onde du rayonnement à détecter. Plus les dimensions de l'instrument sont importantes, plus la longueur d'onde est petite et meilleur est le pouvoir séparateur (Θ), selon la formule :

$$= \frac{\lambda}{D} \quad (2)$$

Dans ce domaine, les opticiens sont favorisés puisque pour obtenir un pouvoir séparateur de 10 secondes d'arc sur une longueur d'onde de $0,5 \mu\text{m}$ (jaune) il leur suffit d'utiliser une lunette de 1 cm de diamètre; alors que les radioélectriciens travaillant sur une longueur d'onde de 1 mètre auront besoin d'un instrument dont les dimensions atteindront 20 km, pour un même pouvoir séparateur.

Nous n'entrerons pas davantage dans le détail de ces considérations car il faudrait absorber différents problèmes concernant les antennes, leur dia-

gramme de réception, leur stabilité géométrique en fonction du vent et des variations de température, etc. Nous évoquerons ces problèmes au fur et à mesure que nous traiterons des instruments.

Les instruments

En règle générale, les ondes radio sont captées par une surface collectrice soutenue par une monture, et cet ensemble forme la partie la plus spectaculaire de l'instrument. C'est d'ailleurs cet aspect qui leur a valu le nom de radiotélescopes. Les ondes sont ensuite focalisées sur une antenne primaire, puis analysées par un récepteur pour enfin être enregistrées. Sur ce principe nous trouvons le radiotélescope à antenne unique avec ses différentes variantes, puis le radiotélescope à plusieurs antennes appliquant la technique de l'interférométrie.

Le radiotélescope à antenne unique

Après les découvertes de Jansky sur le rayonnement radioélectronique de la voûte céleste, c'est à G. Reber que l'on doit la construction du premier radiotélescope qui lui permit d'établir, en 1942, la première carte radioélectrique du ciel. Le réflecteur, de 9,5 mètres de diamètre, était parabolique et l'ensemble travaillait à 162 MHz. De leur côté, les militaires allemands mettaient au point un radar fonctionnant sur 600 MHz et qui permit, après la guerre, d'équiper les premières stations de radioastronomie. Les **fig. 5, 6 et 7**, illustrent ce type d'instrument.

Par analogie avec les télescopes optiques, les premiers radiotélescopes furent adaptés sur des montures équatoriales. On sait que la monture équatoriale permet à l'instrument de tourner autour d'un axe parallèle à l'axe de rotation de la terre. Il suffit d'animer l'instrument d'un mouvement égal et de sens contraire pour que la direction de visée dans l'espace soit respectée (**fig. 8**). Un seul moteur est nécessaire à la poursuite d'un objet céleste. Le choix de la direction se faisant au moyen de deux rotations : l'une selon l'axe de rotation, c'est l'angle horaire ; l'autre selon un axe perpendiculaire à l'axe de rotation, c'est l'axe des déclinaisons.

Toutefois, malgré les énormes avantages des montures équatoriales, celles-ci, appliquées à la radioastronomie, comportent un inconvénient majeur. Le poids et les dimensions importantes de l'antenne reposent sur deux points de soutien qui représentent les paliers

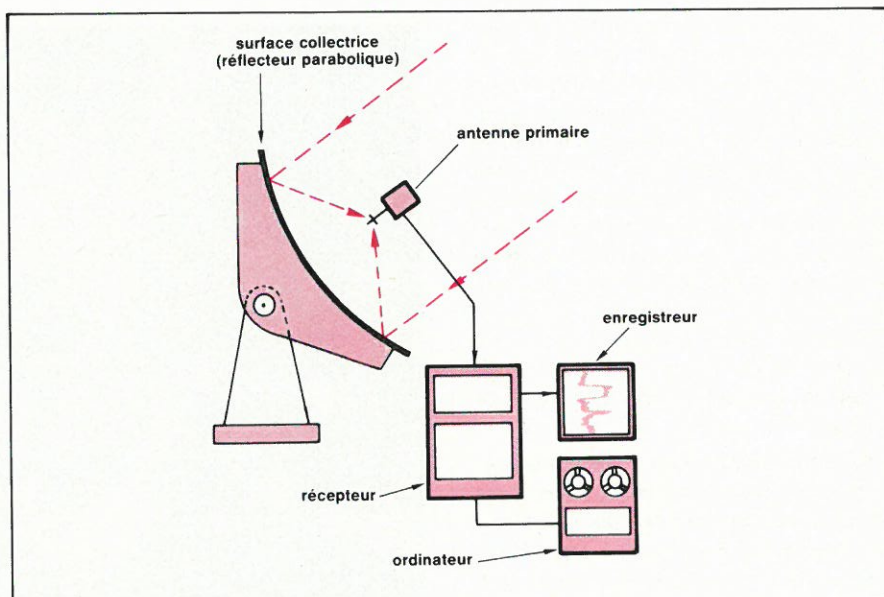


Fig. 5. - Schéma d'un radiotélescope parabolique.

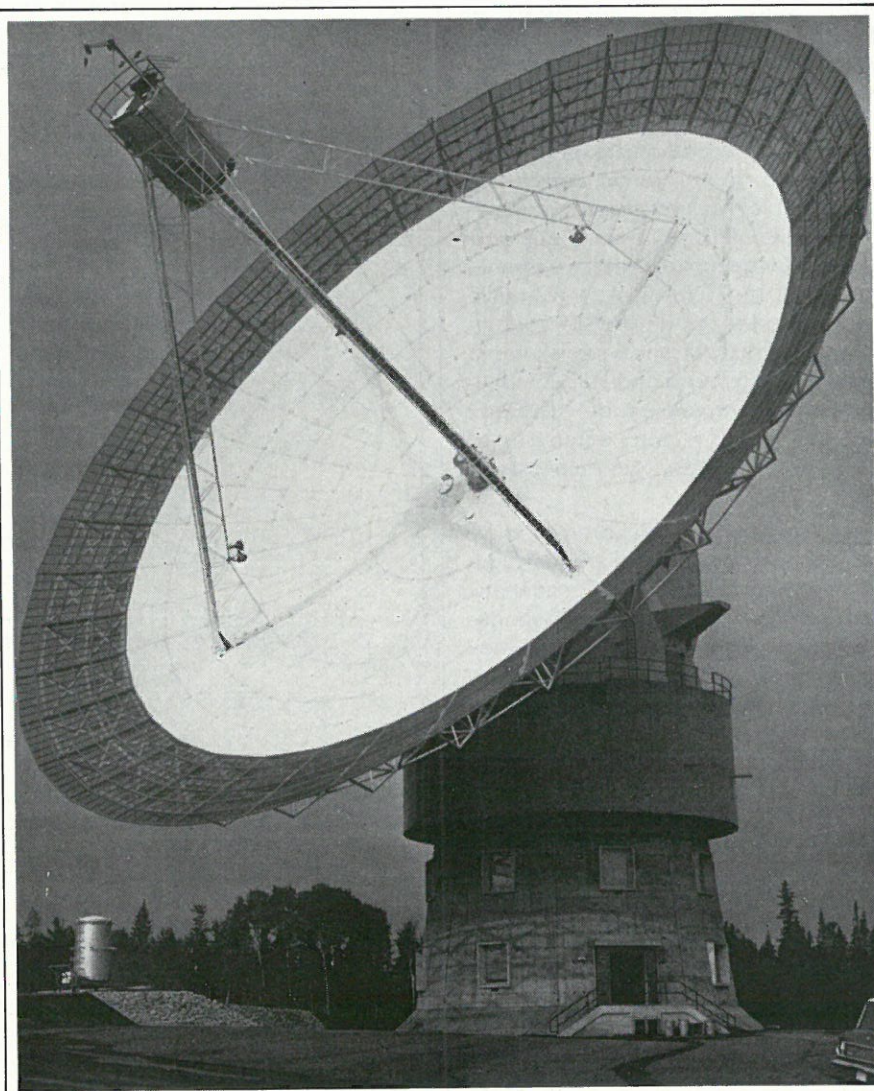


Fig. 6. - Le radiotélescope de 45 mètres de diamètre de l'Observatoire d'Algonquin dans l'Ontario (Canada) doc. CNRC.

de l'axe de déclinaison. La position de l'ensemble n'étant pas fixe par rapport à la verticale, il en résulte des contraintes mécaniques sur les paliers et des déformations dans la structure de la surface collectrice. Ces déformations ne peuvent pas toujours être compen-

sées et cela limite en général l'emploi de ces instruments autour d'une petite variation angulaire, d'où un balayage réduit d'une portion du ciel.

Il faut donc employer un système plus complexe mais plus stable, c'est-

à-dire un montage permettant le suivi des objets en altitude et en azimut (monture alt-azimutale). Cette solution (fig. 9), très robuste mécaniquement, nécessite deux moteurs d'entraînement dont la coordination des vitesses obéit à des lois complexes. Grâce à l'emploi des ordinateurs, le calcul des coordonnées, les vitesses de suivi d'un objet céleste en altitude et en azimut, se font en continu et avec précision. Cette solution a supplanté la monture équatoriale dans tous les projets de construction de radiotélescopes de grandes dimensions.

Les radiotélescopes à antenne unique orientable sont limités dans leurs dimensions, notamment pour des raisons mécaniques. En effet, Lord Rayleigh a démontré que pour obtenir une bonne focalisation d'un rayonnement, il faut que les irrégularités de la surface réfléchissante soient inférieures au dixième de la longueur d'onde. Ceci est valable aussi bien en optique qu'avec les ondes radio. Par conséquent une antenne travaillant avec une longueur d'onde de 10 cm admettra des défauts de surface de l'ordre du centimètre. Cela semble très grossier comme précision mais il faut se rappeler que pour de telles longueurs d'onde les antennes ont de 60 à 70 mètres de diamètre. Pour les antennes de grande surface, celle de Nançay (France) par exemple, avec une longueur d'onde de 20 cm, la surface de l'antenne est de 7 000 m². Par conséquent une précision de l'ordre de 2 cm pose tout de même de sérieux problèmes.

Toutefois, pour reprendre l'exemple de Nançay (fig. 10) où l'antenne collectrice est composée de dix panneaux de 20 x 40 mètres (poids : 40 tonnes chaque), la difficulté a été tournée en appliquant le procédé de J.-D. Kraus. On utilise deux antennes collectrices : l'une est un miroir plan mobile qui recueille le rayonnement de la source puis le renvoi sur la seconde antenne, qui est un miroir sphérique fixe. Sur le plan pratique, la surface mobile est un miroir plan dont il est facile de contrôler la planéité. Les éléments qui composent ce miroir sont entraînés par des moteurs qui attaquent des chaînes solidaires d'un demi-cercle vertical. Un système automatique permet de pointer indépendamment les dix panneaux avec une précision de l'ordre de 30 secondes d'arc.

Quant au miroir fixe, il ne pose pas de problèmes dimensionnels ; il suffit d'étudier les superstructures en conséquence. Ainsi, le grand miroir concave ne s'écarte pas de la sphère idéale de plus de 5 mm en moyenne (ainsi que pour le miroir plan), ce qui permet d'obtenir un très bon rendement vers 20 cm de longueur d'onde. Il est cer-

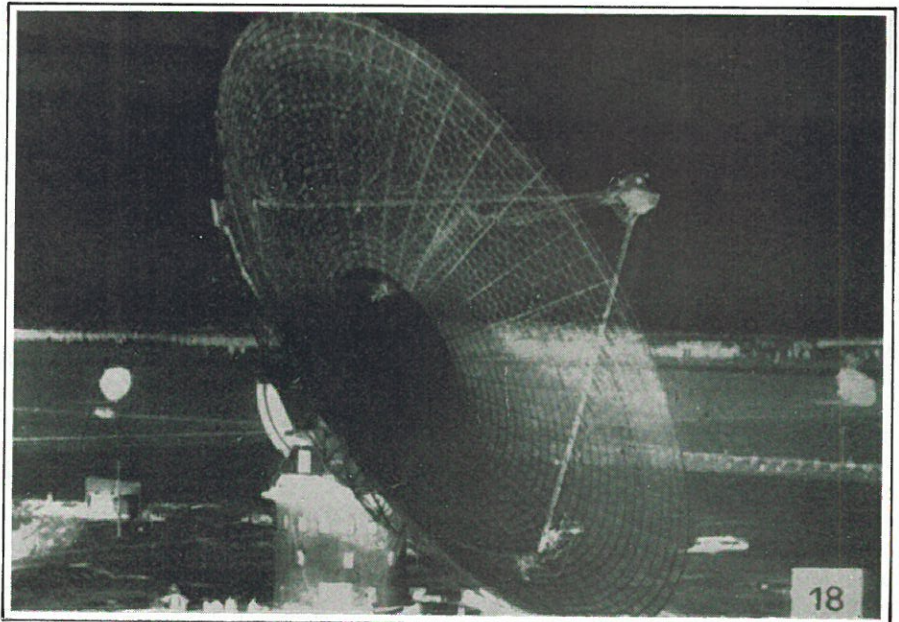


Fig. 7. - Radiotélescope parabolique de 64 mètres de diamètre installé à Parkes (Nouvelle-Galle du Sud, Australie) doc. SAF.

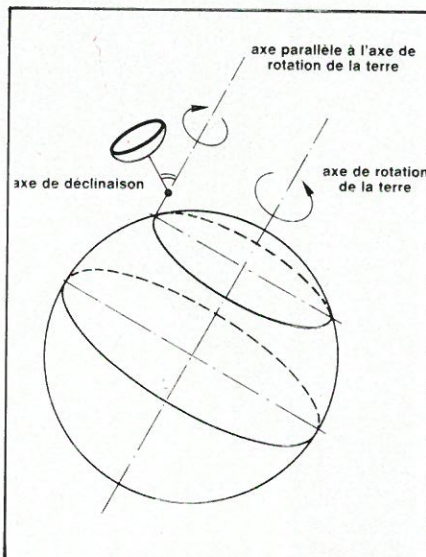


Fig. 8. - Principe de la monture équatoriale (d'après E.J. Blum).

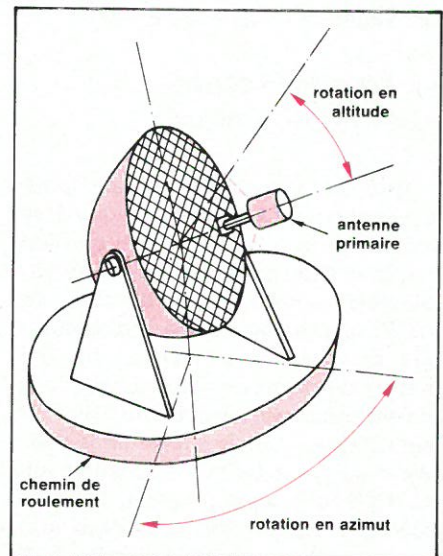


Fig. 9. - Principe de la monture alt-azimutale.

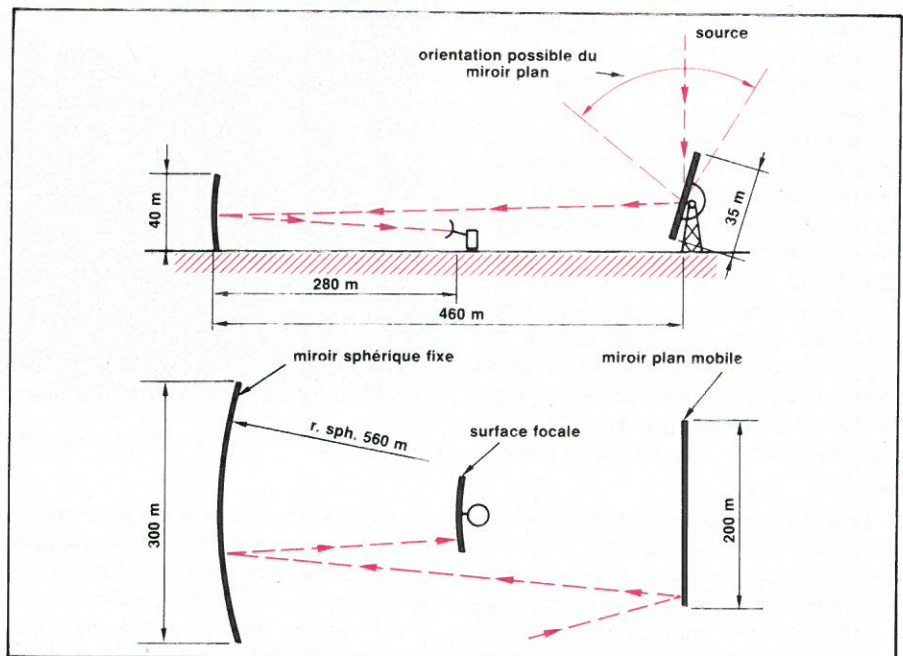


Fig. 10. - Schéma du grand radiotélescope de Nançay.

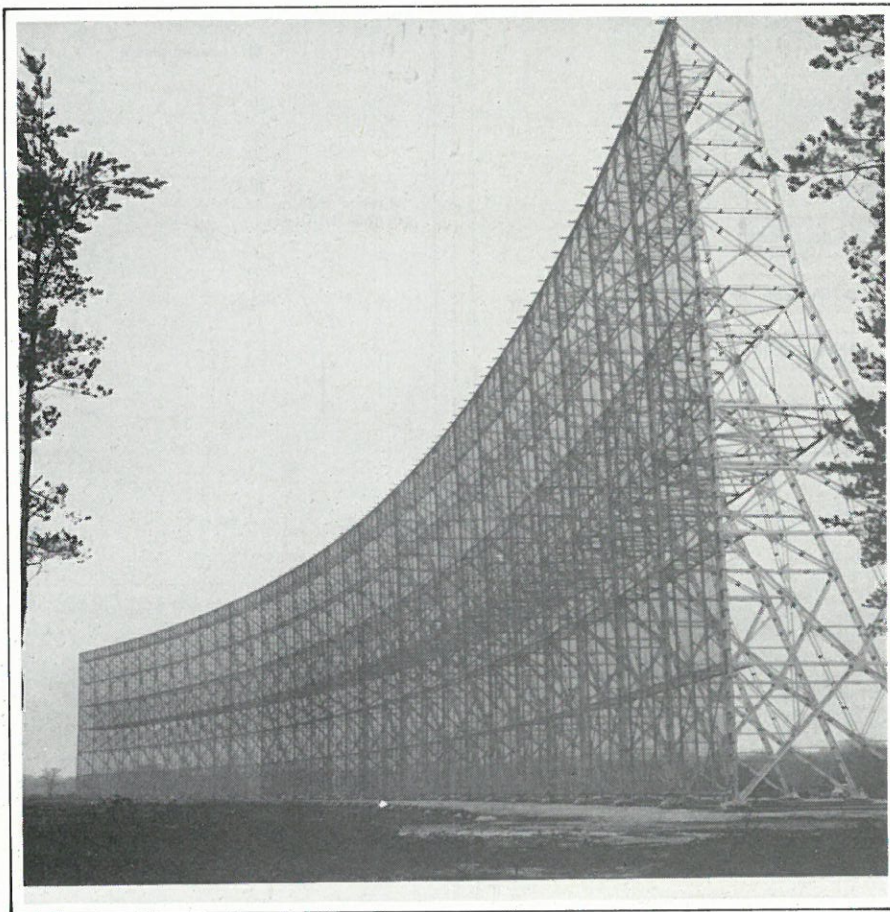


Fig. 10 bis - Le miroir sphérique du grand radiotélescope de Nançay, dont la concavité est nettement visible. Ce miroir est recouvert d'un grillage à maille

de 1,25 cm de côté, qui est un bon réflecteur pour les ondes décimétriques (doc. Observatoire de Paris).

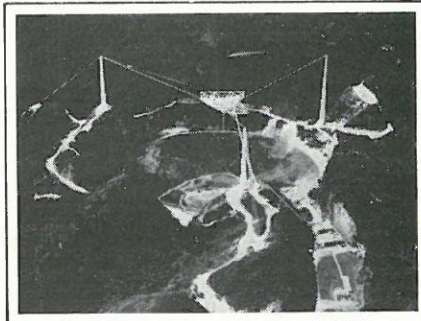


Fig. 11. - Le radiotélescope d'Arecibo, Porto-Rico (doc. Palais de la Découverte).

tain qu'avec ce montage les directions de visée sont limitées. Sa position méridienne lui permet d'observer un astre, qu'une fois par jour, au moment où il passe dans le plan méridien. En rendant mobile la surface focale, il est possible maintenant, à Nançay, d'observer une source durant une heure. Le **tableau II** donne la liste de quelques radiotélescopes à antenne unique, à parabole orientable et à grande surface (**fig. 11**). Cette liste n'est pas complète, car il existe une très grande quantité de petites installations auprès des grands observatoires et que nous n'avons pas mentionnées.

La réception

La réception est la seconde étape, après celle de la collecte des signaux radioélectriques venant du ciel. C'est un domaine qui diffère peu de la réception radioélectrique classique sauf dans le niveau des tensions recueillies aux bornes de l'antenne. En effet, c'est en microvolts ou même en fraction de μV que se mesure la tension fluctuante et aléatoire qui se présente aux bornes de l'antenne (**fig. 12**). L'amplification importante permet d'obtenir une tension qui atteint le niveau du volt à la sortie de l'amplificateur MF. Cette tension est toujours fluctuante, positive et négative autour d'une valeur moyenne nulle.

A ce niveau on peut détecter les variations de tension, après avoir redressé les composantes négatives. Ainsi la moyenne est positive : elle est proportionnelle à la puissance (détection quadratique) ou proportionnelle à la racine carrée de la puissance (détection linéaire). On peut également corréler deux tensions fournies par deux récepteurs différents.

En fait, le problème de la réception en radioastronomie est lié à deux critères : la sensibilité et la stabilité, qui devront être exceptionnelles. En effet, l'amplitude et la phase des signaux émis par les radiosources varient continuellement ce qui correspond, à la réception, à un bruit. Or des bruits de

Antenne parabolique orientable			
Diamètre (m)	Longueur d'onde (cm) (optimale)	Pays	Lieu
11	0,3	U.S.A.	Kitt Peak-Arizona
22	0,8	U.R.S.S.	Crimée
25	2	U.S.A.	Maryland Point
39	6	U.S.A.	Owens Valley-Californie
42	6	U.S.A.	Green Bank-Virginie
45	3	Canada	Algonquin Park
64	7	U.S.A.	Goldstone-Californie
64	10	Australie	Parkes
76	10	Angleterre	Jodrell Bank
100	3	Allemagne	Bonn

Antenne de grande surface			
Surface (m ²)	Longueur d'onde (cm) (optimale)	Pays	Lieu
2 650	20	U.S.A.	Colombus-Ohio
7 000	20	France	Nançay
8 000	20	U.S.A.	Green Bank-Virginie
17 000	100	Indes	Ootacamund
24 000	50	U.S.A.	Vermillion Vallez
80 000	75	Porto-Rico	Arecibo

Tableau II. - Radiotélescopes à antenne unique.

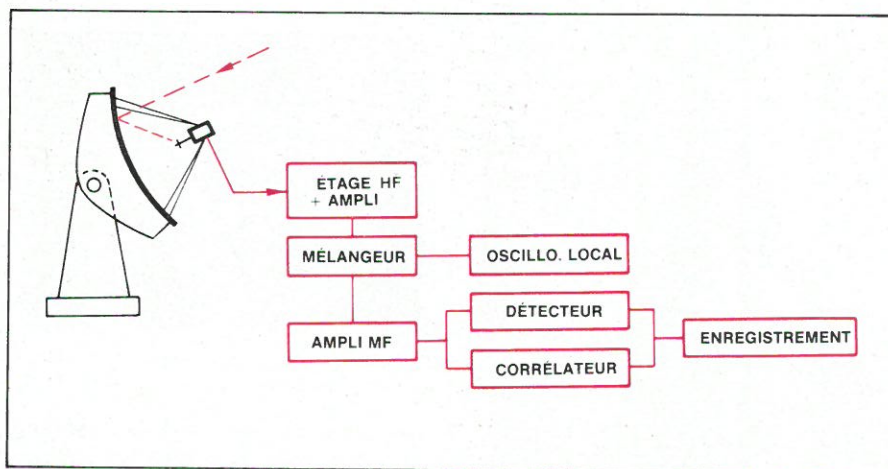


Fig. 12. - Réception des signaux célestes.

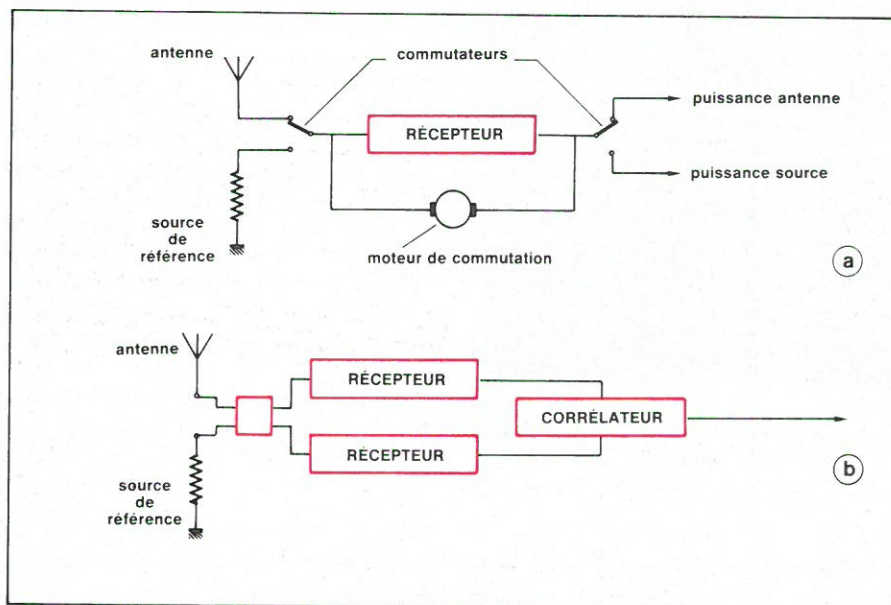


Fig. 13. - Principe de deux types de réception : a) récepteur à commutation de Dicke ; b) récepteur à corrélation de Blum.

même nature sont issus des récepteurs eux-mêmes, c'est le bruit de fond. Lorsque l'on sait que le rayonnement reçu au niveau de l'antenne n'est que la millièmes partie du bruit de fond, on comprend que le récepteur doit être sensible et stable. Il s'agit de détecter de légères augmentations de ce bruit de fond dues à la présence de sources lorsque l'antenne est bien orientée (dans le lobe de l'antenne où la réception est maximale).

Afin d'augmenter la sensibilité des récepteurs, les radio-astronomes se sont orientés vers l'emploi d'amplificateurs paramétriques et de masers dont le bruit de fond est près de 100 fois plus faible que celui d'un récepteur classique. Comme le signale A. Boischot « ceci est énorme, si l'on songe que gagner un facteur 100 sur la sensibilité permet de détecter des sources 100 fois plus faibles, c'est-à-dire 10 fois plus lointaines, autrement dit d'étudier un volume de l'univers 1000 fois plus grand ».

Parmi les qualités du récepteur, notons que le gain doit être constant, car les variations du bruit total (bruit de

fond + signal) sont faibles. Comme la majeure partie de ce bruit vient du récepteur lui-même on pourrait confondre la présence d'une source avec celle d'une faible variation du gain. Pour éviter cette confusion, il existe un procédé qui consiste à comparer plusieurs centaines de fois par seconde le bruit reçu à celui fourni par une source constante de référence. C'est le montage proposé par Dicke (fig. 13 A). Afin d'augmenter la sensibilité de ce procédé, Blum utilise un montage à deux récepteurs (fig. 13 B).

Les radiotélescopes à plusieurs antennes

En préliminaire à ce paragraphe, nous dirons quelques mots de la **Croix de Mills**, proposée en 1953 par l'australien B.-Y. Mills. Nous savons que le pouvoir séparateur d'un instrument circulaire est le même dans tous les plans et que ce pouvoir est fonction de ses dimensions. Si l'instrument (l'antenne) prend une forme allongée,

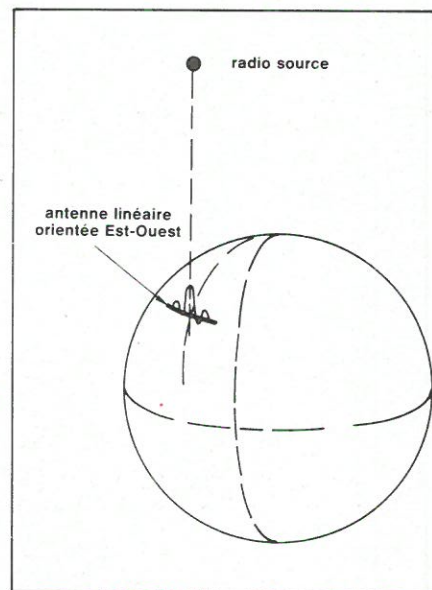


Fig. 14. - Antenne linéaire Est-Ouest et son diagramme.

et à la limite une forme linéaire, le pouvoir séparateur sera limité à un plan étroit contenant la source et la ligne d'antenne. Une antenne linéaire orientée Est-Ouest (fig. 14) permettra d'observer deux sources de même déclinaison et d'ascensions droites voisines. Avec une antenne orientée Nord-Sud, le pouvoir séparateur est meilleur en déclinaison seulement.

L'idée de Mills a été de réunir perpendiculairement deux antennes linéaires, l'une orientée Est-Ouest, l'autre Nord-Sud (fig. 15 et 16), de recueillir, puis de corrélérer les signaux reçus. Le récepteur ne tient compte que des signaux enregistrés simultanément par les deux antennes. Ainsi, le pouvoir séparateur est bon dans toutes les directions et la **Croix de Mills** est équivalente à une antenne rectangulaire dont les dimensions seraient celles de la longueur des bras de la croix. Toutefois, la sensibilité reste faible puisqu'elle est fonction de la surface réelle de la croix.

L'avantage d'un tel instrument est sa facilité de construction. Les bras peuvent être constitués par un réseau de dipôles, un réflecteur en forme de cylindre parabolique ou une série d'antennes indépendantes. De cette façon, chaque bras peut mesurer des kilomètres de longueur. la **Croix de Mills** construite par l'Université de Sydney, à Molonglo, a des bras de 1,5 km de long (largeur 12 mètres), la surface totale atteint 40 000 m². Cette antenne travaille sur 408 MHz et a un pouvoir séparateur de 2'8.

Avec une configuration différente, mais avec une idée similaire, Wild a construit en Australie une grande antenne circulaire de 3 km de diamètre. Elle comprend de nombreuses petites antennes disposées sur la circonférence. Un tel instrument, travail-

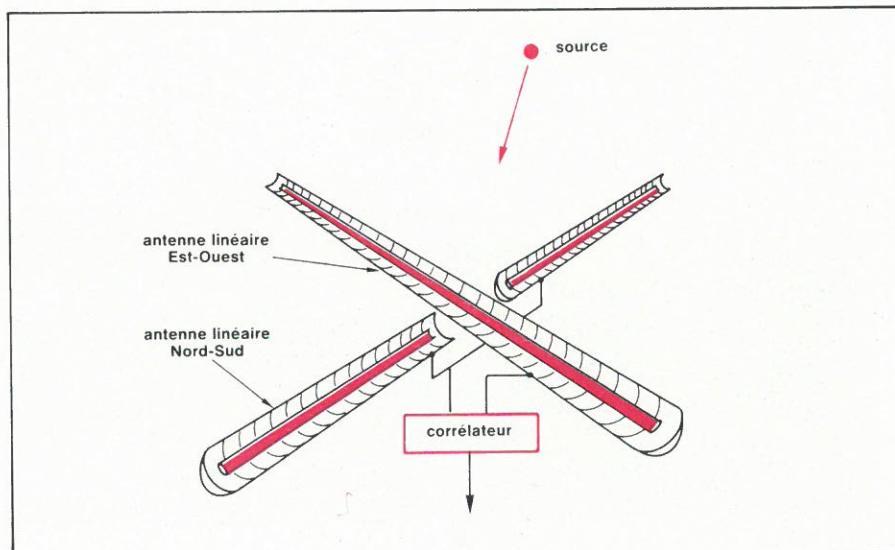


Fig. 15. - Croix de Mills.

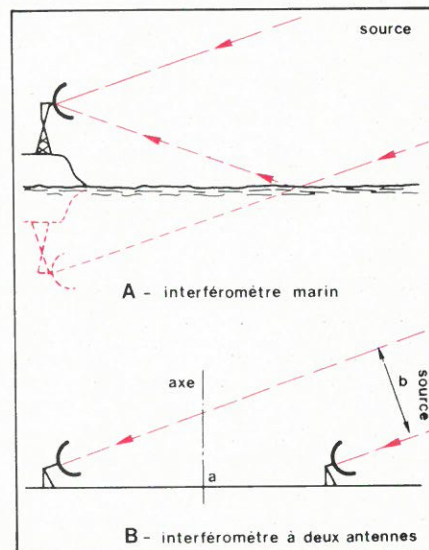


Fig. 17. - Technique de l'interférométrie.

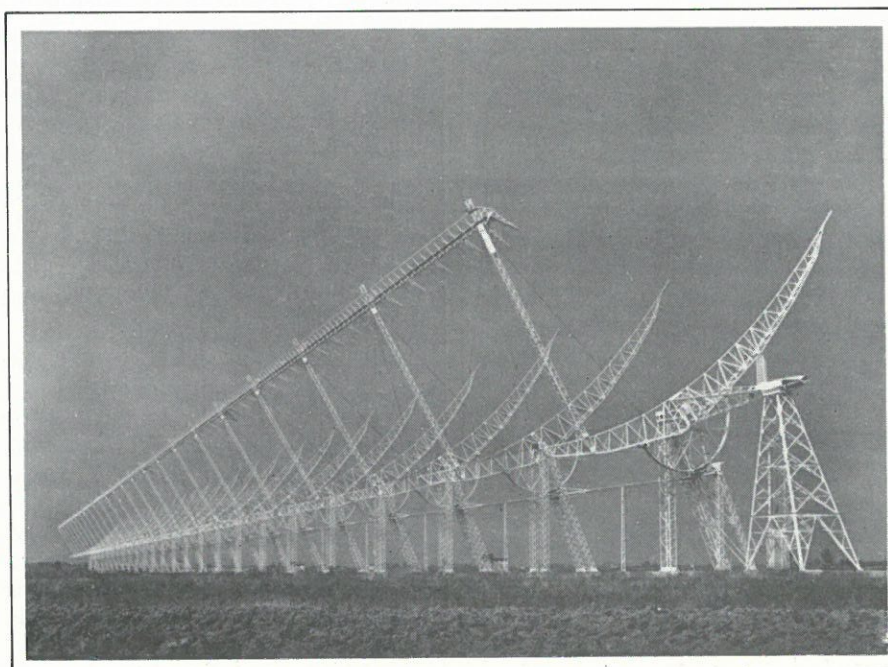


Fig. 16. - La Croix de Mills de Bologne, Italie (doc. Palais de la Découverte).

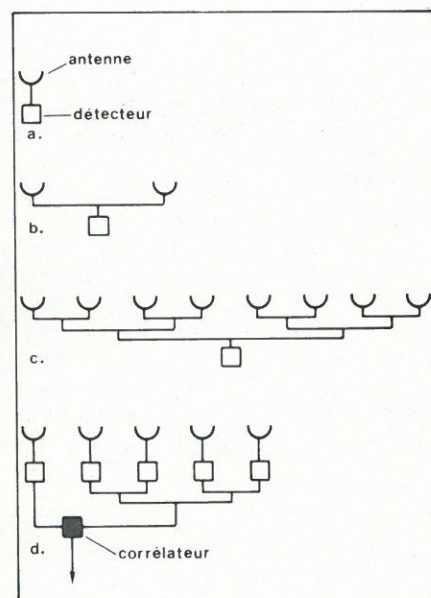


Fig. 18. - Quelques types d'interféromètres. a) antenne simple ; b) interféromètre à deux antennes ; c) interféromètre à réseau en puissance totale ; d) interféromètre à réseau composite.

lant sur 80 MHz a un pouvoir séparateur de 3'.

Pour en revenir aux radiotélescopes à plusieurs antennes notons qu'il s'agit de deux ou plusieurs antennes uniques (munies de leur récepteur), reliées entre elles de façon à former des réseaux. Dans ce cas on utilise la technique de l'interféromètre. Dans cette technique, connue en optique par l'expérience des miroirs de Llyod, on plaçait une antenne sur une falaise (fig. 17 A). Les ondes de faible incidence arrivaient à l'antenne soit directement soit après réflexion sur la surface de la mer. Ce moyen est maintenant abandonné car la mer est une surface réfléchissante peu précise et l'installation en elle-même ne permettait de recueillir que les rayonnements provenant des sources situées près de l'horizon.

L'interféromètre à deux antennes remplace le système précédent (fig. 17 B). Il comporte des antennes

pointables, ce qui permet de suivre une source durant un certain temps. Les antennes sont montées sur rails et peuvent être écartées l'une de l'autre. Il existe d'autres types d'interféromètres comme le montre les figures 18 et 19. Chaque type ayant des propriétés particulières vis-à-vis des observations que l'on désire effectuer. Ainsi, pour l'étude de la structure des radio-sources, et notamment de leurs dimensions, il serait intéressant d'avoir un instrument dont le pouvoir séparateur soit inférieur à 1'. En pratique cela pose des problèmes qui peuvent être résolus par l'emploi de deux petites antennes utilisées en interféromètre, à condition de pouvoir faire varier la distance qui les sépare. C'est le principe de l'interféromètre à base variable.

Les techniques de l'enregistrement des informations permettent d'aller encore plus loin. En enregistrant les signaux reçus de deux antennes, simul-

tanément avec les signaux de synchronisation fournis par des horloges de grande précision (horloge atomique), il suffit de superposer les enregistrements pour obtenir des franges d'interférences. A la limite, on peut utiliser deux antennes distantes d'un diamètre terrestre ; ou bien une antenne sur la terre, l'autre sur un satellite artificiel. Cette méthode permet d'obtenir un pouvoir séparateur de l'ordre du millième de seconde d'arc et est connue sous le nom de VLB (Very Long Baseline Interferometer).

L'emploi combiné de l'interférométrie, du principe de la base variable et du traitement des signaux par l'informatique, a permis à Ryle de Cambridge de mettre au point la théorie des **antennes synthétiques**. En reprenant le schéma décrit par A. Boisshot, on peut faire la synthèse d'une antenne de grande surface en utilisant deux petites antennes (carrés hachurés) et en

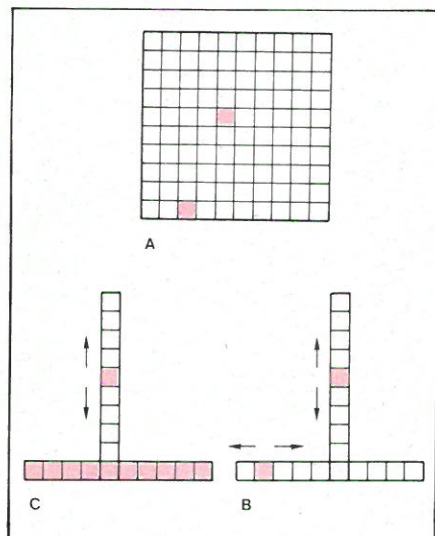


Fig. 20. - Principe des antennes synthétiques de Ryle. Explications dans le texte (d'après A. Boischot).



Fig. 19. - L'interféromètre à 32 réflecteurs paraboliques du Parc Algonquin (Canada). Ces antennes permettent entre autres de capturer quotidiennement à midi les micro-ondes émises par le soleil et qui atteignent la terre (doc. CNRC).

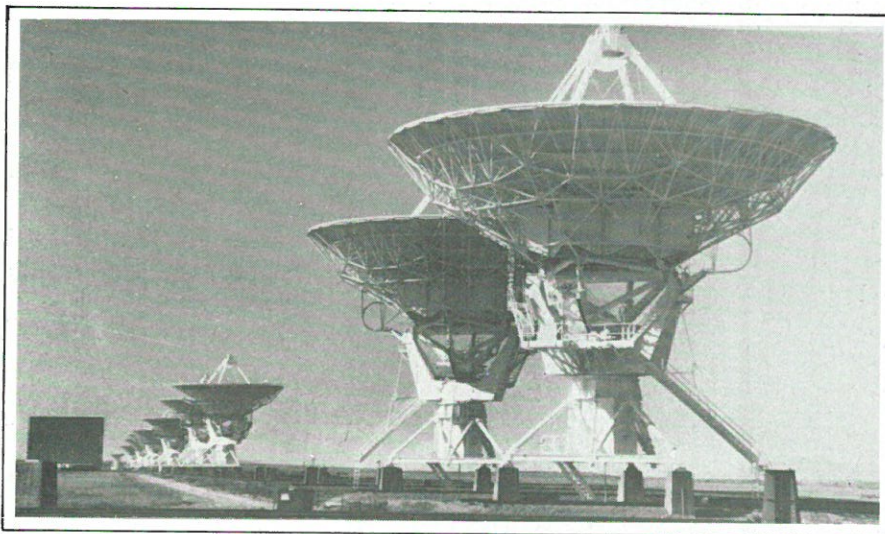


Fig. 21. - Le radiotélescope de Socorro, Nouveau Mexique. Il comporte actuellement 10 antennes et en comprendra 27 en 1980. Les antennes sont montées sur un rail géant en forme d'Y dont les bras ont une vingtaine de kilomètres de long.

leur donnant toutes les positions possibles (fig. 20 A). On peut obtenir le même résultat en déplaçant seulement les antennes sur deux branches formant un T (fig. 20 B). Enfin, pour diminuer le temps d'observation, on peut utiliser une ligne continue d'antennes orientées Est-Ouest et déplacer une petite antenne sur une ligne Nord-Sud (fig. 20 C).

Les signaux recueillis pour chacune des positions de l'antenne mobile sont repris par un ordinateur. L'information est restituée comme si elle avait été recueillie sur une grande antenne. L'avantage de ce procédé est d'obtenir les résultats d'une grande antenne, mais avec des moyens plus modestes. Cependant il nécessite un temps d'observation plus long et l'emploi d'un calculateur.

L'emploi du paraboloïde de révolution en radioastronomie n'est maintenant plus suffisante. Le **tableau III**, complète le **tableau II**, et fournit quelques exemples de radiotélescopes à antennes multiples (fig. 21) et synthétiques.

Avec les moyens que nous venons d'évoquer, la radioastronomie peut explorer le ciel à toutes les longueurs d'onde, à condition que l'atmosphère leur soit transparente. C'est par conséquent un vaste programme où nous trouverons successivement : le rayonnement thermique et non thermique des planètes, les radiogalaxies, la raie de 21 cm de l'hydrogène interstellaire, les pulsars, les quasars, les rayonnements X et gamma. C'est véritablement une nouvelle astronomie que nous allons aborder au cours de cette seconde partie.

J. Trémolières

La seconde partie de ce dossier sera publiée dans notre prochain numéro.

Croix de mills et assimilées				
Surface (m ²)	Longueur d'onde (cm)	Longueur des bras (m)	Pays	Lieu
36 000	75	1 500	Australie	Molonglo
40 000	75	1 000	Italie	Bologne
65 000	1 350	1 200	Canada	Penticton
1 700	20	400	Australie	Fleurs
120	10	120	U.S.A.	Standford
10 000	300	3 000 (diam)	Australie	Culgoora

Antennes synthétiques (Est-Ouest)			
Longueur de la base (m)	Longueur d'onde (cm)	Pays	Lieu
1 600	21,6	Pays-Bas	Westerbork
1 600	21,6	Angleterre	Cambridge
2 700	11,3	U.S.A.	Green Bank
5 000	6,3	Angleterre	Cambridge

Tableau III. - Radiotélescopes à antennes multiples.

Presse technique

Le surfer psycho-acoustique médical

L'appareil dont le système théorique est représenté à la **figure 1** est proposé par Maynard Graden dans **Popular Electronics**, Vol. 15, n° 6 (1979, juin).

Cet appareil tranquilliseur permet d'entendre diverses sortes de bruits, principalement les suivants :

S = ressac (surf en anglais) ;

R = pluie (rain en anglais) ;

N = bruit blanc (white noise en anglais).

Ces bruits peuvent provoquer selon le choix effectué par l'utilisateur, le sommeil, la concentration au travail, le goût à l'étude, etc.

Un bouton « sélection » à trois positions S-R-N permet de choisir le signal désiré.

Des variantes sont possibles en agissant sur les réglages de volume et d'intervalle accessibles sur le panneau avant du surfer.

Cet appareil n'est pas un générateur d'effets spéciaux musicaux, mais rien ne s'oppose à l'utiliser de cette manière si on le désire. L'examen du schéma et des formes de signaux permet de considérer cet appareil « paramédical » comme sérieux, en tous cas inoffensif.

Analyse du schéma

En se reportant à la **figure 1**, on peut voir que Q₁ sert de source de bruit

blanc. Ce transistor, dont le collecteur reste non branché, fonctionne comme une diode, dans la région inverse après le deuxième coude.

Le signal de bruit blanc est obtenu aux bornes de R₂ et le transistor Q₂ l'amplifie. L'atténuation des composantes HF est effectuée par C₃. Lorsque S₁ est en position S (ressac), C₅ contribue également à cette atténuation. Si S₁ est dans cette position, le transistor Q₃ a deux entrées, l'une reçoit le signal de bruit blanc provenant de Q₂ et l'autre reçoit un signal déterminé par l'intensité lumineuse de la lampe I₁ agissant sur la photorésistance PC 1.

Lorsque l'intensité lumineuse de la lampe varie, la polarisation de Q₃ est modifiée ce qui produit une modulation et amplitude du signal de bruit

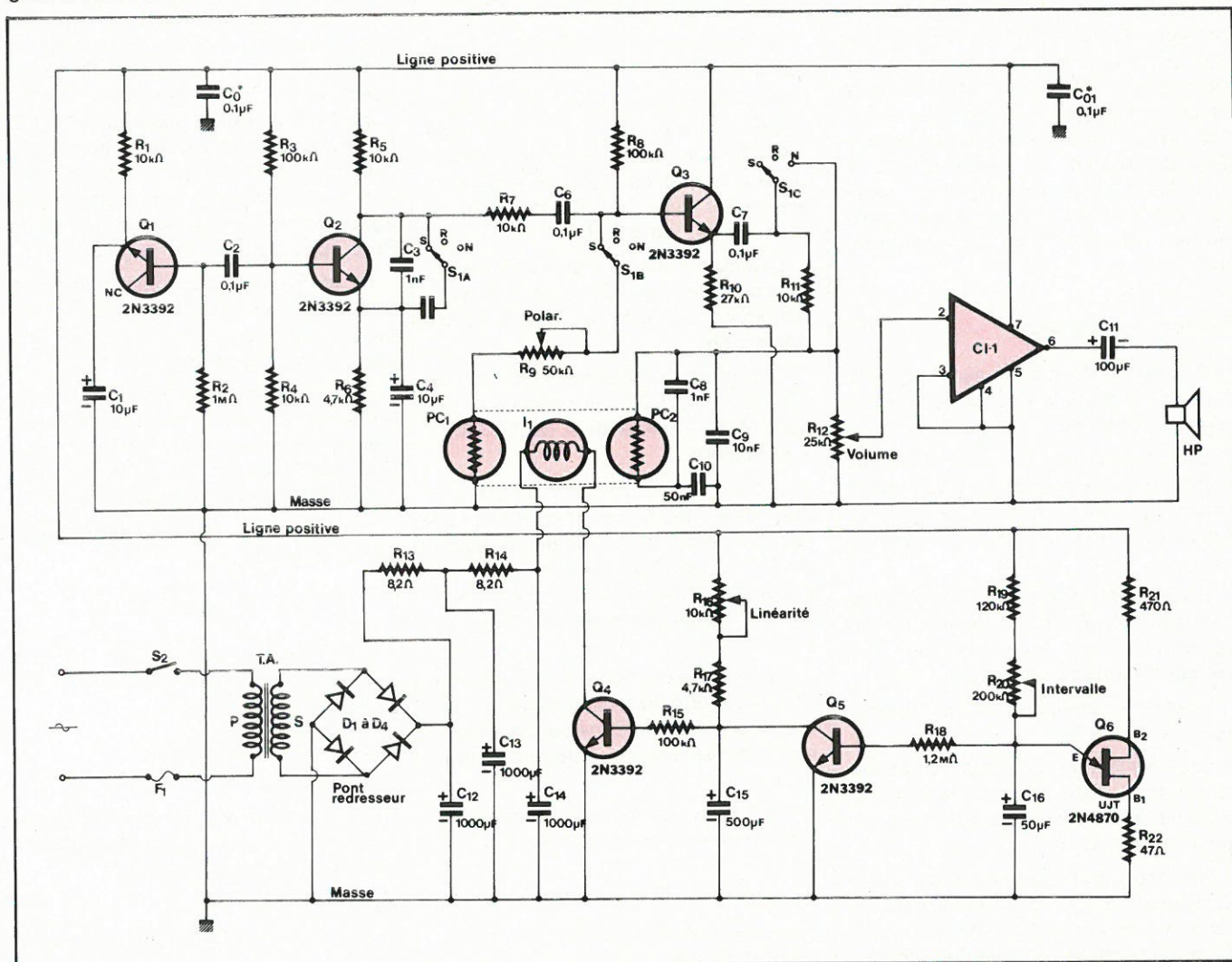


Fig. 1

blanc N. Si S_1 est en position R (rain = pluie), la photodiode PC 1 est débranchée de la base de Q_3 par $S_1 B$.

De ce fait, ce transistor fonctionne comme un amplificateur à émetteur suiveur (collecteur commun) normal.

Le signal de bruit blanc N de l'émetteur de Q_3 est transmis par R_{11} et le réglage de volume R_{12} qui dose le signal appliqué à l'entrée 1 non inverseuse du circuit intégré CI-1. Celui-ci est un LM 380 CN. Remarquons que le brochage indiqué sur le schéma ressemble à celui du 741, mais il n'en est rien. Le CI LM 380 est un amplificateur de puissance en boîtier 8 broches et le point 2 est l'entrée non inverseuse, le 3 étant l'entrée inverseuse; le 6 est la sortie à connecter au haut-parleur.

La photorésistance PC 2 est également éclairée par la lampe I_1 et les condensateurs C_8 , C_9 et C_{10} constituant un réglage non linéaire de tonalité qui atténue les signaux de fréquence élevée d'une manière proportionnelle à l'intensité de la lumière qui tombe sur la photorésistance considérée.

Q_6 est un transistor unijonction 2 N 4870 avec E = émetteur, B_2 = base 2, B_1 = base 1.

Q_6 est monté en oscillateur de relaxation et sa fréquence ou sa période est réglée par le potentiomètre R_{20} qui est le réglage d'intervalle. Ce dernier peut durer 7 à 35 secondes selon le réglage. Le signal prélevé sur l'émetteur E du transistor unijonction Q_6 est transmis par liaison directe à l'amplificateur tampon Q_5 , un transistor NPN du même type que les quatre autres transistors de ce montage, 2 N 3392.

Forme des signaux

A la figure 2, on a représenté quatre formes de signaux relevés sur l'écran d'un oscilloscope.

L'oscillogramme supérieur montre le signal sur l'émetteur de Q_6 l'UJT oscillateur de relaxation, lorsque R_{20} est réglée pour une période de 20 secondes.

L'oscillogramme suivant montre la forme du signal sur le collecteur de Q_4 après limitation effectuée par Q_5 , l'étage intermédiaire tampon.

Le même signal, inversé, est obtenu aux bornes de I_1 .

Les signaux au-dessous représentent le bruit blanc. L'un est le signal à la sortie de Q_1 et celui du bas, le signal sur la sortie de CI-1.

On notera que le signal à la sortie du CI varie entre 100 et 400 millivolts, la variation de l'amplitude de ce signal dépendant de la polarisation de Q_3

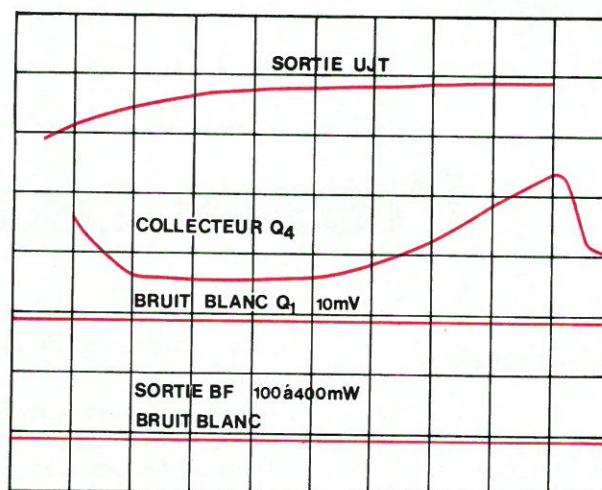


Fig. 2

produite par le système opto-électronique I_1 -PC₁.

Alimentation et composants divers

Elle est représentée en bas et à gauche sur le schéma. On y trouve dans le circuit primaire l'interrupteur général S_2 et le fusible F_1 de 0,25 A pour 110 V et de 0,125 A pour 220 V.

Le secondaire doit donner 12,6 V sur 300 mA.

Pour le redressement, on a prévu quatre diodes D_1 à D_4 du type 1N4001. On obtient la tension redressée aux bornes de C_{12} et le filtrage est assuré par C_{12} - C_{13} - C_{14} de 1000 μF et R_{13} - R_{14} de 8,2 Ω .

La lampe I_1 est du type 1869 miniature ou d'un type 10 V/0,014 A, probablement difficile à trouver dans notre pays.

Les deux photorésistances sont de Clairex n° CL 7021. Leur résistance est de 5 M Ω à l'obscurité et de 15000 Ω à la lumière.

Le haut-parleur est de 8 ou 16 Ω . Il doit être, selon les indications de l'auteur, Maynard Graden, à haute fidélité. Un modèle de 8 ou 15 Ω est préférable, mais en aucun cas un 4 Ω car le CI serait détérioré. Diamètre 10 à 15 cm.

Régler le potentiomètre de volume (V.C.) pour une puissance maximum de 0,5 W sur le HP, le CI ne pouvant fournir normalement une puissance supérieure.

Sur 8 Ω , la tension aux bornes du HP sera approximativement, à 1000 Hz de :

$$V_o = \sqrt{PR} = \sqrt{0,5 \cdot 8} = 2 \text{ V}$$

Le mode de réglage est indiqué dans l'article original.

Éliminateur à T ponté à bande variable

Voici à la figure 3 un montage de filtre éliminateur utilisant un T ponté permettant de faire varier la largeur sur la bande des fréquences éliminées.

Ce montage a été proposé par P.V. Ananda Mohan dans **Electronics**, vol. 52 n° 12.

Si l'on utilise un réseau en T ponté à la place d'un pont de Wien dans le filtre éliminateur proposé par D. Fellot (**Electronics** du 7 décembre 1978, page 124), il devient possible de régler d'une manière indépendante aussi bien la fréquence d'accord que la largeur de bande. Le montage à T ponté a été également étudié précédemment dans **Proc. IEEE** août 1977, page 208.

R_n et R_q sont des potentiomètres permettant les deux réglages. A_1 est un amplificateur opérationnel de gain 1 réalisé avec un 741.

Dans ce montage, le réseau en T ponté est associé à l'amplificateur A_2 , réalisé également avec un 741. On peut voir aisément que R_n et R_q sont inclus dans le bras d'équilibrage du T.

La fonction de transfert est donnée par l'expression :

$$\frac{e_o}{e_i} = \frac{n s^2 + \mu_o^2}{s^2 + 3[1 - q] s \omega_o + \omega_o^2} \quad (1)$$

dans laquelle :

$$s = j\omega$$

$$j = \sqrt{-1}$$

$$\omega = 2\pi f = \text{pulsation}$$

$$f = \text{fréquence}$$

n et q = coefficients déterminés par la position des curseurs des potentiomètres R_n et R_q respectivement

$$\omega_o = 1/RC$$

R et C = composants du filtre en T ponté.

A noter que :

$$n \geq 0 \quad (2)$$

$$q \leq 1 \quad (3)$$

La pulsation d'élimination est donnée par la relation :

$$\omega_n = \omega_o / n^{0.15} \quad (4)$$

ou ce qui revient au même :

$$f_n = f_o / n^{0.15} \quad (5)$$

Dans le présent montage, toutefois, on aura toujours :

$$\omega_n \geq \omega_o \quad (6)$$

$$f_n \leq f_o \quad (7)$$

La largeur de bande des signaux éliminés est ajustable avec R_Q . On obtiendra un coefficient de surtension. Q_s supérieur à 1000 en utilisant, dans le montage proposé, des Aop (amplificateurs opérationnels) à gain élevé. Le 741 donne satisfaction. Également, des Q plus élevés peuvent être atteints, en général, avec des réseaux en T parallèles.

Dans la gamme essayée, l'élimination atteint 50 dB. D'autre part, R_N et R_Q doivent valoir $1/10^e$ de la résistance R .

Une variante du montage proposé est représentée à la figure 4. Dans celle-ci, la fonction de transfert devient :

$$\frac{e_o}{e_i} = \frac{s^2 + n \omega_o^2}{s^2 + 3[1 - q] s \omega_o + \omega_o^2} \quad (8)$$

La fréquence $f_n = \omega / 2\pi$ peut être obtenue à une valeur inférieure à $f_o = \omega_o / 2\pi$ de manière à avoir :

$$\omega_n = \omega_o \cdot n^{0.5} \quad (9)$$

$$f_n = f_o \cdot n^{0.5} \quad (10)$$

Les valeurs des éléments ne sont pas données dans l'étude originale.

Prenons par exemple, dans les deux montages, la nomenclature étant la même, $R = R' = 100 \text{ k}\Omega$.

Dans ce cas, on pourra prendre $R_N = 10 \text{ k}\Omega$ et $R_Q = 10 \text{ k}\Omega$ également.

La valeur de C peut se déterminer d'après celle de R et d'après la fréquence f_n du signal correspondant au maximum d'élimination.

On appliquera la formule :

$$f_n = \frac{1}{2\pi R C} \quad (11)$$

avec R en mégaohms, C en microfarads et f_n en hertz.

Soit, par exemple : $f_n = 5000 \text{ Hz}$

La valeur de C est, alors :

$$C = \frac{1}{2\pi \cdot 0,1 \cdot 5000} \mu\text{F}$$

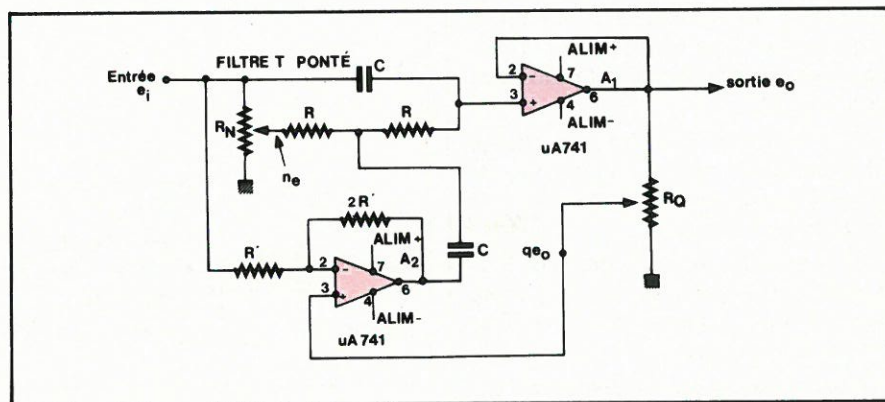


Fig. 3

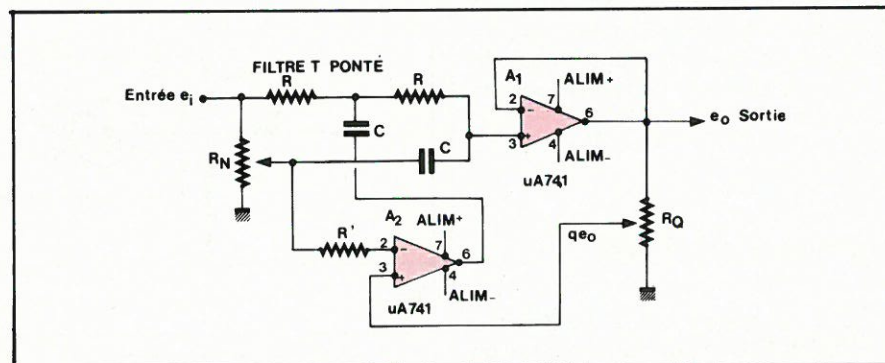


Fig. 4

ce qui donne :

$$C = 0,00318 \mu\text{F} = 3,18 \text{ nF}$$

Si $f_n = 50 \text{ Hz}$, C sera 100 fois plus grand et on aura

$$C = 0,318 \mu\text{F}$$

Un réglage de f_n est possible avec les deux résistances R remplacées par une double résistance variable.

Remarquons les valeurs des tensions sur les curseurs, n_e et n_o .

Les 741 doivent être alimentés sur deux sources de tensions (5 à 15 V chacune) montées en série comme indiqué à la figure 5.

La masse est au point commun de BATT 1 et BATT 2, on branchera ces batteries aux points 7 et 4 des 741.

Indicateur de tension de sortie à LED

Dans Funkschau, Vol. 19, 1979, nous relevons le montage de la figure 6 proposé par Peter von Bechen.

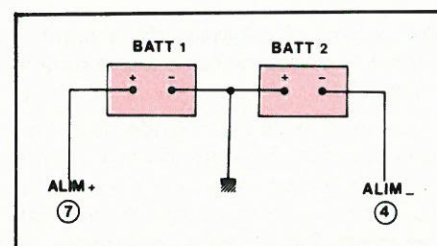


Fig. 5

Il s'agit d'un indicateur de tension du secteur muni de deux diodes électroluminescentes (LED). l'une rouge et l'autre verte.

On peut voir immédiatement que cet indicateur est de schéma à peu près identique à celui d'une alimentation sur secteur de 110 ou 220 V ou toute autre tension nominale auquel on a ajouté un filtrage, une régulation par un circuit intégré tripôle 78 H 05 prévu pour 5 V, un transistor à effet de champ, du type BF 245 C.

Le redressement est assuré par un pont composé de quatre diodes 1N3879 alimenté par le secondaire de 10 V 5 A. Pour la surveillance de la tension on a introduit le FET dans ce montage d'alimentation.

La tension aux bornes de la diode zener ZPD 6,2 doit être de 1,1 à 1,2 V supérieure à la tension normale de 5 V de sortie, c'est la raison du choix d'une diode zener de 6,2 V.

Lorsque la tension de sortie est normale, le courant du transistor à effet de champ passe par la diode zener qui est alimentée normalement à sa tension de 6,2 V.

La diode électroluminescente rouge reçoit au maximum 1,4 V et s'allume à peine.

Si la tension de sortie dépasse la valeur normale de 100 mV seulement, la LED reçoit un courant suffisant pour mieux s'allumer.

Cette tension régulée alimentation régulée peut être utilisée dans la plupart des applications où la tension doit être de 5 V.

Le transistor à effet de champ BF245C doit avoir un courant I_{DSS} de 10 à 20 mA pour être associé à la diode zener de 6,2 V.

Si la tension de sortie dépasse 5 V, la LED rouge s'allume. La LED reste allumée et la résistance de 470 Ω limite son courant.

Il est possible de remplacer la LED rouge par toute autre LED de couleur différente, par exemple jaune ou verte.

La tension de la diode zener choisie doit être différente si la tension de sortie est autre que 5 V. Dans ce cas, le CI régulateur sera choisi en conséquence.

Oscillateur à C.MOS

Dans la même revue **Funkschau** n° 19, 1979, Bernard Horn propose un oscillateur à fréquence commandée utilisant peu de composants : un C.MOS à six inverseurs associé à un transistor NPN, BC 237, sept résistances et un seul condensateur de 24 pF (voir la fig. 7).

Le tout est alimenté sous 5 V. Pour le réglage de la fréquence, on appliquera à l'extrémité libre de la résistance de 68 k Ω , une tension variable entre 0 et 2,5 V ce qui produira une variation de fréquence entre 1 et 2 MHz. Ces valeurs conviennent pour un maître oscillateur d'origine électronique, mais d'autres applications peuvent être envisagées.

Souvent l'oscillateur est conçu avec deux inverseurs. Grâce au transistor et à deux inverseurs supplémentaires, la fréquence d'oscillation a pu être augmentée jusqu'à 2 MHz. Comme CI on pourra adopter le C.MOS CD 4049. La capacité de 24 pF détermine les fréquences limites d'accord. Voici à la figure 8 le brochage du 4049. Ce CI est monté dans un boîtier à 16 broches.

V_{CC} est au point 1 et V_{SS} au point 8. Les points de terminaison (ou broches) 13 et 16 ne doivent pas être connectés. Les entrées des inverseurs sont aux points 3, 5, 7, 9, 11 et 14, les sorties aux points 2, 4, 6, 10, 12 et 15.

On remarquera que dans cet oscillateur on a utilisé que quatre inverseurs sur les six disponibles.

Il n'y a pas de choix imposé pour les inverseurs.

On pourra augmenter la valeur du condensateur d'accord si l'on désire

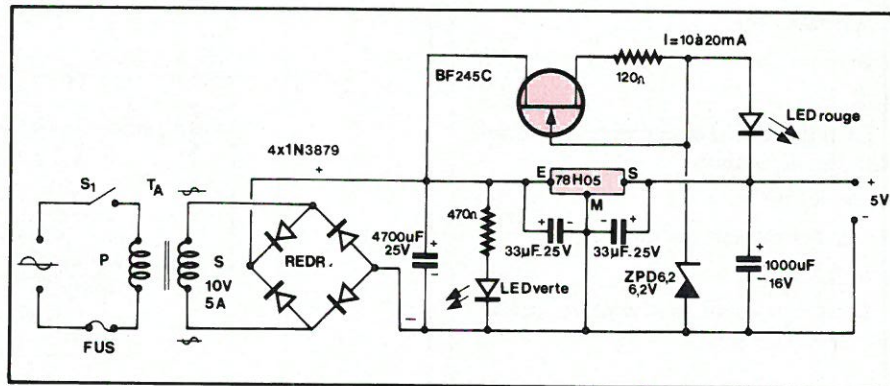


Fig. 6

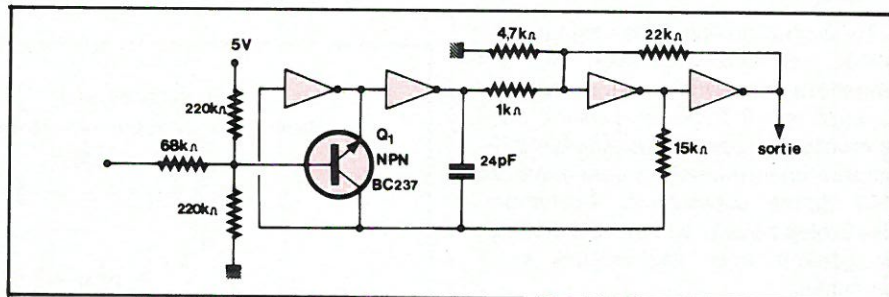


Fig. 7

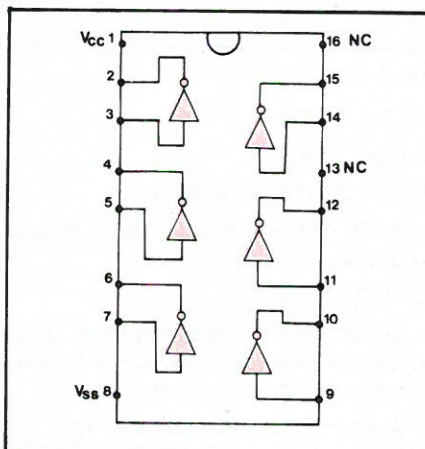


Fig. 8

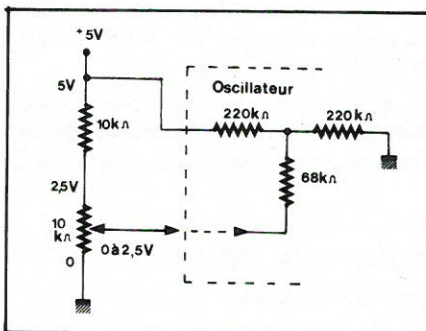


Fig. 9

des limites plus basses de la gamme couverte qui correspond à une octave musicale.

La tension de commande peut être produite par un potentiomètre monté entre la masse et le + 5 V avec une résistance limiteuse, pour ne pas dépasser 2,5 V. Nous proposons le montage très simple de la figure 9.

Nouveaux transistors micro-ondes

Amplificateurs 1,4 à 1,8 GHz

En France, les fabricants de semi-conducteurs s'intéressent de plus en plus aux fréquences très élevées dépassant le gigahertz (1000 MHz) en raison des nombreuses applications qui les utiliseront dans divers domaines nouveaux ou d'actualité.

Dans **RTC Actualités** n° 46 de septembre 1979, nous avons lu avec intérêt une communication concernant deux nouveaux transistors micro-ondes (ou SHF = Super Hautes Fréquences), les types LKE 27 0 10 R et IKE 270 5 R convenant spécialement aux fréquences de 2,7 GHz et fonctionnant sous une alimentation de 16 V.

Leurs principales caractéristiques sont données au tableau I ci-après :

Types	LKE 27010 R	LKE 27025 R
P_{S1}	1 W	2,5 W
G_{po}	7,3 dB	7 dB
I_C	200 mA	650 mA

Tableau I

Amplificateur

Dans la même communication, RTC propose un amplificateur linéaire à large bande fonctionnant en UHF, 1,4 à 1,8 GHz classe A.

L'aspect général de l'appareil est donné à la **figure 10** et le schéma théorique à la **figure 11**.

On peut voir sur le schéma que le transistor choisi est un LKE 2002 T monté en émetteur commun, relié à la masse. L'entrée est de 50Ω et se fait sur une ligne de 50Ω reliée à la base. Cette électrode est reliée à la masse par un condensateur d'impédance $j 3,3$. ($j = \sqrt{-1}$).

Dans le circuit de collecteur on trouve un circuit à deux lignes et deux condensateurs $j 2,9$ et $j 1$. La sortie s'effectue sur 50Ω . Les impédances de 50Ω à l'entrée et à la sortie permettent l'essai de l'appareil à l'aide d'appareils de mesure à terminaison de même impédance.

Polarisé sous 15 V – 75 mA, cet amplificateur délivre plus de 160 mW à 1 dB de compression de gain avec un gain associé supérieur à 8 dB dans la bande considérée.

Le transistor est spécialement destiné à être employé en amplificateur linéaire. Il possède une géométrie multicellulaire, une structure interdigitée, des résistances diffusées en série avec les doigts d'émetteur. Il est monté dans un boîtier hermétique à bride.

Le circuit théorique a été calculé à partir de l'abaque de Smith et des formules standard des lignes à constantes réparties.

On doit noter que le circuit de sortie comporte deux sections en L qui augmentent les performances en large bande.

Revenons à la **figure 10** : le circuit est réalisé sur un support verre Téflon dont la constante diélectrique est égale à 2,55. L'amplificateur a été optimisé expérimentalement de façon à obtenir un gain, une puissance de sortie et un rendement optimum associés à une réponse uniforme dans la bande.

Ce montage se caractérise comme suit :

- circuits d'adaptation 2 (30 mm x 40 mm) ;
- verre Téflon épaisseur 0,8 mm ;
- condensateurs de découplage 2,2 nF (deux en parallèle à chaque liaison) ;
- lignes $\lambda/4$ de polarisation : longueur totale = 32 mm (axe) ;
- ligne principale $Z_c = 50$; largeur = 2,25 mm.

Les résultats des mesures effectuées sur l'amplificateur ont permis

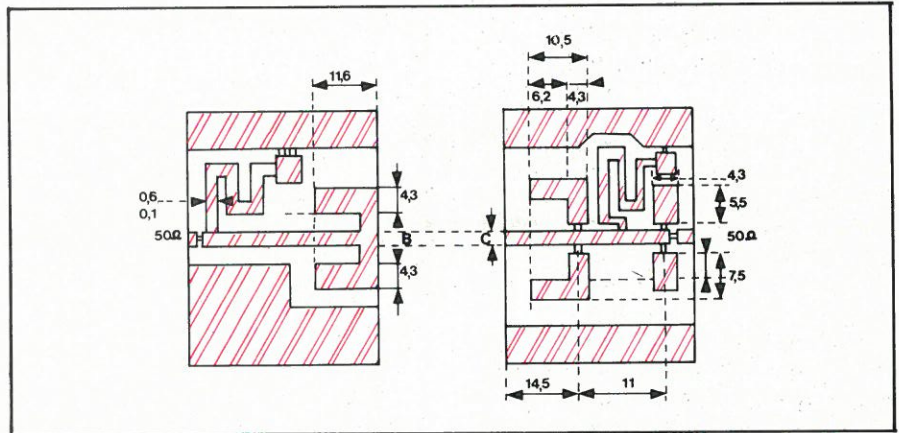


Fig. 10

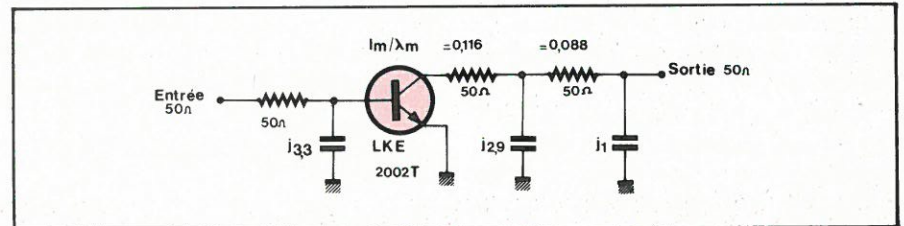


Fig. 11

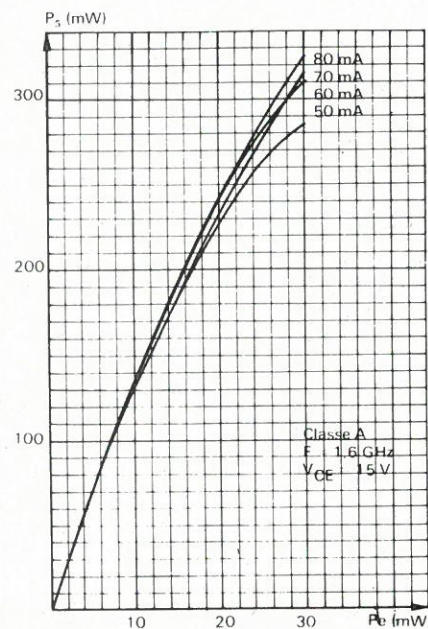


Fig. 12

d'établir des courbes représentant la puissance de sortie P_1 en fonction de P_e ou en fonction de la fréquence (P_e = puissance d'entrée).

A la **figure 12**, les puissances sont mW. Le fonctionnement de l'amplificateur est en classe A avec $f = 1,6$ GHz et $V_{cc} = 15$ V. Quatre courbes ont été établies pour des courants de collecteur de 80, 70, 60 et 50 mA. On peut constater que la puissance de sortie P_s dépend peu du courant collecteur.

A la **figure 13**, même genre de courbes mais à $I_c = 70$ mA avec quatre alimentations différentes : 20, 18, 15 et 12 V. Les courbes sont très voisines.

Passons aux cinq courbes de la **figure 14**. En ordonnée P_s en dBm en

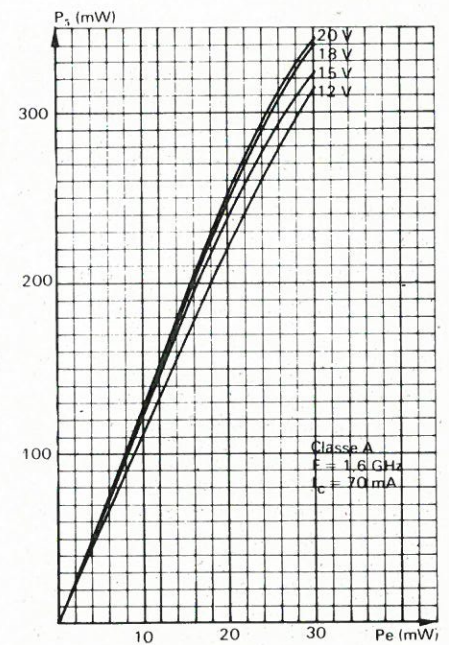


Fig. 13

fonction de la fréquence f (en abscisses) en GHz. Les courbes correspondent à différentes valeurs de la puissance d'entrée :

- $P_e = 30$ mW
- $P_e = 20$ mW
- $P_e = 10$ mW
- $P_e = 5$ mW
- $P_e = 2$ mW

L'alimentation est de 15 V et le courant de collecteur I_c de 75 mA.

Dans la bande, pour chaque valeur de la puissance d'entrée, la variation de puissance évaluée en décibels est de 3 dB environ, les cinq courbes ayant d'ailleurs la même allure, des maxima vers 16 à 17 gigahertz.

Fréquencemètre pour mesures biomédicales

Dans *Electronics*, Vol. 52, n° 18 (août 1979), deux auteurs, T.G. Barnett et J. Millar, proposent un appareil de mesure pour les variables biomédicales traduites par l'appareil en tensions de sortie. Ce fréquencemètre peut convenir, entre autres, à l'examen de la respiration et aux battements du cœur, donc des phénomènes périodiques ayant une fréquence inférieure à 100 Hz. L'appareil est simple et ses composants sont assez faciles à trouver (aux USA du moins).

Le schéma complet de l'appareil de Barnett et Millar est donné à la figure 15.

À l'entrée, on a indiqué le signal à impulsions périodiques dont les pointes déclenchent le monostables A₁. On a déterminé les valeurs de R_a et C_a de manière à ce que l'impulsion de sortie soit de 500 μs.

La sortie de A₁ agit sur A₂ qui est un convertisseur analogue à digital qui commence à compter à un rythme déterminé par l'horloge A₃ (un 555).

D'autre part, A₂ génère un signal rampe précis dont la pente est commandée par la fréquence d'horloge :

$$f = \frac{1,44}{(R_a + R_b) C_a}$$

Après passage par le « tampon » A₄, le signal rampe est introduit à une porte de transmission A₅ (1/4 4016) située entre A₄ et A₆ qui le transmet à un amplificateur A₆, LM 310. La hauteur de la rampe est stockée en ce moment par la capacité C_H.

D'autre part, A₇ est déclenché par la partie descendante du signal sortant de A₁ ce qui remet à zéro le convertisseur D à A (digital à analogique) et permet l'initialisation d'un nouveau signal rampe.

Pour améliorer une version antérieure de cet appareil, on a ajouté A₉, diviseur analogique.

Lorsque la rampe dépasse la tension de référence prévue par l'utilisateur, le comparateur passe au niveau haut et l'oscillateur A₃ est bloqué. De cette manière la tension maximum de la rampe peut être obtenue à tout niveau.

Si l'on requiert une tension proportionnelle à l'intervalle entre impulsions, on l'obtiendra directement à la sortie du circuit A₆.

Pour obtenir une tension proportionnelle à l'inverse de l'intervalle des impulsions, on la prendra à la sortie du diviseur analogique A₉ qui génère un signal de sortie proportionnel à 10 z / x,

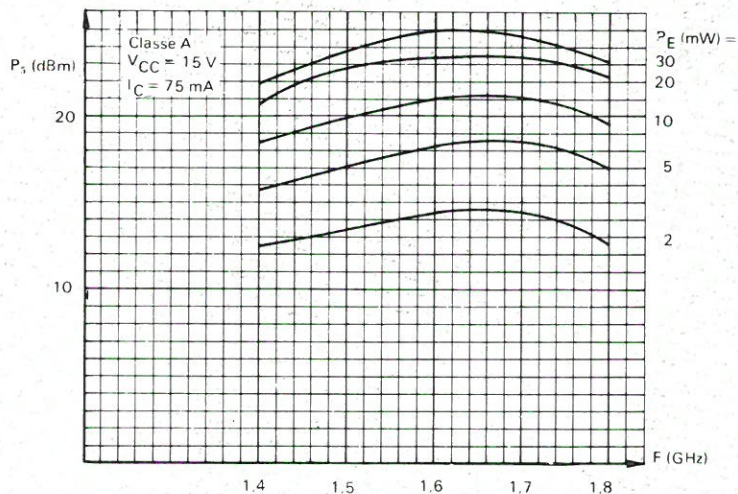


Fig. 14

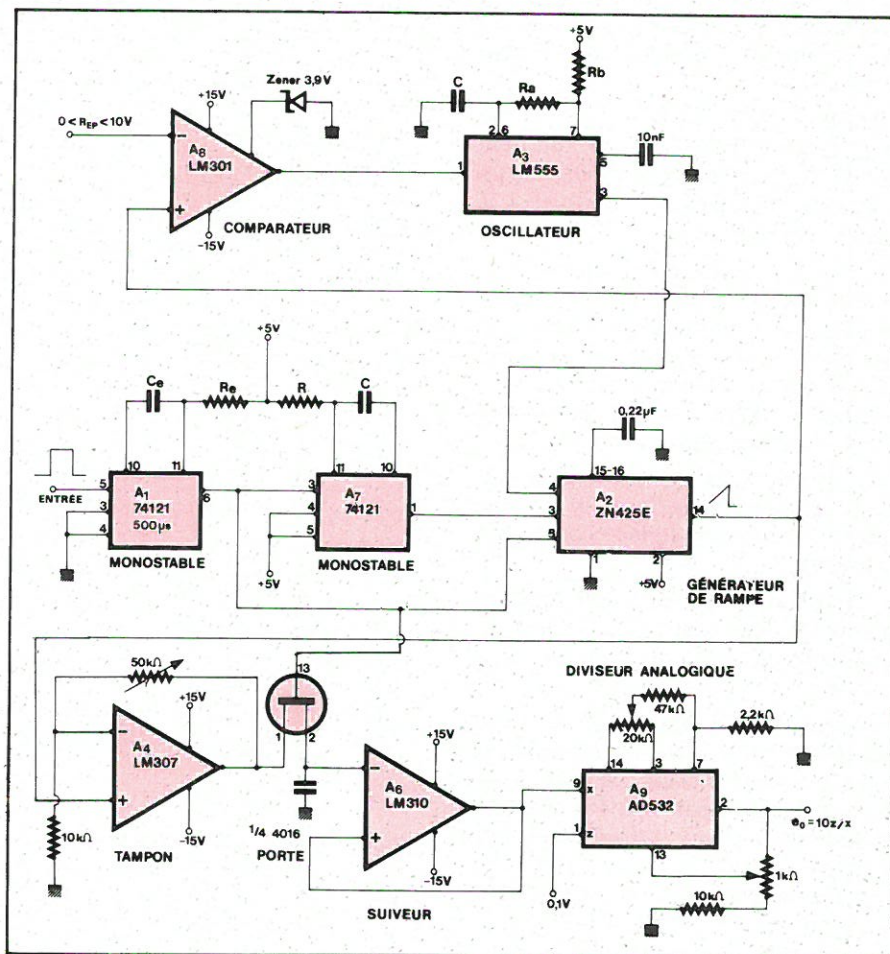


Fig. 15

ou x = tension d'entrée et z = tension de référence égale à 0,1 V.

Bien que la réponse en fréquence du circuit soit affectée par le choix de la durée de l'impulsion du monostable et par la fréquence d'oscillation, le facteur qui limite la réponse dépend du minimum de la tension que peut détecter A₉.

Cette tension est nominalement de 100 mV et la fréquence maximum pouvant être comptée est 100 Hz.

F. Juster

Dans notre précédent numéro, nous avons examiné les phénomènes de réflexion et les régimes transitoires qui peuvent apparaître sur une ligne isolée.

Nous pouvons donc à présent aborder la troisième et dernière partie de cette étude sur les lignes à microruban que nous consacrerons à la diaphonie (couplage) entre lignes, qu'elles soient ou non adaptées ainsi qu'au système de mesure permettant une étude expérimentale de cette diaphonie. Nous terminerons par un chapitre sur les lignes en hyperfréquences et un appendice donnant une méthode graphique de résolution des problèmes de réflexion d'impulsions.

La numérotation des schémas commence à la figure 12', l'article du précédent numéro réunissant les figures 1' à 11'.

Les lignes à microruban (suite et fin)

La diaphonie entre lignes à microruban

Selon J.-B. Marshall (Bibl. 22), la théorie des lignes de transmission peut s'appliquer pour évaluer la diaphonie si le temps de propagation Δt entre l'entrée et la sortie de la ligne est supérieur à $1/25$ du temps de montée τ_m des impulsions transmises (fig. 12').

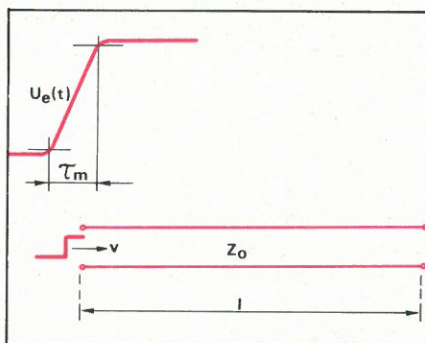


Fig. 12'. - La théorie des lignes de transmission peut s'appliquer si le temps de propagation $\Delta t = l/v$ est supérieur à $1/25^e$ du temps de montée τ_m des impulsions transmises.

Cette condition est réalisée dans le cas d'une impulsion ayant un temps de montée $\tau_m = 10$ ns qui se propage sur une ligne avec une vitesse $v = 1,54 \cdot 10^8$ m/s, dont la longueur est supérieure à :

$$l_{\min} = \Delta t_{\min} \cdot v = \frac{\tau_m}{25} v$$

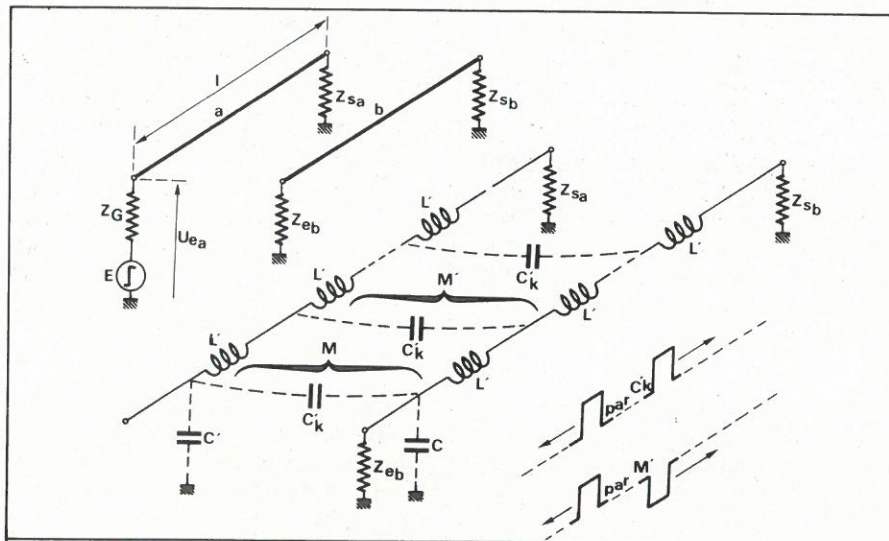
$$= \frac{10^{-8}}{25} 1,54 \cdot 10^8 = 0,0616 \text{ m}$$

soit 6 cm.

Aspects physiques du couplage entre deux lignes adjacentes

Considérons deux lignes adjacentes a et b, de même longueur l, la ligne a étant excitée à son entrée par un signal u_{ea} , et la ligne b terminée à ses deux extrémités sur les impédances Z_{eb} et Z_{sb} (fig. 13').

Fig. 13'. - Une ligne a excitée par une impulsion est couplée à une ligne parallèle b tant capacitivement que magnétiquement. Les interactions se traduisent par des phénomènes de diaphonie.



L'onde impulsionnelle se propageant sur a induit d'autres ondes sur la ligne b par les champs électriques et magnétiques associés au signal incident.

Les tensions et courants induits dans b s'y propagent dans les deux sens, mais avec des polarités différentes :

- la composante induite **capacitive** (par C'_k) se propage sur b dans les deux sens avec la même polarité que le signal sur la ligne active a ;
- la composante induite **magnétique** (par M') se propage vers l'entrée de b avec la même polarité que le signal sur a, tandis qu'elle se propage avec la polarité opposée vers la sortie de b.

Si les deux lignes sont **fortement couplées**, les signaux induits sur b peuvent, à leur tour, affecter ceux qui se propagent sur la ligne a.

L'effet résultant de toutes ces interactions est le suivant :

- la diaphonie à l'entrée de b est la somme des deux signaux induits (l'un capacitivement, l'autre inductivement) : ce sera donc théoriquement une réplique atténuée de l'impulsion d'excitation de la ligne a ;
- le signal de diaphonie à l'extrémité de la ligne b sera la différence entre les deux composantes de couplage.

Le signal résultant pourra donc être théoriquement nul si ses deux composantes ont même amplitude, puisqu'elles sont de polarités opposées.

Les effets de diaphonie peuvent être exprimés par les **coefficients de couplage** :

$$k_C = \frac{C'_k}{C' + C'_k}$$

et

$$k_L = \frac{M'}{L'}$$

k_C = le coefficient de couplage capacitif, k_L = le coefficient de couplage magnétique.

Dans le cas de deux lignes identiques adaptées, avec un diélectrique homogène, il est remarquable de constater que :

$$k_L = k_C$$

ce qui se traduira par l'absence de diaphonie à la sortie de la ligne b. Dans le cas des lignes à microruban (à diélectrique hétérogène), le couplage capacitif se trouve altéré tandis que le couplage magnétique reste inchangé, ce qui entraîne l'inégalité :

$$k_C \neq k_L$$

et il faudra donc bien s'attendre à des signaux de diaphonie à la sortie de b, dont il est facile de prévoir que l'amplitude augmente si le temps de montée τ_m de l'impulsion devient plus court.

Le couplage fort

Dans le cas du couplage fort entre deux lignes, on peut obtenir un fonctionnement en **coupleur directionnel**.

Dans ce fonctionnement, l'énergie envoyée par la ligne a dans la ligne b apparaît théoriquement totalement à l'entrée de la ligne b, tandis que l'énergie qui se propage sur la ligne b (en provenance de a) ne perturbe pas l'entrée de la ligne a, mais y induit des signaux qui ne peuvent aller que vers la sortie de la ligne a.

Un autre cas particulier du couplage fort est celui du **transformateur à lignes**, composé de deux lignes couplées, le plus souvent (mais pas nécessairement) en milieu magnétique (ligne bifilaire enroulée autour d'un tore de ferrite).

Les applications du couplage fort sortent du cadre de la présente étude.

Le couplage lâche

Si le couplage est lâche, on peut admettre que l'amplitude de l'onde induite sur b est faible, et aura un effet négligeable sur l'onde de grande amplitude qui se propage sur la ligne a.

En considérant deux lignes couplées identiques, on peut alors écrire les inégalités suivantes qui traduisent le couplage lâche :

$$\frac{C'_k}{C' + C'_k} \leq 1 \text{ et } \frac{M'}{L'} \leq 1 \quad (9')$$

soit encore :

$$\frac{C'_k}{C'} \leq 1$$

Dans ce cas, l'impédance caractéristique pour le mode commun, et celle pour le mode différentiel dont il a été question dans la première partie de l'article (équations 24 et 26) sont pratiquement identiques et égales à l'impédance caractéristique Z_0 de chaque ligne isolée.

De même, les vitesses de propagation des deux modes sont aussi approximativement identiques, même si le diélectrique est hétérogène.

Les propagations de mode commun et de mode différentiel n'apparaissent alors plus car les conditions (9') conduisent aux égalités :

$$v_d = v_c = v$$

et

$$Z_{0d} = Z_{0c} = Z_0$$

En reprenant les relations 23 à 28, on voit en particulier que, si $k < 0,05$, les valeurs de Z_{0c} et de Z_{0d} diffèrent de moins de 5 % de Z_0 .

Le facteur de couplage global k (c'est-à-dire le rapport entre la tension recueillie sur la ligne b, à celle sur la ligne a) a déjà été défini par les équations 27 et 28 (première partie).

Avec les expressions (7') et (8'), nous obtenons :

$$k = \frac{1}{2} (k_L + k_C) \quad (10')$$

Les valeurs de k_L et de k_C sont du même ordre de grandeur, et elles sont même égales dans le cas d'une configuration de lignes couplées à diélectrique homogène (fig. 14'-a).

Pour deux lignes à microruban couplées (fig. 14'-b), $k_L > k_C$, car dans l'expression de k_C , le terme C' est augmenté par rapport au cas précédent par le fait que les lignes de force entre chaque ruban et le plan de masse commun traversent un milieu de permittivité relative $\epsilon_r > 1$ qui ne modifie toutefois par le rapport $k_L = M'/L'$ (voir aussi fig. 16, première partie).

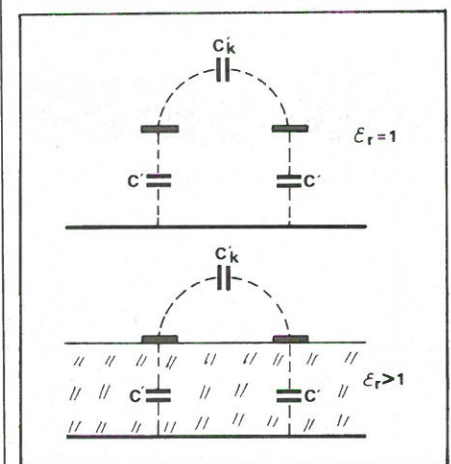


Fig. 14'. - Dans le cas d'une ligne à diélectrique hétérogène, le coefficient de couplage magnétique k_L est plus grand que le couplage capacitif k_C , car la grandeur C' est plus grande dans le cas de la figure b, par suite de la présence du diélectrique à $\epsilon_r > 1$.

En admettant que $C'_k \leq C'$, condition toujours vérifiée, l'expression de k_C se réduit à :

$$k_C = \frac{C'_k}{C'}$$

Appelons α le rapport entre k_L et k_C , soit donc :

$$\alpha = \frac{k_L}{k_C} \text{ avec } \alpha \geq 1$$

ou encore :

$$k_L = \alpha \cdot k_C \quad (11')$$

L'expression du facteur de couplage global k (eq. 10') s'écrit alors :

$$k = \frac{1}{2} k_C (\alpha + 1)$$

qui se réduit à $k = k_C$ si $\alpha = 1$.

Tout semble alors se passer comme si la tension induite par la ligne a sur la ligne b était due uniquement au couplage capacitif par C'_k .

Mais un raisonnement semblable conduit aussi à l'égalité :

$$k = \frac{1}{2} k_L \left(1 + \frac{1}{\alpha} \right)$$

qui se réduit à $k = k_L$ avec $\alpha = 1$, ce qui permettrait de dire que tout se passe comme si les signaux sur la ligne b s'y trouvaient induits grâce au seul couplage magnétique.

En réalité, les signaux de diaphonie sur la ligne b en provenance de la ligne a dépendent des **deux couplages**, car il ne faut pas oublier que ce sont des **ondes** (de courant et de tension) qui se propagent sur la ligne parasitée b.

On peut cependant considérer les **deux cas particuliers** suivants :

– La ligne b est ouverte à l'entrée et à la sortie (fig. 15')

Dans ce cas, il n'y a pas de courant à l'entrée, ni à la sortie de la ligne b.

Mais le courant i_{xb} n'est pas nul, quoique très faible; il en résulte que l'effet du couplage magnétique reste faible, et que seul le couplage capacitif peut être considéré.

– La ligne b est court-circuitée à l'entrée et à la sortie (fig. 16')

La tension est alors nulle aux deux extrémités de la ligne b.

Tout se passe alors comme si le **courant induit** qui se propage sur b était dû uniquement au couplage magnétique M' .

Mais la tension U_{xb} , quoique très faible, n'est pas nulle en dehors des points $x = 0$ et $x = l$.

Il en résulte que l'effet du couplage capacitif est négligeable et que seul le couplage magnétique est à considérer.

Mais il faut bien être conscient du fait que ceci n'est qu'une approximation de la réalité ! Ce qu'il convient surtout de ne pas perdre de vue, c'est que dans les cas pratiques, les lignes couplées sur circuits imprimés, qui relient entre eux des circuits logiques, sont le plus souvent bouclées sur des impédances quelconques, ce qui oblige de considérer tant l'effet du couplage magnétique que celui du couplage capacitif.

L'examen de quelques cas particuliers fournira cependant des résultats qui pourront être étendus à des configurations de lignes couplées quelconques.

Diaphonie entre lignes adaptées

L'étude théorique de deux lignes identiques a et b, à couplage lâche (Bibl. 5, 34 et 36) conduit à l'expression suivante pour la tension U_{xb} en un point quelconque à distance x de l'origine, dans les conditions :

$Z_{sa} = Z_{sb} = Z_{eb} = Z_0$
(adaptation parfaite des deux lignes) :

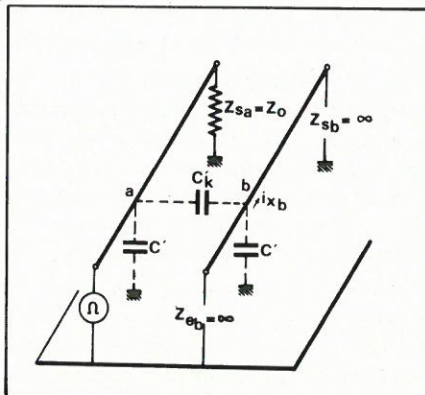


Fig. 15'. – Dans le cas où la ligne parasitée b est ouverte à ses deux extrémités, tout se passe comme si le couplage était uniquement capacitif ($k = k_C$).

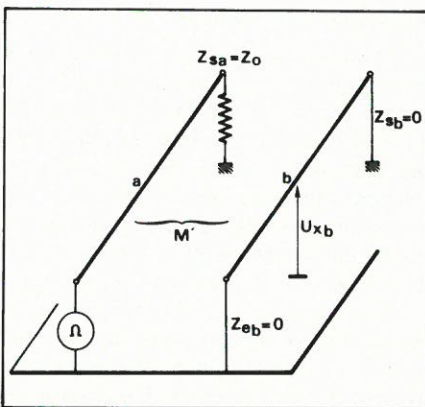


Fig. 16'. – Si la ligne parasitée b est court-circuitée à ses deux extrémités, tout se passe comme si le couplage magnétique existait seul ($k = k_L$).

$$U_{xb} = \frac{1}{4} (k_L + k_C) \cdot U(p)$$

$$\left[\varepsilon^{-p \frac{x}{v}} - \varepsilon^{-p \frac{2l-x}{v}} \right] - \frac{1}{2} (k_L - k_C) \frac{x}{v} p \cdot U(p) \cdot \varepsilon^{-p \frac{x}{v}} \quad (12')$$

la tension appliquée à la ligne a étant, en notation de Laplace :

$$u(t) \cdot \gamma(t) \supset U(p)$$

avec $U(p)$ = transformée de Laplace de $u(t)$.

Nous interpréterons plus loin cette expression, mais on notera dès à présent que la tension de diaphonie dépend des deux types de couplage (k_L et k_C).

En utilisant l'égalité (10'), l'expression (12') prend la forme :

$$U_{xb} = \frac{1}{2} k \cdot U(p) \left[\varepsilon^{-p \frac{x}{v}} - \varepsilon^{-p \frac{2l-x}{v}} \right] - \frac{1}{2} \Delta k \cdot \frac{x}{v} \cdot p \cdot U(p) \cdot \varepsilon^{-p \frac{x}{v}} \quad (13')$$

avec $\Delta k = k_L - k_C$

Dans l'hypothèse simplificatrice $k_L = k_C$, qui entraîne $\Delta k = 0$, le dernier terme du second membre de (13') serait inexistant.

En réalité, dans le cas d'une ligne microstrip à diélectrique hétérogène, la

condition (11') n'est que très approximativement réalisée et il faudra s'attendre à l'existence du signal de dérivation représenté par le terme en p dans l'expression (13'), car $k \neq 0$.

On remarquera donc que **trois types d'ondes** se propagent sur la ligne b, la ligne a étant cependant parfaitement adaptée :

– Le terme en $U(p) \cdot \varepsilon^{-p \frac{x}{v}}$

représente une **tension incidente** entre un point quelconque du ruban b et le plan de masse, dont l'amplitude est proportionnelle au facteur de couplage global k , décalée dans le temps de x/v ;

– Le terme en $U(p) \cdot \varepsilon^{-p \frac{2l-x}{v}}$

correspond à une onde réfléchie sur la ligne b qui apparaît dès que l'onde incidente sur la ligne a atteint la sortie de cette dernière, qui est pourtant adaptée (ce qui signifie qu'il n'y a pas d'onde réfléchie sur la ligne a).

Cette **onde réfléchie** fait apparaître entre chaque point du ruban b et le plan de masse une tension de signe opposé, et de même amplitude que l'onde incidente, mais décalée dans le temps de la quantité $(2l - x)/v$ (*).

– Enfin, le terme en $p \cdot U(p) \cdot \varepsilon^{-p \frac{x}{v}}$

est une onde de tension incidente sur la ligne b qui est proportionnelle à la dérivée de la tension à l'entrée de la ligne a.

L'amplitude de cette tension est nulle à l'origine de la ligne b, et croît avec la distance x en direction de la sortie, et elle n'existe que si $\Delta k = k_L - k_C \neq 0$.

En particulier, la tension de diaphonie à l'entrée de la ligne b (pour $x = 0$) se déduit de (13') :

$$U_{eb} = \frac{1}{2} k \cdot U(p) \cdot (1 - \varepsilon^{-2p \frac{l}{v}}) \quad (14')$$

soit donc une impulsion de durée

$$\frac{2l}{v} = 2 \cdot \Delta t$$

La tension à la sortie de b ($x = l$) devient :

$$U_{sb} = -\frac{1}{2} \Delta k \cdot \Delta t \cdot p \cdot U(p) \cdot \varepsilon^{-p \cdot \Delta t} \quad (15')$$

avec $\Delta t = \frac{l}{v}$ =

temps de propagation de la ligne.

(*) Si, à la fonction du temps $u(t)$ correspond la fonction opérationnelle $U(p)$, et si $a \cdot \Delta t$ est un nombre réel positif, alors, à la fonction du temps définie par $f(t - a \cdot \Delta t)$ pour les valeurs de $t > a \cdot \Delta t$, et égale à zéro pour les valeurs $0 < t < a \cdot \Delta t$, c'est-à-dire, à la fonction $\gamma(t - a \cdot \Delta t) \cdot u(t - a \cdot \Delta t)$ correspond la fonction opérationnelle $\varepsilon^{-a \cdot \Delta t \cdot p} \cdot U(p)$. La fonction $\gamma(t - a \cdot \Delta t)$ est décalée par rapport à la fonction $f(t)$ parallèlement à l'axe des t d'une distance $a \cdot \Delta t$.

Considérons le cas de la ligne a excitée par une tension de forme quelconque, et intéressons-nous encore aux seuls signaux à l'entrée et à la sortie de la ligne perturbée b.

Les relations (14') et (15') peuvent encore s'écrire sous la forme suivante :

$$U_{eb}(t) \supset \frac{1}{2} k [U(p) - U(p) \cdot e^{-2p \cdot \Delta t}]$$

et

$$U_{sb}(t) \supset -\frac{1}{2} \Delta k \cdot \Delta t \cdot p \cdot U(p) \cdot e^{-p \cdot \Delta t}$$

d'où le passage de la fonction opérationnelle à la fonction du temps (**).

$$U_{eb}(t) = \frac{1}{2} k [u(t) \cdot \gamma(t)]$$

$$-u(t - 2\Delta t) \cdot \gamma(t - 2\Delta t) \quad (16')$$

et

$$U_{sb}(t) = -\frac{1}{2} \Delta k \cdot \Delta t \cdot \left(\frac{du}{dt}\right) \quad (17')$$

avec un retard de Δt .

Si la tension U_{ea} est une impulsion d'amplitude U et de temps de montée τ_m (**) et de durée plusieurs fois plus longue que le temps de propagation Δt des lignes en présence, les signaux à l'entrée et à la sortie de la ligne parasitée b varient dans le temps comme le montrent les chronogrammes de la figure 17'-A.

On remarquera que U_{eb} est la résultante d'une **onde incidente** d'amplitude de $\frac{1}{2} k \cdot U$ et d'une **onde réfléchie** qui apparaît au moment où l'impulsion incidente sur a atteint la sortie de cette ligne, induisant sur la ligne b une impulsion de même amplitude mais de signe opposé, qui se manifeste à l'entrée de b à l'instant $2 \cdot \Delta t$ (Δt dû à un trajet aller sur la ligne a, $+\Delta t$ dû au trajet retour sur la ligne b).

En effet, les relations (15') et (17') signifient encore que :

$$U_{eb} = \frac{1}{2} k [U - U_{\text{retardée de } 2\Delta t}] \quad (18')$$

Le terme de diaphonie à l'entrée de la ligne b (adaptée) est donc une impulsion d'amplitude $\frac{1}{2} k \cdot U$, de durée ($2\Delta t + \tau_m$), et dont les temps de montée et de descente sont égaux au temps de montée de l'impulsion d'excitation.

D'autre part, avec

$$\frac{du}{dt} = \frac{U}{\tau_m}$$

$$U_{sb} = -\frac{1}{2} \Delta k \frac{\Delta t}{\tau_m} U \quad (19')$$

retardée de Δt .

C'est l'**impulsion de dérivation** dont l'amplitude est nulle à l'entrée de b et

(**) Dans un but de simplification, nous allons considérer des impulsions idéalisées avec une montée en rampe linéaire, alors qu'en réalité, les impulsions fournies par les générateurs de mesure auront une montée à allure exponentielle, avec souvent même une pente de départ nulle.

qui atteint la sortie avec l'amplitude maximum donnée par la relation (19').

Si le temps de montée τ_m de l'impulsion n'est pas court par rapport à la durée $2\Delta t$ du trajet aller-retour des lignes en présence, l'amplitude de U_{eb} est réduite dans le rapport $2 \cdot \Delta t / \tau_m$, comme le montrent les chronogrammes de la figure 18'.

On remarquera donc que c'est le rapport de la durée $2\Delta t$ d'un aller-retour au temps de montée τ_m qui détermine l'amplitude du signal de diaphonie à l'entrée de la ligne parasitée.

Pour $\tau_m \leq 2 \cdot \Delta t$, l'amplitude du signal de diaphonie est constante (égale à $\frac{1}{2} k \cdot U$) et indépendante de la longueur de la ligne.

Comme nous allons le voir, les résultats obtenus pour une configuration de lignes adaptées permettront d'évaluer l'amplitude des signaux de diaphonie et leur allure de variation dans le temps, dans le cas de lignes parasitées non adaptées. Ceci en exploitant le fait qu'un signal lancé sur une ligne, s'y propage en « voyant » cette ligne comme une impédance constante et égale à sa propre impédance caractéristique Z_0 , tant que ce signal ne rencontre sur son chemin une résistance autre que celle-ci.

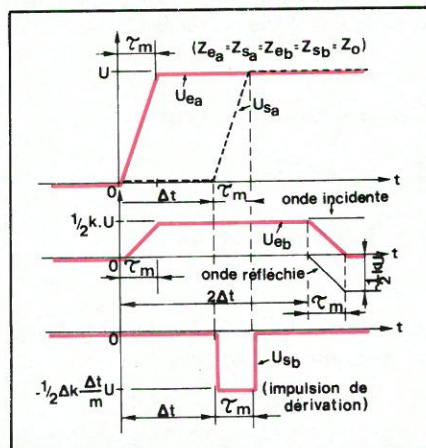


Fig. 17'. - Une impulsion d'amplitude U et de temps de montée τ_m appliquée à l'entrée de la ligne a adaptée, fait apparaître à l'entrée de la ligne perturbée b une impulsion trapézoïdale qui est la résultante d'une onde incidente et d'onde réfléchie qui apparaît à l'instant $t = 2 \cdot \Delta t$. Le signal à la sortie de la ligne b adaptée est une impulsion négative de durée τ_m et retardée de Δt .

Diaphonie entre lignes non adaptées

Ceci est évidemment le cas général, et l'on conçoit que les calculs risquent de se compliquer très considérablement.

Une première tentative de simplification consiste à considérer que la ligne perturbatrice a reste adaptée, et que seule la ligne b est le siège d'ondes réfléchies.

- Un cas particulier est celui où la ligne

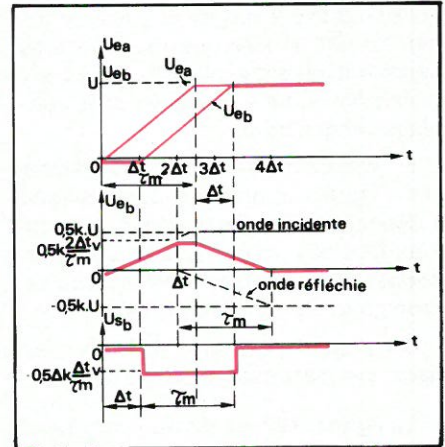


Fig. 18'. - Si $\tau_m > 2 \Delta t$, l'amplitude de l'impulsion trapézoïdale U_{eb} est réduite dans le rapport $2 \Delta t / \tau_m$.

b est adaptée à l'entrée et court-circuitée à sa sortie, soit donc $Z_{eb} = Z_0$ et $Z_{sb} = 0$.

Un raisonnement physique basé sur les résultats de l'analyse qui précède permet de prévoir ce qui va se passer dans ce cas (fig. 19').

L'onde incidente sur la ligne b arrive à l'entrée de cette ligne et y est absorbée (pas de réflexion), puisque $Z_{eb} = Z_0$.

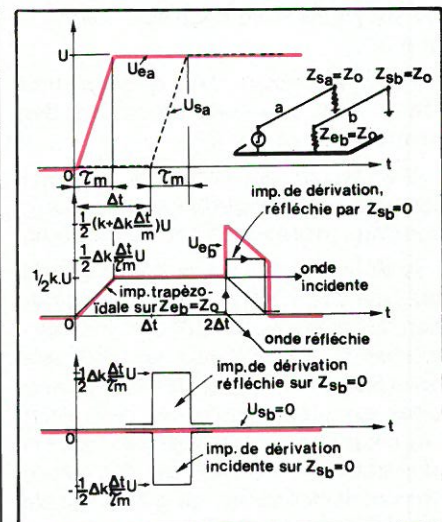


Fig. 19'. - Chronogrammes des signaux de diaphonie entre une ligne perturbatrice a adaptée et une ligne parasitée b adaptée à l'entrée et court-circuitée à la sortie. Le signal U_{eb} est la résultante d'une impulsion trapézoïdale et de l'impulsion de dérivation changée de signe, et décalée de Δt par rapport à son apparition à la sortie de b.

Par contre, l'impulsion de dérivation d'amplitude :

$$-\frac{1}{2} \Delta k \cdot \Delta t \cdot \frac{U}{\tau_m}$$

est réfléchie avec changement de signe sur le court-circuit $Z_{sb} = 0$ et se retrouve, à l'entrée de b, avec une amplitude positive, et décalée de $2\Delta t$.

Le signal à l'entrée adaptée de la ligne parasitée est la résultante des ondes incidente et réfléchie de la figure 17' (donnant une impulsion de forme trapézoïdale) et de l'impulsion

de dérivation changée de signe, et décalée de Δt vers la droite, ce qui conduit à la construction de la figure 19'. L'amplitude maximum du signal u_{eb} est donc de

$$U_{eb\max} = \frac{1}{2} (k + \Delta k \frac{\Delta t}{\tau_m}) \quad (20')$$

et est atteinte théoriquement à l'instant $t = 2 \cdot \Delta t$.

– Si la ligne b est ouverte à son entrée ($Z_{eb} = \infty$) et adaptée à la sortie (fig. 20'), l'onde trapézoïdale u_{eb} de la figure 17' se réfléchit sur l'entrée ouverte de b (sans changer de signe) et se dirige vers l'extrémité de cette ligne qu'elle atteint avec un retard Δt , et où elle se superpose à l'impulsion de dérivation qui s'y manifeste également à cet instant pour donner le signal u_{sb} , représenté en gros trait au bas de la figure 20'.

L'amplitude de U_{eb} sera cette fois :

$$U_{eb\max} = k \cdot U \quad (21')$$

soit le double de ce qu'elle était dans le cas des deux lignes adaptées.

– Un autre cas particulier est celui où la ligne b est ouverte à ses deux extrémités (fig. 21').

Ici il y a réflexion totale tant à l'entrée qu'à la sortie de la ligne parasitée.

L'onde trapézoïdale de la figure 17' se réfléchit sur $Z_{eb} = \infty$ sans changer de polarité, dès l'instant initial $t = 0$.

Elle se retrouve sur $Z_{sb} = \infty$ avec un délai Δt et s'y réfléchit une nouvelle fois, pour se retrouver à l'entrée de b après un nouveau retard $2 \cdot \Delta t$, soit donc $3 \cdot \Delta t$ après l'instant $t = 0$.

L'impulsion de dérivation négative qui se manifeste la première fois sur $Z_{sb} = \infty$ avec un retard Δt s'y réfléchit ($K_s = +1$) et multiplie ainsi par 2 la tension à la sortie de b.

L'impulsion réfléchie apparaît sur $Z_{eb} = \infty$ avec un retard Δt , soit à l'instant $t = 2 \Delta t$, où elle se réfléchit encore ($K_e = +1$) vers la sortie, et où elle se manifeste avec un nouveau retard Δt , soit donc à l'instant $t = 3 \cdot \Delta t$.

L'amplitude maximum, tant à l'entrée qu'à la sortie de la ligne parasitée ouverte est encore égale à $k \cdot U$, mais on notera l'apparition d'« ondulations » dues aux impulsions de dérivation dont la périodicité est de $2 \cdot \Delta t$.

– Enfin, le cas le plus général est celui où ni la ligne a ni la ligne b sont adaptées.

L'onde incidente sur la ligne perturbatrice a est réfléchie sur $Z_{sa} \neq Z_0$ avec ou sans changement de signe, selon que le coefficient de réflexion K_{sa} est positif ou négatif.

Chacune de ces ondelettes incidentes ou réfléchies sur a induit sur b

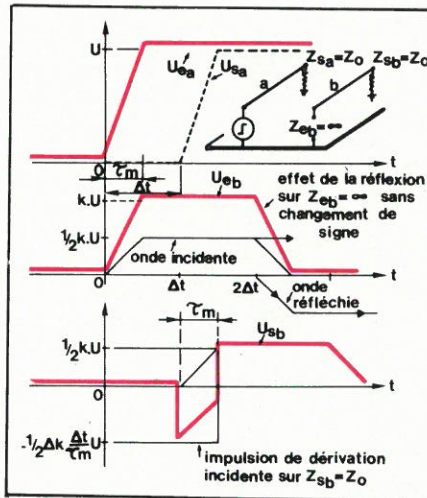


Fig. 20'. – Diaphonie entre ligne adaptée a et ligne parasitée b ouverte à son entrée. L'impulsion trapézoïdale u_{eb} atteint une amplitude double ($k \cdot U$) et le signal u_{sb} est la résultante de l'impulsion de dérivation négative et de l'impulsion trapézoïdale d'amplitude $1/2 k \cdot U$ qui se manifeste à la sortie de b avec un retard Δt .

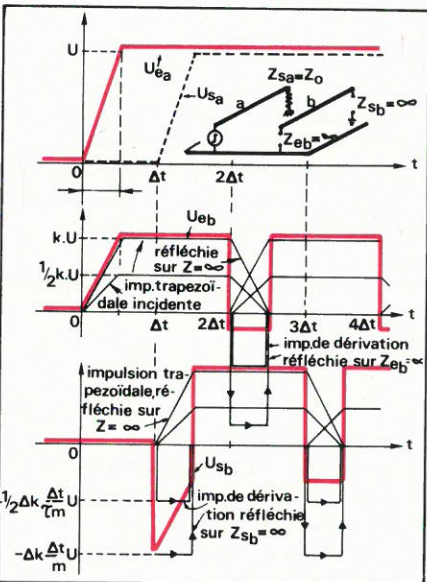


Fig. 21'. – Cas du couplage entre ligne a adaptée et ligne b ouverte à ses deux extrémités : les signaux u_{eb} et u_{sb} présentent des ondulations de périodicité $2 \cdot \Delta t$, mais décalées de Δt entre l'entrée et la sortie de la ligne parasitée b.

des ondes multiples qui se réfléchissent encore sur $Z_{eb} \neq Z_0$ et sur $Z_{sb} \neq Z_0$.

Le calcul devient pratiquement inextricable et il sera plus sage... et bien moins fastidieux de recourir à l'expérimentation.

C'est ce que nous nous proposons de faire, même pour les cas relativement simples qui ont été envisagés ci-dessus.

Le système de mesure à deux lignes à microruban couplées

Nous avons réalisé un système (fig. 22') de deux lignes à microruban couplées, repliées en grecques, de lon-

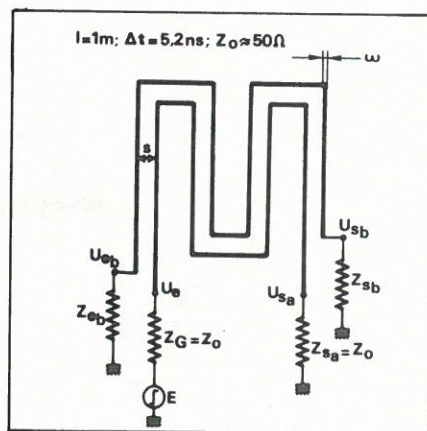


Fig. 22'. – Principe de la réalisation du système de deux lignes à microruban couplées.

gueur totale 1 mètre, dont les conducteurs imprimés de largeur $w = 3,1$ mm sont parallèles et situés à une distance $s = 3,2$ mm, donnant un couplage lâche. (Nous déterminerons plus loin les valeurs numériques des coefficients de couplage).

L'impédance caractéristique de chacune des deux lignes a été mesurée selon le procédé exposé au dernier paragraphe de la première partie (voir E.A. n° 10, pp. 93-94) : résultat : $Z_0 = 56 \Omega$, valeur suffisamment proche de 50Ω pour pouvoir négliger les phénomènes d'adaptation imparfaite entre générateur, câbles de raccordement et entrées 50Ω de l'oscilloscope à échantillonnage.

Aussi admettrons-nous, dans un but^T de simplification, que l'impédance caractéristique des lignes couplées est de 50Ω .

Pour le temps de propagation de ces lignes, nous avons trouvé $\Delta t = 5,2$ ns.

Etude expérimentale de la diaphonie

– Deux lignes adaptées

$$(Z_{ea} = Z_{sa} = Z_0 = Z_{eb} = Z_{sb} = 50 \Omega)$$

La figure 23'-B reproduit, en trait plein, les courbes relevées à l'oscilloscope, à échantillonnage, dans les conditions suivantes :

u_{ea} = impulsions d'amplitude 1,5 V
temps de montée $\tau_m = 4$ ns
(générateur Philips PM 5712).

Le signal u_{eb} a été mesuré aux bornes d'entrée 50Ω de l'oscilloscope, de même que le signal u_{sb} existant à la sortie de la ligne b.

Nous y avons superposé – en trait interrompu – le gabarit des chronogrammes théoriques correspondant à ceux de la figure 17' : on remarquera que le transitoire de montée de u_{ea} et de u_{sa} a été idéalisé en l'assimilant à une rampe linéaire de durée $\tau_m = 4$ ns.

Les chronogrammes théoriques sont reproduits exactement à l'échelle à la figure 23'-A.

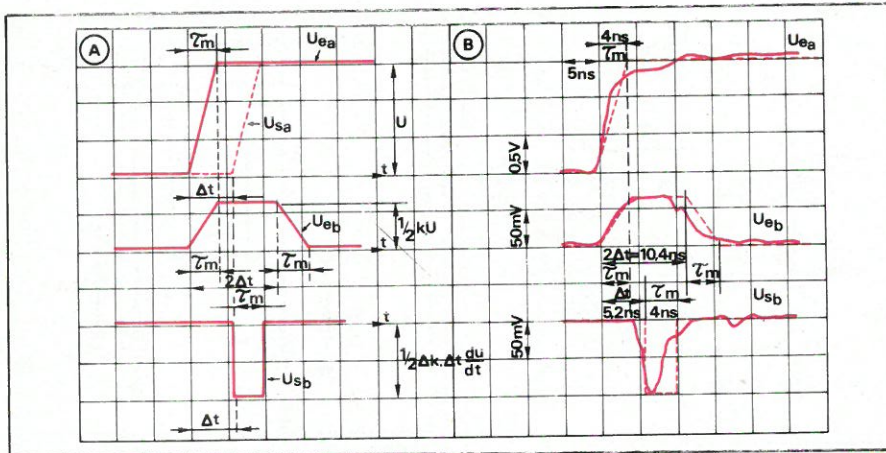


Fig. 23'. - A : chronogrammes idéalisés des signaux à l'entrée et à la sortie des deux lignes couplées. B : les oscillogrammes réellement observés s'inscrivent fort bien dans le gabarit des chronogrammes théoriques, reproduits en fins traits interrompus.

Nous pouvons déjà en tirer un certain nombre de conclusions intéressantes :

- Tout d'abord, en comparant les courbes réellement obtenues avec les chronogrammes idéalisés, on notera l'excellent accord entre les résultats de mesure et les prévisions théoriques. Ces dernières reposent sur l'hypothèse de lignes sans pertes, ce qui n'est évidemment qu'une approximation de la réalité.

D'autre part, le transitoire de montée des impulsions fournies par le générateur n'est pas du tout une rampe linéaire, et l'adaptation est loin d'être parfaite, ce qui apparaît dans « l'ondulation » du « toit » de l'impulsion u_{ea} .

Tous ces facteurs s'ajoutent à l'influence de l'effet pelliculaire et à la dispersion des vitesses affectant les différentes fréquences du spectre des signaux, pour donner lieu à la déformation des ondes au cours de la propagation.

- L'impulsion u_{eb} recueillie à l'entrée de la ligne parasitée a bien une durée totale de :

$$2 \cdot \Delta t + \tau_m = 2 \times 5,2 + 4 = 14,4 \text{ ns}$$

et son amplitude

$$u_{eb} = 62,5 \text{ mV}$$

La relation (18') permet de déterminer le coefficient de couplage global k entre les deux lignes :

$$k = \frac{2 u_{eb}}{U} = \frac{2 \times 62,5}{1500} = 0,0833$$

- L'impulsion de dérivation, retardée de $\Delta t = 5,2 \text{ ns}$ et de durée $\tau_m = 4 \text{ ns}$ a une amplitude u_{sb} de 10 mV, d'où la valeur de Δk , tirée de la relation (19') :

$$\Delta t = \frac{2 u_{sb} \cdot \tau_m}{\Delta t \cdot U} = \frac{2 \times 0,1 \times 4}{5,2 \times 1,5} = 0,10256$$

- Avec $k = \frac{1}{2} (k_L + k_C)$

et

$$\Delta k = k_L - k_C$$

on trouve

- le coefficient de couplage magnétique :

$$k_L = 0,13433$$

- et le coefficient de couplage capacitif

$$k_C = 0,03233$$

$$\text{soit un rapport } \frac{k_L}{k_C} = 4,155$$

Le tableau suivant résume les valeurs numériques imposées ou calculées des signaux et des conditions de mesure qui seront conservées dans les expériences décrites ci-après :

Impulsions appliquées à l'entrée de la ligne a :

$$U = 1,5 \text{ V}$$

$$\tau_m = 4 \text{ ns}$$

$$\text{durée} = 100 \text{ ns.}$$

Lignes couplées

$$Z_{oa} = Z_{ob} = 50 \Omega \text{ (en réalité : } 56 \Omega)$$

$$k_L = 0,13433$$

$$k_C = 0,0323$$

$$k = 0,0833$$

$$\Delta k = 0,1025$$

- Ligne a adaptée ; ligne b court-circuitée (fig. 19')

La figure 24' montre en A, l'oscillogramme de l'impulsion d'entrée, et en B, le signal mesuré à l'entrée de la ligne parasitée.

Les lignes en trait interrompu montrent l'allure théorique des signaux, conformément à la construction indiquée à la figure 19'.

Avec les valeurs numériques empruntées au tableau, on trouve en particulier pour l'amplitude maximum de u_{eb} :

$$u_{eb\max} = \frac{1}{2} (0,0833 + 0,102 \times \frac{5,2}{4}) \times 1,5 = 0,162 \text{ mV}$$

Ici encore, le résultat expérimental de 130 mV est en bonne concordance avec les prévisions théoriques ; l'écart doit être principalement attribué au palier qui apparaît dans le transitoire de montée de l'impulsion d'excitation.

A remarquer aussi une impulsion de réflexion positive sur u_{eb} qui se produit encore à environ $4 \Delta t$ de l'instant initial.

- Ligne a adaptée ; ligne b ouverte à l'entrée (fig. 20')

La figure 25' montre en B l'oscillogramme de la tension mesurée à la sortie adaptée de la ligne parasitée. On voit qu'il s'inscrit fort bien dans le gabarit théorique en trait interrompu.

- Lignes a et b non adaptées

Les oscillogrammes de la figure 26' ont été relevés dans les conditions suivantes :

- Générateur PM 5712 ($Z_G = Z_{ea} = 50 \Omega$)

- Ligne a en court-circuit ($Z_{sa} = 0$).

Il est donc normal que le signal u_{ea} d'amplitude 1,5 V descende par gradins de durée $2 \Delta t$ (oscillogramme A) (à comparer à l'oscillogramme de la photo 9).

- Avec la ligne b ouverte à son entrée ($Z_{eb} = \infty$), on mesure à sa sortie adaptée ($Z_{sb} = 50 \Omega$ constituée par la résistance d'entrée de l'oscilloscope) l'oscillogramme B.

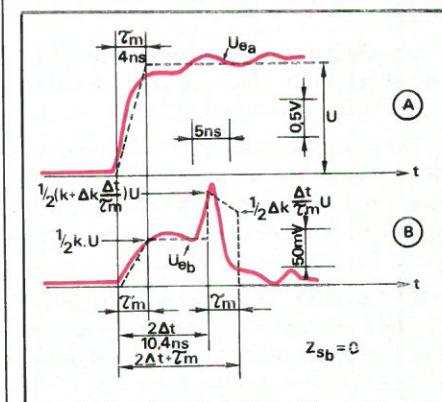


Fig. 24'. - A : impulsion à l'entrée de la ligne a adaptée.

B : oscillogramme de la tension relevée à l'entrée de la ligne b, court-circuitée à sa sortie.

En trait interrompu : le tracé des chronogrammes théoriques.

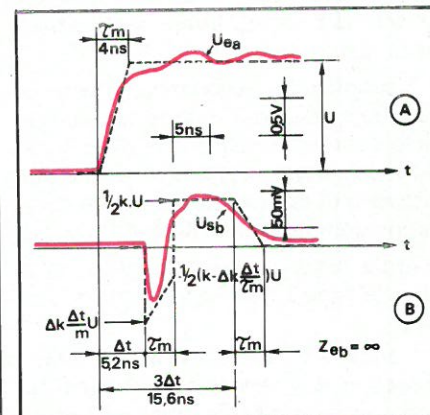


Fig. 25'. - A : idem.

B : la tension à la sortie de la ligne b, ouverte à son entrée.

En trait interrompu : le tracé des chronogrammes théoriques.

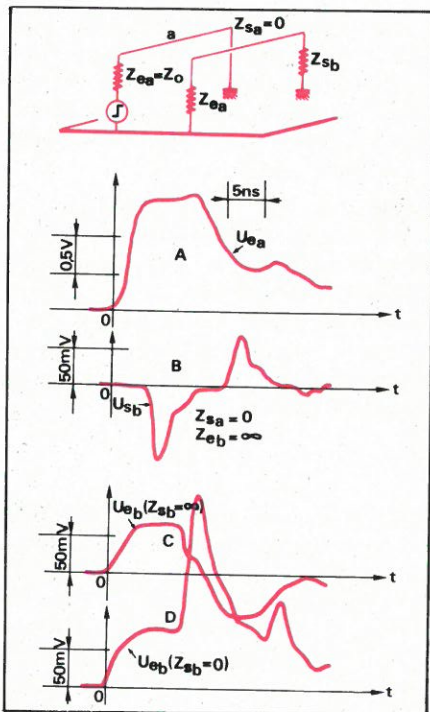


Fig. 26'. - Diaphonie entre lignes non adaptées :
A : oscillogramme à l'entrée de la ligne a, court-circuitée à sa sortie.
B : tension à la sortie de b, lorsque son entrée est ouverte.
C : tension à l'entrée de b lorsque sa sortie est ouverte.
D : tension à l'entrée de b lorsque sa sortie est en court-circuit.

A noter la première impulsion négative d'amplitude :

$$U_{sb\max} = -\Delta k \frac{\Delta t}{\tau_m} U$$

(à comparer à l'oscillogramme B de la figure 25').

- Avec la ligne b ouverte à sa sortie ($Z_b = \infty$), on obtient l'oscillogramme C à l'entrée adaptée ($Z_{eb} = 50 \Omega$) de la ligne parasitée.

L'amplitude de la première alternance positive est encore de $\frac{1}{2} k \cdot U$ comme dans le cas de la figure 24'.

- Enfin, avec $Z_b = 0$ (ligne parasitée court-circuitée à son extrémité éloignée), on obtient à son entrée adaptée ($Z_{eb} = 50 \Omega$) l'oscillogramme D : les réflexions avec changement de signe des impulsions de dérivation font apparaître un signal u_{eb} présentant une crête qui atteint théoriquement la valeur

$$U_{eb\max} = (k + \Delta k \frac{\Delta t}{\tau_m}) U = 0,32 V$$

Lignes à microruban partiellement couplées

Dans de nombreux cas, deux rubans conducteurs sur circuit imprimé sont parallèles sur une fraction seulement de leur longueur ; parfois, les conducteurs forment un certain angle entre eux.

Pour l'étude expérimentale de ces

cas, nous avons réalisé une plaquette d'essai à lignes à microruban partiellement couplées (fig. 27').

La ligne perturbatrice a une longueur double de la ligne perturbée b_1 .

De plus, une ligne b_2 , identique à b_1 , est couplée à l'autre moitié de la ligne a, mais séparée de celle-ci par un ruban e, relié au point de masse à une extrémité, et formant écran électrostatique entre a et b_2 .

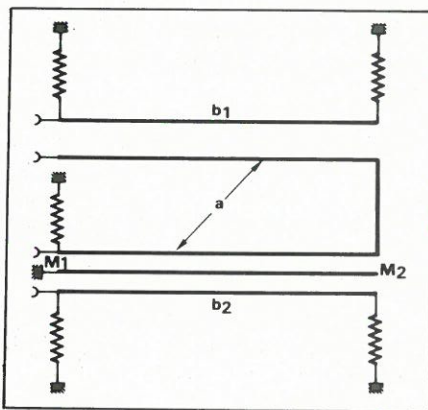


Fig. 27'. - Principe de la réalisation du système de deux lignes partiellement couplées : ligne a repliée de longueur 105,5 cm ; ligne b_1 de 22,5 cm ; ligne b_2 de 22,5 cm, séparée de a par un ruban e de longueur 23 cm ; formant écran électrostatique entre a et b_2 .

- Le couplage entre le tronçon b_1 et la ligne a

Le couplage entre b_1 et a n'existe pratiquement que sur une fraction $1/n$ de la longueur totale l_a de la ligne principale.

Dans le cas présent, $n = 2$, et le temps de propagation sur la ligne b_1 ne sera donc plus que de

$$\Delta t_1 = \frac{\Delta t}{\tau_n} = \frac{1}{2} \Delta t$$

(Δt = temps de propagation sur la ligne a).

Considérons encore le cas où la ligne perturbatrice est excitée par une impulsion d'amplitude U et de temps de montée τ_m .

Par analogie avec les résultats obtenus précédemment, nous pouvons admettre que la tension u_{eb1} à l'entrée de la ligne perturbée b_1 se composera encore de la résultante d'une onde incidente et d'une onde réfléchie (voir aussi fig. 17' et 18'), dont la durée vaudra cette fois :

$$\frac{2 \cdot \Delta t}{n} + \tau_m$$

et l'amplitude sera de :

$$U_{eb\max} = \frac{1}{2} k \cdot U \text{ si } \frac{2 \cdot \Delta t}{n} \geq \tau_m \quad (22')$$

et

$$U_{eb\max} = \frac{1}{2} k \frac{2 \cdot \Delta t}{n \cdot \tau_m} U \text{ si } \frac{2 \cdot \Delta t}{n} < \tau_m \quad (23')$$

De même, l'impulsion de dérivation à la sortie de la ligne b_1 ; toujours de durée τ_m , aura comme amplitude :

$$U_{sb1} = -\frac{1}{2} \Delta k \frac{\Delta t}{n \cdot \tau_m} U \quad (24')$$

Ces expressions sont valables dans le cas où les deux lignes sont adaptées :

Si cette condition n'est pas réalisée (coefficients de réflexion K_{eb} et K_{sb} non nuls), le calcul devient extrêmement aride et les simplifications que l'on pourrait y introduire risquent de conduire à des approximations qui n'auront plus qu'un très lointain rapport avec la réalité :

Tout ce que l'on peut tenter de faire, c'est d'évaluer une **limite supérieure** des signaux de diaphonie en appliquant les règles suivantes, empruntées à la théorie classique des lignes :

- La tension de forme trapézoïdale à une extrémité ouverte ($Z_b = \infty$) d'une ligne parasitée sera au maximum le double de ce qu'elle est dans le cas adapté. On aura alors en effet $K_{eb} = 1$ ou/et $K_{sb} = 1$, d'où réflexion sans changement de signe, et donc un maximum de tension.

Ceci conduit alors aux limites supérieures suivantes des impulsions de diaphonie de durée ($2 \Delta t / n + \tau_m$) :

$k \cdot U$ si $2 \cdot \Delta t / n > \tau_m$ (ligne longue)

$$k \frac{2 \cdot \Delta t}{n \cdot \tau_m} U \text{ si } 2 \cdot \Delta t / n < \tau_m$$

(ligne courte)

- Aux bornes d'un court-circuit ($Z_b = 0$), la tension est évidemment nulle, mais le courant peut y prendre la valeur double.

- L'impulsion de dérivation de durée τ_m pourra prendre de même des valeurs doubles, dans le cas des extrémités ouvertes, soit :

$$\Delta k \frac{2 \cdot \Delta t}{n \cdot \tau_m} U$$

Dans bien des cas, l'amplitude de l'impulsion de dérivation sera plus grande que celle de l'impulsion trapézoïdale.

En effet, dans le cas de notre réalisation, nous avons trouvé $k = 0,083$ et $\Delta k = 0,102$.

- Enfin, quand $n \geq 1$ (ligne b couplée très courte par rapport à la ligne a), ce sera le **couplage capacitif** qui sera prépondérant, et le schéma du système est alors celui de la figure 28'-A, qui peut prendre l'aspect simplifié des figures 28'-B et C. (Nous supposons que l'impédance caractéristique Z_0 de la ligne a et les impédances de couplage de la ligne b sont purement résistives).

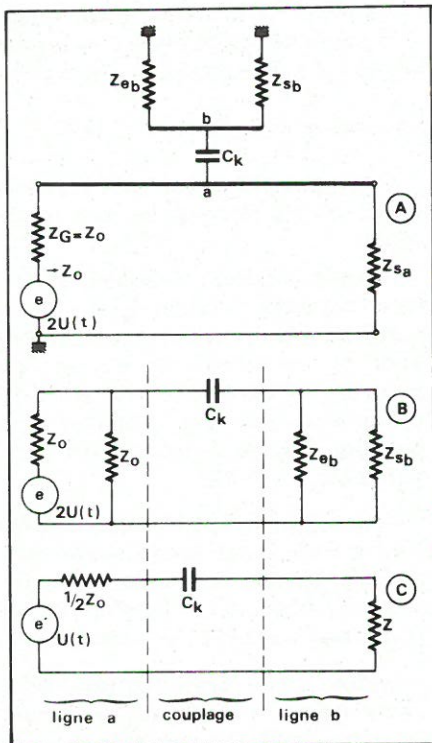


Fig. 28' : - A : configuration d'une ligne b très courte, couplée à une ligne longue a, excitée par un générateur de f.é.m. $2 \cdot u(t)$ et d'impédance interne de sortie $Z_G = Z_0$.

B : schéma équivalent montrant la charge du générateur par Z_0 de la ligne, la capacité de couplage C_k et la résultante des impédances à l'entrée et à la sortie de la ligne b.

C : par application du théorème de Thévenin, on obtient le schéma simplifié dans lequel l'impédance de source équivalente est $1/2 Z_0$ et $Z = Z_{eb} / Z_{sb}$.

En considérant l'onde incidente sur la ligne a, soit :

$$u_{ea}(t) \supset U(p)$$

et avec $Z_0 \ll \frac{1}{C_k \cdot p}$

$$\text{et } Z \ll \frac{1}{C_k \cdot p}$$

Le signal induit sur le court tronçon b aura comme expression :

$$U_b(p) = U(p) \frac{Z}{\frac{1}{2} Z_0 + Z + \frac{1}{C_k \cdot p}}$$

$$\approx U(p) \frac{Z}{\frac{1}{C_k \cdot p}}$$

et finalement

$$U_b(p) = Z \cdot C_k \cdot p \cdot U(p) \quad (25')$$

L'onde incidente sur b est donc - à peu de chose près - proportionnelle à la dérivée du signal perturbateur $u(t)$.

Si ce dernier est une impulsion d'amplitude U et de temps de montée τ_m , le signal de diaphonie sur le tronçon couplé b sera par conséquent une impulsion rectangulaire de durée τ_m et d'amplitude

$$U_{b\max} = Z \cdot C_k \cdot \frac{U}{\tau_m} \quad (26')$$

Résultats expérimentaux

Le montage à lignes microstrip partiellement couplées (fig. 27') se caractérise par les paramètres suivants :

$$l_a = 105,5 \text{ cm}$$

$$l_{b1} = 22,5 \text{ cm}$$

$$l_{b2} = 22,5 \text{ cm}$$

$$l_e = 23 \text{ cm}$$

Impédance caractéristique de tous les tronçons :

$$Z_0 = \text{environ } 50 \Omega$$

Temps de propagation : $\Delta t = 5,2 \text{ ns}$.

Coefficient de couplage global $k = 0,083$.

Avec ces données, nous trouvons donc pour la ligne parasitée b_1 un rapport :

$$n = \frac{l_a}{l_{b1}} = \frac{105,5}{22,5} = 4,6888$$

Nous appliquons d'abord une impulsion d'amplitude $U = 1,1 \text{ V}$ avec un temps de montée τ_m de 4 ns.

Selon la relation (23'), le signal de diaphonie à l'entrée de b_1 (sur 50Ω) sera de :

$$U_{b1} = k \frac{\Delta t}{n \cdot \tau_m} U$$

$$= 0,083 \frac{5,2}{4,688 \times 4} 1100 = 25,3 \text{ mV}$$

Sur la photo 29', nous voyons en B l'oscillogramme de cette tension obtenue sur un oscilloscope à échantillonnage : l'amplitude de cette impulsion atteint 23 mV, donc très proche de la valeur calculée.

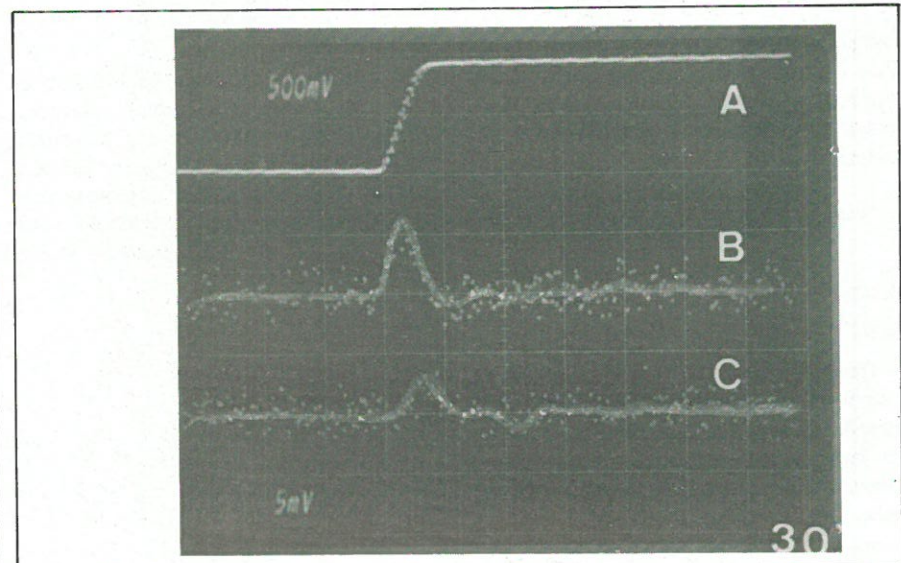
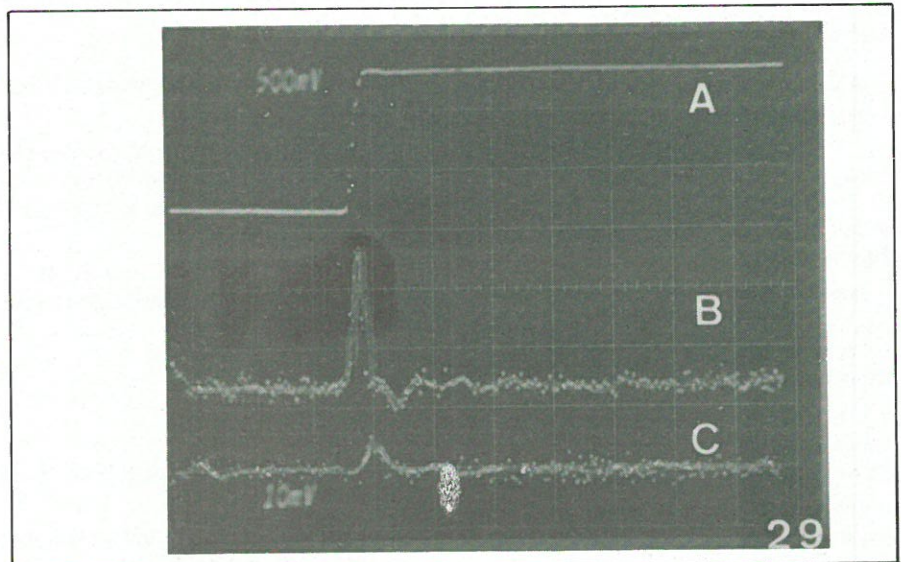
En C, on voit l'aspect de la tension recueillie dans les mêmes conditions à l'entrée de la ligne b_2 , séparée de a par l'écran e : l'amplitude de l'impulsion - évidemment décalée dans le temps - atteint à peine 5 mV, ce qui permet d'exprimer l'effet de blindage par le rapport :

$$\frac{23}{5} = 4,6, \text{ soit } 13,5 \text{ dB}$$

La photo 30' montre les résultats obtenus en appliquant au même système une impulsion d'amplitude $U = 850 \text{ mV}$ et de temps de montée $\tau_m = 10 \text{ ns}$. (Générateur Philips PM 5716 à temps de montée et de descente variables entre 6 ns et 100 ns.)

- En B : signal de diaphonie à l'entrée de b_1 , soit : $1,4 \times 5 = 7 \text{ mV}$.

- En C : signal de diaphonie sur la ligne blindée b_2 : $0,5 \times 5 = 3 \text{ mV}$.



Le calcul théorique de U_{eb1} donne une amplitude :

$$U_{eb1} = 0,083 \frac{5,2 \times 850}{4,688 \times 10} = 7,82 \text{ mV}$$

Enfin, la **photo 31'** montre en B l'oscillogramme de u_{b1} lorsque l'écran est relié non seulement au plan de masse au point M_1 mais également à l'autre extrémité M_2 .

Pour le même signal u_{ea} ($U = 850 \text{ mV}$; $\tau_m = 10 \text{ ns}$) on mesure cette fois une impulsion d'amplitude $2,8 \times 5 = 14 \text{ mV}$, soit le double du cas précédent.

Cet écart doit s'expliquer par le fait que l'écran se comporte comme une ligne à microruban court-circuitée à ses deux extrémités. L'écran est le siège d'ondes de tension et de courant réfléchies dont les effets se manifestent sur tous les conducteurs voisins. Comme sa longueur est sensiblement la même que celle de la ligne b_2 , les temps de propagation sont aussi les mêmes, ce qui contribue à la superposition de ces effets.

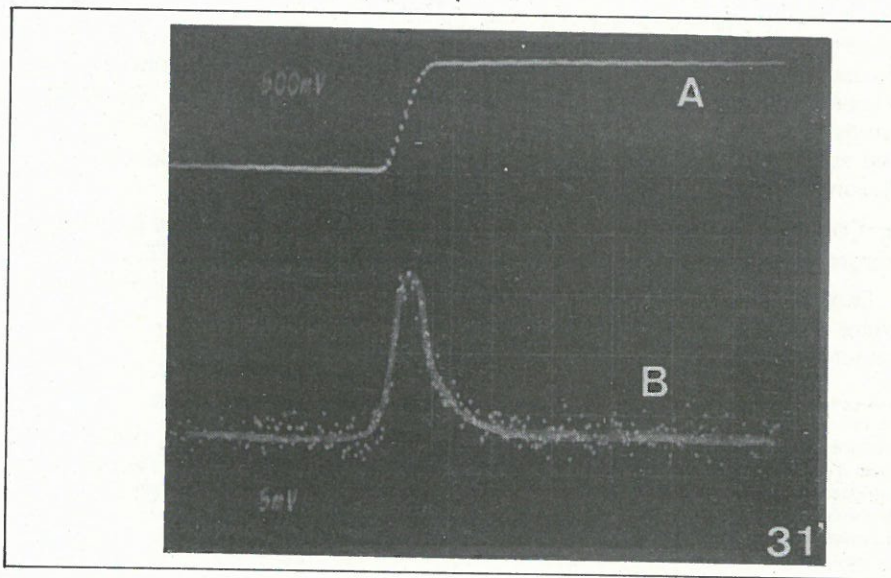


Fig. 29'. - A : Oscillogramme de l'impulsion à l'entrée de la ligne a de la figure 27' ($U = 1,1 \text{ V}$; $\tau_m = 4 \text{ ns}$).
B : la tension à l'entrée de la ligne b_1 .
C : la tension à l'entrée de la ligne b_2 blindée (écran à la masse au point M_1).

Fig. 30'. - A : idem, mais $U = 0,85 \text{ V}$ et $\tau_m = 10 \text{ ns}$.
B : tension de diaphonie à l'entrée de b_1 .
C : idem, à l'entrée de b_2 .

Fig. 31'. - A : idem, $U = 0,85 \text{ V}$ et $\tau_m = 10 \text{ ns}$.
B : tension à l'entrée de b_1 lorsque l'écran est relié à la masse à ses deux extrémités M_1 et M_2 .

Il reste encore un point dont il n'a pas été tenu compte jusqu'à présent : c'est la **résistance non nulle du plan de masse**, qui fait que cette « masse » n'est pas équipotentielle. Tout ceci fait que les signaux observés s'écartent des prévisions théoriques.

L'étude théorique faisant intervenir ce facteur – dans la mesure où elle serait possible à partir d'un modèle suffisamment réaliste – conduirait sans doute à des expressions tellement compliquées qu'elles ne se prêteront probablement pas à une interprétation physique convaincante...

Les lignes à ruban en hyperfréquences

Dans le cadre de la présente étude, nous avons essentiellement examiné le comportement et les performances des lignes à microruban en régime impulsif.

Il est évident que cette technologie convient également en régime sinusoïdal aux très hautes fréquences (**Bibl. 26, 29, 30, 31, 33 et 35**).

Dans ces applications, on distingue trois types de lignes à ruban (**fig. 32'**) :

– la configuration « microstrip » à diélectrique hétérogène, telle qu'elle a été considérée jusqu'ici ;

– la ligne constituée par deux conducteurs de même largeur, séparés par un diélectrique (**fig. 32'-b**) ;

– enfin, la ligne « triplaque » (triplat) qui dérive en fait directement de la ligne coaxiale (**fig. 32'-c**).

On passe en effet aisément de la structure coaxiale symétrique à la configuration à section elliptique (**fig. 33'**). Si le grand diamètre extérieur D_1 est suffisamment grand devant le petit diamètre d_2 du conducteur central, on arrive à la ligne à section rectangulaire. On peut enfin supprimer les côtés de la ligne sans modifier la distribution des champs, et donc l'impédance caractéristique. Dans ce cas, le ruban étroit est noyé dans le diélectrique et l'on arrive à une structure à diélectrique homogène.

Plus particulièrement, pour l'intégration des fonctions hyperfréquences, la ligne à microruban à substrat quartz ($\epsilon_r = 3,78$), alumine ($\epsilon_r = 9$ à 10), ferrites ($\epsilon_r = 12$ à 16) ou teflon-fibre de verre ($\epsilon_r = 2,5$) constitue une solution de plus en plus utilisée.

Alors que les circuits imprimés conventionnels servent principalement à connecter des composants rapportés sur une plaquette, les lignes à microruban forment non seulement les connexions, mais aussi les composants passifs eux-mêmes : éléments de capacité et d'inductance (tronçons de lignes ouvertes ou en court-circuit), transformateurs, coupleurs, etc.

La valeur de ces paramètres dépend principalement des propriétés physiques et dimensionnelles du diélectrique employé.

Le problème technologique actuel consiste surtout à obtenir une excellente reproductibilité des propriétés de base telles que la valeur de ϵ_r et l'épaisseur. D'autre part, il ne faut pas perdre de vue que les propriétés diélectriques d'un substrat dans les fréquences opérationnelles en hyperfréquences (plusieurs dizaines de GHz !) sont fréquemment différentes de celles mesurées à 1 MHz !

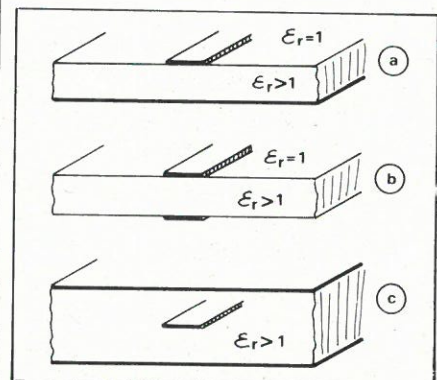


Fig. 32'. - Les trois configurations de lignes à ruban. En c : la ligne triplaque à diélectrique homogène.

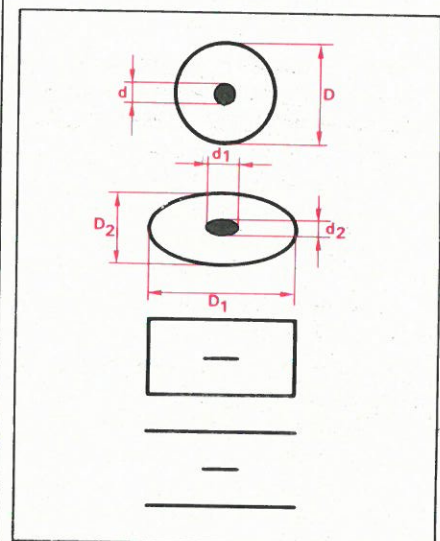


Fig. 33'. - La ligne triplaque peut être dérivée de la ligne coaxiale.

De toute manière, la fabrication de circuits hyperfréquences à microruban par réduction photographique et photogravure réclame une extrême précision. Le lecteur intéressé par le problème des tolérances de fabrication des lignes à microruban consultera utilement les articles mentionnés (Bibl. 27 et 28) dans la liste des références bibliographiques.

J. DE NEEF

Bibliographie

(suite du précédent numéro)

- [16] X. : The sampling oscilloscope in theory and practice (Philips).
- [17] G. Metzger & J.-P. Vabre : Electronique des impulsions - Tome II : Circuits à constantes réparties (Ed. Masson, Paris, 1966).
- [18] B.L. Hart : Graphical analysis of pulses on lines (Wireless World, Sept. 1972, pp. 427-431).
- [19] G.O. Crowther : Reflection phenomena when TTL gates are connected to long lines (Electronic Equipment News, Jan. 1970).
- [20] M.A. Latif & M.J.-O. Stutt : Simple graphical method to determine reflections between high-speed logic integrates circuits (Electronic Letters, 1968, vol. 4, pp. 496-497).
- [21] R.S. Singleton : No need to juggle equations to find reflection, just draw three lines (Electronics, Oct. 28, 1968, pp. 93-99).
- [22] J.B. Marshall : Flat cable aids transfer of data (Electronics, July 5, 1973, pp. 89-94).
- [23] J.L. DeClue : Wiring for high-speed circuits needs special treatment (Electronic Design, 11, May 24, 1976, p. 84-86).
- [24] Wigington & Nahmann : Transient analysis of coaxial cables considering skin effect (Proc. I.R.E., Feb. 1957).
- [25] R. J. Thomas : Choosing coaxial cable for fast pulse response (Microwaves, Nov. 1968, pp. 56-64).
- [26] J.G. Richings : An accurate experimental method for determining the important properties of microstrip transmission lines (The Marconi Review, vol. XXXVII, n° 195, 1974).
- [27] Ramesh Garg : A designer's guide to tolerance analysis (Microwaves, March 1978, pp. 54-60).
- [28] W. Krank : Der Einfluss der Herstellungsgenauigkeit von geschirmten Streifenleitungen auf den Wellenwiderstand (Telefunken Zeitung, 1966, n° 2, pp. 215-222).

- [29] U. Fleischmann : Berechnung und Aufbau von Bandpassfiltern in Stripline-Technik (Funk-Technik, Bd. 29 (1974), n° 2, p. 54 et n° 3, pp. 89-92).
- [30] P. Zamansky : Calcul des lignes hyperfréquences plates (microstrip, microstrip recouvert, microstrip suspendu, triplaque bifilaire) et de leurs discontinuités (Revue Technique Thomson-CSF, vol. 5, n° 3, septembre 1973, pp. 505-539).
- [31] J.P. Pelletier : L'assistance du calculateur à la synthèse de filtres strip-line de type Tchebyscheff ou Butterworth (Revue Technique Thomson-CSF, vol. 4, n° 3, septembre 1972).

- [32] J.D. Woembke : Better your MIC designs with high-K substrates (Microwaves, March 1979, p. 66-68).
- [33] J.E. Miley : Looking for a 3 to 8 dB microstrip coupler ? (Microwaves, March 1974, pp. 58-62).
- [34] D.R. Chambers : Take the hassle out of microstrip coupling (Microwaves, July 1974, pp. 48-50).
- [35] Darko Kajfez : Raise coupler directivity with lumped compensation (Microwaves, March 1978, pp. 64-70).
- [36] F.E. Reisch : Designing coupled lines with a pocket calculator (Microwaves, June 1978, pp. 88-95).

Appendice : Solution graphique des problèmes de réflexion d'impulsions

Nous nous limitons à exposer une méthode de construction pratique appliquée au système composé d'un générateur d'échelon E d'impédance de source Z_G ; branché sur une ligne d'impédance caractéristique Z_0 et de temps de propagation $\Delta t = l/v$, terminée sur Z_s . On suppose que Z_G , Z_0 et Z_s sont purement ohmiques (*).

a) Construction du diagramme (fig. A)

- Dans un système d'axes $u-i$, construire la ligne caractéristique du générateur :

$$u = E - i \cdot Z_G$$

(*) En fait, le procédé que nous exposons ici s'écarte légèrement de la méthode de Bergeron, mais n'en reste pas moins basée sur les mêmes principes. Bergeron, hydraulicien français, a établi la méthode qui porte son nom, pour l'étude de la propagation des ondes de coups de béliet en hydraulique.

en déterminant ses ordonnée et abscisse à l'origine, soit, pour $i = 0$, $u = E$, et pour $u = 0$, $i = E/Z_G$ (générateur en court-circuit).

Si la résistance interne Z_G du générateur est constante, on obtient une droite de coefficient angulaire telle que : $\tan \theta_G = -Z_G$.

- Tracer la droite $Z_0 = Cte$ qui passe par l'origine et par des points de coordonnées telles que $u = i \cdot Z_0$, soit donc une droite telle que $\tan \theta_0 = Z_0$.

- De même, tracer la droite $Z_s = Cte$, telle que $\tan \theta_s = Z_s$.

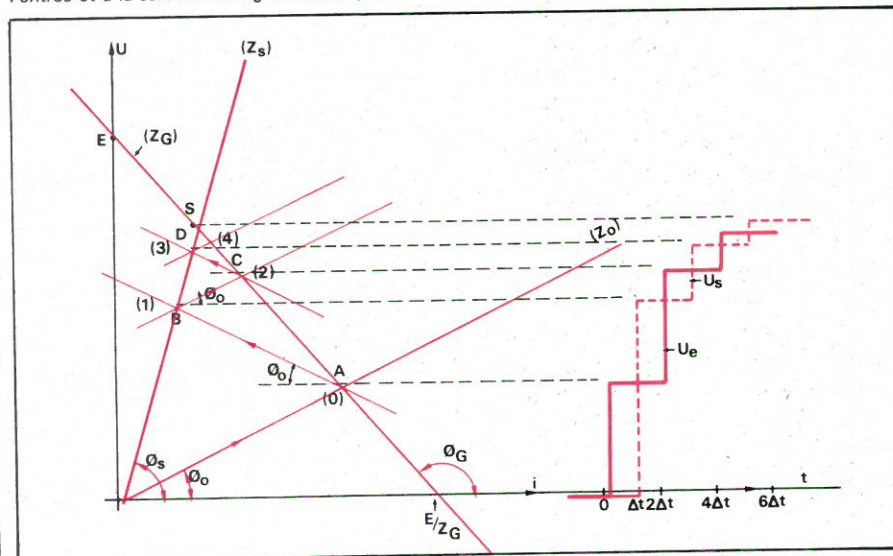
A l'aide de ce graphique à trois droites - notées (Z_G), (Z_0) et (Z_s) - on peut décrire l'évolution des signaux sur la ligne considérée.

b) Mode opératoire et interprétation physique

- A l'instant initial $t = 0$, l'échelon de f.é.m. E fait apparaître à l'entrée de la ligne la tension (voir éq. 6') :

$$U_e(0) = E \frac{Z_0}{Z_G + Z_0}$$

Fig. A. - Construction du diagramme de Bergeron et des chronogrammes correspondants des tensions à l'entrée et à la sortie d'une ligne non adaptée.



dont A est le point figuratif, à l'intersection de la caractéristique tension-courant du générateur (droite (Z_G)) et de la droite (Z_0) correspondant à l'impédance caractéristique de la ligne.

On remarquera que l'ordonnée du point A donne la valeur de $U_s(0)$, son abscisse donnant le courant initial.

La tension à l'entrée conserve cette valeur jusqu'à ce que l'onde ait fait un trajet aller-retour, soit donc entre $t = 0$ et $t \leq 2 \Delta t = 2 l/v$.

À l'instant $t = \Delta t$, l'onde arrive sur l'impédance terminale Z_s , et si celle-ci est différente de Z_0 , il apparaît une onde réfléchie qui s'achemine vers l'entrée en « voyant » la ligne comme une résistance Z_0 qu'elle parcourt en sens inverse.

Pour trouver l'amplitude de l'onde à l'extrémité de la ligne à l'instant $t \geq \Delta t$, il suffit de mener, à partir du point A, une droite (marquée $(-Z_0)$), de coefficient angulaire tel que $\text{tg}(\theta) = -Z_0$.

Le point B, à l'intersection de la droite $(-Z_0)$ et de la droite (Z_s) donne la valeur de $u_s(t = \Delta t)$ et de $i_s(t = \Delta t)$ à l'extrémité de la ligne.

Ces valeurs se conservent encore jusqu'à l'instant $t \leq 3 \Delta t$, donc pendant l'intervalle $2 \Delta t$, correspondant à un trajet aller-retour, vu depuis l'extrémité de la ligne.

Du point B, on mène une parallèle à la droite (Z_0) qui coupe (Z_G) au point C.

Les tensions en courant correspondant à ce point C sont ceux qui se produisent à l'entrée de la ligne, dans l'intervalle :

$$2 \Delta t \leq t \leq 4 \Delta t$$

Du point C, une parallèle à la droite $(-Z_0)$ coupe la droite (Z_s) au point D, dont les coordonnées donnent les valeurs de u_s et de i_s dans l'intervalle :

$$3 \Delta t \leq t \leq 5 \Delta t$$

En continuant la construction indiquée, on voit que pour $t \rightarrow \infty$, les points D, E, ... tendent vers le point d'intersection de la droite (Z_s) avec la caractéristique (Z_G) du générateur, ce qui vérifie bien la relation (5) :

$$u_s(\infty) = E \frac{Z_s}{Z_G + Z_s}$$

À droite du tracé que nous venons de décrire, on voit le chronogramme des tensions u_s et i_s , avec le temps exprimé en valeurs de t .

c) Simplification de la construction

Dans un diagramme de dimensions réduites, il n'est pas très commode de tracer des droites parallèles à coefficient angulaire tantôt positif, tantôt négatif.

On peut ramener le tracé à une série de droites à 90° en choisissant convenablement les échelles sur les axes i et u .

La procédure est la suivante (voir fig. 6') :

– Tracer la droite (Z_0) avec une pente de 45° .

– Déterminer sur cette droite un point d'ordonnée U_1 (par exemple, 1 V); l'abscisse correspondante $I_1 = U_1/Z_0$ donne l'échelle des courants. Exemple: $U_1 = 1 \text{ V}$; $Z_0 = 50 \Omega$;

$$I_1 = \frac{1}{50} = 0,02 \text{ A} = 20 \text{ mA}$$

Le tracé de la caractéristique du générateur (Z_G) pourrait conduire à un point d'intersection sur l'axe horizontal hors des limites de la feuille.

Pour éviter ceci, on peut d'abord fixer l'échelle des courants, la graduation la plus élevée correspondant à $I_0 = E/Z_G$ se trouvant vers l'extrémité de droite du dessin. Exemple: $E = 2 \text{ V}$; $Z_G = 10 \Omega$, d'où :

$$I_0 = \frac{2}{10} = 0,2 \text{ A} = 200 \text{ mA}$$

Il suffit alors de fixer les graduations intermédiaires de 0 à I_0 et de tracer la droite (Z_0) à 45° .

Un point quelconque de cette droite aura comme coordonnées les valeurs I et U telles que $U/Z_0 = I$.

Exemple : pour $I = 100 \text{ mA}$, on aura $U = 2 \text{ V}$ si $Z_0 = 50 \Omega$, ce qui détermine l'échelle des tensions.

Cette manière de procéder sera surtout utile lorsque $Z_s \leq Z_0$, un cas particulier étant celui de la ligne court-circuitée, pour laquelle la droite (Z_s) est confondue avec l'axe des i , le point de convergence final du diagramme se trouvant sur cet axe, car dans ce cas, $u_s(\infty) = u_s(\infty) = 0$ et $i_s(\infty) = E/Z_G$.

Après le tracé des trois droites (Z_G , Z_0 et Z_s), la construction du diagramme se complète en traçant des droites à 90° jusqu'à intersection successive avec les droites (Z_s) et (Z_G).

On obtient ainsi les points (0), (1), (2), (3), etc.

Tous les points à numéro pair (0, 2,

4, ...) sont situés sur la caractéristique (Z_G) du générateur et leurs coordonnées donnent les valeurs de u_s et de i_s pendant les intervalles $(0 - 2 \Delta t)$, $(2 \Delta t - 4 \Delta t)$, etc.

De même, tous les points à numéro impair (1, 3, 5, ...) se trouvent sur la caractéristique (Z_s) et donnent les valeurs des tension et courant à l'extrémité de la ligne pendant les intervalles $(\Delta t - 3 \Delta t)$; $(3 \Delta t - 5 \Delta t)$, etc.

d) Application aux circuits à caractéristiques u-i non-linéaires

La méthode graphique décrite ci-dessus rend particulièrement bien compte de l'allure générale des phénomènes étudiés, et il est à remarquer qu'elle est applicable aux circuits à caractéristique tension-courant non-linéaire.

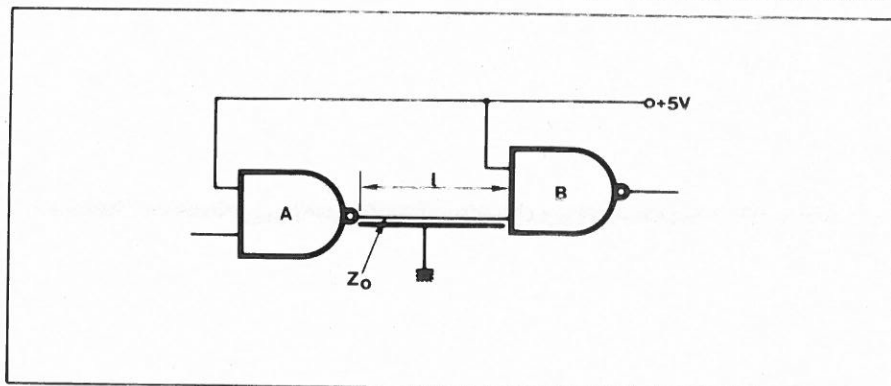
Ainsi, on peut étudier sans aucune difficulté le régime d'une ligne excitée par un générateur non linéaire dont la résistance interne serait une fonction du courant.

C'est le cas d'une porte NAND dont la sortie est reliée à l'entrée d'une autre porte par l'intermédiaire d'une connexion imprimée, constituant une ligne à microruban avec le plan de masse (fig. B).

Examinons ce qui se passe lorsque la sortie de la porte A passe du niveau logique 0 au niveau logique 1. Il suffit pour cela de tracer la caractéristique de sortie de cette porte, qui sera donc une courbe (au lieu d'une droite (Z_G)). De même, on représente la caractéristique d'entrée de la porte B, correspondant au niveau logique 1 : on sait que la résistance d'entrée d'une porte est alors généralement élevée, ce qui conduit à une caractéristique Z_s très proche de l'axe vertical. On trace enfin la caractéristique (Z_0) correspondant à l'impédance caractéristique de la ligne microstrip de liaison.

Le diagramme correspondant est construit selon la procédure décrite en

Fig. B. – Deux portes logiques A et B, reliées par une connexion imprimée formant ligne à microruban.

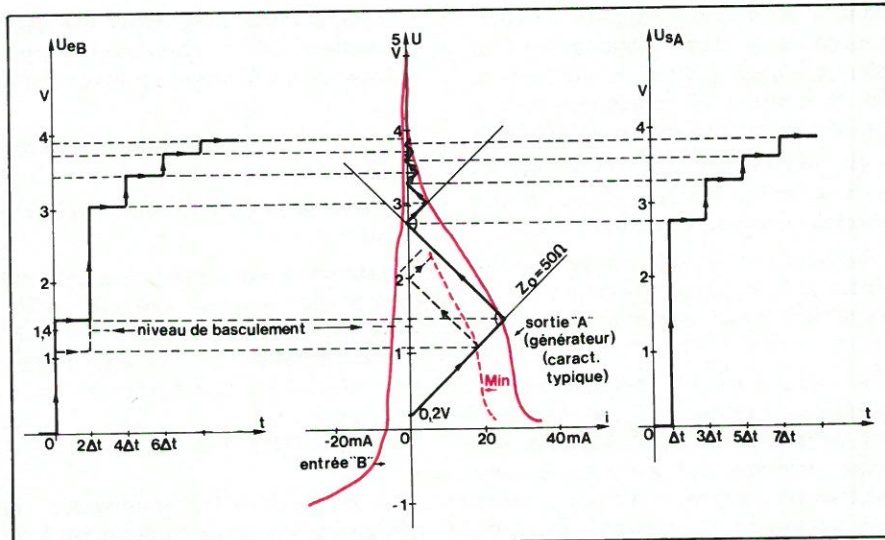


tenant compte des niveaux logiques typiques suivants (fig. C) :

- niveau 0 : 0,2 V ($< 0,8$ V)
- niveau 1 : 3,3 V ($> 2,0$ V)
- niveau de basculement : 1,4 V.

Les chronogrammes de U_{eB} et de U_{sA} montrent que le basculement de la porte B ne pourra pas se produire avant deux fois le temps de propagation de la ligne de liaison, pour la valeur de Z_0 considérée (50 Ω). Si la caractéristique de sortie réelle de la porte A est à la limite inférieure (minimum).

Fig. C. - Construction du diagramme de Bergeron et des chronogrammes correspondants de u_{eB} et de u_{sA} dans le cas du circuit de la figure B, pour $Z_0 = 50 \Omega$. Les caractéristiques $u-i$ du générateur (sortie de la porte A) et de la charge (entrée de la porte B) sont essentiellement non-linéaires.



CARTE POSTALE

Contacts commerciaux
fructueux, au Salon
International des
Composants électroniques 79.
Sera à nouveau à Paris
du 27 mars au 2 avril
pour le Salon 80.
Merci de m'envoyer
une carte d'invitation*.

* Carte d'invitation, renseignements complémentaires
et programme de voyages sur demande à :
SDSA 20 rue Hamelin F 75116 PARIS
☎ (33-1) 505 13 17 ☎ 630 400 F.

organisation SDSA 20 rue Hamelin F 75116 Paris ☎ 505 13 17 ☎ 630 400 F



salon international des composants électroniques 80 PARIS

- Composants électroniques actifs, passifs, électromécaniques.
- Appareils de mesure.
- Matériaux et produits spécialement élaborés pour l'électronique.
- Equipements et méthodes pour la mise en œuvre des composants.

Bien des propriétaires américains de résidences secondaires utilisent des systèmes de comptage des coups de sonnerie du téléphone pour télécommander à grande distance des fonctions telles que la mise en route du chauffage. En France, bien des obstacles plus administratifs que techniques s'opposent à l'utilisation de tels systèmes. Nous avons malgré tout jugé intéressant d'étudier un appareil capable de remplir ce genre de fonction, tout en lui ajoutant certains perfectionnements importants. Précisons bien sûr que tout raccordement au réseau public exige l'accord des services officiels, accord lui-même subordonné à l'homologation de l'équipement réalisé.

Télécommande par téléphone avec accusé de réception

Définition du système

Dès que des fonctions aussi importantes que la mise en route d'un chauffage doivent être télécommandées, il faut s'attacher à garantir une sécurité de transmission aussi élevée que possible. D'une part, il convient de rendre impossible tout déclenchement intempestif dû à un fonctionnement « normal » du réseau téléphonique (y compris donc les faux numéros et anomalies diverses) et d'autre part, il est souhaitable que le système rende compte de l'exécution de l'ordre (accusé de réception).

Un procédé donnant toutes les garanties voulues, consiste à utiliser un répondeur spécial travaillant en liaison avec un boîtier de télécommande à couplage acoustique. Nous n'avons pas retenu cette solution pour deux raisons :

- Le fait de devoir se déplacer avec un boîtier de télécommande nous semble trop contraignant et générateur de risques d'oubli.
- Dans un pays peu ouvert à ces techniques, le fait de poser un coupleur acoustique sur le combiné d'un téléphone public peut vous conduire rapidement au commissariat le plus proche avec de graves soupçons de fraude.

Nous avons donc décidé de revoir et de corriger le principe du comptage des coups de sonnerie.

Une première remarque importante, que tout possesseur de deux lignes téléphoniques indépendantes pourra facilement vérifier, est que la tonalité dite « de retour d'appel » n'est généralement pas synchrone de la sonnerie. Ceci se traduit par le fait que le nombre de coups compté côté demandeur peut varier de 1 à 3 unités avec celui enregistré côté demandé. Plutôt que d'introduire cette marge d'erreur dans la conception du montage, nous avons préféré utiliser comme information **le temps** pendant lequel fonctionne la sonnerie, temps qui ne diffère que peu de celui pendant lequel la tonalité de retour d'appel est perçue par le demandeur. Une certaine marge a cependant été introduite : sur notre maquette, seuls les trains de coups de sonnerie dont la durée est comprise entre 40 et 50 secondes sont pris en compte.

Il peut toutefois arriver qu'un appel émanant d'un correspondant quelconque voie sa durée tomber dans cette fourchette. Nous avons donc prévu de faire agir le premier appel sur un système de mémorisation et de ne déclencher l'action de télécommande qu'en cas de réception dans les cinq minutes suivantes d'un second appel identique. Dès cet instant, l'appareil « prend la ligne » (décroche) pendant dix secondes et envoie une tonalité caractéristique accusant réception de l'ordre. Un contact **du même relais** agit pendant la même période sur l'organe de mise en route du dispositif télécommandé.

Le raccrochage automatique au bout de dix secondes permet de limiter à une seule taxe de base le coût de l'appel, tout en évitant que l'on ne nous accuse d'utiliser gratuitement le réseau pour transmettre des informations. La nuance est subtile, typiquement administrative, mais fondamentale vis-à-vis de la réglementation en vigueur.

Le schéma de principe

La figure 1 montre qu'en plus des circuits d'interface de ligne et d'action sur l'organe commandé, le montage ne comporte pas moins de sept temporisateurs, monostables ou astables, dont l'échelonnement des constantes de temps de 1 ms à 5 mn, avec une tolérance de $\pm 20\%$ évitant normalement tout réglage, assure le déroulement de tout un cycle dont la figure 2 résume sous forme de tableau les différentes étapes. Notons que deux technologies voisinent efficacement : les transistors unijonction et la logique CMOS (secondée par des portes à diodes). Ceci permet de garantir une bonne stabilité des constantes de temps essentielles vis-à-vis des variations de température ou de tension d'alimentation (12 V nominal).

De plus, l'utilisation de deux unijonctions au niveau du chronométrage du temps de sonnerie permet au système de revenir instantanément à zéro si le nombre de coups est insuffisant (cas d'un appel normal restant sans réponse puisque les lieux sont déserts).

L'examen détaillé du cycle permet de s'assurer que les conditions permettant le déclenchement du relais sont très restrictives et ne peuvent pratiquement jamais être réunies en dehors d'un appel réellement destiné à transmettre un ordre de déclenchement.

Réalisation pratique

La figure 3 donne le tracé des pistes d'un circuit imprimé capable de réunir la totalité des composants du montage d'après le plan de câblage de la figure 4. Les résistances R_1 et R_2 seront choisies au moment de l'installation de façon à ce que lors du collage du relais, le courant les traversant soit égal au courant circulant en ligne lorsque l'on décroche le poste téléphonique. Des modèles de 1 W sont nécessaires, car le courant peut atteindre 50 mA sous 48 V.

Si une utilisation particulière le réclame, il est possible de modifier les

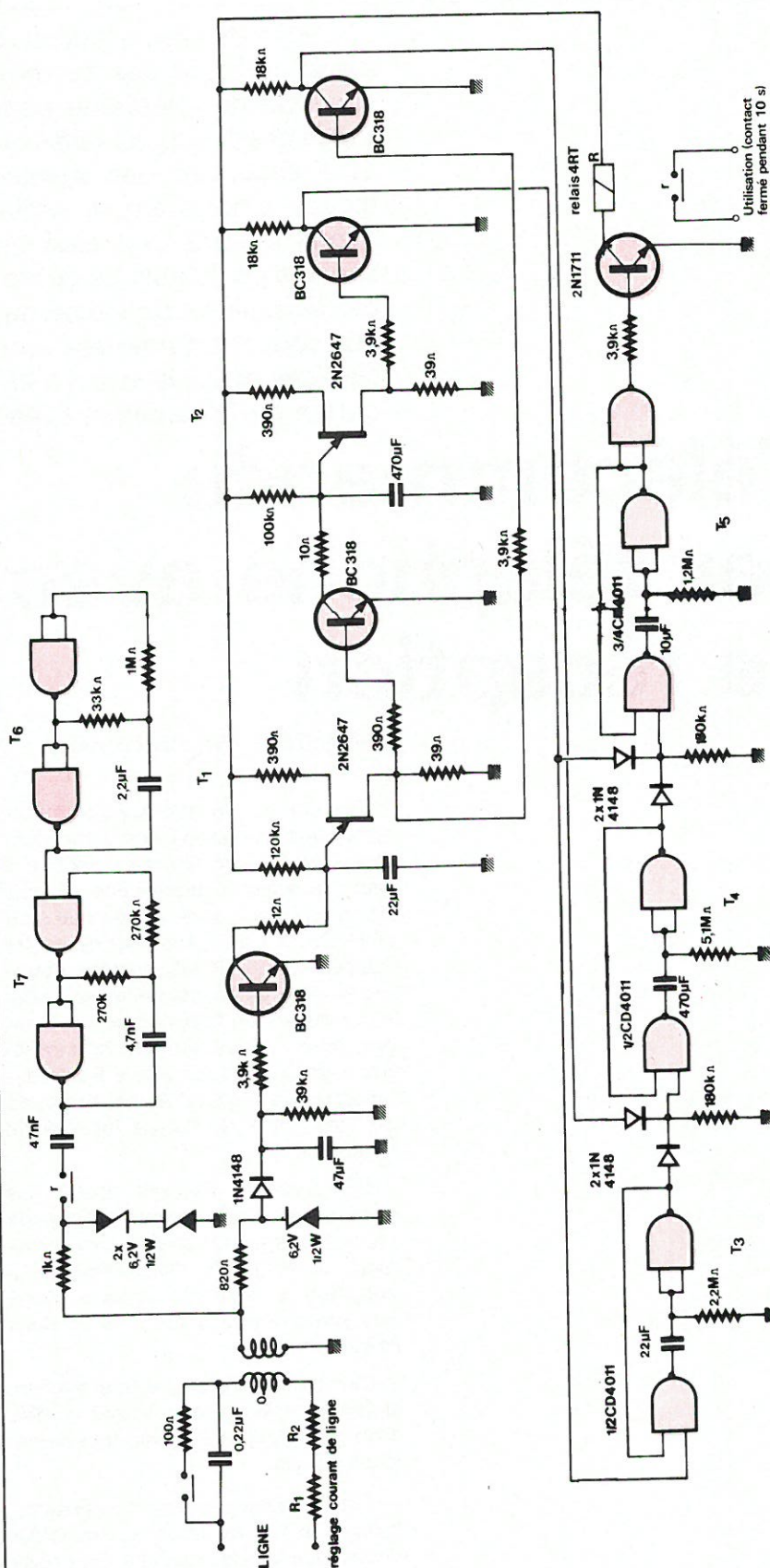


Fig. 1. - Schéma de principe.

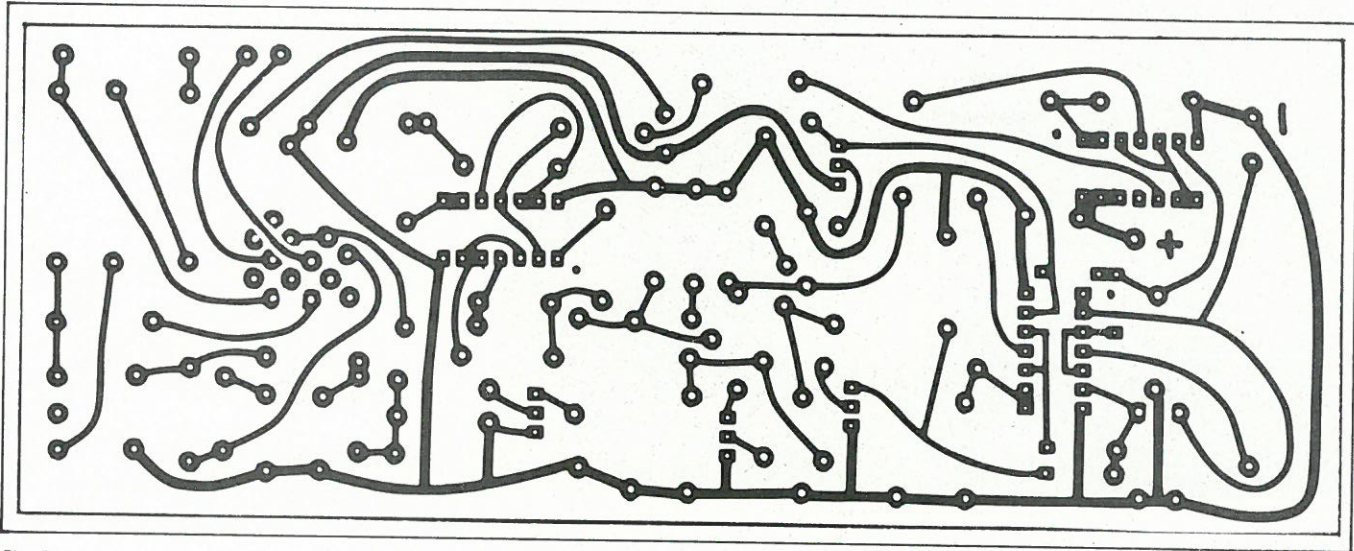


Fig. 3. - Le circuit imprimé.

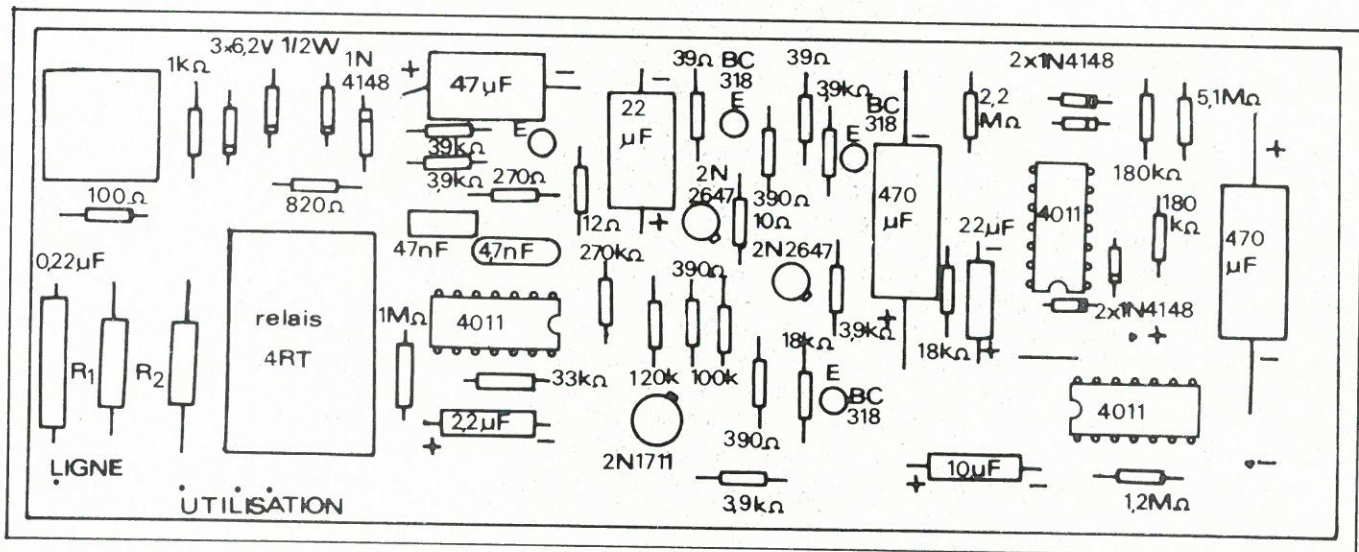
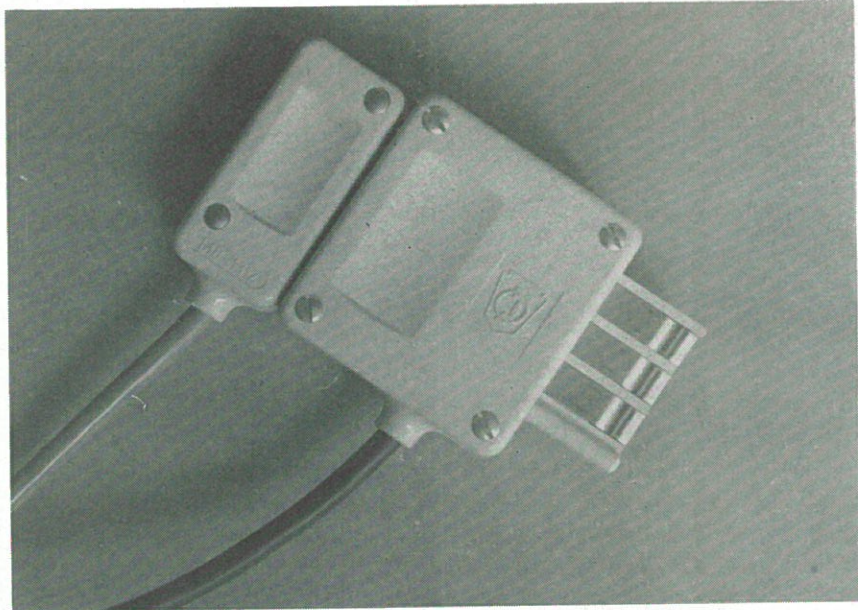


Fig. 4. - Implantation des composants sur le circuit.

T ₁	Au repos, T ₁ délivre des impulsions à intervalles réguliers de 10 à 15 secondes, qui viennent décharger le condensateur de T ₂ , empêchant ce dernier de délivrer des impulsions. Lorsque la sonnerie fonctionne, chaque coup décharge le condensateur de T ₁ . Ne recevant plus d'impulsions, T ₂ se met à fonctionner et délivre une impulsion au bout de 35 à 40 secondes.
T ₂	
T ₃	Sert à mémoriser pendant 30 secondes environ l'information (impulsion) délivrée par T ₂ .
T ₄	Ce monostable ne peut être déclenché que si T ₃ est actif ET si T ₁ délivre des impulsions (sonnerie arrêtée). Il est uniquement déclenché par un train de coups de sonnerie de durée comprise entre 40 et 50 secondes environ. Ce monostable conserve pendant 5 minutes environ l'information précédente (appel de 40 à 50 secondes).
T ₅	Ce monostable bascule pendant 10 secondes environ dès qu'un second train de coups de sonnerie d'au moins 40 secondes est reçu dans les 5 minutes suivant le premier. Il fait coller le relais qui « déclenche », alimente la charge d'utilisation et envoie l'accusé de réception en ligne.
T ₆	Détermine le rythme des « bips » d'accusé de réception.
T ₇	Détermine la fréquence des « bips » d'accusé de réception.

Fig. 2. - Tableau donnant le rôle des sept temporisations.



Des connecteurs à double entrée mâle/femelle permettent de relier le montage à une prise normalisée, sans aucune modification.

constantes de temps T_1 à T_7 par action sur la valeur des résistances et, à la rigueur, des condensateurs.

Mode d'emploi

Avec les constantes de temps prévues sur notre circuit d'origine, l'utilisation est la suivante : 5 minutes après sa mise sous tension, l'appareil est prêt à fonctionner (un fonctionnement immédiat peut être envisagé à condition de court-circuiter un court instant la 5,1 M Ω).

Pour déclencher le système, appeler le numéro voulu à partir d'un poste quelconque du réseau national ou, pourquoi pas, international. Attendre la première tonalité de retour d'appel (sonnerie) et chronométrer 45 secondes avant de raccrocher. Appeler à nouveau sans attendre davantage. Au bout de 35 à 40 secondes, on doit

entendre le décrochage puis la tonalité d'accusé de réception pendant 10 secondes : l'ordre est exécuté. En cas d'incident de transmission, on peut rappeler immédiatement, auquel cas l'ordre sera exécuté soit de suite soit après deux appels si le montage a eu le temps de revenir au repos entre temps.

Conclusion

L'utilisation de ce montage capable de rendre de réels services peut s'envisager sur tous les types de réseaux commutés privés ou publics. Dans ce dernier cas, il appartient au lecteur d'entreprendre toutes les démarches nécessaires au respect de la réglementation en vigueur, et ce, avant tout raccordement quel qu'il soit.

Patrick GUEULLE

Nomenclature

Semi-conducteurs

3 $\times$ CD4011 BE
2 $\times$ 2N2647 ou 2646
4 $\times$ BC318
1 $\times$ 2N1711
5 $\times$ 1N4148
3 $\times$ zener 6,2 V, 0,5 W

Condensateurs

1 $\times$ 4,7 nF
1 $\times$ 47 nF
1 $\times$ 0,22 μ F
1 $\times$ 2,2 μ F
1 $\times$ 10 μ F
1 $\times$ 47 μ F
2 $\times$ 470 μ F

} chimiques 25 V

Résistances

5% 0,5 W sauf mention contraire

R_1 et R_2 : 0 à 1 k Ω 1 W (voir texte)

2 $\times$ 39 Ω
1 $\times$ 100 Ω
3 $\times$ 390 Ω
1 $\times$ 2,2 M Ω
1 $\times$ 12 Ω
1 $\times$ 10 Ω
1 $\times$ 1 k Ω
1 $\times$ 5,1 M Ω
4 $\times$ 3,9 k Ω
1 $\times$ 820 Ω
2 $\times$ 18 k Ω
2 $\times$ 180 k Ω
1 $\times$ 33 k Ω
1 $\times$ 100 k Ω
1 $\times$ 120 k Ω
1 $\times$ 39 k Ω
1 $\times$ 1 M Ω
2 $\times$ 270 k Ω
1 $\times$ 1,2 M Ω

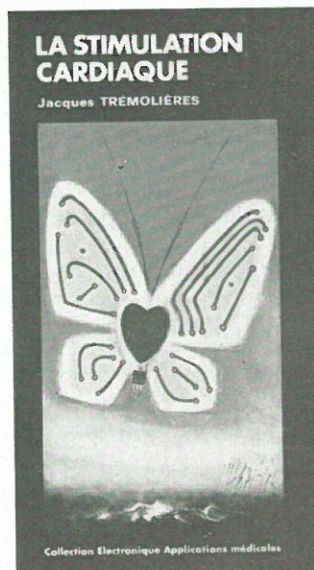
Divers

1 circuit imprimé
1 relais 12 V 4RT avec socle
1 transfo de ligne

Le 1^{er} ouvrage
de la collection
Electronique
Applications
vient
de paraître

« La stimulation cardiaque »

par Jacques Trémoières
(Collection Electronique
Applications Médicales)



En vente :

- Sur commande chez votre libraire.
- Directement ou par correspondance à la Librairie Parisienne de la Radio, 43, rue de Dunkerque, 75010 Paris.
- En nos locaux : 2 à 12, rue de Bellevue, 75019 Paris.
- Par correspondance : même adresse (joindre 11 F de frais d'envoi).

Prix pratiqué à notre
siège : 50 Francs

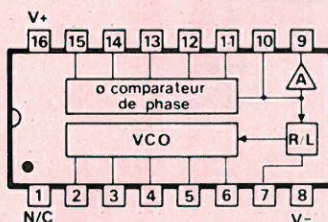
Fabricant : Signetics (RTC)

Généralités :

Le 560 est un circuit intégré monolithique bipolaire contenant un VCO, un comparateur de phase, un amplificateur, et un filtre passe-bas interconnectés selon le schéma-bloc qui suit. La fréquence de libre oscillation du VCO est fixée par un condensateur extérieur et peut être ajustée par potentiomètre. Des composants RC extérieurs fixent les caractéristiques du filtre passe-bas. Les entrées sont polarisées intérieurement de façon à pouvoir être utilisées en symétrique ou asymétrique. La sortie du VCO, symétrique, est utilisable pour toutes les applications courantes. Le 560 peut fonctionner depuis moins de 1 Hz jusqu'à plus de 15 MHz avec un rapport de poursuite réglable entre $\pm 1\%$ et $\pm 15\%$. Il se caractérise par les points suivants :

- permet la démodulation FM sans circuit accordé ;
- bande étroite (réglable jusqu'à $\pm 1\%$) ;
- permet la reconstitution exacte d'un signal noyé dans le bruit ;
- linéarité élevée (1 % max de distortion).

Boîtier et brochage



Boîtier DIL plastique 16 broches.

- 1 : NC.
- 2 : } Condensateur du VCO.
- 3 : }
- 4 : } Sorties du VCO
- 5 : }
- 6 : Réglage fin du VCO
- 7 : Ajustement du rapport de poursuite.
- 8 : Masse.
- 9 : Sortie démodulée (émetteur ouvert).
- 10 : Désaccentuation.
- 11 : Réglage d'offset.
- 12 : } Entrées comparateur de phase
- 13 : }
- 14 : } Filtre passe-bas.
- 15 : }
- 16 : Alimentation positive.

Valeurs limites absolues

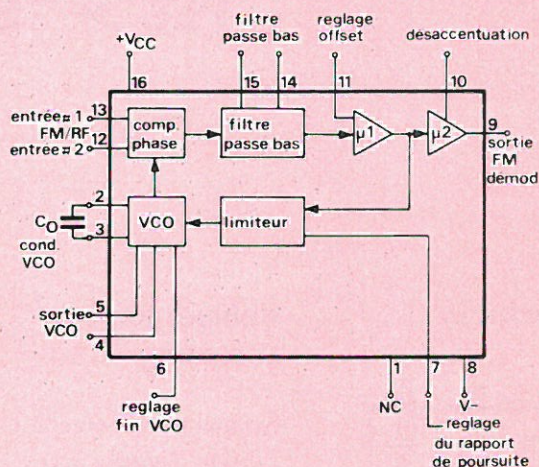
- Tension d'alimentation max. : 26 V.
- Tension d'entrée max. : 1 V eff.
- Température de stockage : - 65 à + 150 °C.
- Température de fonctionnement : 0 à + 70 °C.
- Dissipation : 300 mW.

Caractéristiques générales

(15 k Ω dans la broche 9, alim, 18 V T = 25 °C).

	Min.	Typ.	Max.	Unités
Fréquence de fonctionnement	15	0,1		Hz
Consommation	7	30		MHz
Signal d'entrée mini		9	11	mA
Dynamique d'entrée		100		μ V
Dérivé en température du VCO		60		dB
Stabilité de l'alimentation du VCO		$\pm 0,06$	$\pm 0,12$	$\%/^{\circ}\text{C}$
Résistance d'entrée		$\pm 0,3$	± 2	$\%/V$
Capacité d'entrée		2		k Ω
Composante continue en entrée		4		pF
Composante continue en sortie		+ 4		V
Excursion disponible		+ 14	+ 16	V
Réjection AM		4		V _{p-p}
Résistance de désaccentuation	30	40		dB
		8		k Ω

Schéma interne



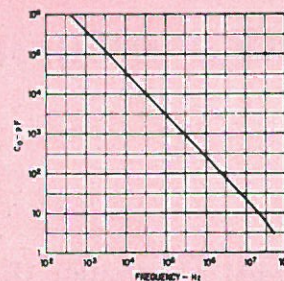
Caractéristiques en démodulateur FM 10,7 MHz

(Déviation 75 kHz; impédance de source = 50 Ω).

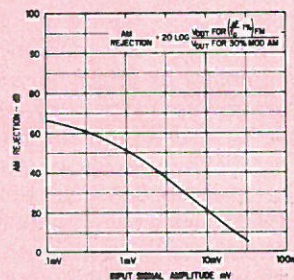
* Avec $V_{in} = 1$ mV RMS et fréquence de modulation de 1 kHz.

	Min.	Typ.	Max.	Unités
Sensibilité				μ V
* Niveau de sortie	30	120	300	mV
* Distorsion		0,3	1	% T.H.D.
* Rapport S/B		35		dB

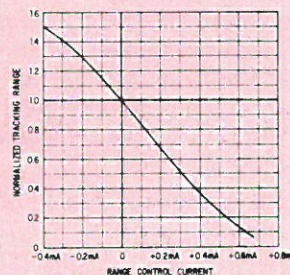
Courbes



Fréquence du VCO en fonction de sa capacité d'accord.



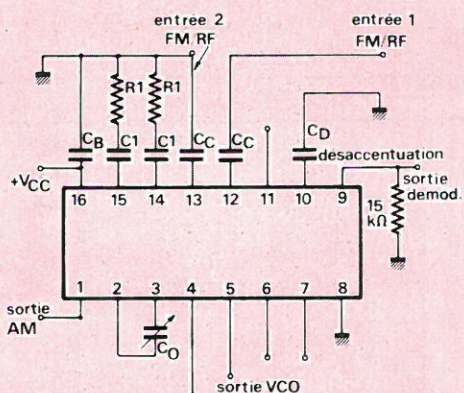
Réjection AM en fonction du niveau d'entrée ($f = 10$ MHz).



Efficacité du réglage du rapport de poursuite.

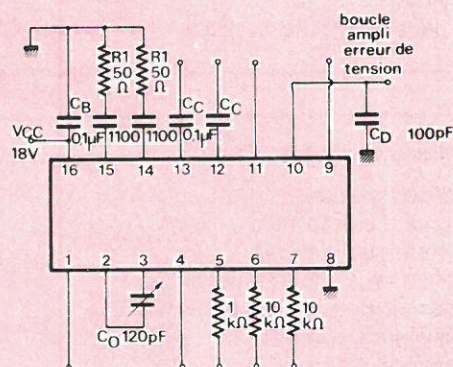
Schémas d'application

1) Démodulateur FM :



C_B = condensateur de découplage.
 C_C = condensateur de liaison.
 C_1 = condensateur du filtre passe-bas.
 C_0 = condensateur du VCO.
 C_D = condensateur de désaccentuation ($R = 8$ k Ω).

2) Filtre de poursuite :



C_B = condensateur de découplage.
 C_C = condensateur de liaison.
 C_1 = condensateur du filtre passe-bas.
 C_0 = condensateur du VCO.

Circuits intégrés PLL

PLL > 15 MHz
+ multiplicateur

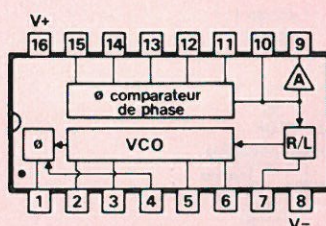
Fabricant : Signetics (RTC)

Généralités

Le 561 est un circuit intégré monolithique bipolaire contenant un VCO, un comparateur de phase, un amplificateur, un filtre passe-bas, et un multiplicateur analogique interconnectés selon le schéma-bloc qui suit. La fréquence de libre oscillation du VCO est fixée par un condensateur extérieur et peut être ajustée par potentiomètre. Des composants RC extérieurs fixent les caractéristiques du filtre passe-bas. Les entrées sont polarisées intérieurement de façon à pouvoir être utilisées en symétrique ou asymétrique. La sortie du VCO, asymétrique, est utilisable pour toutes les applications courantes. Le 561 peut fonctionner depuis moins de 1 Hz jusqu'à plus de 15 MHz avec un rapport de poursuite réglable entre $\pm 1\%$ et $\pm 15\%$. Il se caractérise par les points suivants :

- permet la démodulation FM sans circuit accordé ;
- permet la démodulation AM synchrodyne ;
- bande étroite (réglable jusqu'à $\pm 1\%$) ;
- permet la reconstitution exacte d'un signal noyé dans le bruit ;
- linéarité élevée (1 % max. de distortion).

Boîtier et brochage



Boîtier DIL plastique 16 broches.

- 1 : Sortie démodulée AM.
- 2 : Condensateur du VCO
- 3 : Condensateur du VCO.
- 4 : Entrée AM.
- 5 : Sortie VCO.
- 6 : Réglage fin VCO.
- 7 : Réglage du rapport de poursuite.
- 8 : Masse.
- 9 : Sortie démodulée FM (émetteur ouvert).
- 10 : Réglage d'offset.
- 12 : Entrées comparateur de phase.
- 13 : Entrées comparateur de phase.
- 14 : Filtre passe-bas.
- 15 : Filtre passe-bas.
- 16 : Alimentation positive.

Courbes

Voir NE 560 B.

Caractéristiques en démodulateur FM 10,7 MHz

Voir NE 560 B.

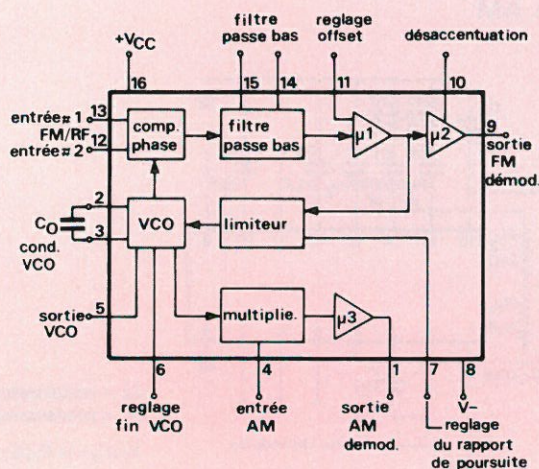
Valeurs limites absolues

Tension d'alimentation max. : 26 V.
Tension d'entrée max. : 1 V eff.
Température de stockage : - 65 à + 150 °C.
Température de fonctionnement : 0 à + 70 °C.
Dissipation : 300 mW.

Caractéristiques générales :

Voir NE 560 B.

Schéma interne

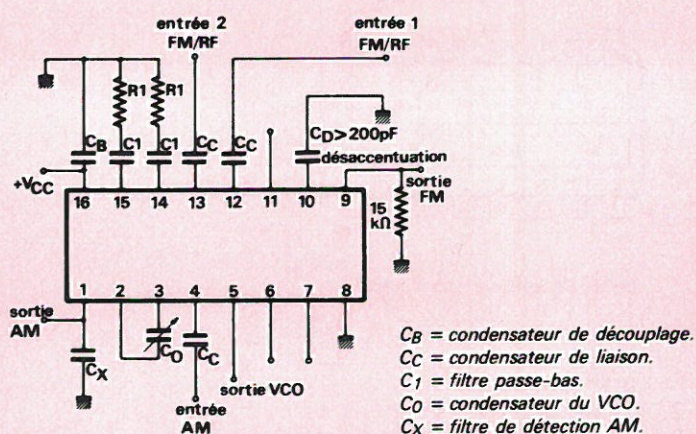


Caractéristiques en démodulateur AM

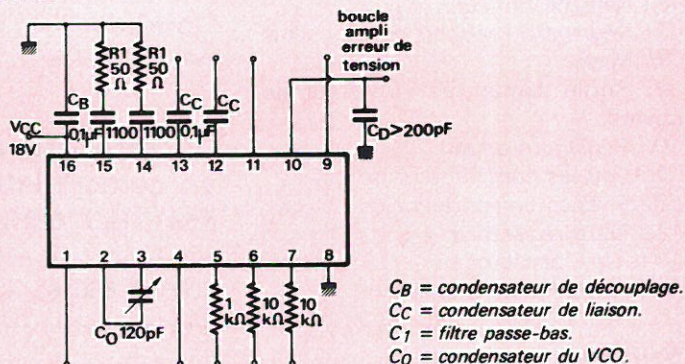
	Min.	Typ.	Max.	Unités
Impédance d'entrée		3		k Ω
Impédance de sortie		8		k Ω
Composante continue en sortie	+ 10	+ 14	+ 17	V
Gain de conversion	3	12		dB
Réjection image		30		dB
Distorsion		1		% T.H.D.

Schémas d'application

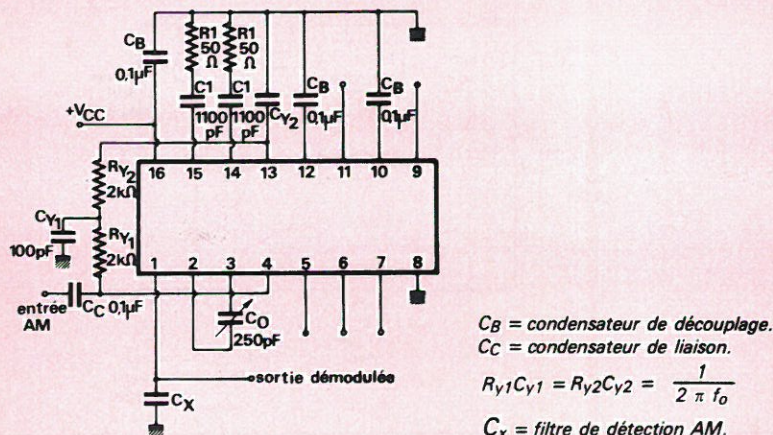
1) Démodulateur FM/AM



2) Filtre de poursuite



3) Démodulation AM synchrodyne



Circuits intégrés PLL

PLL > 15 MHz
à boucle ouverte

Fabricant : Signetics (RTC)

Généralités

Le 562 est un circuit intégré monolithique bipolaire contenant un VCO, un comparateur de phase, un amplificateur, et un filtre passe-bas interconnectés selon le schéma-bloc qui suit. La fréquence de libre oscillation du VCO est fixée par un condensateur extérieur et peut être ajustée par potentiomètre. Des composants RC extérieurs fixent les caractéristiques du filtre passe-bas. Le 562 possède deux paires d'entrées au niveau niveau du comparateur de phase, car la liaison VCO comparateur de phase se fait extérieurement, soit directement, soit à travers des circuits de division de fréquence. Toutes ces entrées sont polarisées intérieurement et peuvent être utilisées en symétrique ou en asymétrique.

Le 562 peut fonctionner depuis moins de 1 Hz jusqu'à plus de 15 MHz avec un rapport de poursuite réglable entre $\pm 1\%$ et $\pm 15\%$. Il se caractérise par les points suivants :

- permet la multiplication et la division de fréquence.
- permet la suppression des bandes latérales ;

- permet la démodulation FM sans circuit accordé ;
- bande étroite (réglable jusqu'à $\pm 1\%$) ;
- permet la reconstitution exacte d'un signal noyé dans le bruit ;
- linéarité élevée (1 % max de distortion).

Valeurs limites absolues :

Tension d'alimentation max. : 26 V.

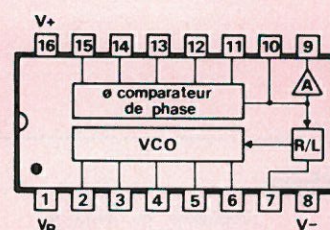
Tension d'entrée max. : 3 V eff.

Température de stockage : - 65 à + 150 °C.

Température de fonctionnement : 0 à + 70 °C.

Dissipation : 300 mW.

Boîtier et brochage



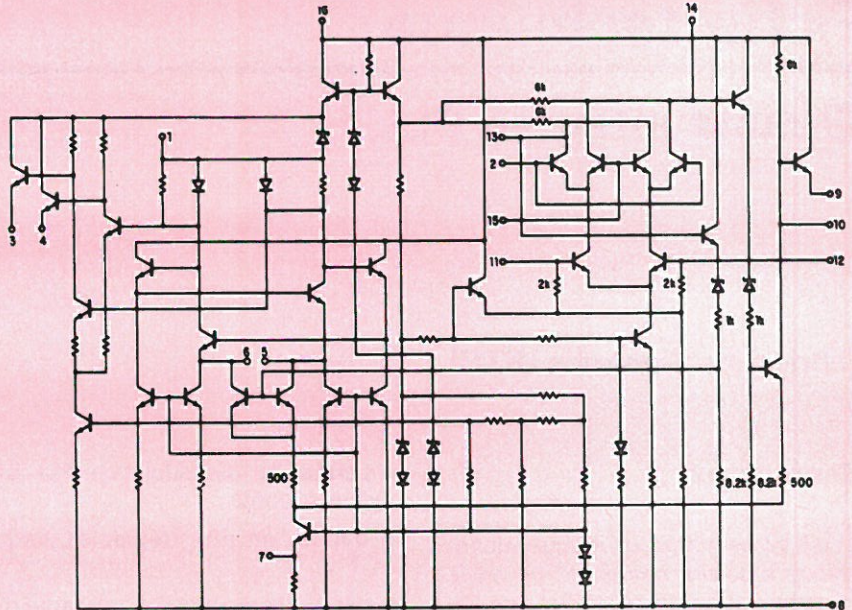
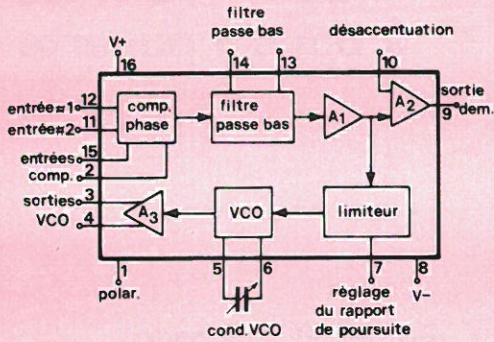
Boîtier DIL plastique 16 broches

- 1 : Polarisation.
- 2 : Entrée 1 comparateur de phase (VCO).
- 3 : Sorties VCO.
- 4 : Sorties VCO.
- 5 : Condensateur VCO.
- 6 : Condensateur VCO.
- 7 : Réglage du rapport de poursuite.
- 8 : Masse.
- 9 : Sortie démodulée FM (émetteur ouvert).
- 10 : Désaccentuation.
- 11 : Entrées signal.
- 12 : Entrées signal.
- 13 : Filtre passe-bas.
- 14 : Filtre passe-bas.
- 15 : Entrée 2 comparateur de phase (VCO).
- 16 : Alimentation positive.

Caractéristiques générales

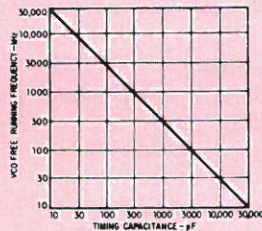
	Min.	Typ.	Max.	Unités
Fréquence de fonctionnement min	15	0,1		Hz
Fréquence de fonctionnement max	10	30		MHz
Consommation		12	14	mA
Dynamique d'entrée		80		dB
Signal d'entrée mini		200		μV
Dérive en température du VCO		$\pm 0,06$	$\pm 0,15$	%/ °C
Stabilité de l'alimentation du VCO		$\pm 0,3$	± 2	%/ V
Résistance d'entrée		2		k Ω
Capacité d'entrée		4		pF
Composante continue en entrée	+ 12	+ 14	+ 16	V
Composante continue en sortie	+ 12	+ 14	+ 16	V
Excursion disponible		4		V _{p-p}
Réjection AM	30	40		dB
Résistance de désaccentuation		8		k Ω
Tension de polarisation		+ 8		V

Schémas internes

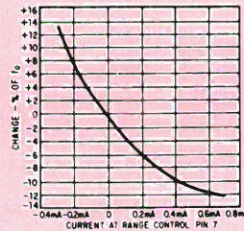


Courbes

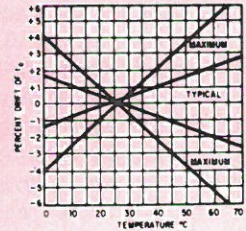
Fréquence du VCO en fonction de sa capacité d'accord.



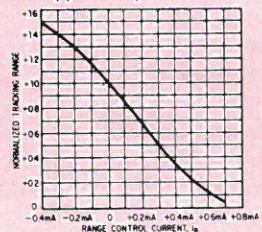
Action parasite sur la fréquence du VCO du réglage du rapport de poursuite.



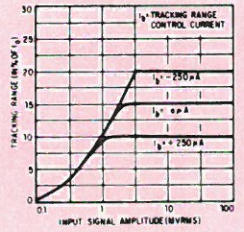
Dérive en température du VCO.



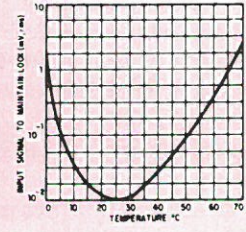
Efficacité du réglage du rapport de poursuite.



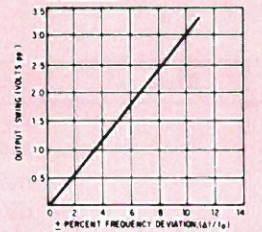
Rapport de poursuite en fonction du niveau d'entrée.



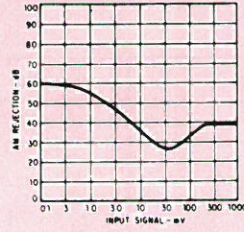
Amplitude d'entrée minimum nécessaire pour maintenir le verrouillage en fonction de la température (f = 2 MHz).



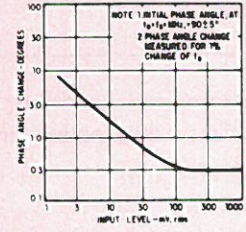
Excursion de sortie en fonction de la déviation d'entrée.



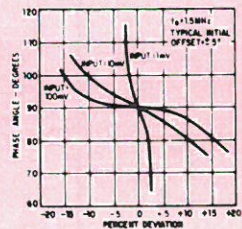
Réjection AM en fonction du niveau d'entrée.



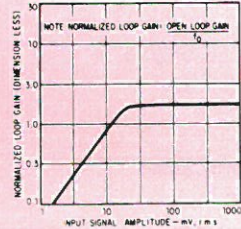
Déphasage entrée/sortie en fonction du niveau d'entrée.



Phase de sortie du VCO en fonction de la déviation d'entrée.



Gain de boucle en fonction du niveau d'entrée.



Caractéristiques en démodulateur FM 10,7 MHz

(Déviation 75 kHz; Impédance de source = 50 Ω).

* Avec $V_{in} = 1 \text{ m V}_{RMS}$; fréquence de modulateur = 1 kHz.

	Min.	Typ.	Max.	Unités
Sensibilité		200	500	μV
* Niveau de sortie	30	70		mV rms
* Distorsion		0,5		% T.H.D.
* Rapport S/B		35		dB

Caractéristiques en synthétiseur de fréquence

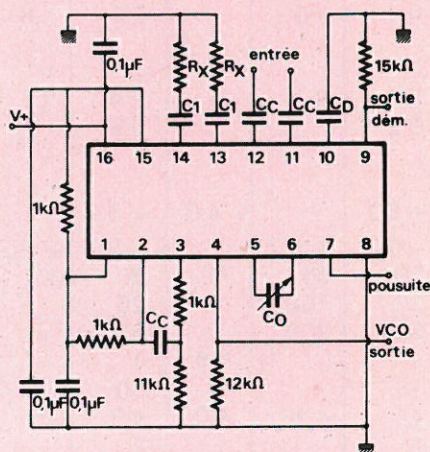
* Entrée signal carré 200 mV C à c.

** Entrées à la masse.

	Min.	Typ.	Max.	Unités
* Rapport de poursuite	± 5	± 15		% de f_0
Résistance d'entrée		2		k Ω
Capacité d'entrée		4		pF
Composante continue en entrée		4		V
Impédance de sortie du VCO		1,3	2,5	k Ω
Excursion de sortie du VCO	3	4,5		V _{p-p}
Composante continue en sortie du VCO		12		V
** Rapport S/B du VCO		60		dB

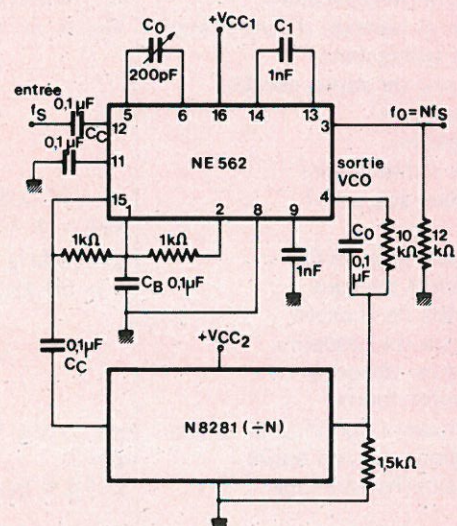
Schémas d'application

1) Démodulateur FM



C_B = condensateur de découplage.
 C_C = condensateur de liaison.
 C_D = condensateur de désaccentuation.
 $C_1 R_x$ = filtre passe-bas.
 C_0 = condensateur du VCO.

2) Synthétiseur de fréquence



C_B = condensateur de découplage.
 C_C = condensateur de liaison.
 C_1 = filtre passe-bas.
 C_0 = condensateur du VCO.

Circuits intégrés PLL

PLL 500 kHz

Fabricant : Signetics (RTC) Généralités

NE 565 A
SE 565 A
NE 565 K
SE 565 K

Equivalents

NS : LM 565 - LM 565 C.

Motorola : LM 565.

Le 565 est un circuit intégré monolithique bipolaire PLL capable de remplir les fonctions de filtre et de démodulateur entre 0,001 Hz et 500 kHz. Il contient un VCO de stabilité et linéarité exceptionnelles un comparateur de phase, un amplificateur et un filtre passe-bas interconnectés selon le schéma-bloc qui suit. La fréquence du VCO se fixe par une résistance et un condensateur.

Les caractéristiques du filtre passe-bas sont fixées par une résistance interne et un condensateur extérieur. Le 565 se caractérise par les points suivants :

- très bonne stabilité de la fréquence centrale (200 ppm / ° C) ;
- large gamme de tensions d'alimentation (± 5 à ± 12 V) avec faible incidence sur la fréquence (100 ppm/%) ;
- excellente linéarité (0,2 %) ;
- fréquence fixée par résistance, capacité, tension ou courant ;

Caractéristiques générales :

	Conditions de test	SE 565			NE 565			Unités
		Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.	
Tension d'alimentation		± 5		± 12	± 5		± 12	V
Consommation			8	12,5		8	12,5	mA
Impédance d'entrée	$4 \text{ V} \leq V_i, V_o \leq +1 \text{ V}$	7	10		5	10		k Ω
Niveau d'entrée pour verrouillage	$f_o = 50 \text{ kHz}$							mV _{RMS}
Fréquence centrale maxi	$\pm 10 \%$ déviation fréq.	10	1		10	1		kHz
Fréquence centrale dispersion	$C_1 = 2,7 \text{ pF}$	300	500			500		%
	$f_o \approx 50 \text{ kHz}$	-10	0	+ 10	- 30	0	+ 30	
Dérive en température	$R_1 = 5 \text{ k}\Omega, C_1 = 1 \text{ 200 pF}$							ppm/°C
Dérive en tension d'alimentation	$f_o = 50 \text{ kHz}$	+ 75	+ 100	+ 525		+ 200		%/V
Sortie triangulaire	$V_{CC} = \pm 6$ à ± 7 volts		0,1	1,0		0,2	1,5	
Niveau de sortie continu			0			0	V	
Amplitude		2	2,4	3	2	2,4	3	V _{p-p}
Linéarité			0,2			0,5		%
Sortie rectangulaire								
Niveau logique 1	$f_o = 50 \text{ kHz}$							V
	$V_{CC} = \pm 6 \text{ V}$	+ 4,9	+ 5,2		+ 4,9	+ 5,2		
Niveau logique 0	$f_o = 50 \text{ kHz } V_{CC} = \pm 6 \text{ volts}$		- 0,2	+ 0,2		- 0,2	+ 0,2	V
Rapport cyclique	$f_o = 50 \text{ kHz}$	45	50	55	40	50	60	%
Temps de montée			20	100		20		nsec
Temps de descente			50	200		50		nsec
Courant absorbé		0,6	1		0,6	1		mA
Courant fourni		5	10		5	10		mA
Composante continue en sortie	(pin 7) $V_{CC} = \pm 6 \text{ volts}$	4,25	4,5	4,75	4,0	4,5	5,0	V
Excursion max. en sortie	(pin 7)		2			2		V _{p-p}
Distorsion harmonique	$\pm 10 \%$ déviation fréquence	250	300		200	300		mV _{p-p}
			0,2	0,75		0,2	1,5	%
Impédance de sortie			3,6			3,6		k Ω
Tension d'offset (6-7)	$T_A = 25 \text{ }^\circ\text{C}$		30	100		50	200	mV
			50			100		$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
Réjection AM		30	40		40			dB

- sortie compatible TTL ou DTL;
- possibilité d'incorporer un diviseur de fréquence dans la boucle;
- sortie triangulaire à haute linéarité;
- sortie de référence pour raccordement d'un comparateur dans les montages discriminateurs de fréquences;
- largeur de bande ajustable entre $\pm 1\%$ et $\pm 60\%$;
- fréquence réglable dans un rapport 10 avec le même condensateur.

Valeurs limites absolues

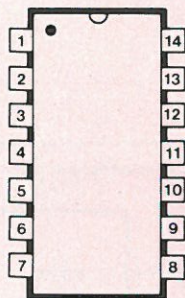
Tension d'alimentation max. : 26 V.

Température de stockage : -65 à $+150$ °C.

Dissipation : 300 mW.

Schémas internes

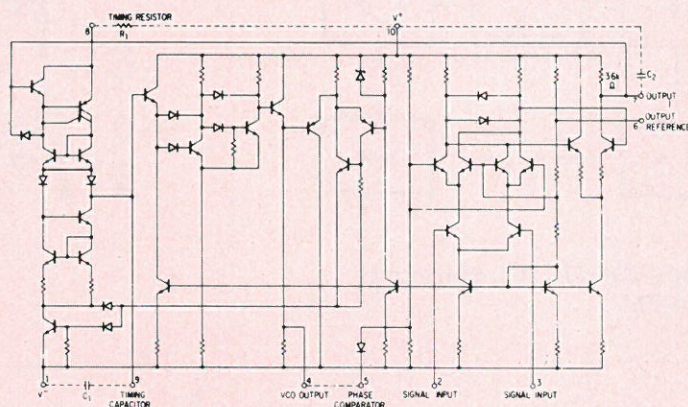
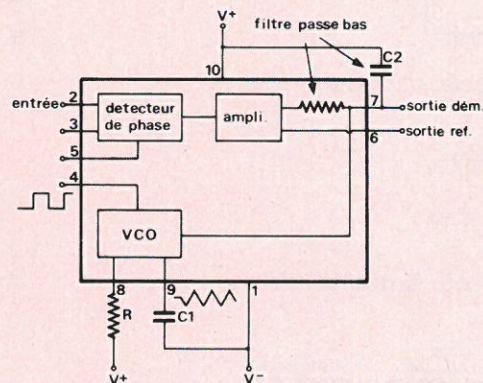
Boîtiers et brochage



boîtier « A ».

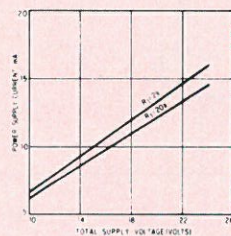
Boîtier A :

- 1: Alimentation négative.
- 2: Entrées.
- 3: Entrées.
- 4: Sortie du VCO.
- 5: Entrée du VCO du comparateur de phase.
- 6: Référence.
- 7: Sortie démodulée.
- 8: Résistance du VCO.
- 9: Condensateur du VCO.
- 10: Alimentation positive.
- 11: NC.
- 12: NC.
- 13: NC.
- 14: NC.

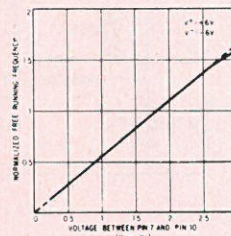


Courbes

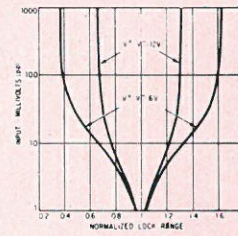
Consommation en fonction de la tension d'alimentation.



Courbe de transfert du VCO.



Rapport de capture en fonction du niveau d'entrée.

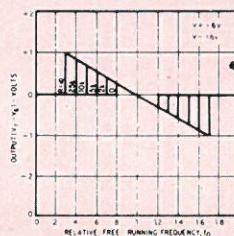


Boîtier « K ».

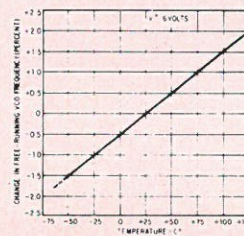
Boîtier K :

- 1: Alimentation négative.
- 2: Entrées.
- 3: Entrées.
- 4: Sortie du VCO.
- 5: Entrée du VCO du comparateur de phase.
- 6: Référence.
- 7: Sortie démodulée.
- 8: Résistance du VCO.
- 9: Condensateur du VCO.
- 10: Alimentation positive.

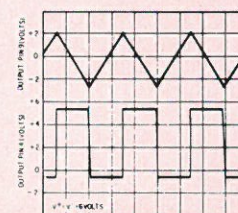
Rapport de capture en fonction de la résistance fixant le gain (broches 6 et 7).



Dérive en température de la fréquence du VCO.



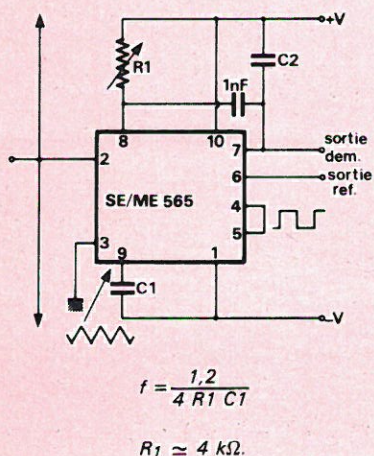
Formes d'onde du VCO.



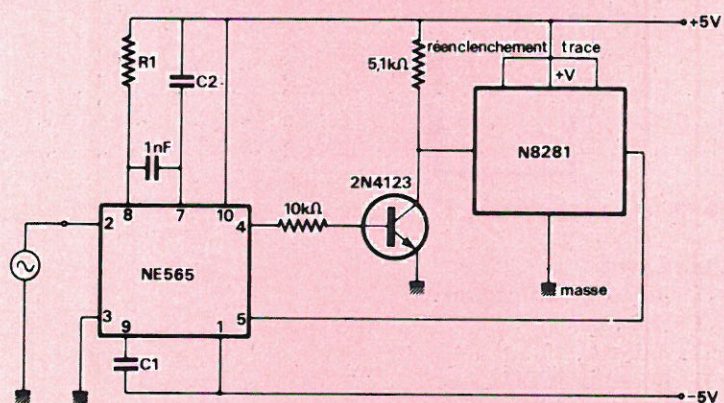
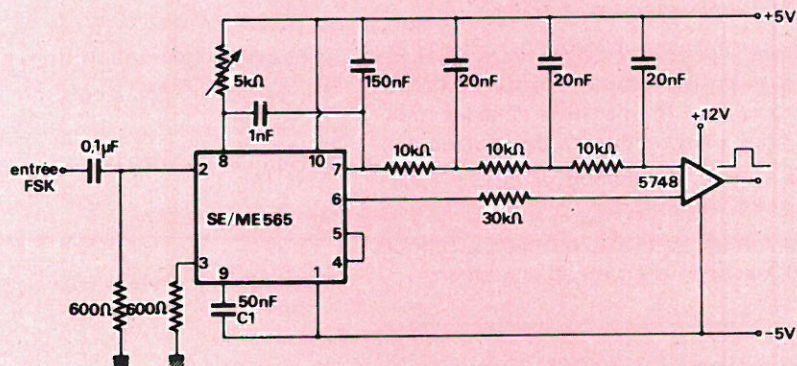
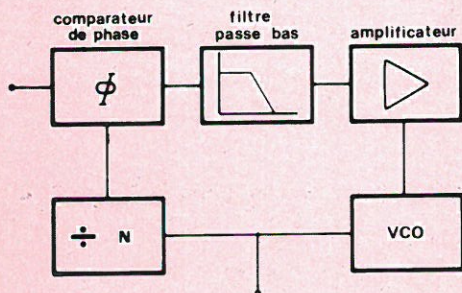
Schémas d'application

2) Démodulation FSK 300 bauds

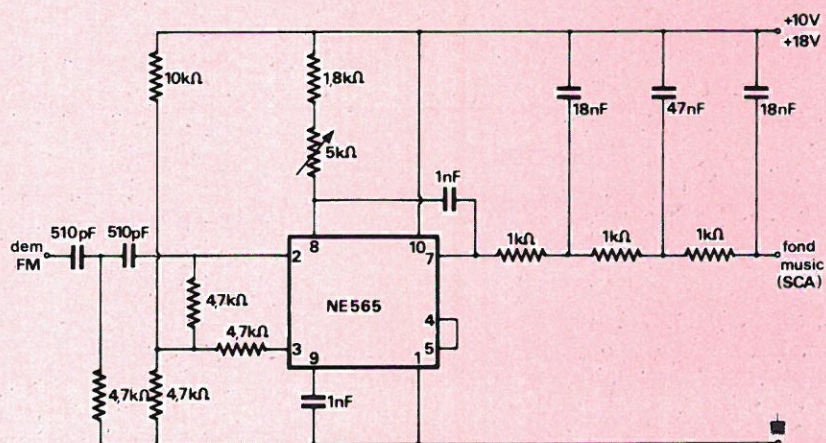
1) Démodulateur FM :



3) Multiplication ou synthèse de fréquence



4) Démodulateur de sous-porteuse en FM



Circuits intégrés PLL

décodeur de tonalité

Fabricant : Signetics (RTC)

Schémas internes

NE 567 T
SE 567 T
NE 567 V

Equivalents :

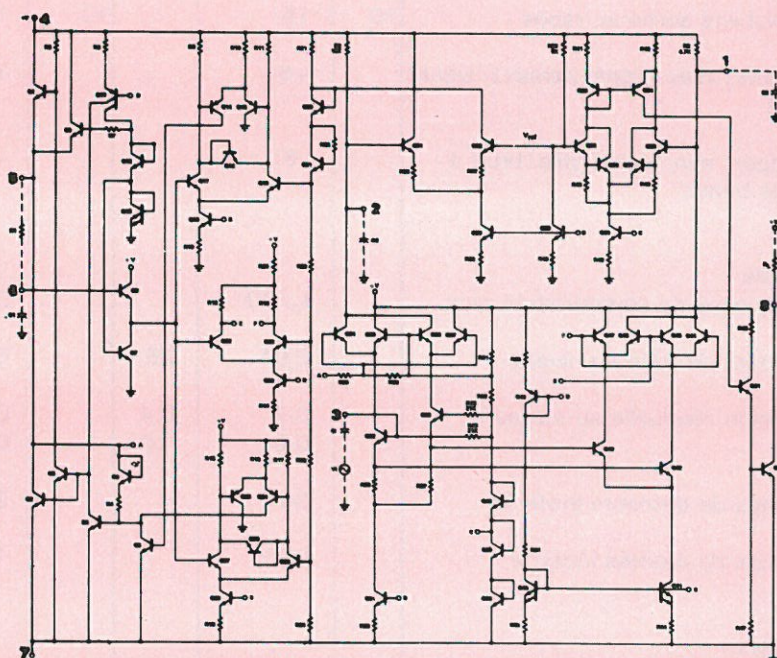
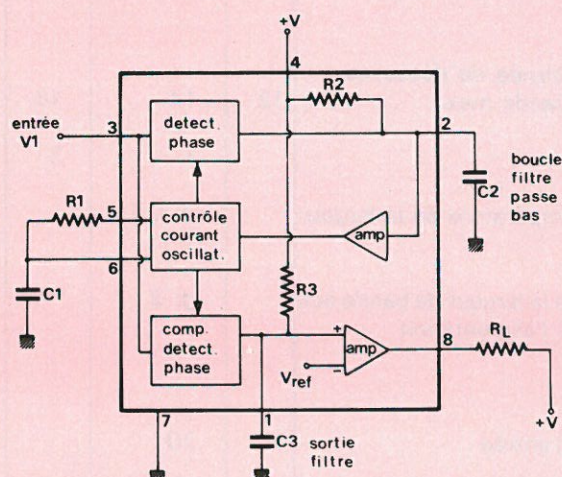
NS : LM 567
LM 567 C

Exar : XR 567
XR 567 C

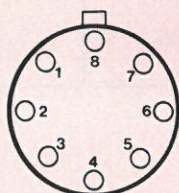
Généralités

Le 567 est un circuit PLL bipolaire très stable équipé d'un démodulateur AM et d'un étage de sortie. Il est prévu pour commander une charge lorsqu'une fréquence faisant partie de sa bande de détection est présente sur son entrée. La largeur de bande, la fréquence centrale et la temporisation de reconnaissance sont ajustables séparément au moyen de quatre composants externes. Le 567 se caractérise par les points suivants :

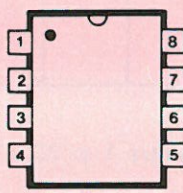
- large domaine de fonctionnement (0,01 Hz à 500 kHz) ;
- fréquence centrale très stable ;
- largeur de bande ajustable séparément (0 à 14 %) ;
- forte réjection des signaux indésirables et du bruit ;
- sortie compatible avec les circuits logiques (100 mA) ;
- protection contre les signaux erronés ;
- fréquence ajustable dans un rapport 20 par une seule résistance.



Boîtiers et brochage



Boîtier « T »



Boîtier « V »

- 1 : Condensateur de filtrage en sortie.
- 2 : Filtre passe-bas (condensateur).
- 3 : Entrée.
- 4 : Alimentation positive.
- 5 : Composants RC d'accord.
- 6 : Composants RC d'accord.
- 7 : Masse.
- 8 : Sortie.

Caractéristiques générales

(Alimentation + 5 V; T = 25 °C).

Caractéristiques	SE567			NE567			Unités	Conditions de test
	Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.		
Fréquence centrale (note 1) Fréquence centrale max (f_o) Dérive de la fréquence centrale (note 2)	100	500 35 ± 140 35 ± 60		100	500 35 ± 140 35 ± 60		kHz ppm/°C ppm/°C	-55 à 125 °C 0 à 70 °C
Sensibilité de la fréquence centrale aux variations de l'alimentation		0.5	1		0.7	2	%/volt	$f_o = 100$ kHz
Largeur de bande de détection Largeur de bande max.	12	14	16	10	14	18	% de f_o	$f_o = 100$ kHz
Dispersion		1	2		2	3	% de f_o	
Dérive en température de la largeur de bande		± 0.1			± 0.1		%/ °C	$V_i = 300$ mV _{RMS}
Sensibilité de la largeur de bande aux variations de l'alimentation		± 2			± 2		% / Volt	$V_i = 300$ mV _{RMS}
Entrée Résistance d'entrée		20			20		k Ω	
Sensibilité sortie actionnée		20	25		20	25	mV _{RMS}	$I_L = 100$ mA, $f_i = f_o$
Sensibilité sortie au repos	10	15		10	15		mV _{RMS}	$I_L = 100$ mA, $f_i = f_o$
Rapport max. signal parasite/signal utile		+6			+6		dB	
Rapport min. signal utile/bruit à large bande		-6			-6		dB	$B_n = 140$ kHz
Sortie Fréquence de commutation max.		$f_o/20$			$f_o/20$			
Courant de fuite au niveau 1		0,01	25		0,01	25	μ A	
Tension résiduelle au niveau 0		0.2 0.6	0.4 1.0		0.2 0.6	0.4 1.0	Volt Volt	$I_L = 30$ mA $I_L = 100$ mA
Temps de descente (note 3)		30			30		n sec	$R_L = 50 \Omega$
Temps de montée (note 3)		150			150		n sec	$R_L = 50 \Omega$
Divers Gamme de tensions d'alimentation	4.75		9.0	4.75		9.0	Volts	
Consommation au repos		6	8		7	10	mA	
Consommation avec sortie actionnée		11	13		12	15	mA	$R_L = 20$ k Ω
Dissipation au repos		30			35		mW	

NOTES :

1 : La résistance d'accord R_1 doit être comprise entre 1 et 20 k Ω .

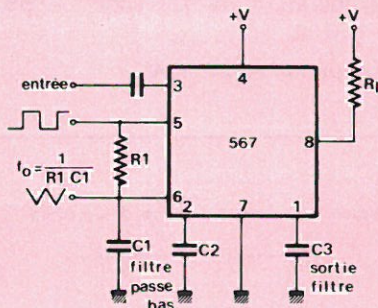
2 : De 4,75 à 5,75 V (voir courbes).

3 : Résistance entre broches 1 et 8 calculée pour éliminer les rebonds.

Composante négative en entrée :
- 10 V.
Tension d'alimentation de la charge :
+ 15 V.
Température de stockage : - 65 à
+ 150 °C.
Dissipation : 300 mW.

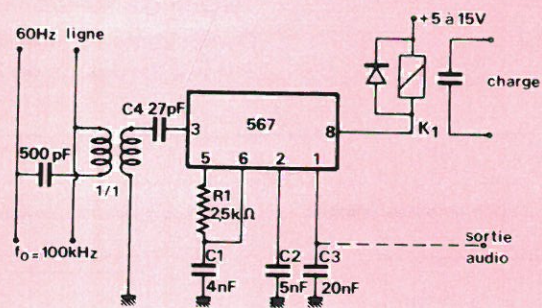
Schémas d'application

1) Décodeur de tonalité

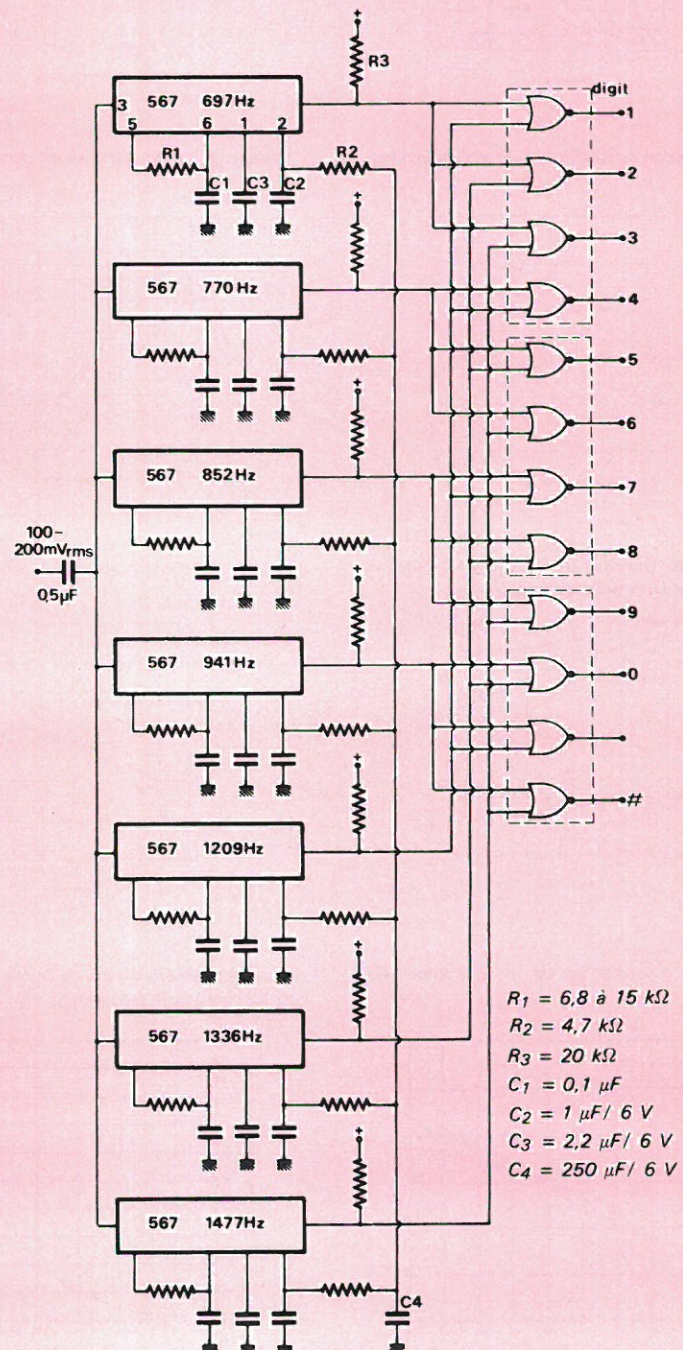


$$f = \frac{1}{R_1 C_1}$$

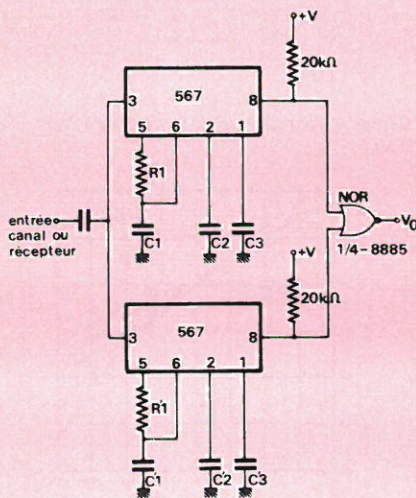
2) Télécommande par les fils du secteur



4) Décodeur de numérotation téléphonique



3) Décodeur de double tonalité



Circuits intégrés PLL

PLL C-MOS

Fabricants principaux :

Motorola	MC 14046 B
Fairchild	F 4046 BC F 4046 BM
Mitel	SIL 4046 B SIL 4046 BE
N.S.	CD 4046 BC CD 4046 BM
RCA	CD 4046 B CD 4046 BE
S.S.S.I.	SCL 4046 A SCL 4046 AE SCL 4046 B SCL 4046 BE
Texas	TMS 4046-15 TMS 4046-20 TMS 4046-25 TMS 4046-30 TMS 4046-45
SGS	HBF 4046 A HBC 4046 A

Généralités

Le 4046 est un circuit PLL réalisé en technologie C-MOS et constitué de deux comparateurs de phase, un VCO, un étage tampon, et une diode zener. Les deux comparateurs sont reliés aux deux mêmes entrées mais leurs sorties sont accessibles séparément, permettant le choix de l'un ou l'autre des comparateurs.

La fréquence du VCO se règle par une capacité et deux résistances.

Valeurs limites absolues

Tension d'alimentation max. : + 18 V.
Tension d'entrée : - 0,5 V à V_{DD} + 0,5 V.

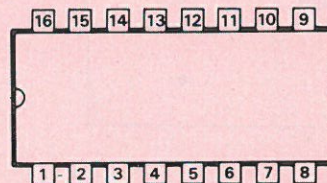
Courant par broche : 10 mA.

Température de stockage : - 65 à + 150 °C.

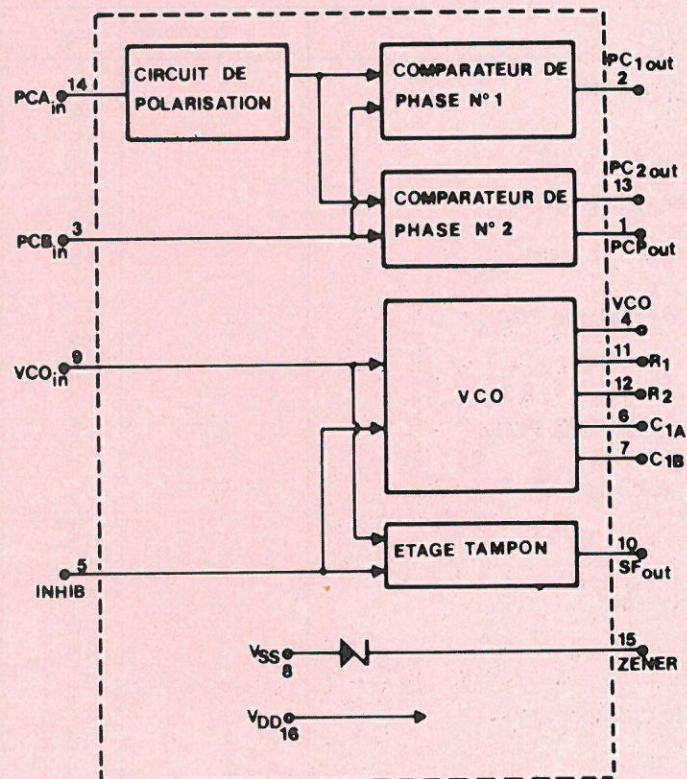
Température de fonctionnement : - 55 à + 125 °C.

(Suivant versions) : - 40 à + 85 °C.

Boîtier et brochage

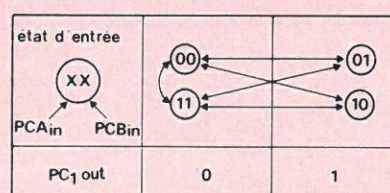


DIL à 16 broches plastique ou céramique.

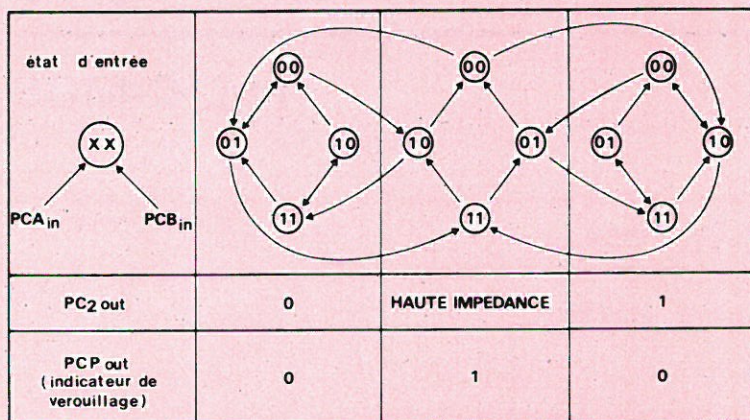


Fonctionnement des comparateurs de phase

1) Comparateur n° 1



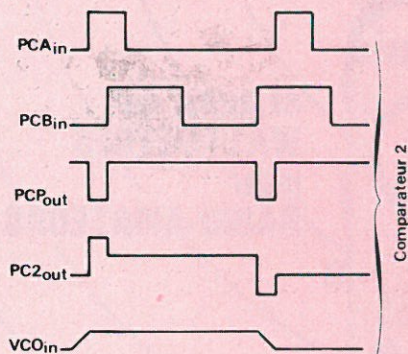
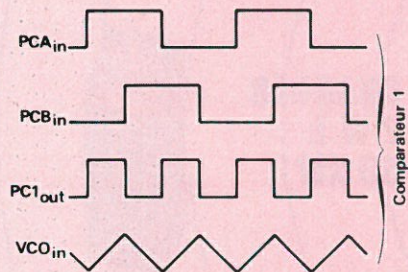
2) Comparateur n° 2



Caractéristiques générales

Paramètre	Symbole	V _{DD}	Min.	Typ.	Max.	Unité
Temps de montée	t _r	5	—	180	400	ns
		10	—	90	200	
		15	—	65	160	
Temps de descente		5	—	100	200	ns
		10	—	50	100	
		15	—	37	80	
Résistance d'entrée PCA _{in}	R _{in}	5	1	2	—	MΩ
		10	0,2	0,4	—	
		15	0,1	0,2	—	
Résistance d'entrée PCB _{in}	R _{in}	15	15	1500	—	MΩ
Sensibilité PCA _{in} + 1 nF	V _{in}	5	—	200	400	mV c/c
		10	—	400	800	
		15	—	700	1400	
Fréquence max.	f _{max}	5	0,35	0,7	—	MHz
		10	0,7	1,4	—	
		15	1	1,9	—	
Dérive de la fréquence	—	5	—	0,12	—	%/ °C
		10	—	0,04	—	
		15	—	0,015	—	
Linéarité	—	5	—	1	—	%
		10	—	1	—	
		15	—	1	—	
Rapport cyclique	—	5 à 15	—	50	—	%
Résistance d'entrée VCO _{in}	R _{in}	15	15	1500	—	MΩ
Tension de zener	V _Z	—	6,3	7	7,7	V

Formes d'onde



Filtres passe-bas :

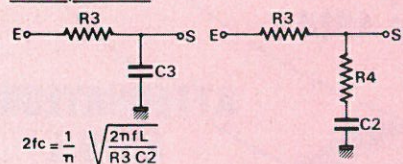
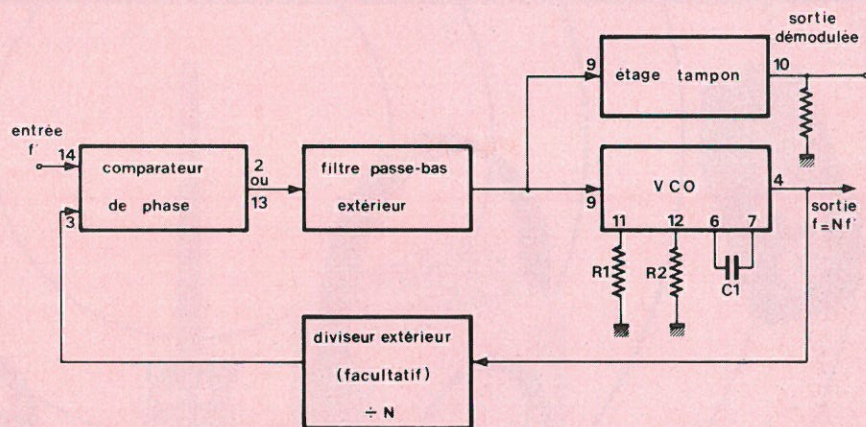


Schéma d'application



Alimentations Série Micro "pour informatique"

PROGRAMME : CONSULTATION

* PRODUIT RECHERCHÉ ? ALIMENTATION POUR L'INFORMATIQUE
* DOMAINE D'UTILISATION ? MICROPROCESSEUR, FLOPPY, IMPRIMANTE...

SOLUTION PROPOSÉE : SÉRIE MICRO FONTAINE ELECTRONIQUE
SES AVANTAGES :

SECURITE D'EMPLOI : PROTECTION SURTENSION
PROTECTION SURINTENSITE

SECURITE POUR LE TRAITEMENT DES DONNEES:
SIGNAL D'ERREUR SECTEUR 5 MS AVANT
LA CHUTE DES TENSIONS DE SORTIE.

FAIBLE ECHAUFFEMENT : RENDEMENT ELEVE DES MODULES A
DECOUPAGE MICRO400 ET MICRO400

MODELES DISPONIBLES :

MICRO10 +5V 10A +12V 1A -5V 1A -12V 1A
MICRO40 (300W) +5V 40A +12V 3A -16,75V 4,5A -12V 2A
MICRO400 (400W) +5V 32A +10,5V A 16,5V 5A
-5V 2A -10,5V A 16,5V 2A
+24 A 32V 5A ISOLE



P. FONTAINE ELECTRONIQUE

20, rue Arago, 91380 Chilly Mazarin

Tél. : 909.83.79 - Télex : FONTEL 690 254

Ainsi que nous l'avons annoncé dans le numéro d'automne, nous allons suspendre momentanément notre cheminement dans le processus pour étudier les matériaux sur lesquels on peut établir un circuit. De leurs natures et leurs qualités dépend, dans une grande mesure, la conformité du câblage au système projeté.

Le circuit imprimé : les substrats

Nature du substrat

Dans les débuts, la fabrication d'un câblage à deux dimensions s'effectuait uniquement sur des stratifiés composés de feuilles de papier imprégnées de résine thermodurcissable et d'une feuille de cuivre, le tout comprimé sous forte pression. C'est ce qu'on appelle le copper-clad car il s'agit de revêtement en cuivre (cladding = recouvrement), mais l'appellation metal-clad, beaucoup plus générale, est préférable.

L'habillage de cuivre est défini par son poids dans l'unité de surface (N° 4, page 32). L'origine des stratifiés commerciaux pour circuits imprimés étant anglo-saxonne, il est de coutume de prendre l'once (28,35 grammes) par pied carré (0,092 m²) soit, en notation anglaise, oz/ft². En partant d'une densité de 8,9 pour le cuivre électrolytique, on peut établir les relations suivantes :

$$e = \frac{V}{S} \quad S = l \cdot f \cdot t^2 = 920 \text{ cm}^2$$

$$V = 28,35 / 8,9 = 3,18539$$

$$e = 3,18539 / 920 = 0,00346 \text{ cm, soit } 35 \mu \text{ environ}$$

Les épaisseurs de cuivre normalisées se résument selon le tableau ci-dessous :

principes sont différents. Les premiers « metal-clad » étaient établis sur une base stratifiée aux résines du type formo-phénolique, c'est-à-dire comportant le groupe C⁶H⁴ OH, ou mélamine-formol comportant le groupe amine NH₂. Ces bases, appelées communément « carton bakéliné », résultaient de la mise au point d'une résine découverte en 1907 par le chimiste belge Backeland à laquelle il donna le nom de Bakélite.

Le traitement par la chaleur de ces résines conduit à une structuration moléculaire à trois dimensions qui les rend infusibles. On dit qu'elles sont thermodurcissables (en anglais : thermosetting), par opposition aux substances thermoplastiques qui sont modifiables sous l'action de la chaleur. On constate, au passage, que pour la plupart les métaux sont thermoplastiques.

Actuellement, ces substrats sont presque totalement abandonnés, sauf pour une qualité dénommée XXXPC ou FR² encore très utilisée dans les applications dites grand public.

Tout d'abord le papier, jugé trop hétérogène dans sa structure tend à être remplacé par un feutre ou une

Poids	Epaisseur en microns	Tolérances
1/8 oz	5	± 10 %
1/4 oz	9	± 10 %
1/2 oz	17,5	± 10 %
1 oz	35	+ 10 μ - 5 μ
2 oz	70	+ 18 μ - 8 μ
3 oz	106	± 15 μ

La fabrication du revêtement de cuivre est soumise aux prescriptions des normes US : MIL-F-55561 et IPC-CF-150. Toutefois d'autres métaux peuvent être adoptés et, dans ce cas, les

« toile » minérale ou synthétique, et de plus en plus les résines phénoliques cèdent le pas aux époxy, aux polymères fluorés, plus récemment aux polyimides et, bientôt aux polyéthersulfo-

nés (PES) ou aux polyparabaniques (PPA).

D'autre part, un support original utilisé depuis plus de 10 ans aux U.S.A., est constitué de tôle alu ou acier recouverte de résine époxy, ce qui permet, tout en assurant un parfait isolement, de disposer d'un écran de masse très apprécié dans le domaine des télécommunications.

Décollant de cette technologie, on se dirige maintenant en micro-électronique hybride vers le remplacement de certaines céramiques (alumine ou oxyde de béryllium) par des supports métalliques porcelainisés: porcelain-steel.

Enfin, le substrat en micro-électronique intégrée est composé d'oxyde de silicium (SiO_2) que l'on fait croître sur le wafer avant de déposer les couches de l'intégration. Dans une évolution récente, pour les technologies LSI et VLSI, on adopte la méthode SOS qui consiste à déposer une couche épitaxiale de silicium sur un substrat isolant, « le saphir ». Le saphir étant de l'alumine extra-pure (Al_2O_3) donc isolante, on revient en fait au principe évoqué plus haut pour le câblage classique exécuté sur tôle habillée de résine époxy. L'alumine développée artificiellement sur le métal sert de couche d'accrochage au vernis isolant.

La structure des supports isolants

Nous venons de voir que l'application d'un câblage en général (circuit imprimé, circuit hybride intégré), s'effectue sur un corps isolant.

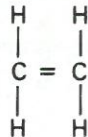
Au niveau des platines de câblage réalisées par soustraction ou addition, l'isolant de base est toujours composé d'un polymère de synthèse mais nous évoquerons toutefois le cas particulier du dépôt direct de lignes conductrices sur aluminium oxydé (alumine).

Il n'est plus possible maintenant d'étudier la texture d'un circuit sans connaître, de façon précise, la nature du matériau support. Les caractéristiques de fonctionnement du système ainsi que les possibilités de l'usage préalable dépendent de sa structure.

Nous avons parlé de polymère de synthèse autrement dit de « matière plastique », car c'est pour le moment le type de matière réunissant le plus grand nombre d'avantages avec un rapport qualité/prix acceptable. Qu'est-ce donc qu'un polymère ? C'est un corps obtenu par élévation de la masse d'une molécule de base appelée monomère.

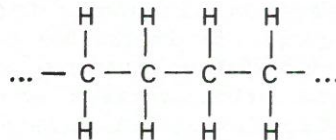
Au départ la molécule peut être de formation plus ou moins complexe et la découverte de nouveaux plastiques, dotés de propriétés toujours plus évoluées résulte de la formation chimique d'un nouveau corps dont il importe de trouver l'astuce permettant de le polymériser.

Le plus connu des polymères célebres est formé d'une chaîne de molécules simples : C_2H_4 (l'éthylène) dans lesquelles les atomes sont disposés selon le schéma ci-dessous :



A noter que le signe = en stéréochimie signifie : **double liaison**.

Dans ce cas particulier la double liaison entre les deux carbones va **s'ouvrir** au moment de la polymérisation pour former une chaîne du genre :



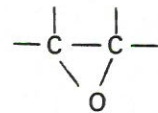
C'est le parfait isolant aux qualités électriques toujours remarquables que l'on appelle « polyéthylène » ou polythène pour certains chimistes. On peut polymériser l'éthylène selon deux méthodes : sans haute pression pour aboutir au produit classique à l'aspect paraffineux ou sous basse pression (procédés Ziegler et Phillips) afin d'obtenir un plastomère de haute densité beaucoup plus rigide.

Nous avons choisi ce type de produit en raison de la simplicité de sa composition, du carbone et de l'hydrogène, mais il n'est pas utilisable sous cette forme pour le circuit imprimé. En soumettant un film de polyéthylène basse densité à l'action de particules β , on chasse des hydrogènes de la chaîne, ce qui provoque une réticulation à trois dimensions. Le « bobinage » de la **figure 1** que nous avons réalisé il y a une dizaine d'années, a été fabriqué de cette façon. Il est représenté déplié avant irradiation.

Actuellement, dans la pratique cou-

rante, on fait plutôt usage des stratifiés papier/époxy ou verre/époxy.

Ils portent la référence FR ou G selon la normalisation NEMA (National Electrical Manufacturers Association) adoptée en Europe. Ce que l'on désigne sous le nom d'époxy, ou éthoxylé, et que le groupe SHELL a baptisé EPIKOTE, est une résine de synthèse fabriquée par polycondensation de l'épichlorhydrine avec un phénol, généralement du diphenylol propane. A première vue, on peut confondre les blocs résineux de ce type avec la colophane bien connue, tant en ce qui concerne la couleur que le toucher. Condensée avec une résine thermoréactive (formo-phénol ou mélamine) la réaction transforme la résine de base en polymère tridimensionnel, c'est-à-dire thermodurcissable. Le groupe époxyde, caractérisé par la liaison :



confère à ces produits une adhérence exceptionnelle sur de nombreux matériaux que l'on peut encore activer par addition de composés aminés (NH_2) comme nous l'avons déjà signalé. En normalisation NEMA ces supports portent la référence G et risquent de transmettre la flamme sous certaines conditions de température et d'environnement. Les exigences de la construction électronique ne peuvent pas toujours admettre ce risque et l'incorporation d'halogènes, comme le brome permet de réaliser l'auto-extinguibilité. C'est pourquoi on propose des produits sous la référence FR (en anglais : flame retardant) dont les propriétés diélectriques sont toutefois moins bonnes.

La nécessité d'une stabilité dimensionnelle dans les trois directions X, Y et Z (épaisseur) s'impose maintenant de telle sorte que les stratifiés époxy viennent à la limite du compromis qualitatif en raison de l'obligation d'incorporer encore d'autres additifs défavorables aux qualités diélectriques.

En effet, les chocs thermiques auxquels sont soumis les platines en fabrication : traitement de surface, sécha-

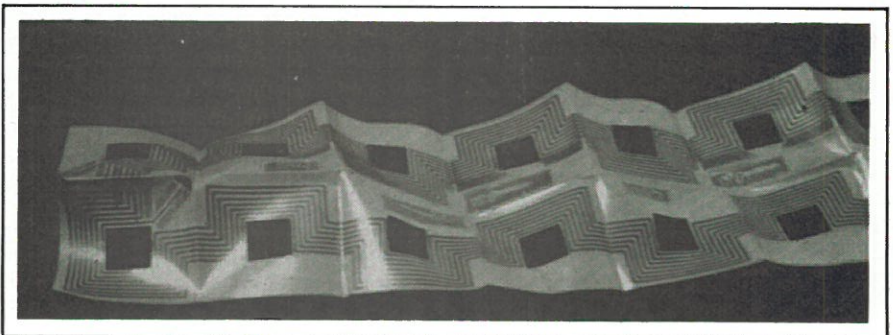


Fig. 1. - (Photo Robécourt)

ges et surtout souder à la vague, risquent d'entraîner des modifications en Z avec, pour conséquences, une dispersion notable des caractéristiques du circuit opérationnel.

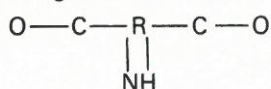
S'il s'agit de laminés destinés à la constitution de multicouches, la variation de mesure dans le sens Z peut être catastrophique.

Une première amélioration est obtenue avec une armature non tissée (non-woven glass) et la nomenclature NEMA prévoit à ce titre le FR6. Un stratifié mettant ce principe en application est proposé par General Electric sous la référence PC75. C'est un matériau dit « composite », comprenant une âme en feutre de verre en sandwich entre deux tissus de verre, le tout imprégné de résine époxy. Outre sa stabilité dimensionnelle remarquable, le PC75 offre une faculté de poinçonnage exempt d'auréole et de bavure, avec une précision pouvant atteindre 0,15 mm pour les entr'axes et $\pm 0,02$ mm sur les diamètres. La puissance des poinçonneuses est aussi à considérer puisqu'il suffit d'une pression d'environ 30 % inférieure à celle exigée par un verre époxy tissé.

Le dernier progrès notable en matière de stabilité est réalisé avec la mise en œuvre des résines polyimides. Les laminés obtenus avec ces polymères se prêtent particulièrement bien à la confection des multicouches ainsi qu'à la fabrication de films supports mis en œuvre dans le procédé TAB (transport automatique sur bande) ou, en anglais : OLB (outer lead bonder).

En chimie organique, les formules partent de composés du type hydrocarbure tel celui évoqué plus haut au sujet des polyéthylène. La base de départ est l'éthane (C_2H_6) qui, en substituant un groupe hydroxyle (OH) à un atome d'hydrogène devient l'alcool éthylique (CH_3CH_2OH). En remplaçant OH par NH_2 de même valence, on obtient une amine ($CH_3CH_2NH_2$) puis en supprimant deux H pour ajouter un O, on aboutit à une amide (CH_3CONH_2).

Le groupe imide résulte de la polycondensation entre un diacide et un diamine qui substitue le groupe NH à deux groupes hydroxyles pour donner la formule générale :



dans laquelle R représente un hydrocarbure. Les polyimides sont thermostables mais également auto-extinguibles, avec une tenue en températures s'étalant entre $-265^\circ C$ et $+300^\circ C$.

Le monomère est solide à la température ambiante, ce qui l'apparente au

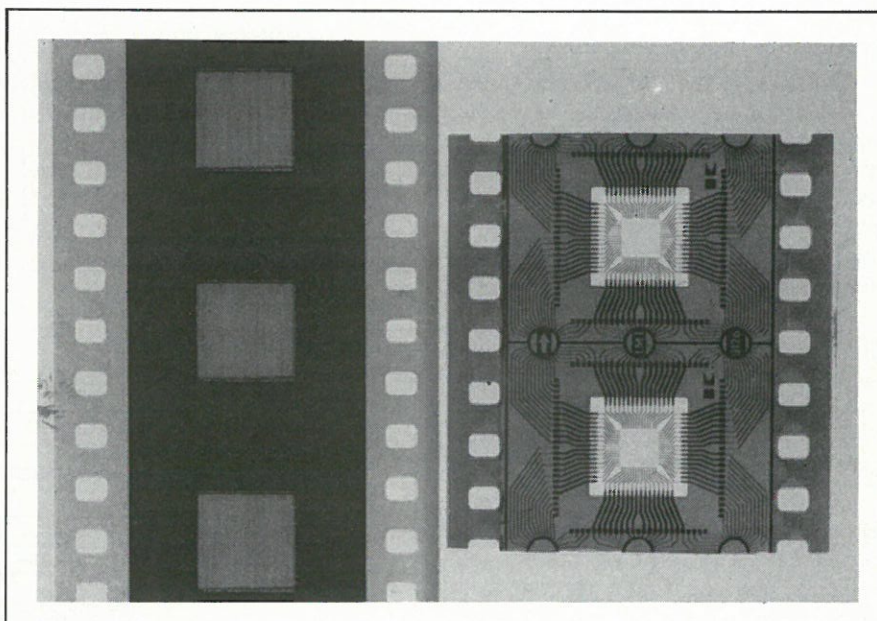


Fig. 2. - (Doc. R.P.S.)

téréphtalate d'éthylène glycol, base de polyester beaucoup plus difficile à utiliser.

Actuellement, deux sources principales sont à la disposition de l'industrie :

- le Kapton, produit par Du Pont de Nemours
- le Kerimide, de Rhône Poulenc

Ces résines peuvent servir à la réalisation de films, de stratifiés ou de flans préimprégnés pour l'emploi dans les multicouches.

Le film, principalement fabriqué pour le report en procédé TAB, est produit par calandrage sans armature et ne peut donc être employé en grandes dimensions pour le câblage classique. Nous en reparlerons en décrivant le TAB.

La photographie de la **figure 2** montre l'un des films que Rhône Poulenc vient de mettre sur le marché. Il est aux normes Cinéma de 35 mm, à gauche le film cuivré est perforé et à droite il est prêt à l'emploi pour la mise en place, avec test automatique, des puces de circuits intégrés.

Les matériaux stratifiés à base de polyimides se prêtent aussi très bien à la réalisation des circuits flexibles et des multicouches en raison de la stabilité des caractéristiques sous l'influence des chocs thermiques et des caprices de l'environnement.

Les stratifiés minces et flexibles

Les stratifiés minces et les pré-pegs (ou B-stage) deviennent maintenant les matériaux quasi-traditionnels du circuit imprimé.

Une différence doit être faite entre les stratifiés à cuivre mince et les lami-

nés fins employés en multicouches et câblages flexibles. Dans le second cas, il s'agit de matériaux souples recouverts ou non de métal dont l'épaisseur totale n'excède pas 0,15 mm (0,006 inch) en moyenne, alors que les « thin foil cooper-clad » sont des supports répondant aux spécifications : MIL-P55617, MIL-P-13949 et MIL-P-55636 (standard).

Pour les multicouches (1) les spécifications sont les suivantes :

1° MIL-G-55636 pour la fabrication des couches dites : B-stage au moyen des préimprégnés (pre-preg).

2° MIL-P-55617 pour la fabrication du metal-clad en général et aussi pour les très faibles épaisseurs dans les couches intermédiaires (C-stage).

3° IPC-L-108 de l'Institut US des circuits imprimés qui reprend toutes les spécifications MIL, STD, Fédérales, ASTM et NEMA au sujet des supports isolants métallisés ou non.

4° IPC-L-109 de la même origine, relative à la fabrication des imprégnés pour LMB.

5° MIL-P-55110 et MIL-P-55640 sont destinées aux fabrications de haute technologie en ce qui concerne les résines destinées respectivement aux platines rigides et multicouches.

Quatre grandes catégories de polymères sont employées pour l'imprégnation des textiles de multicouches.

- Epoxy
- Polyester (genre Mylar)
- Polyimides
- Polymères fluorés (Téflon et dérivés, PTFE)

Les marques Mylar et Téflon, déposées par Du Pont, ne sont ici citées que

1) En anglais, on dit MLB = multilayer board.

comme exemples afin de situer les produits sur des types connus.

Le matériau des couches actives est un métal-clad classique de faible épaisseur. Nous l'avons appelé le C-stage. C'est en fait un prepreg métallisé sur une ou deux faces. Selon les prescriptions de la norme MIL précitée, les épaisseurs courantes sont données en millimètres sur le tableau ci-contre, cuivre non compris :

Rappelons que l'épaisseur du cuivre peut être choisie dans l'une des valeurs : 5, 9, 18, 35, 70, 105 ou 140 μ , la tolérance s'appliquant au poids unitaire de surface.

Le choix et la confection du B-stage constituent probablement le principal problème de la mise en œuvre des multicouches. La **figure 3** montre la composition d'un circuit à quatre couches au moment de son pressage et la **figure 4**, le détail d'une portion du bloc multicouche terminé.

Les prepregs s'interposent entre les couches actives pour en assurer la liaison mécanique et on conçoit aisément que leur comportement va décider du résultat final – un léger glissement au moment du pressage et tout est compromis car les liaisons interfaces ne vont plus coïncider. Ces couches intermédiaires sont donc composées d'un tissu de verre spécialement tissé et traité pour obtenir après imprégnation une lame flexible de faible épaisseur variable entre 0,07 et 0,20 mm environ.

Le choix du type idéal dépend de beaucoup de facteurs parmi lesquels on fera intervenir en tout premier lieu la planéité du multicouche terminé et les tolérances entre lesquelles devra se situer l'épaisseur de la platine finie. La qualité du tissu et la proportion de résine que contient le préimprégné sont déterminantes. Le tissu présente une épaisseur de 0,05 à 0,18 mm et la proportion en poids de résine peut varier entre 43 et 70 %. On obtient théoriquement, après polymérisation sous pression, des épaisseurs finales de 0,06 à 0,2 mm.

De la texture du tissage des fibres de verre dépend la qualité du B-stage terminé. La quasi-totalité des tissus utilisés en technologie électronique provient de Dow Chemical Co qui propose des qualités référencées en graduations portant le nom de Style. Deux catégories sont disponibles : le plain weave (tissu clair) et le satin weave (tissu compact). La première, la plus employée, comporte une dizaine de qualités divisées selon la forme de la trame, de la chaîne, du diamètre et du nombre des fils par toron.

Le tableau ci-contre n° 3 en mentionne les particularités :

Epaisseur nominale en mm	Tolérance $\pm$ en mm	
	classe 1	classe 2
0,025 à 0,114	0,025	0,019
0,117 à 0,152	0,038	0,025
0,155 à 0,3	0,05	0,038
0,33 à 0,51	0,063	0,051
0,53 à 0,76	0,076	0,063

Tableau II

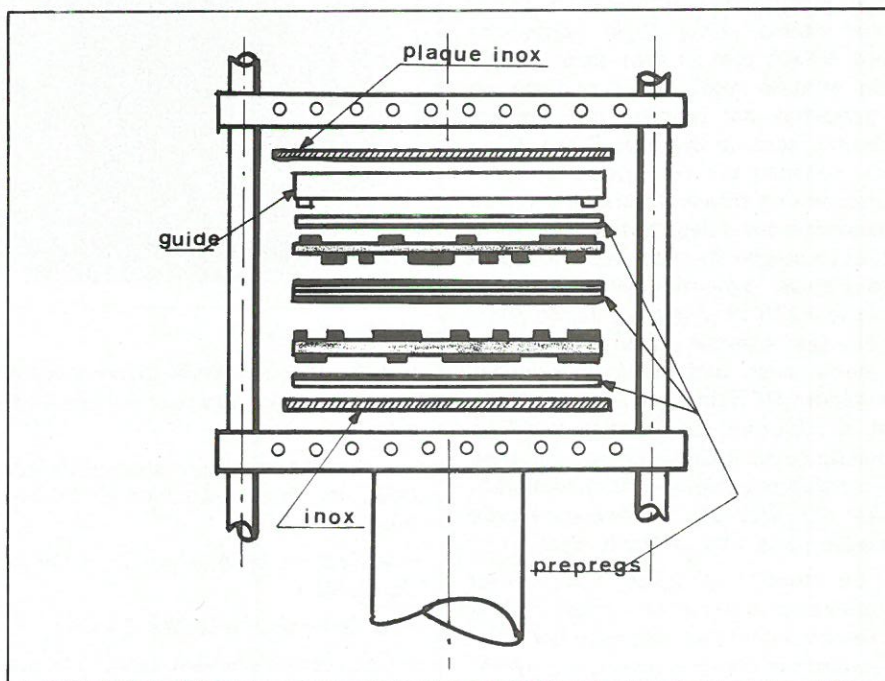


Fig. 3. -

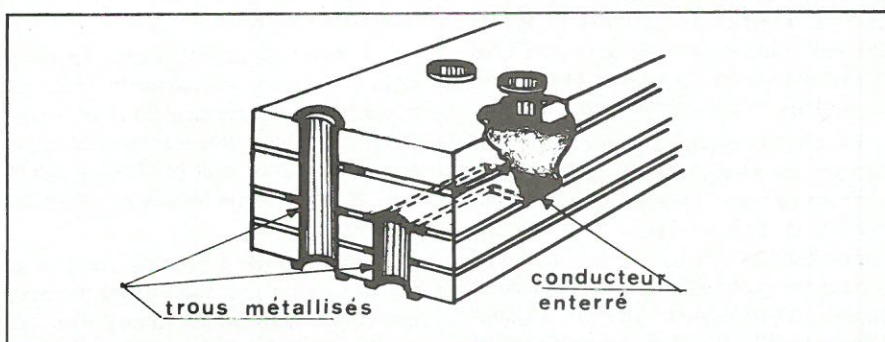


Fig. 4. -

Style	T ou TP (1)	Epaisseur moyenne en mm	Nombre de brins dans chaque fil	Diamètre du brin en μ
1528	TP	0,18	408	9
7628	T	0,18	408	9
7637	T	0,23	408 - 816 (2)	9
104	T	0,025	102 - 51 (2)	5
108	TP	0,05	204	5
1080	T	0,05	102 - 51 (2)	5
112	TP	0,076	408	5
113	TP	0,076	408 - 204 (2)	5
116	TP	0,1	408	5

(1) T = fils torsadés, TP = fils torsadés et pliés

(2) Chaîne - Trame

Tableau III

A titre d'exemple, pour le cas de la résine époxy les taux de remplissage sont les suivants :

– pour le 7637, 44 à 48 %,

– pour le 7628, 40 à 42 %.

Afin de comparer les « styles » de tissage, nous avons représenté, à la même échelle, sur les **figures 5, 6** et

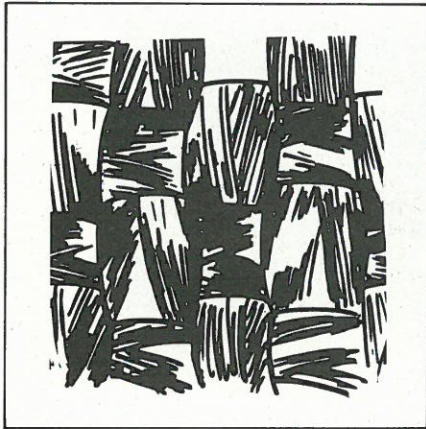


Fig. 5. - Style 1528; 2 fils de 204 brins pliés avant-arrière dans chaque sens.



Fig. 6. - Style 7637; 408 brins dans la chaîne, 816 brins dans la trame.

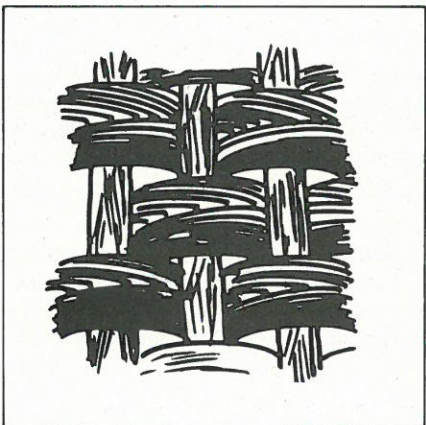


Fig. 7. - Style 112; T et P, 408 brins, 40 fils en chaîne, 39 fils en trame.

7 les références 1528, 7637, et 112. Une distinction apparaît entre les deux premiers, l'un comportant des fils pliés sur eux-mêmes et l'autre étant tissé sans retour, avec une différence entre les nombres de brins chaîne/ trame. Le troisième, beaucoup moins « fourni » puisque les brins sont plus petits, présente des creux dans lesquels la résine va fluer plus facilement.

L'expérience montre que, dans le cas du 1528, la pénétration de la résine et son immobilisation dans le cœur même du textile lui confère une excellente stabilité des dimensions X, Y et Z et permet un meilleur poli des murs dans les ouvertures après stratification.

Pour le style 7637, le groupement des brins est le même mais avec une chaîne comportant deux fois plus de fibres, ce qui autorise l'augmentation de l'épaisseur de la couche finie. Toutefois, la résine pénétrant plus difficilement, on peut craindre de laisser des vides au cœur des torons et, de ce fait, avoir des problèmes de stabilité ou des mauvaises pénétrations de forêt au moment du perçage.

Avec le 112 il est clair que si certains des risques que nous venons de signaler sont moins marqués, la mise en œuvre peut être plus complexe en raison du taux de fluage plus élevé. Il augmente en fonction du pourcentage de résine. Le 112 procure des couches très fines et c'est l'un des plus employés avec les 108 et 116.

Le pressage des multicouches

Nous ne mentionnerons pour le moment que les paramètres intervenant dans la construction d'un « multilayer board ».

Quel que soit le nombre des couches, le principe reste toujours le même et répond aux impératifs suivants :

- Assemblage des couches sur repères.

- Réglage de la presse en pression et température.

- Détermination de la montée en température et du temps de polymérisation.

On peut travailler sur une presse préchauffée, ce qui permet d'ajuster plus rapidement la température de traitement mais risque de provoquer un choc thermique préjudiciable à la stratification surtout s'il s'agit d'époxy ou de PTFE. Les polyimides acceptent mieux les températures élevées. A titre d'exemple le graphique ci-dessous (fig. 8) montre l'allure de la montée en température d'une presse pour strates en époxy. Avec les polyimides on réduit la durée du cycle de montée jusqu'à 180 °C en 30 minutes mais la polymérisation demande près d'une heure. Les pressions se situent entre 15 et 17 kg/cm². La figure 9 montre un type de presse pour stratification.

Le fluage peut être réduit en utilisant le principe du préchauffage à 130/160 °C pendant 10 minutes sans pression à condition que l'empilage soit parfaitement immobilisé dans sa position définitive. Les pilotes en acier trempé et rectifié devront tomber parfaitement en coïncidence avec les trous de repérage disposés dans chaque couche.

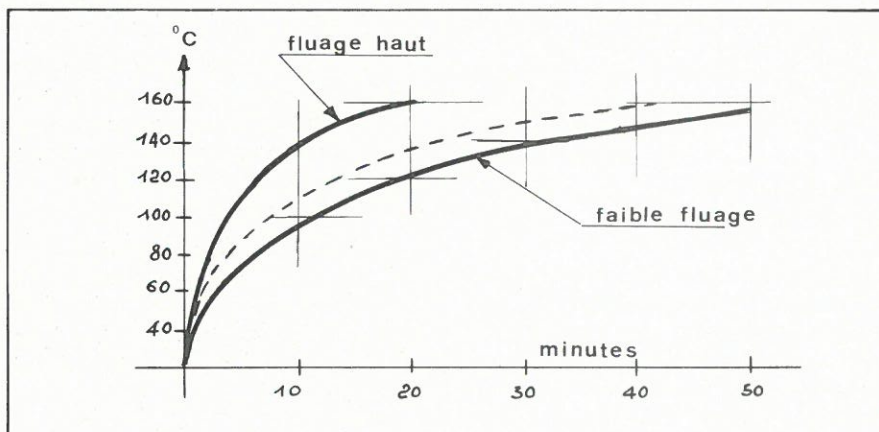


Fig. 8. -

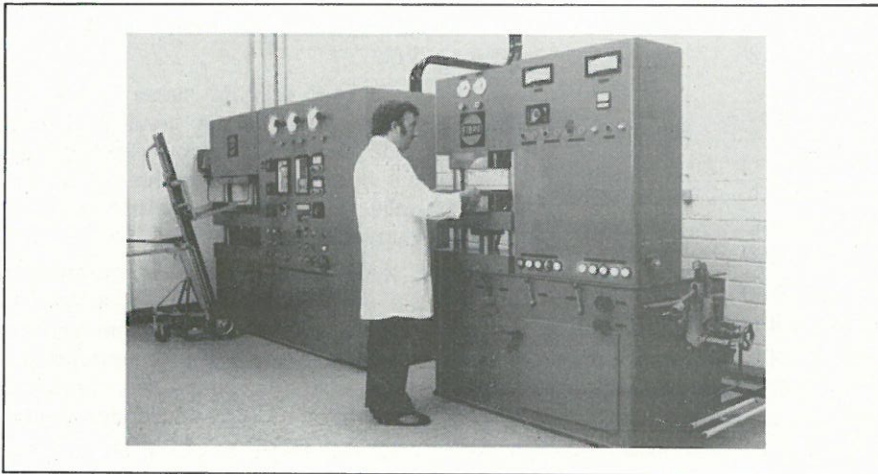


Fig. 9. - (Doc. Dynamit Nobel)

Sur la **figure 3** on voit des plaques d'in-ox de chaque côté du câblage en traitement. Elles sont destinées à la protection des plateaux de la machine et à la répartition de la température sur toute la surface de travail. S'il y a lieu, on en place une entre les câblages lorsque le pressage est fait sur deux unités à la fois. Ce n'est toutefois pas un système recommandable.

Le cuivre des couches C après être gravé doit être préparé avant stratification et c'est ce que certains spécialistes appellent le traitement « black-oxide ». Ce traitement favorise l'adhérence entre couches et évite le « blistering » dont les premiers circuits multicouches étaient souvent affectés. Par ailleurs, cette pratique évite la délamination au moment du soudage à la vague. Avec le système époxy la méthode jugée satisfaisante n'est pas souhaitable avec les polyimides. La formation d'un oxyde rouge un peu plus complexe, offre une surface plus uniforme, avec une causticité moins favorable à l'apparition d'oxyde cuivreux (Cu_2O) dont l'instabilité compromet la fiabilité de la stratification.

D'autres procédés sont aussi utilisés tels que le zingage électrolytique dont la réactivité chimique est encore plus faible mais avec un coût plus élevé. A titre d'exemples, nous avons montré sur la **figure 10** quelques circuits multicouches réalisés par TRC et comportant toutes les possibilités de la méthode : trous métallisés « enterrés » et drains thermiques.

Les flexibles et flexo-rigides

Les ensembles construits pour l'informatique, l'aérospatiale et l'armement font de plus en plus usage de circuits flexibles ou flexo-rigides que certains fabricants ont baptisé : Multiflex (Schoeller - Electronik GmbH).

Les spécifications remarquables dans cette technologie sont les suivantes :

IPC-FC-231 : matériaux isolants flexibles.

IPC-FC-240-B : câblages imprimés flexibles.

IPC-FC-241 : metal-clad flexible.

IPC-FC-250 : câblages flexibles double faces.

IPC-ML-990 : performances des câblages imprimés flexibles.

MIL-P-50884-A : spécifications militaires US pour câblages imprimés flexibles.

En général trois types de supports sont employés pour le FPW (flexible printed wiring) : le verre époxy, les

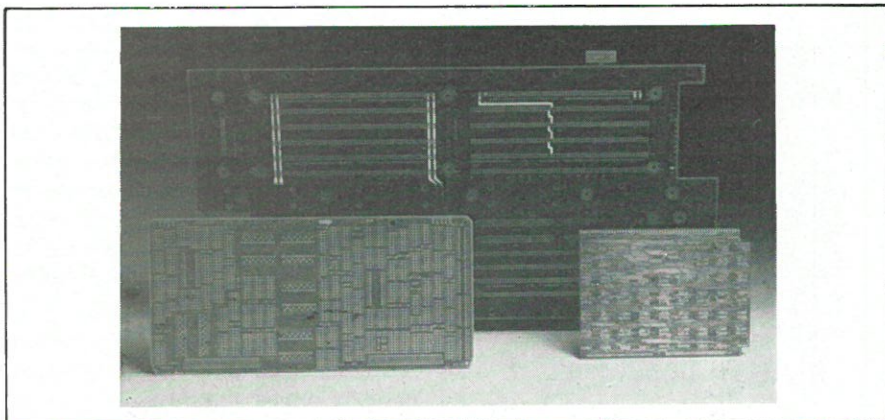


Fig. 10. -

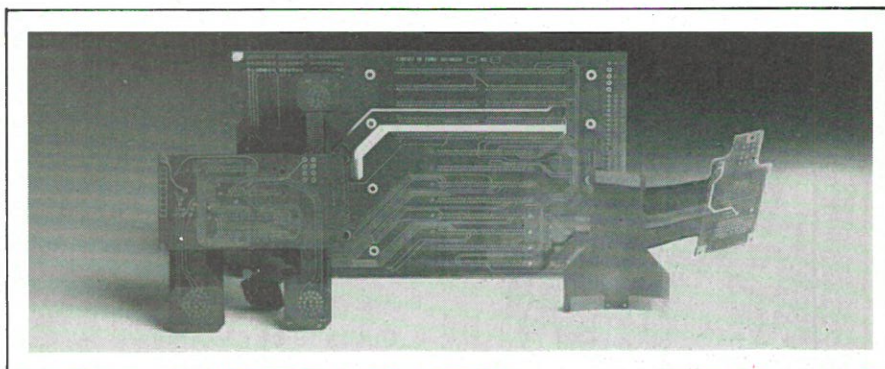


Fig. 11. -

polyesters en film parmi lesquels on trouve le Mylar déjà cité, et les films de polyimides tels que le Kapton ou le Derimid également déjà cités. Le verre PTFE est aussi parfois utilisé.

Tous ces supports ont un coefficient de dilatation linéaire semblable, $1,1 \cdot 10^{-5}$ à $2,2 \cdot 10^{-5}$, mais n'ont pas le même allongement à la traction. C'est le tissu verre époxy qui offre, à ce sujet, la meilleure qualité.

Du point de vue rigidité diélectrique c'est incontestablement le Mylar qui, pour le moment et dans le cas de feuille mince, permet les plus hauts potentiels : $3 \cdot 10^6$ V/cm de tension disruptive (voir annexe 1).

Dans certaines applications spéciales et pour des raisons très diverses, on a quelquefois recours aux films de polyéthylène (voir plus haut) ou de PCV.

En tout état de cause le câblage flexible fabriqué par gravure ou procédé additif, doit toujours être protégé par une couche de vernis ou un film collé sur toute sa surface, c'est le « coverlay »

Il existe à cet effet des films enduits, sur une des deux faces, d'un adhésif non polymérisé qui est généralement composé d'époxy. Après traitement à $170/180^\circ\text{C}$, avec ou sans pression, l'enduction devient thermodurcissable et la protection est assurée.

Les supports et films protecteurs sont disponibles avec revêtement de

cuivre une ou deux faces, ou d'adhésif sur des épaisseurs variables de $17,5$ à 70μ pour le cuivre et de $12,7$ à 50μ pour l'adhésif. Les matériaux de base se fabriquent en 25 , 50 , 75 ou 125μ .

Pour répondre aux nouvelles exigences des applications que nous venons de citer, on développe maintenant la méthode des flexo-rigides qui associe le PCB (printed circuit board) au FPW.

De cette façon, les liaisons entre divers sous-ensembles sont réalisables sans solution de continuité donc sans contact et sans chute de tension. La photo de la **figure 11** montre une réalisation de ce genre exécutée par la RTC.

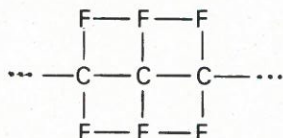
La technologie de fabrication prend des formes diverses que nous décrirons dans le chapitre du montage mais il faut déjà admettre que l'élaboration des complexes souples-rigides exige une technicité éprouvée de la part des réalisateurs.

Les substrats pour hyperfréquences

Le circuit imprimé n'a pu, pendant longtemps, pénétrer le domaine des hyperfréquences en raison des faibles qualités diélectriques des supports par rapport aux exigences de cette technologie (voir annexe 1).

On connaît, depuis de nombreuses années, les mérites des produits fluo-

rés et, en particulier celles du plus célèbre d'entre eux, le polytétrafluoréthylène (PTFE) plus connu sous la marque de fabrique que Du Pont lui a donnée : le Téflon. Sa formule qui présente une particulière analogie avec le polyéthylène s'exprime sous la forme :



avec cette différence que les hydrogènes sont remplacés par des atomes de fluor (F). C'est de là que proviennent les étonnantes qualités du produit mais également les sujétions qui président à sa polymérisation.

Stable entre -100 et $+260$ °C, c'est une matière pratiquement insoluble dans beaucoup de solvants et même dans les acides concentrés bouillants. Certaines bases peuvent l'attaquer à chaud.

Du point de vue diélectrique, le PTFE présente les plus faibles pertes, même sous des variations de climat et de fréquences très étendues.

Les deux graphiques de la **figure 12** montrent la variation d'un type de produit fourni par Mektron-France sous la marque « Duroid » (Rogers Corp. US). Il s'agit d'un PTFE renforcé à la fibre de verre non tissée, plaqué cuivre sur une ou deux faces et principalement destiné à la fabrication des tri-plate, microstrip et stripline (**fig. 13**). Le tableau ci-dessous indique quelques résultats de calculs effectués par Keene Corp. pour la fabrication de tri-plate au moyen de son produit appelé « Diclاد » distribué en France par le Comptoir Commercial d'Importation (C.C.I.).

Les données E, e, w correspondent à celles de la **figure 13 (a)**.

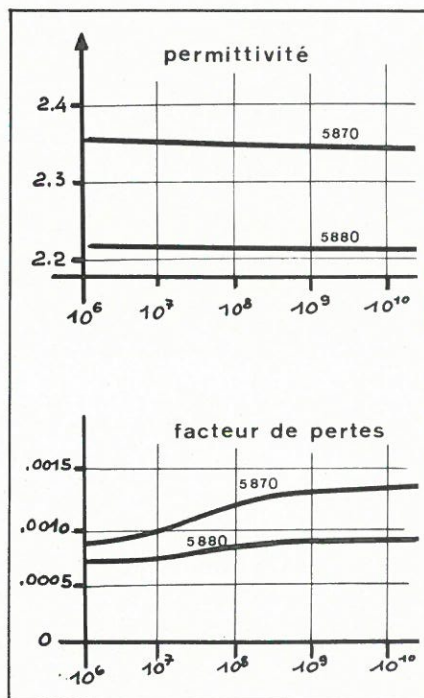


Fig. 12. -

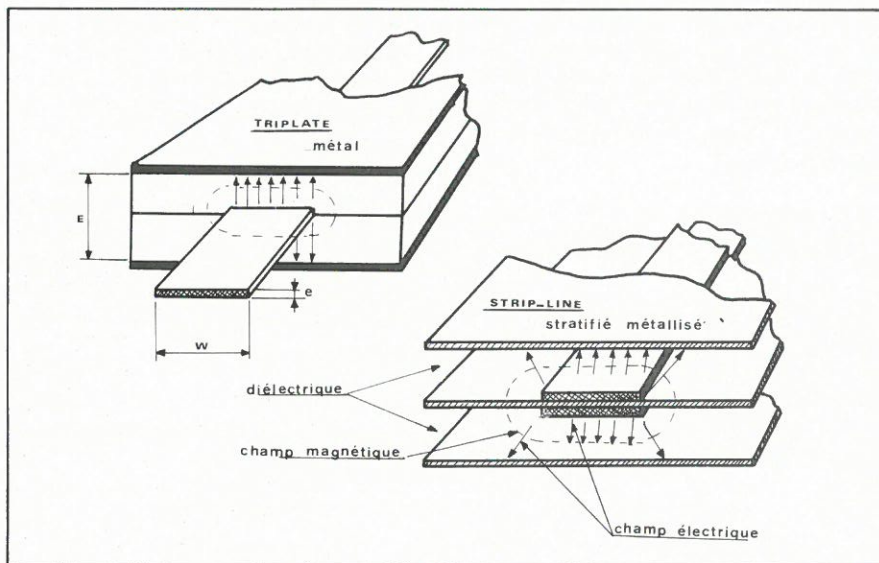


Fig. 13. -

Les valeurs ainsi prédéterminées se rapportent à des constantes diélectriques (ϵ' / ϵ_0) variant entre 2,4 et 2,6 (voir **annexe I**). Afin de répondre à d'autres impératifs on a pu établir, toujours en partant de PTFE, des lamifiés ayant une permittivité de 10. Le Diclاد 800, composé de polymère fluoré et d'alumine offre cette possibilité tout en conservant ses autres valeurs remarquables de tgδ et de reprise d'humidité.

A signaler, un autre produit distribué par Tekelec « l'Epsilam 10 » de 3M Co. qui offre des possibilités du même ordre.

Des tests effectués par Tekelec il ressort que, pour une constante initiale de 10,3 à 2 GHz, la permittivité décroît de façon linéaire de 0,25 environ en fonction du logarithme de la fréquence entre 1 et 10 GHz (10,38 à 10,13). Du point de vue chimique, les problèmes sont maintenant résolus, ce qui permet de métalliser les trous dans les fluorés

Impédance « Zo » exprimée en ohms															
X	« E » en mm ↓	20		30		40		50		60		70		80	
		35 μ	70 μ	35 μ	70 μ	35 μ	70 μ	35 μ	70 μ	35 μ	70 μ	35 μ	70 μ	35 μ	70 μ
2,4	0,80	1,95	1,83	1,16	1,08	0,79	0,71	0,56	0,48	0,38	0,33	0,28	0,23	0,20	0,16
	1,60	3,93	3,80	2,39	2,27	1,60	1,51	1,12	1,06	0,81	0,75	0,58	0,53	0,44	0,39
	3,00	7,74	7,60	4,70	4,59	3,18	3,09	2,26	2,18	1,65	1,58	1,22	1,15	0,91	0,85
	3,10	8,07	7,93	4,90	4,79	3,30	3,22	2,36	2,28	1,73	1,65	1,27	1,20	0,95	0,89
2,5	0,80	1,91	1,79	1,14	1,05	0,76	0,68	0,53	0,46	0,37	0,32	0,26	0,22	0,19	0,15
	1,60	3,84	3,75	2,31	2,24	1,55	1,49	1,09	1,04	0,79	0,74	0,57	0,52	0,42	0,38
	3,00	7,62	7,52	4,57	4,53	3,09	3,04	2,18	2,14	1,59	1,55	1,17	1,12	0,87	0,83
	3,10	7,89	7,84	4,82	4,73	3,22	3,17	2,28	2,24	1,65	1,62	1,22	1,17	0,91	0,87
2,55	0,80	1,89	1,77	1,13	1,04	0,75	0,67	0,52	0,45	0,36	0,31	0,26	0,22	0,19	0,15
	1,60	3,79	3,66	2,28	2,18	1,53	1,45	1,07	1,00	0,77	0,71	0,55	0,50	0,41	0,36
	3,00	7,48	7,34	4,52	4,41	3,04	3,00	2,15	2,07	1,56	1,49	1,14	1,06	0,85	0,79
	3,10	7,80	7,65	4,71	4,60	3,17	3,08	2,25	2,17	1,63	1,56	1,19	1,11	0,88	0,83
2,6	0,80	1,87	1,75	1,11	1,02	0,74	0,66	0,51	0,45	0,36	0,30	0,25	0,21	0,18	0,14
	1,60	3,75	3,62	2,26	2,15	1,51	1,42	1,06	0,98	0,76	0,69	0,54	0,49	0,40	0,35
	3,00	7,39	7,25	4,46	4,36	3,00	2,90	2,12	2,04	1,53	1,46	1,11	1,04	0,83	0,77
	3,10	7,71	7,57	4,65	4,55	3,13	3,04	2,21	2,13	1,60	1,53	1,16	1,09	0,86	0,81

aussi bien que dans tout autre matière. Avec l'initiation obtenue grâce à un dépôt primaire du type Tetra-Etch de W.L. Gore Co., on métallise au moyen des procédés connus, Shipley ou Mac Dermid. Rogers Co (Mektron-France) édite à cet effet un bulletin technique décrivant les procédés (Electroless et Electroplating) de mise en œuvre pour le cuivrage des trous.

Les polymères fluorés adoptés en électronique ainsi que les laminés metal-clad réalisés avec eux ont été normalisés par les spécifications US : MIL-P-19161 et MIL-P-13949.

En dehors de la marque de Du Pont (Téflon), on trouve le PTFE sous les appellations suivantes :

- Hostafon fabriqué par Hoechst
- Soreflon de Pechiney-Kuhlmann
- Fluon de I.C.I.
- Algoflon de Montedison

Précisons que cette matière, ainsi d'ailleurs que celles qui en dérivent, peut être considérée comme ne faisant partie ni des thermoplastiques ni des thermodurcissables. On les traite selon des méthodes dérivant de la métallurgie des poudres : le frittage et le moulage isostatique.

Les métaux de placage

Pour terminer donnons quelques précisions sur les métaux utilisables dans la fabrication des metal-clad. Dans le tableau ci-dessous nous les avons mentionnés avec le rapport de conductivité prenant le cuivre comme unité.

Le cuivre des cooper-clad généralement produit par électrodéposition, « EDTA foil » disent les anglo-saxons (Electro-Deposited Treated And Annealed), peut aussi être laminé et recuit notamment pour le Clad flexible.

Il peut être de trois types :

A - Déposé électrolytiquement (EDTA). La structure moléculaire très fine permet des gravures à haute définition avec possibilité de dépôts faciles par electroless ou electroplating.

C - Laminé doux mais moins fin dans sa structure. Rolled disent les anglais.

J - Dépôt électrolytique recuit (EDTA-J) pour les circuits flexibles.

L'aluminium souvent substitué au cuivre dans l'électrotechnique peut très bien servir à la composition de metal-clad et sa combinaison avec les supports les plus divers a fait, depuis longtemps, l'objet de recherches fructueuses.

Les travaux du Docteur H. Schonborn (Bell Telephone) ont mis en évidence la qualité des liaisons alumi-

Métal	Multiplicateur de résistivité (1)
Cuivre	1
Argent	0,942
Aluminium	1,635
Tungstène	3,18
Nickel	5,77
Fer	5,68
Étain	6,64
Constantan	28,4
Nichrome V	62,4

(1) La conductivité exprimée en mho est l'inverse de la résistivité. Pour le cuivre elle est de 57,80 mhos/mm²/m. Pour obtenir les autres conductivités, il suffit de diviser cette valeur par le multiplicateur.

nium/polyéthylène par l'intermédiaire d'une couche monomoléculaire d'acide stéarique. Maintenant les résines époxy ont pris la relève mais l'intérêt des lamifiés complexes suscite toujours de nouveaux espoirs en vue d'un accroissement des possibilités des circuits.

Pour compléter cette étude nous devons encore parler des substrats pour la micro-électronique et l'usinage des supports. Ce sera l'objet de notre prochain article.

Avant de mettre le point final au présent chapitre nous tenons à rappeler que, si au cours de nos exposés, qui n'ont pas la prétention d'être exempts de lacunes, nous mentionnons telle ou

telle fabrication, en aucun cas ces citations ne constituent de notre part une quelconque prise de position en faveur du produit ou du matériel mais simplement une référence à un type de fourniture ou à un procédé largement diffusés. Les listes de fabricants ou fournisseurs données en fin d'articles ne sont bien entendu pas exhaustives. Il s'agit des sociétés les plus connues et leur éventuelle consultation doit permettre au lecteur intéressé d'établir plus aisément des comparaisons de prix et de qualités pour le matériel ou le produit recherché. C'est là notre seul but...

P. Lemeunier

ANNEXE I

Généralités sur les diélectriques

Un diélectrique, ou isolant, est identifié par des valeurs caractéristiques auxquelles on donne quelquefois, bien à tort, le nom de constantes. Chacune de ces valeurs est influencée par les conditions d'emploi et d'environnement. Dans une notice sérieuse, le nombre représentatif est toujours mentionné avec l'indication des conditions de l'essai.

- **Permittivité ou pouvoir inducteur** ou, à la rigueur, **constante diélectrique** (en anglais : dielectric-constant). Cette valeur est égale à 1 pour de nombreux gaz dont l'air sec à 0 °C. En fait, elle oscille aux environs de 1,00057 alors que pour l'hélium elle est de 1,000066. On donne à cette valeur de base le nom de ϵ_0 . Dans les mêmes conditions de mesure la permittivité de l'eau serait de 80,5 et pour le soufre elle est de 4. Dans ces deux cas, on écrit $\epsilon'/\epsilon_0 =$ constante relative par rapport à l'air. Pour simplifier on écrit aussi $\epsilon'/\epsilon_0 = X$.

- **Facteur de pertes**. On l'écrit $\tan \delta$ l'angle δ c'est le complément de l'angle de déphasage φ qui caractérise le facteur de puissance. Quelquefois on trouve des notices utilisant cette dernière dénomination en raison de la notation anglaise « dissipation factor » mal traduite. Attention donc aux confusions. $\tan \delta$ est toujours une décimale très basse n. 10^{-3} à n. 10^{-5} en sorte qu'elle se trouve parfois notée en %, ce qui approche la virgule d'un facteur de 100. Le **coefficient de pertes** est souvent évoqué. Il a pour valeur :

$$P = \frac{\tan \delta \cdot X}{1800}$$

A titre d'exemple la $\tan \delta$ d'un des substrats Duroid a un facteur de pertes de 0,0004 à 1 MHz et de 0,0009 à 10 GHz.

- **Résistivités** (insulation resistance ou resistivity). Deux valeurs de résistivités spécifiques sont à considérer :

a) La résistivité de surface ou superficielle qui exprime la valeur de la résistance existante entre deux masses métalliques parallèles placées sur la

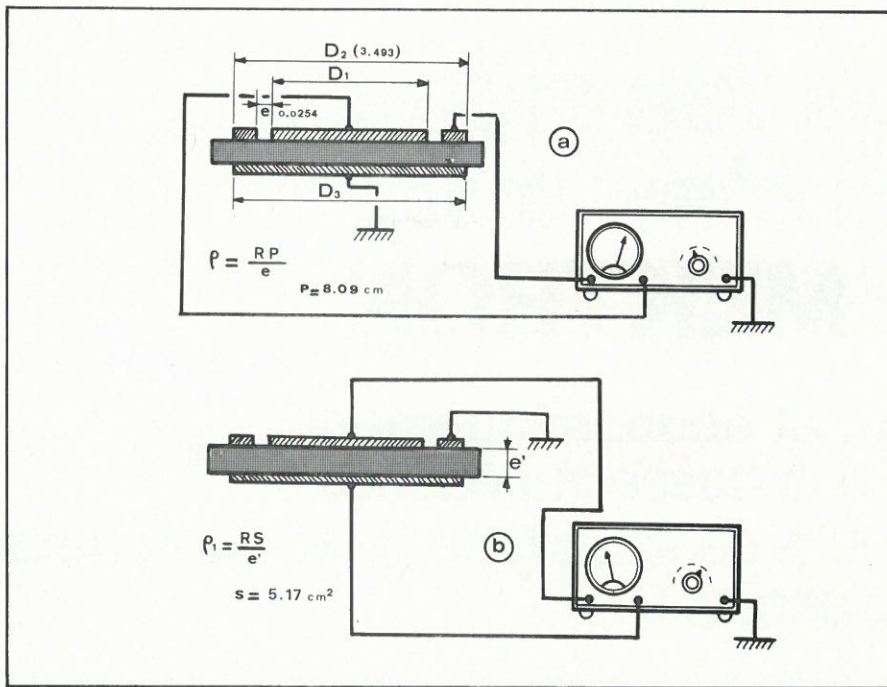


Fig. A

surface d'un isolant plan et écartées d'une distance donnée.

b) La résistivité volumique ou transversale exprime la résistance transversale que présente un isolant en feuille ou en plaque d'épaisseur donnée, placé entre deux électrodes de surface donnée.

La figure A montre les dispositions à adopter pour les mesures (a - superficielle et b - transversale). La cellule est conforme aux prescriptions d'essais de la norme ASTM-D-257, et la tension appliquée doit être de 500 V continu pendant une minute (+ 5 - 0) par un pont susceptible de mesurer $10^{11} \Omega$ à $\pm 6\%$. Les valeurs de p et p_1 découlent de l'application des formules, R étant la lecture du cadran de l'appareil. Les mesures sont exprimées en centimètres. Indiquons tout de suite

que seule la valeur p_1 est importante pour situer une qualité. A titre de comparaison, un FR4 peut présenter une p_1 de 25 000 à 30 000 $M\Omega/cm$ et un PTFE une p_1 qui peut atteindre le million de $M\Omega/cm$ selon les conditions climatiques de l'essai.

- **Résistance à l'arc** (arc resistance). Cette caractéristique, citée pour mémoire, intervient surtout dans les cas d'ambiances particulièrement ionisantes pour des platines gravées lorsqu'elles sont employées dans des circuits parcourus par des tensions élevées ou en régime d'impulsion.

Les vernis protecteurs disponibles écartent a priori le risque de production d'arc.

- **Rigidité diélectrique** (dielectric strength) et **rupture diélectrique ou tension disruptive** (dielectric break-

down). Ces deux valeurs sont énoncées en même temps afin qu'il ne puisse y avoir confusion.

La matière isolante est théoriquement formée d'électrons ou d'ions possédant une charge et placés à des distances infiniment petites les uns des autres. Si l'on fait le rapport de ces deux données on déduit que le champ exercé par une de ces particules sur sa voisine atteint $150 \cdot 10^6$ V par centimètre et qu'il suffit de $100 \cdot 10^6$ V pour atteindre le claquage. On remarque que, par contre, à un million de V tous les diélectriques sont perforés, ce qui signifie que la matière présente des points faibles, elle est hétérogène.

La rigidité diélectrique c'est (théoriquement parlant) le quotient de la valeur de la tension disruptive par la distance des électrodes entre lesquelles est serré l'isolant. Elle s'exprime en kV/mm, c'est donc la **tension disruptive unitaire qui décroît** à mesure que la distance **augmente**. Par exemple un isolant donné de 1 mm qui perce sous 12 kV percera à moins de 4 kV lorsque son épaisseur approchera de 8 mm.

Classes de températures

La normalisation internationale des classes de température de matériaux isolants s'établit comme suit :

Classe	Température permanente
Y	90 °C
A	105 °C
E	120 °C
B	130 °C
F	155 °C
H	180 °C
C	> 180 °C

Fournisseurs de substrats pour circuits imprimés et hybrides

- **Alpha Metals**, 27, rue Léon-Loiseau, 93100 Montreuil, tél. 857.11.80.
- **Altoflex**, 36, rue des Maraîchers, 75020 Paris, tél. 371.81.88.
- **Brittains-Riegel Ltd.** Wrexham Industrial Estate, Wrexham, Clwyd LL13 9UF Great Britain, tél. 0978 61731.
- **B.M.C.**, 245, East 6th Street, St Paul MN 55101 U.S.A., tél. 612 228 6371.
- **Comptoir Commercial d'Importation (C.C.I.)**, marques représentées : Bakelite UK, General Electric (Texto-

lite), Howe, Keene Corp. 42, rue Etienne-Marcel, 75081 Paris Cedex 02, tél. 261.55.49.

● **Europrim**, 19, bd du Lycée, 92170 Vanves, tél. 644.81.70.

● **Fortin Laminating**, Z.A. de Courtabœuf, av. de la Baltique, 91400 Orsay, tél. 907.00.89.

● **Isola Werke**, représenté par Toniatti, BP 134, 37, rue Lambrechtts, 92406 Courbevoie Cedex, tél. 788.31.17.

● **Mas France**, 19, rue Villebois-Mareuil, 92700 Colombes, tél. 242.66.68.

● **Mektron France** (représente RT/Duroid de Rogers Corp. USA), 9, allée des Jachères SOFILIC 416, 94263 Fresnes Cedex, tél. 668.10.25.

● **Micaply International**, 19, bd du Lycée, 92170 Vanves, tél. 644.80.83.

● **Norplex** représenté par **Olibol**, 19, rue de la Michaudière, 75002 Paris, tél. 742.45.69.

● **Perstorp S.A.**, 15, bd de la Muette, 95140 Garges-les-Gonesse, tél. 993.14.00.

● **Primelec**, 10, av. Jean-Jaurès, 92240 Malakoff, tél. 655.08.71.

● **Scitz** représenté par **Zehr S.A.**, 63, rue de Gergovie, 75014 Paris, tél. 542.13.36.

● **Sheldahl Ltd**, Eastern Road Bracknell - Berkshire, RG 12 2UT England, tél. Bracknell 54331.

● **3M France**, bd de l'Oise, 95000 Cergy, tél. 031.61.61.

Comme tous les domaines, l'électronique de puissance subit peu à peu une mutation vers les dispositifs de plus en plus fins, notamment dans la commande des machines à courant alternatif ; les onduleurs classiques à créneaux de tension vont, au moins pour les faibles puissances laisser peu à peu la place à des convertisseurs capables de délivrer des courants sinusoïdaux permettant aux machines à champs tournants un fonctionnement particulièrement souple à basse vitesse. Nous allons suivre ici la démarche prospective qui peut être faite dans la recherche des méthodes d'obtention d'une onde de courant sinusoïdale par modulation de largeur d'impulsion sur un convertisseur triphasé.

Les convertisseurs triphasés à modulation de largeur

Principe général des onduleurs

La meilleure méthode d'obtention de la vitesse variable pour les machines à champs tournants (synchrones et asynchrones), consiste à agir sur la fréquence d'alimentation (et simultanément sur la tension). Ce principe est à la base des onduleurs statiques dont un schéma en pont est celui de la **figure 1**. Dans un tel montage, les interrupteurs étant blocables de manière autonome, deux modes de commande peuvent être adoptés : sans zone morte et avec zone morte. Dans ce dernier cas, bien que l'on ait

diminution de la valeur efficace de la tension délivrée pour une même tension maximale, le taux d'harmoniques du courant est diminué, réduisant par là les pertes dans le récepteur. On pourra réaliser les interrupteurs statiques à l'aide de thyristors ou de transistors de puissance.

Dans le cas des montages triphasés qui nous intéressent, la commande est plus complexe et on distinguera deux types de sélection des interrupteurs selon que l'on travaille en ondes rectangulaires ou en ondes sinusoïdales.

Considérons le système triphasé en pont bien classique où les interrupteurs sont autant de hacheurs autonomes (**figure 2**)

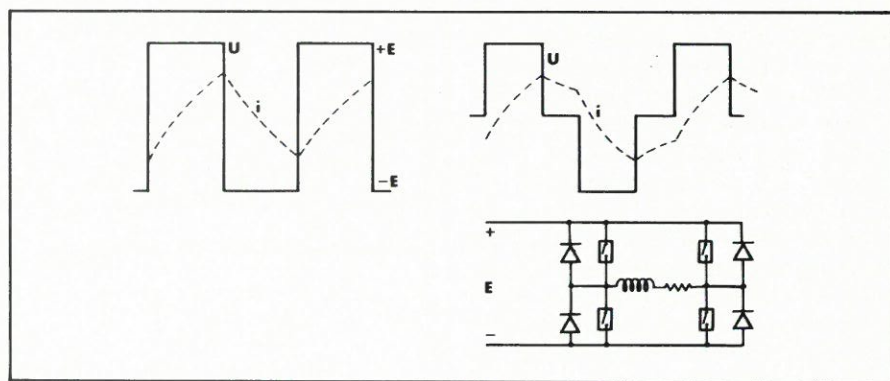


Fig. 1

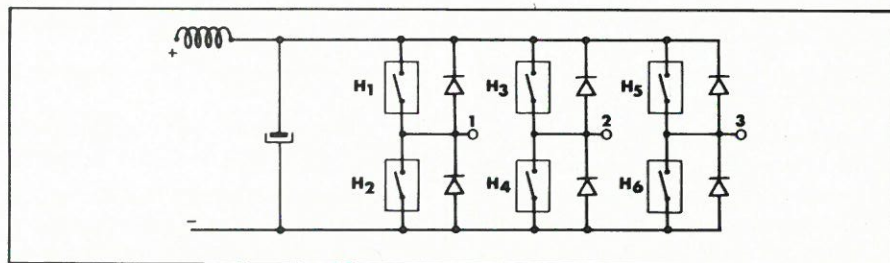


Fig. 2

Commande à 120°

Dans ce mode de commande, chaque commutateur est autorisé à se fermer pendant le tiers de la période et la séquence de fonctionnement est alors celle de la **figure 3**.

Cette commande relativement simple se prête bien au cas des ondes rectangulaires, c'est-à-dire au cas où la tension est de valeur constante pendant 120° de la période. On remarque de plus que seuls deux interrupteurs sont en conduction simultanée, ce qui exclut la commande sinusoïdale.

Commande à 180°

Dans ce mode de commande, la zone active de conduction dure une demi-période selon la séquence de la **figure 4**.

Cette séquence se prête bien à la commande sinusoïdale, chaque alternance s'étendant sur une demi-période. Pour la suite, nous garderons ce mode. Cette première sélection concerne le temps pendant lequel un interrupteur est autorisé à se fermer. Voyons maintenant de quelle manière nous allons donner cette autorisation dans le domaine permis

Commande adjacente ou commande alternée

Considérons une branche du pont triphasé, par exemple pour la phase 1, les interrupteurs H_1 et H_2 . Il est bien évident que H_1 et H_2 ne doivent pas être simultanément conducteurs puisque c'est le court-circuit de la source continue. Comment peut alors évoluer le point de phase lorsque H_1 se bloque par exemple ?

Commande adjacente : Dans ce cas, la phase 1 évolue sans cesse entre le + et le - de la source continue, lorsque H_1 est fermé, H_2 est bien sûr ouvert ; lorsque H_1 est ouvert, H_2 est fermé. Par conséquent, de cette manière, il y a toujours un chemin à basse impédance pour le courant dans le convertisseur. La **figure 5** donne un exemple de commande pour les phases 1 et 2 ainsi que la tension résultante U_{12} entre ces phases. Cette tension peut être positive, négative ou nulle mais elle est toujours bien définie.

Remarque : dans ce cas de commande, les commutateurs travaillent sur toute la période, ce qui augmente éventuellement leur échauffement.

D'autre part, afin d'interdire absolument la conduction simultanée, il est nécessaire de n'autoriser la commande de l'un des interrupteurs de la branche qu'après un retard suivant l'ordre de blocage de l'autre. Ceci se traduit par

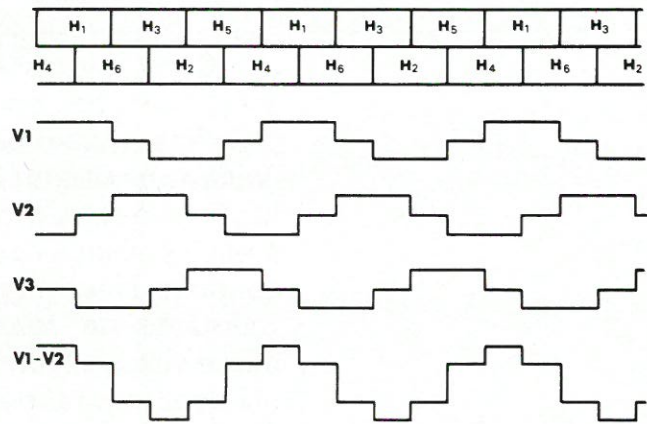


Fig. 3

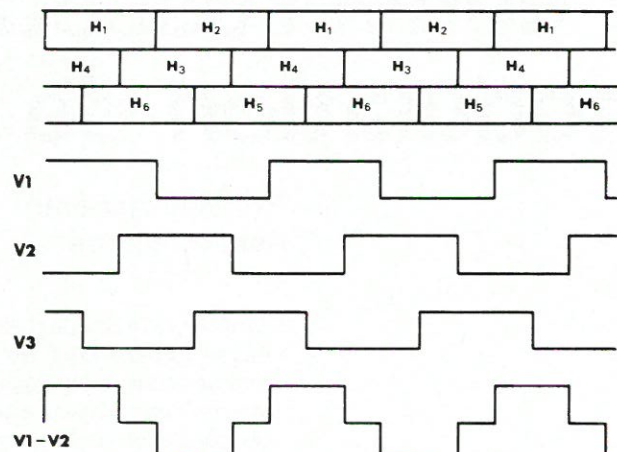


Fig. 4

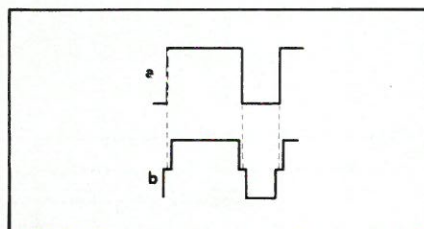
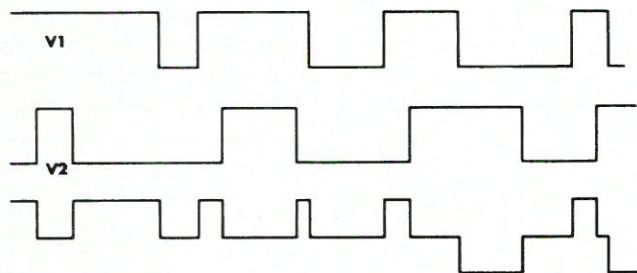


Fig. 6

un emboîtement des commandes comme on peut le voir à la **figure 6**.

Commande alternée : Ce mode plus rarement retenu, consiste à commander séparément les interrupteurs positifs et les interrupteurs négatifs. Cha-

que interrupteur ne travaille alors que sur la moitié de la période, le tri des polarités étant fait au préalable. Il ne peut bien sûr avoir conduction simultanée dans une même branche. La **figure 7** montre le processus de commande pour deux phases et la tension entre les deux phases. On remarque ici le principal inconvénient de cette commande qui est l'apparition d'état à haute impédance lorsque les deux interrupteurs sont bloqués. Ceci se produit lors des faibles recouvrements des commandes de phases, en particulier en début et en fin d'alternances. Ce problème peut bien sûr avoir conduc-

tion simultanée dans une même branche. La **figure 7** montre le processus de commande pour deux phases et la tension entre les deux phases. On remarque ici le principal inconvénient de cette commande qui est l'apparition d'état à haute impédance lorsque les deux interrupteurs sont bloqués. Ceci se produit lors des faibles recouvrements des commandes de phases, en particulier en début et en fin d'alternances. Ce problème peut être éliminé par utilisation d'une charge en étoile avec neutre sorti.

Obtention des ondes sinusoïdales, la modulation de largeur

La modulation de largeur d'impulsions (MLI ou PWM) est une technique connue déjà depuis longtemps en traitement du signal et il faut bien remarquer que la plupart des convertisseurs alternatifs ou continus l'utilisent sans que ce soit un fait apparent. On distinguera deux modes d'obtention des ondes modulées : fonctionnement en boucle ouverte et fonctionnement en boucle fermée.

Modulation en boucle ouverte

Modulation naturelle : elle est obtenue par comparaison d'un signal triangulaire (la porteuse) avec le signal de modulation (par exemple, une sinusoïde) ce qui nous donne une conversion amplitude-durée selon le schéma de la **figure 8**.

Modulation uniforme ou régulière : elle consiste à approximer le signal de modulation par une fonction en escaliers, synchrone de la porteuse triangulaire, puis à comparer ce signal avec la porteuse (**fig. 9**).

On peut résumer le mode d'obtention de ces deux modulations par les circuits de principe de la **figure 10** (a et b).

Comparaison des modulations naturelle et uniforme

La modulation naturelle est aisée à obtenir, pourquoi chercher des complications avec la modulation uniforme ?

Considérons la **figure 11** où la zone de comparaison des signaux a été grossie à dessein.

L'approximation du signal de modulation par une fonction en escaliers se traduit par un retard de phase de cette dernière inhérent au processus d'approximation. Ceci se traduit par un

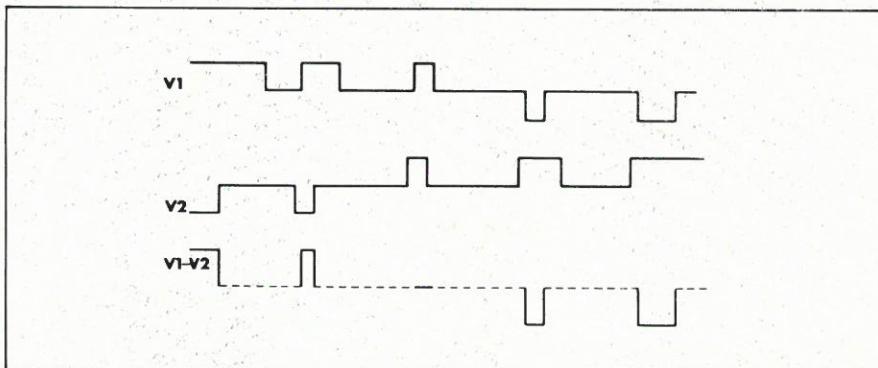


Fig. 7

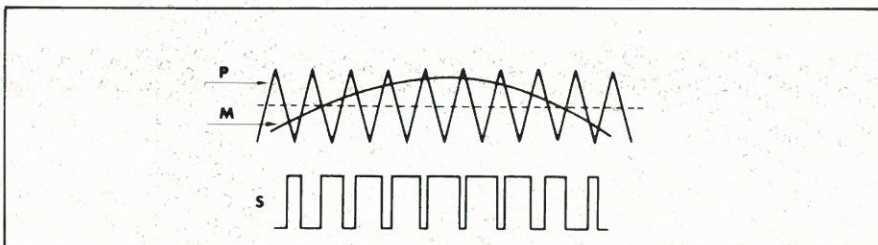


Fig. 8

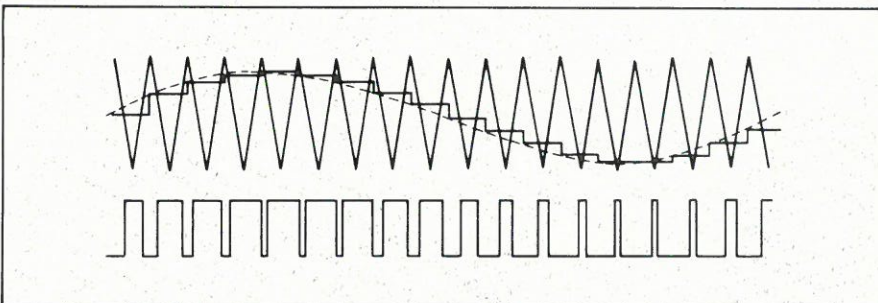


Fig. 9

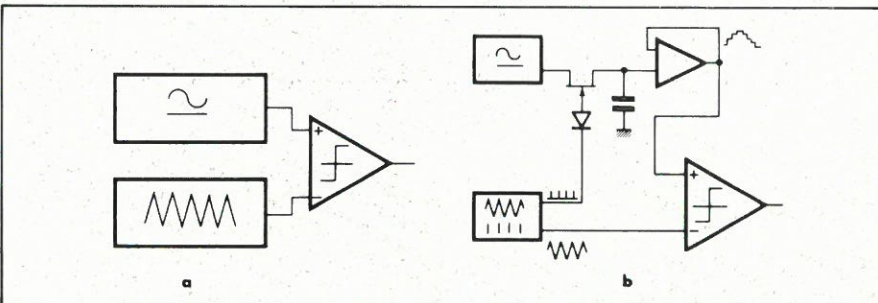


Fig. 10

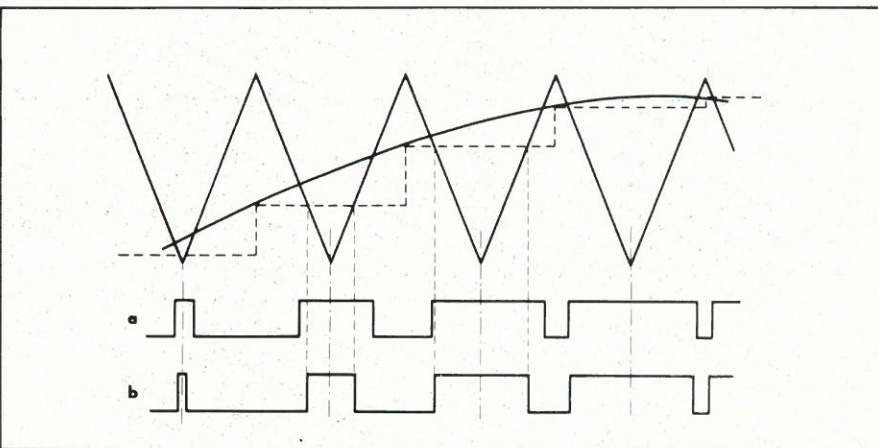


Fig. 11

décalage de la valeur moyenne de l'onde modulée en largeur mais ceci n'est pas le problème. On remarque dans le cas de la modulation naturelle une forte asymétrie de l'onde modulée par rapport à la porteuse. L'étude

de la référence 2 montre que ceci se traduit par une amélioration des systèmes. Dans le cas de la modulation uniforme, l'amplitude des harmoniques à basse fréquence est réduite et il n'existe pas de sous-harmoniques dus

Références

- 1 – Alimentation en courant de machines asynchrones à fréquence variable M. Naçabal R.G.E. 87/4 1978-277-282.
- 2 – New sinusoidal pulsewidth-modulated inverter S.R. Bowes PROC. IEE. 122/ 11 1975 1279-1285.

à des rapports de fréquence non entiers entre la porteuse et le signal de modulation, ce qui n'est pas le cas de la modulation naturelle. Cette étude montre de plus et cela peut être intuitif en considérant la **figure 11** que les deux types de modulation se rapprochent lorsque le rapport des fréquences (porteuse/modulation) est élevé. A ce moment, les harmoniques sont de fréquences élevées donc faciles à filtrer.

Remarque : pour la modulation en boucle ouverte, on pourrait parler de modulation en tension, car c'est elle qui est directement modulée. La forme du courant, elle dépendant de la charge. Le fonctionnement des machines alimentées par une telle modulation étant du même type que lors de l'alimentation directe par un réseau de tension secteur.

Modulation en boucle fermée

Dans ce cas, l'intensité est mesurée sur chaque phase et asservie à suivre une référence à l'intérieur d'une fourchette déterminée par l'hystérésis d'un comparateur ; le mode de modulation est encore différent du cas précédent mais on peut de nouveau distinguer deux cas : **Comparaison aléatoire** : ce cas est généralement utilisé car très simple : la mesure oscille autour de la consigne à l'intérieur d'une fourchette, chaque phase ayant un système indépendant des autres. On peut retracer ce processus à la **figure 12**, la commutation étant alors conçue en mode adjacent.

Comparaison synchronisée : cette technique est connue en télétransmission sous le nom de modulation Delta. Là encore, l'intensité est mesurée sur chaque phase et comparée à une référence avec fourchette comme dans le cas précédent. Les basculements de commande des interrupteurs ne peuvent se faire qu'en synchronisme avec une horloge ce qui permet de positionner les signaux de modulation dans les différentes phases assurant ainsi une meilleure cohérence des basculements. Afin d'avoir une définition assez fine des signaux, il nécessite

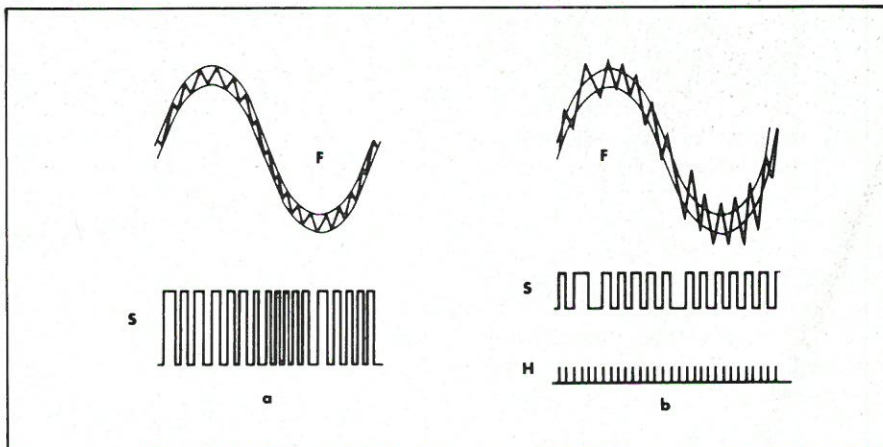


Fig. 12

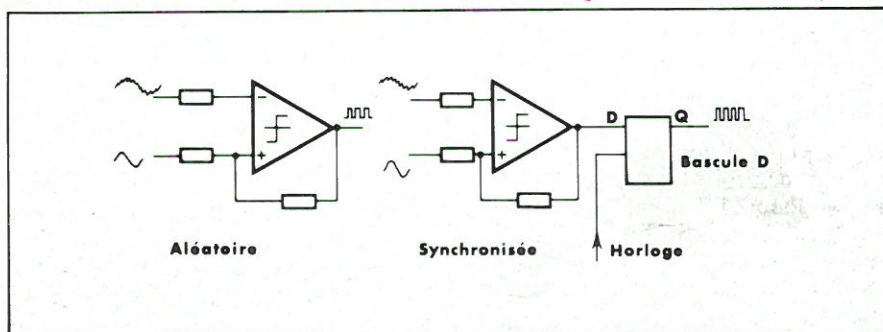


Fig. 13

d'utiliser une horloge de fréquence élevée. La **figure 13** donne les schémas de principe des circuits modulateurs.

Remarque sur la commande en courant : le cas de la commande en courant des machines est rare et n'est abordé que par le biais de l'électronique. Outre un fonctionnement particulier, on retiendra bien sûr que la forme du courant devient indépendante de la charge. L'aspect particulièrement intéressant est l'autoprotection du système qui ainsi évite de recourir à des dispositifs de protection active comme dans le cas de la modulation en tension.

Conclusion

Ce rapide survol nous a permis de mieux cerner les problèmes qui se posent quant au choix du mode de modulation pour la réalisation de convertisseurs modulés en largeur. Nous retiendrons donc :

- Dans le cas du fonctionnement en boucle ouverte, la durée est modulée linéairement, cela correspond à une alimentation en tension. En pratique, pour une fréquence de modulation faible, devant celle de la porteuse, modulation naturelle et modulation uniforme sont équivalentes.
- Dans le cas du fonctionnement en boucle fermée, l'alimentation devient sinusoïdale en courant quelle que soit la charge utilisée. S'il peut paraître plus complexe dans la réalisation, par contre, il est autoprotecteur.

Un prochain article décrira un tel convertisseur qui a été réalisé pour la commande des machines asynchrones, à transistors de puissance, travaillant de 5 à 70 Hz, la limitation vers les basses fréquences n'étant fonction que du générateur pilote triphasé.

A. Troncy
Maître Assistant IUTII
Génie Mécanique
Villeurbanne

NOUVEAUTES

Informatique Médicale

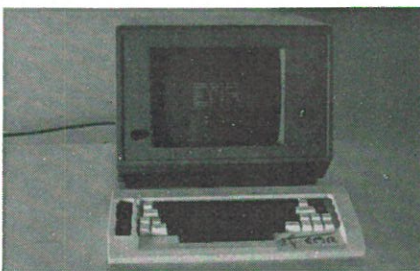
Venant au secours de l'Electronique Médicale, l'Informatique apporte aux médecins sa contribution en le libérant de toute contrainte administrative et statistique dont tous les praticiens sont plus ou moins affligés.

La société EMR (Electronique et Micro-Informatique Roumoise) propose à cet effet un micro-ordinateur plus spécialement destiné à la gestion médicale :

- Intolérances médicamenteuses
- Association thérapeutique
- Calcul de régimes
- Facteur de risque en cardiologie
- Paramètres EGE en cardiologie
- Calcul des tables en radio.

Le logiciel d'application, conçu et écrit par le Docteur Crimont, docteur en Physique et en Médecine, a été testé pendant six mois au sein d'un groupe médical.

Ce logiciel, adapté aux besoins des professions médicales et paramédicales, autorise en outre, sans qu'il soit nécessaire de posséder une formation informatique, de gérer un compte personnel, un fichier, un agenda de rendez-vous ainsi qu'une documentation annexe comme celle se rapportant, par exemple, à l'ordre et au syndicat local.



E.M.R., 185, avenue de Choisy, 75013 Paris. Tél. : 581.51.21.

Une association des amateurs de micro-informatique

Sous un sigle simple - Microcode - matérialisé par un affichage original :

μ CO
DE

l'association pour la micro-informatique, la construction et l'utilisation d'ordinateurs de divertissement et

d'éducation vient de voir le jour sous l'égide d'un groupe d'ingénieurs du labo d'application de la R.T.C. C'est une référence.

Créée sous la forme d'association : loi 1901 (sans but lucratif) cette institution a pour but :

- de rendre la micro-informatique accessible à tous
- de favoriser l'échange de connaissances et d'idées nouvelles
- de banaliser l'utilisation des micro-processeurs.

Elle dispose d'un local et d'une bibliothèque de programmes et édite un périodique d'informations et d'échanges. La permanence et les inscriptions se font au local le lundi et le mercredi soir de 18 à 21 heures : 20, rue Emile Duclaux, 75015 Paris. Tél. : 734.65.67.

Une « antenne » à Lyon : chez M. Bouilloz, Résidence « Les Mésanges », 22, rue M.-A.-Brillier, 38450 Heyrieux. Tél. (78) 53.00.25.

L'apport de l'université à l'avance technologique

Mettant à profit les possibilités intellectuelles et matérielles dont elles disposent, certaines universités provinciales tentent d'apporter au secteur industriel les éléments scientifiques nécessaires à l'évolution des technologies et plus particulièrement à celles relatives à l'électronique et à l'automatisme.

L'intelligence artificielle et la robotique, traitées depuis la naissance de notre revue par Michel de Pracontal (n° 4, pages 95 à 104, n° 7, pages 97 à 100), sont les facteurs de développement scientifique et industriel susceptibles de solutionner nombre de problèmes créés par la métamorphose sociologique. La cybernétique des années 40 laisse maintenant la place aux machines « à jouer », « à concevoir » et pourquoi pas, dit l'auteur précité, « à créer des cerveaux plus puissants que celui de l'être humain ».

La robotique, matérialisant cette intelligence artificielle (IA), concrétise les résultats du développement théorique dont elle est inséparable.

Université de Toulouse

A Toulouse, dans le cadre de l'université Paul Sabatier, une école spé-

cialisée dans l'intelligence artificielle et la reconnaissance des formes enseigne l'application de la robotique en milieu technique industriel.

Inauguré à la dernière rentrée scolaire, cet établissement a proposé à la Commission Nationale des titres d'ingénieurs, l'institution d'un diplôme d'ingénieur I.R.R. (intelligence artificielle, reconnaissance des formes, robotique). Pour le moment, elle délivrera un diplôme d'ingénieur I.R.R. de l'université.

Les étudiants issus d'une formation du type maîtrise peuvent être admis à l'Institut de l'UPS de Toulouse. Son adresse : 118, route de Narbonne, 31077 Toulouse Cedex. Tél. : 53.1120.

Université de Grenoble

Dans le cadre général de ses stages consacrés à l'électrotechnique, l'Institut National Polytechnique de Grenoble organise, au cours de l'année 1980, 23 cycles de formation répartis dans cinq ENS d'ingénieurs de Grenoble. Dans le secteur réservé à l'électrotechnique et à l'électronique, huit stages sont prévus en 1980 dont deux réservés aux microprocesseurs, un à l'électronique générale.

Tous les renseignements peuvent être obtenus auprès du chargé de mission : M. B. Masson I.N.P.G., 46, av. Félix Viallet, 38031 Grenoble Cedex. Tél. : 96.98.55.

Université de Bordeaux

Plus particulièrement spécialisée en électronique et en informatique, l'association dite « ADERA », animée par les professeurs de l'Université de Bordeaux (Equipes Systèmes Electroniques Logiques) et des ingénieurs de l'Aérospatiale, organise en 1980, 20 séjours d'études au cours desquels on traitera les sujets suivants : circuits intégrés, technologie et utilisations ; microprocesseurs ; circuits hybrides ; opto-électronique ; mémoires ; microscopie électronique ; fiabilité ; gestion de la qualité ; contrôles de la qualité ; électronique appliquée aux usages mécaniques ; logique électronique ; production assistée par ordinateur.

On peut contacter le secrétariat de l'ADERA, B.P. 48, 33160 St-Médard-en-Jalles. Tél. (56) 05.84.24, poste 320.

P.-L. GRENIER

Réseaux de distribution des semi-conducteurs



ADVANCED MICRO DEVICES

Mandataire :

● **A.M.D. France** : Silic 314, 74, rue d'Arcueil, immeuble Helsinski, 94518 Rungis Cedex. Tél. : 686.91.86.

Distributeurs :

● **Société A2M** : 6, avenue Ch.-de-Gaulle, Hall A, 78150 Le Chesnay Parly II. Tél. : 954.91.13.

● **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 de la Baltique, 91400 Orsay. Tél. : 907.78.78.

● **Sterc-Maissiat S.A.** : 2, rue Sévigné, 44010 Nantes Cedex. Tél. : (40) 71.45.75.

● **Debelle** : 13, rue Baptiste-Marcet, Z.I. de l'Argentières, 38600 Fontaine. Tél. : (76) 26.56.54.

● **Facen Electronique** : Z.I. d'Heillecourt, 54044 Heillecourt. Tél. (83) 51.00.05. – 6, rue Emile-Rouze, 59000 Lille. Tél. : (20) 96.93.07. – Z.I. de Mundolsheim, rue Vau-ban, 67450 Strasbourg Mundolsheim. Tél. : (88) 20.20.80.

● **Auctel** : 143, rue des Meuniers, 92220 Bagneux. Tél. : 664.10.50.

● **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

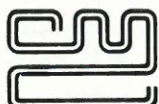
● **Analog Devices France** : Silic 204, 12, rue Le Corbusier, bât. « Léna », 94518 Rungis Cedex. Tél. : 687.34.11.

Agences :

● **Agence Est-Sud Est** : 17, rue des Orphelines, 38500 Voiron. Tél. : (76) 05.82.15.

● **Agence Ouest** : 70, rue Anne-Marie Javouhey, 61000 Alençon. Tél. : (33) 26.07.61.

● **Agence Sud-Ouest** : 281, route d'Espagne, 31076 Toulouse-Cedex. Tél. : (61) 40.85.62.



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. – 50, rue J.-P.-Timbaud, B.P. 5, 92403 Courbevoie. Tél. : 788.50.01.



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) 41.11.81. – 9, rue de Suède, 35000 Rennes. Tél. : (99) 50.62.35. BeauManoir VII, allée des Lilas, 13100 Aix-en-Provence. Tél. : (42) 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-lez-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.
 - **Aufroy 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, 94516 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

- **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** : 6, av. Ch.-de-Gaulle, Hall A, 78150 Le Chesnay Parly II. Tél. : 954.91.13.



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.
- **Métrie** : La Tour d'Asnières, 4, avenue Laurent-Cély, 92606 Asnières. Tél. : 791.44.44.
- **Celdis S.A.** : 53, rue Charles-Frérôt, 94250 Gentilly. Tél. : 546.13.13.



INTERSIL-DATEL

- **Intersil-Datel** : 217, Bureaux de la Colline de St-Cloud, Bât. D, 92213 St-Cloud Cedex. Tél. : 602.57.11.
- **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.
- **Almex** : 48, rue de l'Aubépine, Z.I. B.P. 102, 92164 Antony Cedex. Tél. : 666.21.12.
- **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-Amand-les-Eaux. Tél. : (27) 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. - 110, bd de Vitry, 35000 Rennes. Tél. : (99) 36.07.32.

● **I.D.E.M.** : 78, chemin Lanussé, 31200 Toulouse. Tél. : (61) 26.14.10.

● **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.



LAMBDA ELECTRONIQUE

● **Lambda Electronique** : B.P. 77, 91403 Orsay Cedex. Tél. : 012.14.87.

● **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.

● **Novatronic** : Résidence Cure d'air, 16D2, rue de la Côte, 54000 Nancy. Tél. : (83) 97.09.56.

● **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. - Immeuble « Le Concorde », 22, quai de Bacalan, 33075 Bordeaux Cedex. Tél. : (56) 29.51.21.

● **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.



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 Jarville-la-Malgrange. 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.

● **Ets Debelle** : rue Hénaff, 69120 Vaux-en-Vélin. Tél. : (78) 80.45.54.

● **Sterc Maissiat** : 2, rue de Sévigné, 44010 Nantes Cedex. Tél. : (40) 71.45.75.

● **Application Electronique** : route de Broussan, 30000 Nîmes Garons. Tél. : (66) 20.07.77. - 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.

MOSTEK

NEC**NIPPON ELECTRIC
COMPANY**

● **NEC Electronics France** : Tête du Pont de Sèvres, Tour Amboise, av. du Gal-Leclerc, 92100 Boulogne. Tél. : 609.22.77.

Distributeurs :

● **Alfatronic** : La Tour d'Asnières, 4, avenue Laurent-Cely, 92606 Asnières Cedex. Tél. : 791.44.44.

● **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** : 78, Chemin-Lanussé, 31200 Toulouse. Tél. : (61) 26.14.10.

● **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.

● **Sté A.S.A.P.** : 62, rue de Billancourt, 92100 Boulogne. Tél. : 604.78.78.

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****ROCKWELL**

● **R.E.A.** : BP 5, 9, rue Ernest-Cognacq, 92301 Levallois-Perret Cedex. Tél. : 758.11.11.

**R.T.C.
LA RADIOTECHNIQUE
COMPELEC**

● **R.T.F. Diffusion** : 59/63, rue Desnouettes, 75015 Paris. Tél. : 531.16.50.

● **Omnitech** : 15/21, rue Camille-Flammarion, 75018 Paris. Tél. : 257.13.95.

● **Morin Industrie** : 52, rue Jean-Jaurès, 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.

● **Compec** : 8, rue La Fayette, 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. – 110, bd de Vitré, 35000 Rennes. Tél. : (99) 36.07.32.

● **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** : 11, av. du Corps Franc Pommies, 64000 Pau. Tél. : (59) 30.68.49. – Avenue de Larrieu, 31094 Toulouse Cedex. Tél. : (61) 41.16.99. – 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.

● **Alpelectro** : 1, rue des Résistants, 38400 Saint-Martin d'Hères. Tél. : (76) 25.50.90.

● **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 Pierre Sébard, 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.

- **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.
- **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.
- **Tarbeclec** : 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** : 57, rue du Manoir de Sévigné, Z.I. route de Lorient. B.P. 3209. 35013 Rennes. Tél. : (99) 54.01.53
- **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** : 40, rue des Fontenelles, 92000 Nanterre. Tél. : 774.76.86.
- **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.
- **Disserel** : 32/36, rue de Torcy, 75018 Paris. Tél. : 203.60.02.
- **Hohl et Danner** : Z.I. Strasbourg-Mundolsheim, B.P. 11, 67450 Mundolsheim. Tél. : (88) 20.90.11. – 58, rue de Belfort, 68200 Mulhouse. Tél. : (89) 42.08.91. – Z.I. Heillecourt, 54044 Nancy Cedex. Tél. : (83) 51.42.30.
- **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. – Immeuble « Le Concorde », 22, quai de Bacalan, 33075 Bordeaux Cedex. Tél. : (56) 29.51.21.
- **Radio-Sell Composants** : 156, rue Jean-Jaurès, 29283 Brest Cedex. Tél. : (98) 44.32.79.
- **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. – 9 bis, rue du Bas Champflour, 63000 Clermont-Ferrand. Tél. : (73) 36.47.10.





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) 79.17.56.
- **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, 13290 Aix-les-Milles. Tél. : (42) 26.58.11.
- **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) 51.22.88.

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** : Immeuble « Le Concorde », 22, quai de Bacalan, 33075 Bordeaux Cedex. Tél. : (56) 29.51.21. – 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.

- **St Malbec et Cie** : 17, rue de Luxembourg, Z.I., B.P. 78, 37002 Tours Cedex. Tél. : (47) 54.43.96.

- **Agent M. Kinder** : 1, rue P.-Ristelhuber, 67100 Strasbourg-Meinau. Tél. : (88) 39.29.29 – 39.18.02.



SILICONIX

- **Almex** : Z.I. d'Antony, 48, rue de l'Aubépine, 92160 Antony. Tél. : 666.21.12.

- **Ouest Composants** : 57, rue du Manoir de Sévigné, Z.I. route de Lorient, 35000 Rennes. Tél. : (99) 54.01.53.

- **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.

- **Batzinger** : 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.

- **Dimel** : « Le Marino », avenue Claude Farrère, 83100 Toulon. Tél. : (94) 41.49.63.

- **Direct** : 153, rue de Constantine, 76000 Rouen. Tél. : (35) 98.17.98.

- **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** : 57, rue du Manoir de Servigné, Z.I. route de Lorient, 35000 Rennes. Tél. : (99) 54.01.53.
- **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** : Immeuble « Le Concorde », 22, quai de Bacalan, 33075 Bordeaux Cedex. Tél. : (56) 29.51.21. – 89, rue Riquet, 31071 Toulouse Cedex. Tél. : (61) 62.34.72.



SSSI

- **ERN** : 13, rue des Acacias, 75017 Paris. Tél. : 380.09.93.



TAG SEMICONDUCTORS FRANCE

- **Tag Semiconductors France** : La Boursidière, R.N. 186, 92350 Le Plessis-Robinson. Tél. : 631.80.68.
- **Arcel** : 54, rue de Vincennes, 93100 Montreuil. Tél. : 857.10.05. – 38, quai Arloux, 69000 Lyon. Tél. : (78) 83.21.71.
- **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** : 57, rue du Manoir de Servigné, Z.I. route de Lorient, 35000 Rennes. Tél. : (99) 54.01.53.



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** : 23, rue du Puits Mauger, 35100 Rennes. Tél. : (99) 79.54.81. – 100, allée de Barcelone, 31100 Toulouse. Tél. : (61) 23.59.32. – 8/10, avenue Morane-Saulnier, 78140 Vélizy. Tél. : 946.97.12. – 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) 22.12.66.
- **Radio-Voltaire** : 7, avenue Parmentier, 75011 Paris. Tél. : 379.50.11.
- **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. : 663.02.24.
- **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. : (28) 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 :

- **A2M** : 6, av. Ch.-de-Gaulle, Hall A, 78150 Le Chesnay Parly II. Tél. : 954.91.13.

Agents :

- **M. Laux** : « La Garenne », Camarsac, 33750 St-Germain-du-Puch. Tél. : (56) 23.20.51.
- **Comtec** : 69850 St-Martin-en-Haut. Tél. : (78) 48.61.87.
- **Vernières Electronique** : 56390 Grand-Champ. Tél. : (97) 66.77.58.

