

# ELECTRONIQUE APPLICATIONS

Trimestriel N° 11 - Automne 1979 - 15 f



# ELECTRONIQUE APPLICATIONS

Trimestriel N° 11 - Automne 1979 - 15 F



RUBRI : 8 F ALGERIE : 12 DM TUNISIE : 12 DM CANADA : 2,25 DOLLARS - ESPAGNE : 210 PESETAS

## Société Parisienne d'Édition

Société anonyme au capital de 1 950 000 F

Siège social : 43, rue de Dunkerque, 75010 Paris

Direction - Rédaction - Administration - Ventes :

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

Tél. : 200.33.05 - Télex : PGV 230472 F

Publicité : Société Auxiliaire de Publicité

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

Tél. : 200.33.05

Publicité pour la Belgique : Euro-Publi-Belgium,

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

Président-directeur général : Directeur de la publication

**Jean-Pierre Ventillard**

Rédacteur en chef

**Jean-Claude Roussez**

Ont participé à ce numéro : J.-C. Baud, A. Boix, A. Brun, J.-L. Coatrieux, M. Dailier, H. Darnand, Jos De Neef, J. Dufourquet, Pierre Ethnoz, Denis Floutier, Pierre-Louis Grenier, Daniel Heyden, Jacky Jégou, Félix Juster, M. Lacroix, Etienne Lemery, Pierre Lemeunier, Serge Libeski, P. Meyer, Bernard Rouvrais, Jean Sabourin, Jacques Trémolières, A. Troncy, J.-C. Vialle.

Maquette : **Michel Raby**

Couverture : **Gilbert L'Héritier**

Ce numéro a été tiré à  
**65 000 exemplaires**

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

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

Copyright 1979 - Société Parisienne d'Édition

Dépôt légal 3<sup>e</sup> trimestre 79 N° éditeur : 761

« 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<sup>er</sup> de l'article 40).  
« Cette représentation ou reproduction, par quelque procédé que ce soit constituerait donc une contrefaçon sanctionnée par les articles 425 et suivants du Code Pénal. »

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

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

## SOMMAIRE



Analyse

Oscillateurs sinusoïdaux en B.F.

79

Le relais statique pour courant alternatif

145



Circuits intégrés

Mémorisation non volatile de données analogiques avec le M 193

59



composants

Thyristor blocable par la gâchette

127



Electronique médicale

L'électrothérapie

5

La tomodynamométrie

35

Analyse en électromyographie

67



Electronique nucléaire

Etudes des détecteurs de radiations nucléaires

139



Audio

Amplificateurs audio : les conceptions actuelles

11



Etude

Hacheur à thyristors sans inductance d'inversion

29

Les lignes à microruban (suite)

135



Mesures

Modes de fonctionnement et applications des générateurs de fonctions

21



Interface de gestion d'une table traçante

49

Le microprocesseur dans le traitement des eaux

164



Physique

Effet Zener et effet Branly

93



Schémathèque

Presse technique étrangère

85



Technologie

Le circuit imprimé : traitement et nettoyage

71

Un système d'aide aux automobilistes

97

Fiches techniques : circuits intégrés pour auto-radios

105

Les semi-conducteurs de puissance et la traction ferroviaire

151

Réseaux de distribution des semi-conducteurs

157

Nouveautés

165

**Guillaume Duchenne de Boulogne** (1806-1875) voyait en la stimulation électrique excito-motrice le moyen d'étudier l'action individuelle des muscles et, conséquemment, la physiologie des mouvements sur l'homme vivant.\*

**Arsène d'Arsonval** (1851-1940) quant à lui appliqua les courants de haute fréquence à la médecine et mit en évidence leurs effets antalgiques et thermiques (d'Arsonvalisation). Ce fut le début de l'électrothérapie dont le développement connût bien des vicissitudes. Parfois encore décriée, l'électrothérapie est cependant journallement employée en rééducation, thalassothérapie, traumatologie osseuse, pour lutter contre la douleur.

« **Electrothérapie** » : traitement des maladies par l'électricité (selon Larousse).

Nous débuterons donc notre exposé par l'étude de l'électrothérapie proprement dite : classification des divers

# L'électrothérapie

courants utilisés, mécanismes d'actions et applications thérapeutiques.

L'intérêt thérapeutique des ultra-sons, des rayonnements ultraviolets et infrarouges fera l'objet des chapitres suivants. Ces procédés électrologiques peuvent en effet être rattachés, par leur mécanisme d'action et les résultats qu'ils procurent, à l'électrothérapie proprement dite.

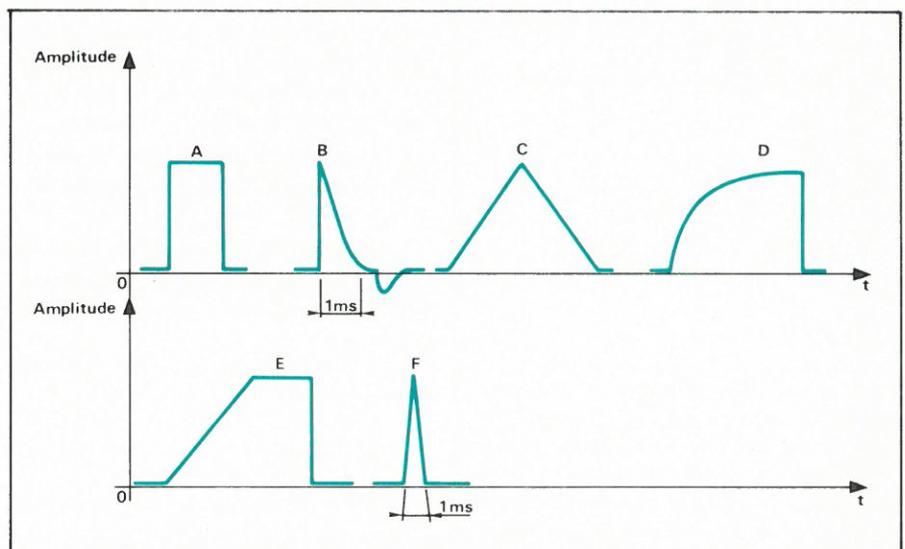


Fig. 1. - Impulsions rectangulaires (A), faradiques (B), triangulaires (C), exponentielles (D), trapézoïdales (E), homofaradiques (F).

## Classification des courants utilisés

Certaines formes d'onde ont été retenues et sont utilisées pour leur effet spécifique.

a) Le courant continu (dit « galvanique »)

b) Impulsions (voir fig. 1)

- Rectangulaires.
- Faradiques ou homo-faradiques.
- Triangulaires.
- Exponentielles.
- Trapézoïdales (courant dit progressif).

Elles sont utilisées sous forme de

\* Guillaume Duchenne de Boulogne : « La physiologie des mouvements » (1867).

signal continu, modulé ou non en amplitude, ou de trains d'impulsions. Le signal global peut être polarisé (valeur moyenne différente de zéro) ou alternatif (valeur moyenne nulle). Un des paramètres définissant les impulsions est la fréquence de récurrence.

En électrothérapie, on définit trois domaines :

- Basse fréquence : 0 à 800 Hz.
- Moyenne fréquence : 800 Hz à 50 kHz.
- Haute fréquence : au-dessus de 100 kHz.

Certains générateurs pour électrothérapie permettent de programmer l'application de divers types de courant successivement pendant la séance de traitement.

c) Les formes les plus usuelles de courants

#### – Courants polarisés :

- trains d'impulsions rectangulaires,
- trains d'impulsions faradiques ou homo-faradiques,
- impulsions hémisinoïdales obtenues par redressement simple ou double alternance du secteur 50 Hz,
- trains d'impulsions exponentielles.

#### – Courants alternatifs :

- courants rectangulaires, triangulaires, exponentiels, trapézoïdaux, alternatifs ou avec changement périodique de polarité (voir fig. 2),
- courants alternatifs sinusoïdaux.

## Applications du courant continu (dit « galvanique »)

a) Sources

Elles doivent délivrer environ une centaine de volts sous 20/25 mA de débit. Elles doivent bien sûr, pour des impératifs évidents de sécurité être parfaitement isolées du secteur. Le courant peut être appliqué de façon continue ou interrompu périodiquement.

b) Applications – Effets biologiques et physiologiques

#### – Le « galvanisme » :

Le courant continu est appliqué au patient par l'intermédiaire d'électrodes métalliques de grande surface recouvertes d'une éponge ou d'une chamoisine humide. Le courant continu pos-

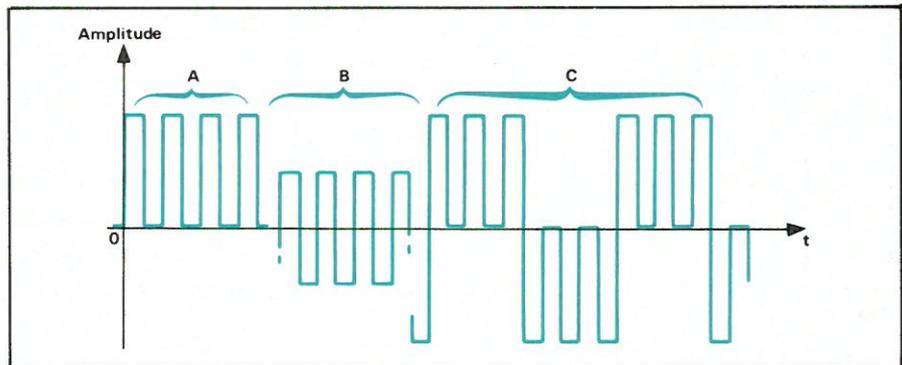


Fig. 2. – Courant polarisé ou unidirectionnel (A), alternatif (B), avec changement périodique de polarité (C).

sède bien entendu, des propriétés spécifiques à chaque pôle :

- **Au niveau de l'électrode négative**, le champ électrique favorise la dépolarisation nerveuse. L'excitabilité nerveuse augmente donc. On constate par ailleurs un assouplissement des tissus.
- **Au niveau de l'électrode positive**, il y a, inversement, renforcement de la polarisation nerveuse. L'excitabilité nerveuse décroît, d'où une action sédative. On constate par ailleurs un échauffement des tissus.

Enfin, l'action des produits caustiques résultant de l'électrolyse du chlorure de sodium du milieu intérieur peut avoir un effet destructeur.

#### – L'ionophorèse :

On utilise le courant continu pour introduire dans l'organisme, au travers de la peau, des substances médicamenteuses.

Les électrodes sont comme précédemment des plaques métalliques de surface suffisante recouvertes d'une éponge humide dont le rôle est :

- De vaincre la résistance de la peau et de maintenir un contact électrique parfait.
- D'absorber les produits caustiques formés à la surface des électrodes par électrolyse et donc de protéger la peau.

Les densités de courant utilisées sont de l'ordre de 1 mA/cm<sup>2</sup>.

c) Indications

#### – Le « galvanisme est utilisé :

- Pour son effet sédatif : atténuation de douleurs musculaires, entorses, contusions.
- Pour son effet destructeur : verrues.

– **L'ionophorèse** permet d'accroître l'efficacité de certains produits en facilitant la pénétration au travers de la peau : action sédative de l'ion calcium, action anti-inflammatoire des corticostéroïdes, du citrate de potassium (traitement des rhumatismes, de la goutte), action analgésique du salicylate de soude (myalgies, rhumatisme articulaire).

## Action des courants de haute fréquence (d'Arsonvalisation)

Un point particulier des courants de haute fréquence est qu'ils n'excitent pas les structures musculaires.

a) Ondes courtes

Pour les applications à l'électrothérapie, on considère comme « ondes courtes » les fréquences allant de 10 MHz à 100 MHz environ ( $\lambda$  de 30 m à 3 m).

Des fréquences particulières sont d'ailleurs prévues pour l'usage médical en électrothérapie :

- 40,92 MHz (7,33 m)
- 27,125 MHz (11,06 m)
- 13,56 MHz (22,12 m)

– **Application. Effets biologiques et physiologiques** : les courants de haute fréquence sont produits par un étage oscillateur suivi éventuellement d'un étage amplificateur de puissance (haute fréquence entretenue).

Le courant est appliqué au patient par des électrodes métalliques en contact direct avec la peau ou isolées de cette dernière par un diélectrique (caoutchouc ou air, électrode de « Schliephake ») (voir fig. 3). On utilise également des électrodes « inductives » câble enroulé autour du membre à traiter, électrode de « Pancake » (voir fig. 4).

Les structures musculaires ne sont pas excitées par les courants de haute fréquence ; ces derniers pénètrent en profondeur dans l'organisme où ils sont absorbés en provoquant une élévation de température.

Les grandes longueurs d'onde échauffent plus particulièrement la peau et les tissus résistants (diathermie).

Les courants de longueur d'onde plus faible traversent la peau par capacité et provoquent un échauffement plus profond.

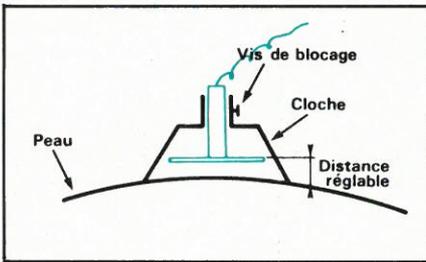


Fig. 3. Principe de l'électrode capacitive à diélectrique air (Schliephabre).

Les courants de haute fréquence peuvent avoir un effet bactéricide ou, au contraire, favoriser l'activité de certains bacilles et champignons, en fonction de leur longueur d'onde.

L'application au corps humain des courants de haute fréquence (d'Arsonvalisation) a un effet antispasmodique, anti-inflammatoire, une action vasculaire, un effet thermique.

**- Indications :**

● **Utilisation de l'effet thermique :** dans les syndromes circulatoires (effet bénéfique de la vasodilatation consécutive), hyperthermie provoquée dans les hémiparalysies ou paralysies générales, névralgies, algies, etc.

● **Utilisation de l'effet anti-inflammatoire :** rhumatologie, traitement des contusions, hématomes, entorses, de certaines affections dentaires, etc.

● **Utilisation de l'effet antispasmodique :** traitement des spasmes gastro-intestinaux.

● **Utilisation des effets thermique et antispasmodique :** traitement des artérites, amélioration du retour veineux ; bistouri électrique (effet thermique utilisé pour la section des tissus ou la coagulation).

**b) Ondes centimétriques**

On considère comme ondes centimétriques les fréquences allant de 1 000 à 30 000 MHz ( $\lambda$  de 30 cm à 1 cm). La fréquence de 25 000 MHz est réservée à l'électrothérapie ( $\lambda = 12$  cm).

**- Application - Effets biologiques et physiologiques :**

Les ondes centimétriques, au niveau de puissance requis par l'électrothérapie, sont produites par des tubes électroniques spéciaux : les magnétrons. Des guides d'ondes acheminent l'énergie produite vers des antennes « cornet » placées près du patient au regard des zones à traiter. La distance peau/antenne permet d'ajuster l'irradiation.

Il faut, bien sûr, éviter la présence dans le champ de pièces métalliques (bracelets, bagues, montres, pièces métalliques d'ostéosynthèse, prothèses dentaires métalliques, etc.). Les

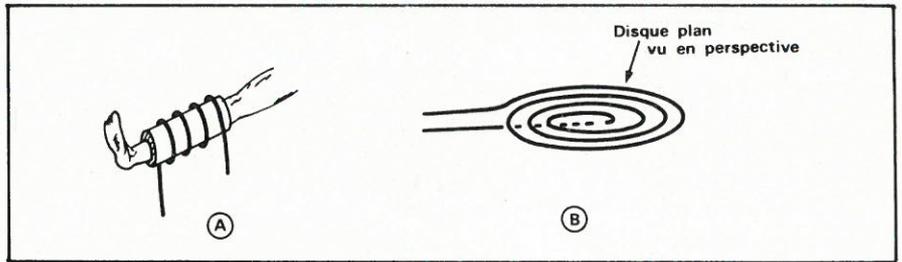


Fig. 4. Deux types d'électrodes inductives.

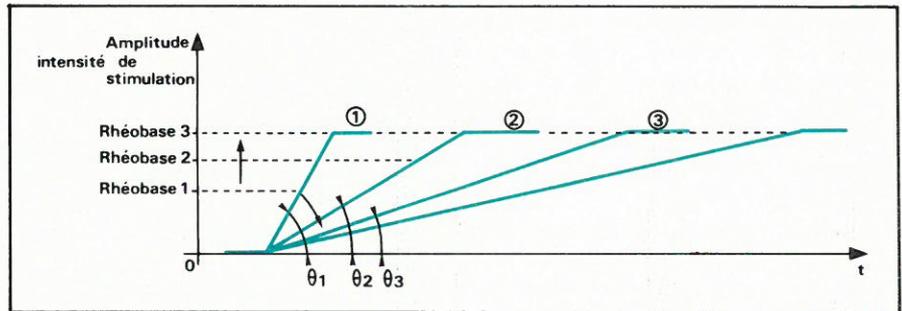


Fig. 5. Notion de pente limite

yeux doivent être protégés par des blindages (lunettes grillagées formant cage de Faraday).

Les séances d'irradiation durent de 15 à 30 minutes.

Les ondes centimétriques subissent une absorption à peu près uniforme dans les liquides intra et extra cellulaires. Les graisses, quant à elles, n'absorbent que peu ces ondes très courtes.

On constate, en dehors des graisses, des augmentations de température allant jusqu'à 4 °C à 5 cm de profondeur.

**- Indications :** arthrose des articulations, algies rhumatismales, algies post-traumatiques.

**- Contre indications :** pièces d'ostéosynthèse dans le champ, grossesse, processus inflammatoires internes (abcès), affections à caractère hémorragique, tumeurs diverses.

**c) La haute fréquence redressée**

Elle favorise, comme le courant continu, la pénétration des ions métalliques (ionophorèse ou diélectrolyse). Le courant étant « polarisé », il faut éviter le contact direct de la peau avec les électrodes d'application (voir plus haut « application du courant continu »).

La haute fréquence redressée présente des propriétés remarquables d'**inhibition de la douleur**.

**- Indications :** rhumatologie, traumatologie, contractures musculaires, algies diverses.

**- Risques :** brûlures de la peau par trop grande intensité ou contact direct avec les électrodes métalliques, absence de protection des yeux.

**Electrothérapie excito-motrice**

Elle a pour but de provoquer une contraction musculaire soit par action sur le nerf, soit par action directe sur le muscle (aux fins de rééducation musculaire active, d'étude de la réponse musculaire à un stimuli, etc.).

**a) Les stimulis et leurs effets**

**- Impulsions rectangulaires (durée de l'ordre de 100 ms) :** appliquées sur la peau au niveau du nerf ou du muscle, elles ne provoquent de contraction que si l'intensité est supérieure à un seuil appelé **rhéobase**. Ce seuil varie en fonction de la durée de l'impulsion : plus la durée est faible, plus la rhéobase est élevée (il faut en quelque sorte assurer une énergie minimale de stimulation).

**- Courants progressifs (triangulaires, trapézoïdaux, exponentiels) :** on constate que la rhéobase définie ci-dessus est d'autant plus élevée que la pente de montée du signal est plus faible (voir fig. 5).

On définit une pente limite en dessous de laquelle il n'y a plus stimulation.

Les courants progressifs agissent sur les fibres dénervées sans agir sur les fibres saines voisines.

**- Courants faradiques :**

A l'inverse des courants précédents, ils sont efficaces sur les muscles striés dont la chronaxie est normale et provoquent leur contraction. Ils sont inefficaces sur des muscles pathologiques à chronaxie élevée.

– Courants de basse fréquence (0 à 800 Hz) :

Comme nous l'avons vu plus haut l'application de ces courants provoque d'abord la contraction (effet dynamogène) et produit ensuite un effet « inhibiteur » (analgésie, atonie musculaire).

Formes usuelles : elles sont toutes « polarisées » (courants unidirectionnels) :

● **Courant monophasé** : obtenu par redressement simple alternance de tension alternative à 50 Hz, isolée bien sûr du secteur par un transformateur d'isolement. Effet dynamogène prédominant. Très sensible au niveau de la peau il peut être utilisé pour induire des mouvements réflexes.

● **Courant monophasé intermittent** (voir fig. 6) : l'effet dynamogène est maximum. Il provoque de violentes contractions musculaires.

● **Courant biphasé** : obtenu dans les mêmes conditions par redressement double alternance. L'effet inhibiteur prédomine (utilisé pour combattre diverses algies). L'effet dynamogène dure moins longtemps que pour le courant monophasé.

● **Courant modulé lent** (voir fig. 7) : possède un excellent effet inhibiteur et un effet dynamogène faible (traitement des algies, contractures, etc.).

● **Courant modulé rapide** (voir fig. 8) : effet dynamogène marqué mais moins violent que pour le courant monophasé intermittent (traitement des atrophies, atonies musculaires, raideurs articulaires, etc.).

– Courant de moyenne fréquence sinusoïdal :

D'Arsonval a établi que l'excitabilité du muscle était maximale pour des fréquences comprises entre 2 500 et 5 000 Hz. La plage des moyennes fréquences utilisée en électrothérapie s'étend de 1 000 à 10 000 Hz environ.

La moyenne fréquence sinusoïdale peut être appliquée de façon continue ou découpée (temps de repos à peu près identique au temps d'action). Elle a un effet excito-moteur très actif : elle provoque une tétanisation musculaire importante des muscles sains non dénervés, ou atrophiés par l'inaction (membres plâtrés). C'est le moyen idéal de contraction de la fibre musculaire. Son action antalgique est moins marquée que celle du courant de haute fréquence redressé. Enfin, elle est insensible au niveau de la peau.

b) Contre-indications

– Courants de basse fréquence :

Éviter l'application dans la région cardiaque (risques d'induction de fibril-

Récapitulatif	
EFFET	TYPE DE COURANT
Action destructive	Courant continu (galvanique) : électrolyse haute fréquence : effet thermique.
Action antalgique (anélectrotonus nerveux ou ionophorèse)	Basse fréquence polarisée Courant continu Haute fréquence redressée.
Action excito motrice (contractions musculaires)	Trains d'impulsion rectangulaires : muscle sain, trains d'impulsions progressives : muscle atteint, moyenne fréquence sinusoïdale.
Action réflexogène	Basse fréquence polarisée, trains d'impulsions faradiques.
Action vasculaire	Ondes courtes (diathermie) Ondes centimétriques.
Ionophorèse	Tous les courants polarisés.

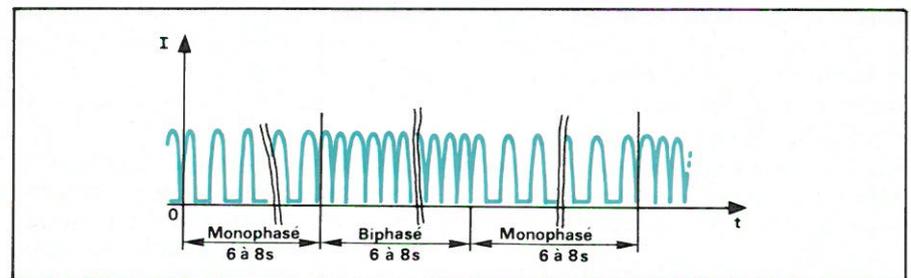


Fig. 6. Courant monophasé intermittent.

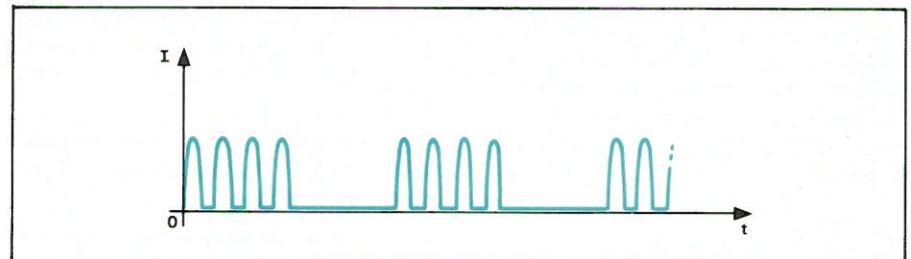


Fig. 7. Courant modulé lent.

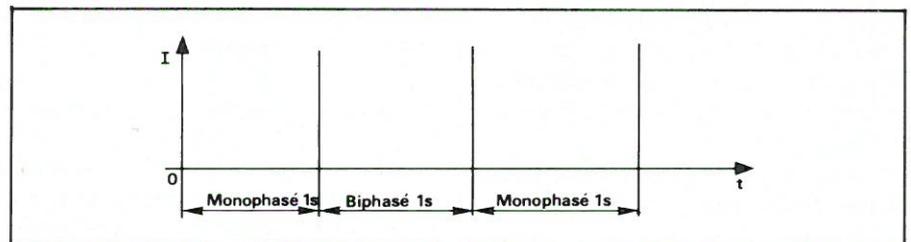


Fig. 8. Courant modulé rapide.

lation ventriculaire (voir notre article « La défibrillation électrique E.A. n° 5). Pour les courants unidirectionnels, prendre les mêmes précautions que pour le courant continu quant aux électrodes, éviter les pièces métalliques sur le chemin du courant (pièces d'ostéosynthèse, prothèses dentaires, etc.).

– Moyenne fréquence alternative :

présente très peu de risques.

## Les ultrasons

On appelle « ultrasons » des sons (donc des vibrations) dont la fréquence s'étend de 17 kHz, limite du spectre audible à des dizaines de MHz.

On utilise en application thérapeutique \* des fréquences de 500 kHz à 5 MHz environ.

### Effets physiques biologiques et physiologiques

#### a) Effets physiques

● **Cavitation** : plus la fréquence des ultrasons croît, plus vite ils sont absorbés par le milieu de propagation. Pour une fréquence donnée, dès qu'une certaine intensité du rayonnement est atteinte, les ultrasons libèrent les gaz dissous et même provoquent la naissance de bulles de vapeur dans le milieu de propagation : c'est la **cavitation**.

● **Effet thermique** : l'énergie ultrasonore du faisceau incident est en quasi totalité transformée en chaleur dans le milieu de propagation (frottement des molécules vibrant à la fréquence des ultrasons, mouvement des micro-bulles de cavitation).

● **Coalescence** de particules en suspension dans le liquide de propagation, formation d'émulsions, formation d'aérosols, etc.

#### b) Effets biologiques et physiologiques

Des effets physiques ci-dessus, il découle que les ultrasons peuvent avoir des effets thérapeutiques :

– Mécaniques :

● micromassage des tissus,  
● effet destructeur par action des microbulles de cavitation ou résonance mécanique.

– Thermiques :

● échauffement des tissus,  
● effet vasodilatateur dû à l'action thermique et à l'effet direct sur le système neuro-végétatif.

### Application

Les ultrasons sont produits en mettant à profit l'effet piézo-électrique (Travaux de P. et J. Curie, de Langevin), l'effet ferro-électrique (fréquence jusqu'à plusieurs dizaines de MHz), la magnétostriction (fréquence maximum 0,5 MHz), (voir « Les applications

médicales des ultrasons », *Electronique Applications* n° 1, printemps 1977).

Les appareils de thérapie par ultrasons comportent donc :

- un générateur électrique,
- une « tête mobile » comportant l'élément transducteur reliée au générateur par un câble.

Aux fréquences employées, les ultrasons se propagent très mal dans l'air. Il est donc nécessaire d'assurer un contact acoustique parfait entre la tête productrice d'ultrasons et la peau de la région à traiter, en interposant un gel aqueux ou une huile exempte de gaz dissous, ou en travaillant sous l'eau (dégazée) en immergeant la tête ultrasonore et la région à traiter.

### Indications – Contre-indications

#### a) Indications

● Traitement de l'arthrose, des lombagos, de l'artérite des membres inférieurs à ses divers stades, des cicatrices douloureuses, du névrome des amputés.

● Destruction de la partie vestibulaire du labyrinthe sans altérer l'ouïe (traitement de la maladie de Menière).

● Destruction ou freinage de la fonction hypophysaire (traitement des métastases cancéreuses).

#### b) Contre-indications

● Grossesse, tuberculose, affections cancérogènes.

## Les Ultraviolets

Les ultraviolets sont des rayonnements électromagnétiques dont le spectre s'étend de la limite du visible (0,4  $\mu\text{m}$ ) à 0,15  $\mu\text{m}$  environ. En pratique électrothérapique, le spectre U.V. a été divisé en trois parties :

● U.V.<sub>A</sub> : 4 000  $\text{Å}$  à 3 150  $\text{Å}$  \*\*, traversent le verre ordinaire ; se trouvent dans la lumière solaire, la lumière des lampes à arc ou à incandescence.

● U.V.<sub>B</sub> : 3 150  $\text{Å}$  à 2 000  $\text{Å}$  ne traversent pas le verre ordinaire ; provoquent la pigmentation de la peau ; se trouvent dans la lumière solaire, la lumière des lampes à arc et à vapeur de mercure.

● U.V.<sub>C</sub> : en dessous de 20 000  $\text{Å}$  ; totalement absorbés par le verre ordinaire ; ne provoquent que peu de pigmentation de la peau ; se trouvent dans la lumière de l'arc de mercure.

## Application

Les ultraviolets existent dans la lumière solaire. L'atmosphère, et plus particulièrement la couche d'ozone, filtre les ultraviolets en provenance du soleil. Il ne parvient sur terre aucun ultraviolet de longueur d'onde inférieure à 2 890  $\text{Å}$ .

Pour l'usage médical, les ultraviolets sont produits essentiellement par des lampes à vapeur de mercure suivies de filtres destinés à sélectionner les raies intéressantes des spectres émis, ou par des lampes à arc dont on filtre l'émission afin surtout d'éliminer l'intense rayonnement infrarouge, inutile, voir même dangereux (lampe de Finsen).

### Effets biologiques et physiologiques

– **Pigmentation de la peau** : (ultraviolet B).

– **Effet bactéricide** : Les U.V. de longueur d'onde 2 652  $\text{Å}$  ont un pouvoir bactéricide maximum. Ils sont utilisés pour le traitement de certaines maladies de peau. Des « lampes germicides » sont utilisées pour la stérilisation de l'air en salle d'opération, dans les laboratoires, pour la stérilisation de l'eau (lavage des mains des chirurgiens) en bloc opératoire.

– **Effets sur le métabolisme** : c'est l'effet le plus spectaculaire des ultraviolets, les U.V. de longueur d'onde inférieure à 3 200  $\text{Å}$  agissent sur le métabolisme des stérols, ergostérols, déhydro-cholestérols, et produisent les vitamines D qui favorisent la rétention du phosphore et l'assimilation du calcium (effet antirachitique).

### Indications

● **Irradiation locale** : dermatoses, traitement de certaines névralgies.

● **Irradiation générale** : anémie, rachitisme, fatigue, états dépressifs.

### Contre-indications

Tuberculose pulmonaire, lésions cardiaques, artériosclérose, insuffisances rénales ou hépatiques, dermatites.

\* Nous rappelons aux lecteurs que les applications médicales diagnostiques des ultrasons ont été traitées dans les numéros 1 et 2 de notre revue (printemps et été 1977).

\*\* 1  $\text{Å}$  = 10<sup>-7</sup> mm

## Risques

- Sensibilisation de la peau.
- Protéger les yeux du patient par des lunettes noires (risques de conjonctivite, photo-ophtalmie).
- Certaines substances présentes dans le sang augmentent l'effet de l'irradiation et voient leur effet accru par l'irradiation (photosensibilité de l'insuline, de la quinine, du calcium et des sulfamides).

## Les infrarouges

Le spectre des infra-rouges s'étend de 7600 A° à 500 000 A° environ.

- I.R. court 7 600 A° à 14 000 A°
- I.R. moyen 14 000 A° à 30 000 A°
- I.R. long 30 000 A° 500 000 A°

Les applications thérapeutiques utilisent des infrarouges de 7 600 A° à 50 000 A° environ.

## Application

Les infrarouges sont produits en général par des :

- **Lampes à filament de tungstène** produisant surtout des infrarouges moyens et longs ; on atteint avec une seule lampe des puissances de 2 000 W.
- **Radiateurs à corps noir** : une résistance électrique est enrobée dans une matière éliminant le spectre visible ; les radiations fournies sont moins pénétrantes (infrarouges longs).
- **Résistance incluse dans un tube de quartz** : le quartz est transparent aux infrarouges courts émis par la résistance électrique. Chauffé, il émet lui-même des infrarouges moyens et longs.

## Effets biologiques et physiologiques

Les I.R. ont une action :

- **Métabolique et circulatoire**, (dose de 1 à 1,5 calorie/g/cm<sup>2</sup>/mn).
- **Anti-inflammatoire**, (dose de 0,75 calorie/g/cm<sup>2</sup>mn).
- **Analgésique et antispasmodique**, (dose de 0,5 calorie/g/cm<sup>2</sup>/mn).

## Indications

- Contusions, entorses.
- Etats spasmodiques viscéraux.
- Arthrite rhumatismale.

- Disfonctionnement vasculaire des extrémités.

- Certaines lésions de la peau.

## Contre-indications

- Tout risque hémorragique ou hémorragie ou traumatisme récents.
- Etats inflammatoires aigus.
- Des doses excessives peuvent provoquer des brûlures.
- Il faut protéger les yeux.
- Le patient court des risques de « coup de chaleur » ou de refroidissement surtout après des irradiations importantes

## Conclusion

Comme le lecteur a pu s'en rendre compte, l'électrothérapie a des applications très diverses : de la simple analgésie à la plus complexe rééducation active. La diversité des techniques et des matériels à mettre en œuvre a freiné son développement. Elle fut, il faut le reconnaître, parfois mal appliquée.

Elle présente cependant un intérêt indéniable, évitant parfois une chimiothérapie non dénuée de risques, ou la complétant.

Le lecteur désirant « approfondir la question » particulièrement au niveau des applications thérapeutiques pourra consulter « Electrothérapie » de J. Dumoulin et G de Bisschop (Maloine. S.A. Editeur) deuxième édition. Ouvrage très complet où toutes les techniques sont détaillées.

D. Heyden  
Mira Electronique

## La robotique à l'université

L'université Paul Sabatier vient de créer un nouveau diplôme.

Le titre délivré portera le nom de diplôme d'ingénieur de l'université en intelligence artificielle, reconnaissance des formes et robotique.

Cet enseignement concerne les outils, mécanismes et machines plus ou moins autonomes qui sont développés actuellement pour améliorer les conditions de travail, permettre le travail en milieu hostile, détecter les ressources terrestres, accroître la productivité.

Ce diplôme sanctionne une formation qui, d'une part prépare directement à la vie professionnelle, et d'autre part se situe à un niveau de haute spécialisation au sein du troisième cycle en donnant lieu à la réalisation de travaux de recherche débouchant sur des applications en rapport avec l'orientation professionnelle du diplômé.

La mise en place de cet enseignement a été confortée par les résultats d'une enquête réalisée auprès du secteur industriel concerné (industries mécaniques, électriques, électroniques, télécommunications, prospection spatiale, médecine...). Cette enquête a pu faire ressortir l'intérêt et la nécessité d'une telle formation. Le programme établi tient d'ailleurs largement compte des suggestions faites par les organismes consultés.

Cette formation durera trente-trois semaines (vingt-cinq à raison de trente et une heures par semaine de cours et de bureaux d'études, suivies de huit semaines de stage). Le laboratoire de Cybernétique des Entreprises, Reconnaissance des formes, Intelligence Artificielle (CERFIA), le laboratoire d'Automatique et d'Analyse des Systèmes du CNRS (LAAS), le laboratoire de Langages et Systèmes Informatiques (LSI) participent à cet enseignement.

Les étudiants désirant suivre cet enseignement doivent être titulaires d'une maîtrise (EEA informatique ou mécanique) ou justifier d'un diplôme d'ingénieur.

Pour tout renseignement complémentaire, s'adresser à :

M. Briot (LAAS du C.N.R.S.), 7, avenue du Colonel Roche 31400 Toulouse. Tél. : (61) 53.11.77.



L'amplificateur joue-t-il un rôle aussi important que certains le prétendent dans la qualité sonore ? C'est une question qui est posée. Certes, on parlera du son d'un condensateur ou d'une résistance, on discutera des mérites des prises dorées, des câbles de liaison utilisant du fil de Litz ou des tresses multibrins. Les fabricants d'accessoires déploient d'inimaginables efforts pour commercialiser des produits chers, donc susceptibles de procurer aux revendeurs un bénéfice appréciable. Cette voie est poursuivie par un certain nombre de constructeurs, tous disposant d'entreprises de faible importance. D'un côté, nous avons les appareils réalisés en grande série dans tous les pays du monde ; d'un autre côté ces super-appareils HiFi vendus, pour des raisons souvent cachées, à des prix excessifs.

Imaginez un constructeur d'appareillage électronique professionnel habitué à travaillé avec des composants et des méthodes adaptées aux normes militaires qui se mettrait à

## Amplificateurs audio : les conceptions actuelles

fabriquer un amplificateur HiFi à partir de ces normes. L'appareil sera vendu un prix hors du commun. C'est ce qui se passe chez certains fabricants. Chez d'autres, on évoquera de mystérieux phénomènes faisant plus penser à la sorcellerie qu'à la technique. Ne soyons pas aussi pessimistes, certains de ces appareils ésotériques sont conçus par des ingénieurs dignes de ce nom et qui appliquent des principes de conception tout à fait fondés.

Notre propos est de considérer, au travers d'un certain nombre de réalisations, comment évolue la technologie des amplificateurs HiFi.

Les constructeurs japonais changent leur gamme de produits tous les six mois ou presque. La durée de vente d'un produit est d'en effet six mois. Une fois cette période passée, les autres constructeurs ont plus ou moins copié de façon à produire des appareils concurrentiels. Nous nous retrouvons donc en France avec des produits qui sont appelés à se démoder très rapidement, concurrence exige. Pour les importateurs, cela fait un stock de pièces détachées extrêmement lourd, chaque nouvel amplificateur utilisant un nombre restreint de pièces standard déjà utilisées.

## Les techniques actuelles

La technologie ne suffit plus pour vendre un amplificateur. La qualité sonore est délicate à prouver ; une mauvaise démonstration suffit à tout remettre en question.

## Vitesse de balayage et temps de montée

L'une des tendances actuelles de la conception des amplificateurs audio, c'est la recherche d'une grande vitesse de fonctionnement. Certains amplificateurs actuels, comme le KA907 de Kenwood ont une vitesse de balayage (Slew rate) de 230 V par microseconde et cela avec une puissance maximale de sortie d'environ 150 W. L'amplificateur audio devient un amplificateur travaillant très vite. La limite actuelle de la vitesse de balayage pour un ampli audio se situe à 600 V par microseconde, une vitesse que l'on peut obtenir en laboratoire mais pas encore sur des amplificateurs construits en grande série.

### Différence entre vitesse de balayage (Slew rate) et temps de montée

Le temps de montée d'un amplificateur, c'est le temps que met le signal pour passer de 10 % à 90 % de sa valeur finale. Ce temps de montée peut se mesurer à divers niveaux de puissance et sera en général d'autant plus bref que la puissance de mesure sera faible. Plus la puissance de sortie est importante et plus les charges stockées dans les jonctions seront fortes, plus il faudra de temps pour les évacuer ; le temps de montée est alors limité par la vitesse de balayage.

La vitesse de balayage, c'est la pente maximale que peut avoir le signal lorsque l'amplificateur travaille au maximum.

Elle s'exprime par un nombre de volts en une microseconde. Sa limitation peut être clairement mise en évidence à l'observation d'un signal sinusoïdal. Pour faire cette observation, on injecte à l'entrée d'un amplificateur une sinusoïde de fréquence croissante. Lorsque la zone située de part et d'autre du zéro tend à devenir droite, la vitesse de balayage maximale est atteinte. Une limitation de temps de montée se traduira par une réduction de l'amplitude de la sinusoïde lorsque la fréquence augmentera. Les deux phénomènes sont plus ou moins liés entre eux et sont parfois confondus.

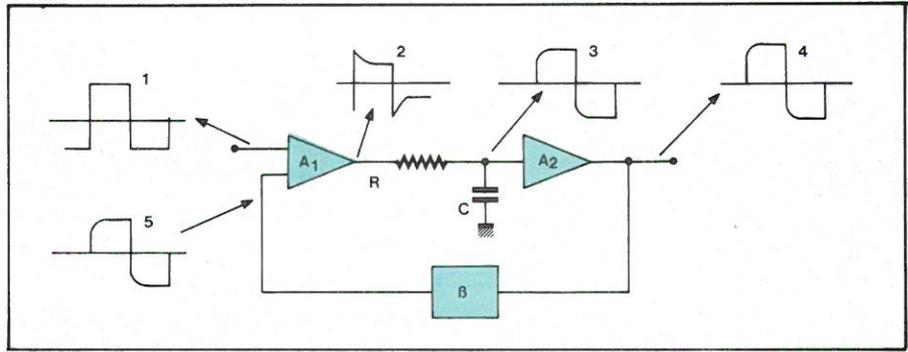


Fig. 1. — Si l'amplificateur  $A_1$  ne peut traiter le signal 2, il y a écrêtage du signal à amplifier. Par ailleurs, l'amplificateur  $A_1$  doit être assez rapide pour charger le condensateur C. La distorsion d'intermodulation transitoire naît de ces deux phénomènes.

## Les semi-conducteurs rapides de puissance

Pour réaliser des amplificateurs capables de sortir une puissance importante, il a fallu disposer de semi-conducteurs rapides. L'augmentation de la fréquence de transition ( $f_T$ ) exige une diminution de la largeur de la base. Il y a alors une augmentation de la densité de courant. Cette augmentation entraîne à son tour l'apparition d'un second claquage, suivi d'une génération de points chauds entraînant une destruction des jonctions. Pour éliminer ces points chauds, il faut répartir le courant sur toute la surface du transistor. Cette technique est utilisée depuis longtemps dans les transistors de puissance haute fréquence destinés à l'émission. Dans le cas des transistors rapides, on divise le transistor en une multitude de transistors indépendants disposant chacun d'une résistance de stabilisation. Suivant les constructeurs, la résistance sera dans la connexion de base ou d'émetteur. Ces transistors sont baptisés RET chez Fujitsu, EBT chez Nec, LAPT chez San-ken. Ils disposent de résistances de contre-réaction d'émetteur. Le SLPT de Matsushita et ceux de Sony disposent d'une résistance de base.

Le système à résistance d'émetteur dispose d'un effet de stabilisation meilleur, grâce à la contre réaction ; par contre, la résistance diffusée détériore la linéarité du  $h_{FE}$ . Par contre, si la résistance de base offre une stabilisation réduite, la linéarité du  $h_{FE}$  est nettement meilleure.

Les transistors de puissance actuellement présentés existent en modèles complémentaires NPN/PNP, leur puissance se situe aux environs de 100 W, leur tension de claquage collecteur/émetteur est de 100 à 150 V, le courant de collecteur maximal de 8 à 15 A, la fréquence de transition de 100 MHz (varie avec les modèles) pour un courant de collecteur de 1 A.

Il ne suffit pas de disposer de bons transistors pour réaliser des amplificateurs rapides. Il faut aussi correctement les monter. L'une des tendances actuelles en ce domaine est le rapprochement des transistors de puissance et des circuits d'attaque ainsi qu'une concentration à proximité des circuits d'alimentation. Les radiateurs entrent dans l'amplificateur ou, comme Sony le fait, on dispose les transistors de puissance sur le circuit imprimé de l'amplificateur, ou presque, et la chaleur est dissipée par un « Heat pipe », un conducteur de chaleur connu dans les milieux professionnels (certains fabricants de dissipateurs en proposent dans leur catalogue).

La chaleur dégagée par les transistors est mise à profit pour évaporer un liquide. Cette évaporation absorbe une énergie importante. La vapeur se dirige alors vers un condenseur qui possède les ailettes de dissipation classiques. Après condensation, le liquide retourne par gravité ou capillarité vers « l'évaporateur ».

D'autres améliorations (stabilité) sont obtenues par l'utilisation de barres bus massives offrant une résistance nettement inférieure à celle des circuits imprimés ou des fils habituels.

## Pourquoi ces grandes vitesses ?

La bande passante de l'oreille va, en principe de 20 Hz à 20 kHz. Pourquoi aller plus loin ? Au premier abord, on serait tenté de répondre que c'est uniquement pour faire mieux que les autres... C'est sans doute un peu vrai. Cette course a aussi pour but d'éliminer une distorsion dite transitoire, distorsion imputable au retard pris dans les circuits électroniques par certaines composantes. Prenons l'exemple de la figure 1 où l'on voit ce qui se passe lorsqu'un signal rectangulaire passe au travers de l'amplificateur. L'étag

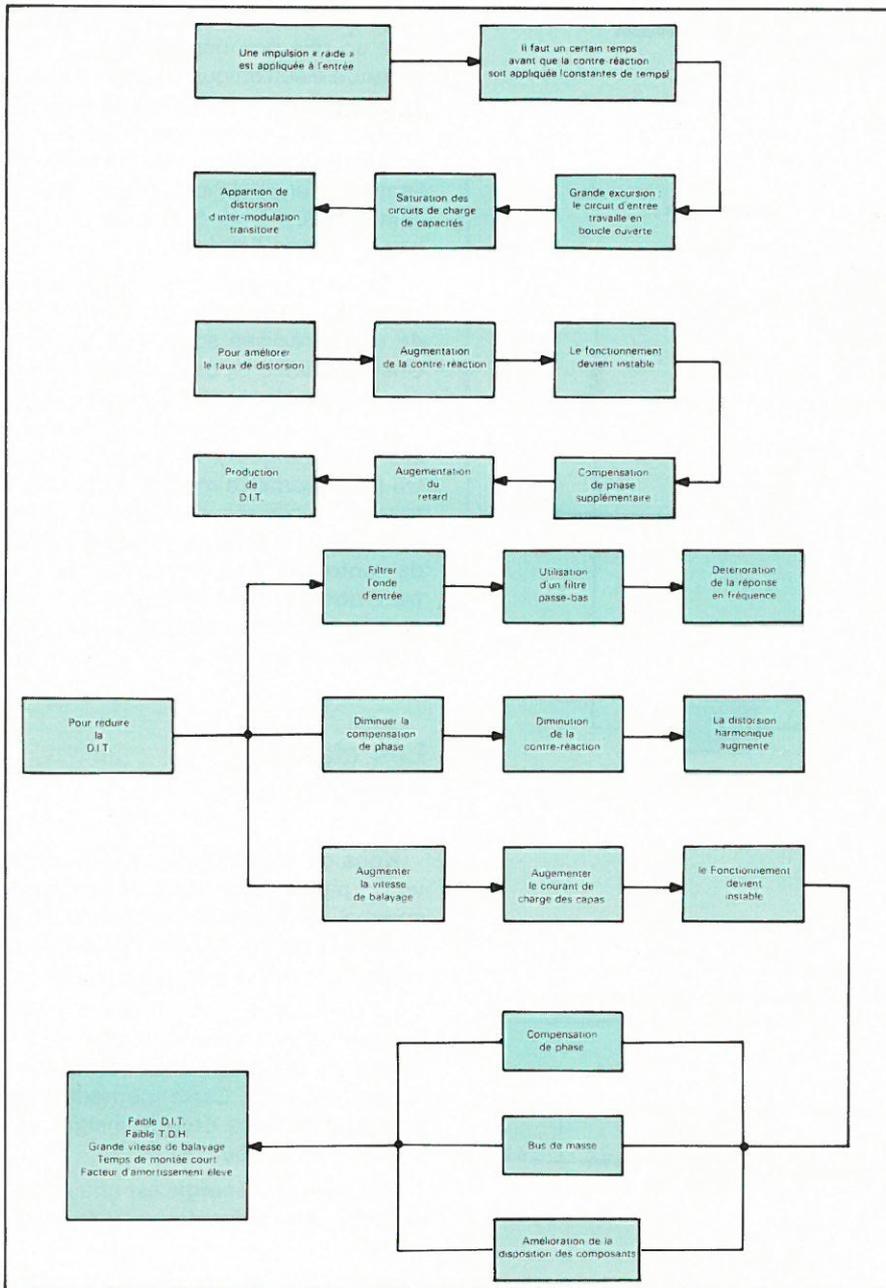


Fig. 2. - Le mécanisme de la distorsion d'intermodulation transitoire (doc. Kenwood).

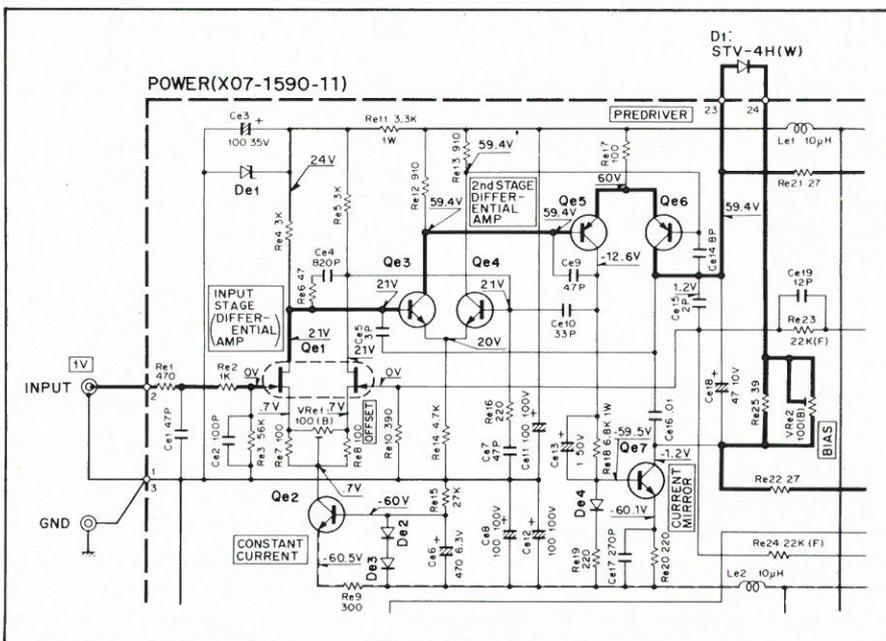


Fig. 3. - Détail de l'amplificateur Kenwood L-05M.

d'entrée est un étage différentiel, une formule très classique. L'entrée non inverseuse reçoit la tension d'entrée de l'amplificateur, l'entrée inverseuse la tension de contre réaction issue de la sortie de l'ampli.

Entre l'étage de sortie et l'étage d'attaque, on a introduit un circuit intégrateur. On voit ici la forme que prennent les signaux dans l'ampli. Le signal de sortie est arrondi et va être injecté à l'entrée du premier ampli. A sa sortie, on recueillera la différence des deux tensions amplifiées. Si l'amplificateur dispose d'une réserve de tension d'alimentation suffisante, la correction pourra être effectuée ; par contre, pour une forte puissance de sortie, la tension sera écrêtée et il n'y aura plus de correction par la contre réaction, d'où apparition d'une distorsion, dite transitoire. La notion de vitesse de balayage peut être introduite au niveau de l'étage d'attaque. Elle se traduit ici par une limitation de débit de l'ampli qui devient incapable de charger la capacité à un rythme suffisant.

Les tableaux de la **figure 2** donnent le mécanisme de production de la distorsion d'intermodulation transitoire.

## L'amplification à courant continu

Actuellement, beaucoup de constructeurs japonais vantent le mérite de leurs amplificateurs à courant continu. Cette notion de continu est d'ailleurs diversement interprétée.

L'amplification à transistors a commencé avec des transformateurs de liaison, d'attaque (driver) et de sortie. Les transfos furent remplacés par des condensateurs ; on supprima le condensateur de sortie grâce à une alimentation symétrique. C'est maintenant des entrées à haut niveau à la sortie sans un condensateur. Cette liaison continue impose un équilibrage sérieux et une détection de tension continue en sortie.

Kenwood utilise des transistors à effet de champ doubles avec compensation d'offset (**fig. 3**).

Technics utilise une boucle d'asservissement de la composante continue. Cette boucle agit thermiquement sur les transistors d'entrée et possède donc une constante de temps relativement importante. Cette boucle n'est donc pas affectée par les composantes alternatives. Un intégrateur se charge de les éliminer de façon à ce que l'on ne tienne compte que de la composante continue qui, seule sera amplifiée (**fig. 4**). Les transistors QB et QD d'une part, QA et QC sont enfermés dans des enceintes spéciales. Cette technique

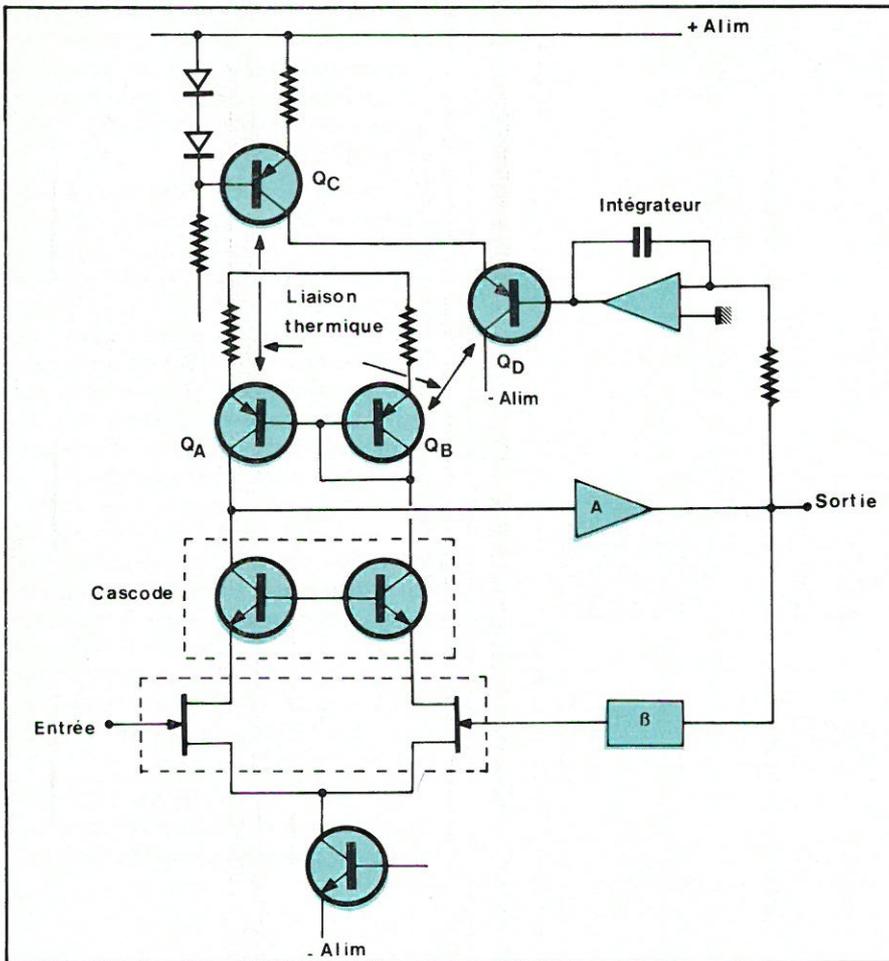


Fig. 4. - Principe du système de stabilisation thermique de la composante continue de sortie.

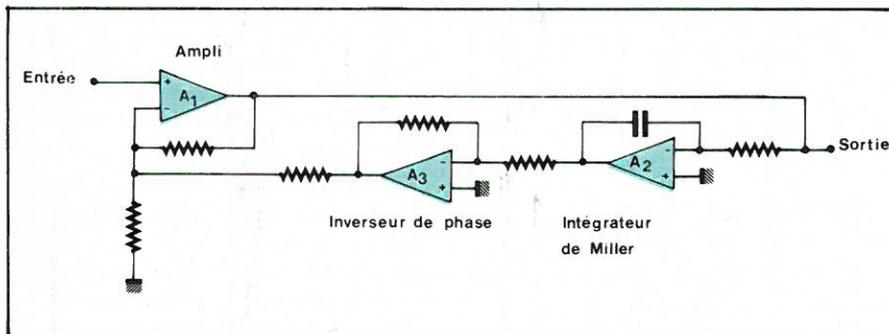


Fig. 5. - Principe du système de contre-réaction en continu d'Onkyo.

est utilisée pour des amplificateurs de puissance et aussi des préamplificateurs.

Onkyo utilise un autre système de la composante continue. Le système Super Servo consiste à amplifier la composante continue de sortie, à l'intégrer dans un intégrateur de Miller et d'appliquer la tension résultante sur l'entrée inverseuse de l'amplificateur de puissance. Nous avons ici deux boucles de contre réaction distinctes, une pour la composante continue, une pour l'alternative. Dans cette application, la liaison est effectivement continue, mais la courbe de réponse chutera vers les fréquences très basse (fig. 5).

La liaison continue n'est pas toujours souhaitable. Un disque voilé transmettra une tension à très basse fréquence qui risque d'être mal reçue par les

haut-parleurs de graves. Ces amplificateurs disposeront donc souvent d'une liaison capacitive baptisée « filtre subsonique ». Cette liaison permettra d'éliminer une composante continue qui risque de se trouver en sortie d'une source.

### Le facteur d'amortissement

C'est le rapport entre la valeur de la charge de l'amplificateur et sa résistance interne. Le haut-parleur est un résonateur. Si la résistance interne de l'amplificateur est importante, la membrane aura tendance à vibrer d'elle-même après suppression du signal ayant provoqué son déplacement.

Le câble de liaison avec l'enceinte joue un rôle non négligeable. La suppression électronique de son rôle peut être envisagée en utilisant une contre réaction prise par un second câble raccordé directement aux bornes de l'enceinte, une méthode connue en instrumentation mais qui ne se pratique pas en Haute Fidélité.

Yamaha utilise une méthode de contrôle électronique de la résistance de sortie réalisée suivant la figure 6. Une résistance  $R_5$  est traversée par le courant de sortie. Ce courant provoque une chute de tension qui est inversée et mélangée à la tension directe. Un potentiomètre règle la valeur de la tension réinjectée sur l'entrée inverseuse de l'amplificateur. Cette boucle de contre réaction d'intensité permettra d'obtenir une résistance de sortie positive ou même négative) adaptable à l'enceinte acoustique.

### Les classes d'amplification

Nous ne vous ferons pas l'injure de vous parler des classes connues comme la classe A, la classe B, la classe AB qui constituent les bases de l'amplification de puissance audio.

La classe D est une classe d'amplification où on utilise un signal rectangulaire de fréquence haute modulé en rapport cyclique. Cette méthode n'est pratiquement pas utilisée malgré son intérêt économique.

L'économie d'énergie est une préoccupation des concepteurs d'amplificateurs.

Plusieurs constructeurs (Hitachi, Soundcraftsman) utilisent une double alimentation (fig. 7). Lorsque l'amplitude du signal de sortie est faible, l'alimentation des étages de puissance est réduite, la dissipation est basse. Dès que le niveau devient plus important, on « ouvre » les vannes, grâce à un circuit suiveur qui assure la mise en service d'une seconde alimentation de tension supérieure.

Technics, décidément très fertile en idée, propose un amplificateur fonctionnant en classe dite A+. Dans cet amplificateur, nous avons deux circuits d'amplification. L'étage de puissance proprement dit est un étage travaillant en classe A, donc avec un très important courant de repos mais sous une tension d'alimentation de  $\pm 5$  V, tension très basse (fig. 8).

Un second amplificateur est relié au point milieu de l'alimentation. Il s'agit cette fois d'un amplificateur fonctionnant en classe B, donc avec un rendement correct. Il se charge d'une ampli-

fication grossière alors que l'amplificateur fonctionnant en classe A fignera le signal de sortie ; il devra aussi corriger les distorsions introduites par l'amplificateur de classe B. L'exemple pris ici a été concrétisé par un amplificateur de deux fois 350 W ; il est fabriqué à la main dans un local à atmosphère contrôlée, avec son préamplificateur, il ne coûte qu'environ 100 000 F... Cent mille francs.

Autre technologie employée par Technics, la classe A variable. Dans un amplificateur fonctionnant en classe A, si la charge devient trop faible, et que les exigences en courant dépassent les possibilités imposées par le courant de repos, il y a passage du fonctionnement de la classe A à la classe B. Ce passage provoque l'apparition d'une distorsion dite de commutation. La solution, c'est d'augmenter outrageusement le courant de repos, mais en contrepartie, on dissipera beaucoup d'énergie. Un moyen simple, que l'on peut d'ailleurs rapprocher, dans son esprit de la classe A+, c'est la polarisation synchrone. Cette fois, au lieu de faire varier la valeur de la tension d'alimentation, on modifiera la valeur du courant de repos. Nous aurons ainsi une consommation réduite adaptée aux exigences de l'amplification. Un convertisseur courant de sortie/courant de repos enrobé sous forme de boîte noire (secret de fabrication et ménagement d'un mystère obligeant) est incorporé à l'amplificateur...

La **figure 9** donne la configuration utilisée.

Ces quelques exemples technologiques montrent bien dans quelles directions s'orientent les recherches. Ces recherches ne se limitent pas aux circuits employés ; nous pourrions aussi citer les composants ; par exemple la fabrication de potentiomètres audio ajustés au laser ou par microsablage, division du balai en une vingtaine de contacts pour éviter la formation de points « chauds » localisés entraînant une distorsion ; étude de condensateurs chimiques spéciaux, emploi de résistances à couches spéciales, réalisation de transistors multiples, permettant de réduire le bruit de fond, etc. L'industrie du composant HiFi propose de nombreux composants spécifiques sans parler des accessoires comme les commutateurs ou encore les boutons.

Cette recherche technologique permet d'améliorer considérablement les performances et les taux de distorsion descendent aux environs des 0,000X %, c'est-à-dire très très bas.

Il a fallu trouver de nouvelles méthodes de mesures, et, à titre d'exemple, en voici une, directement apportée du Japon. Les universités entrent dans le

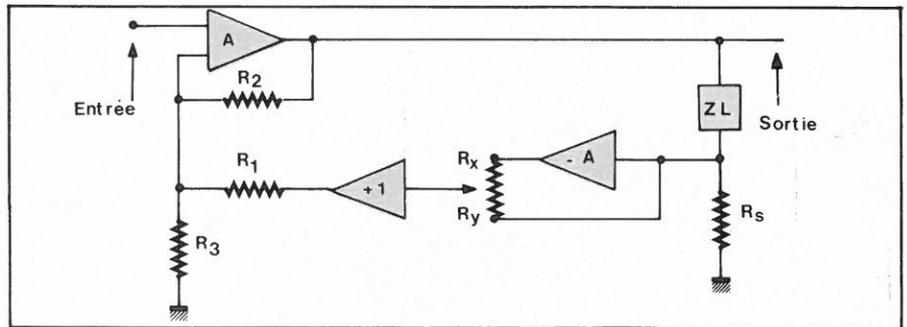


Fig. 6. - Amplificateur avec contrôle de la résistance de sortie qui peut être positive ou négative.

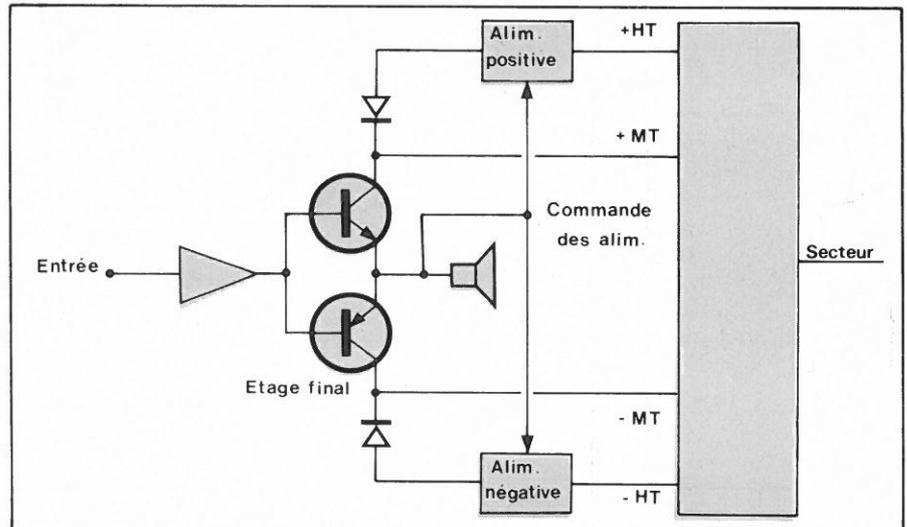


Fig. 7. - L'alimentation d'un amplificateur de classe C est séparée en deux. Une tension d'alimentation plus élevée peut être fournie à la demande.

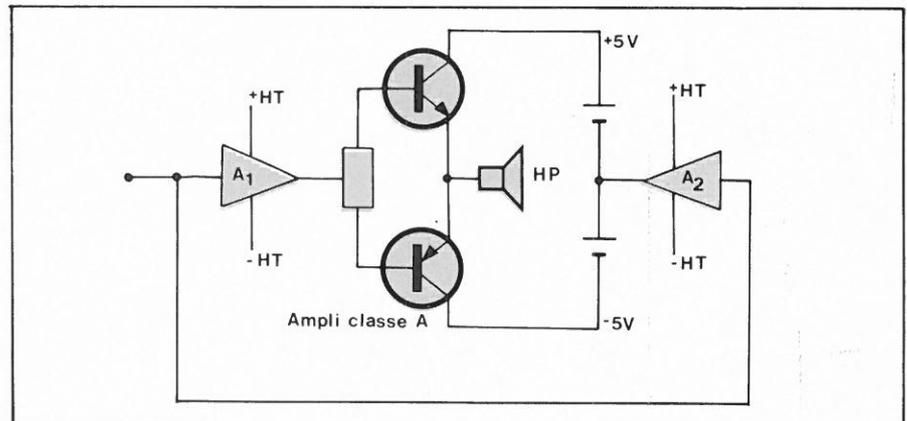


Fig. 8. - Amplificateur de puissance fonctionnant en classe A+. La tension de sortie de A2 attaque le point milieu d'une alimentation à point milieu flottant.

cycle et proposent les méthodes. Cette méthode vient de l'université de Waseda et est présentée par Yoshimutsu Hirata.

Le signal musical a une nature essentiellement dynamique. Une mesure effectuée avec un signal continu, sinusoïdal ou non n'a donc qu'une valeur limitée. Cette méthode utilise un signal asymétrique impulsionnel dont la valeur moyenne est nulle. Ce signal est représenté sur la **figure 10**. Il se compose d'une partie positive étroite et de grande amplitude et d'une partie plus large et d'amplitude moins importante. Ces signaux ont une fréquence de répétition de 280 Hz. Le signal est obtenu à partir du multiplexage de deux tensions

continues. Une horloge fixe la durée des différentes parties et le rapport entre l'amplitude des deux tensions est constant :  $V_1/V_2 = T_2/T_1 - 1$ .

La théorie de cette méthode est la suivante : on part d'une onde composée de deux demi-sinusoïdes, (**fig. 9**) une positive étroite et de grande amplitude, l'autre, négative et d'amplitude réduite. Le spectre en fréquence de chaque demi-sinusoïde est de la forme :

$$S(f) = S_1(f) + S_2(f) =$$

$$\frac{A_1/\pi f_1}{1 - (f/f_1)^2} \cdot \cos(\pi f/2f_1) e^{i\pi f/2f_1} - \frac{A_2/\pi f_2}{1 - (f/f_2)^2} \cos(\pi f/2f_2) e^{i\pi f/2f_2}$$

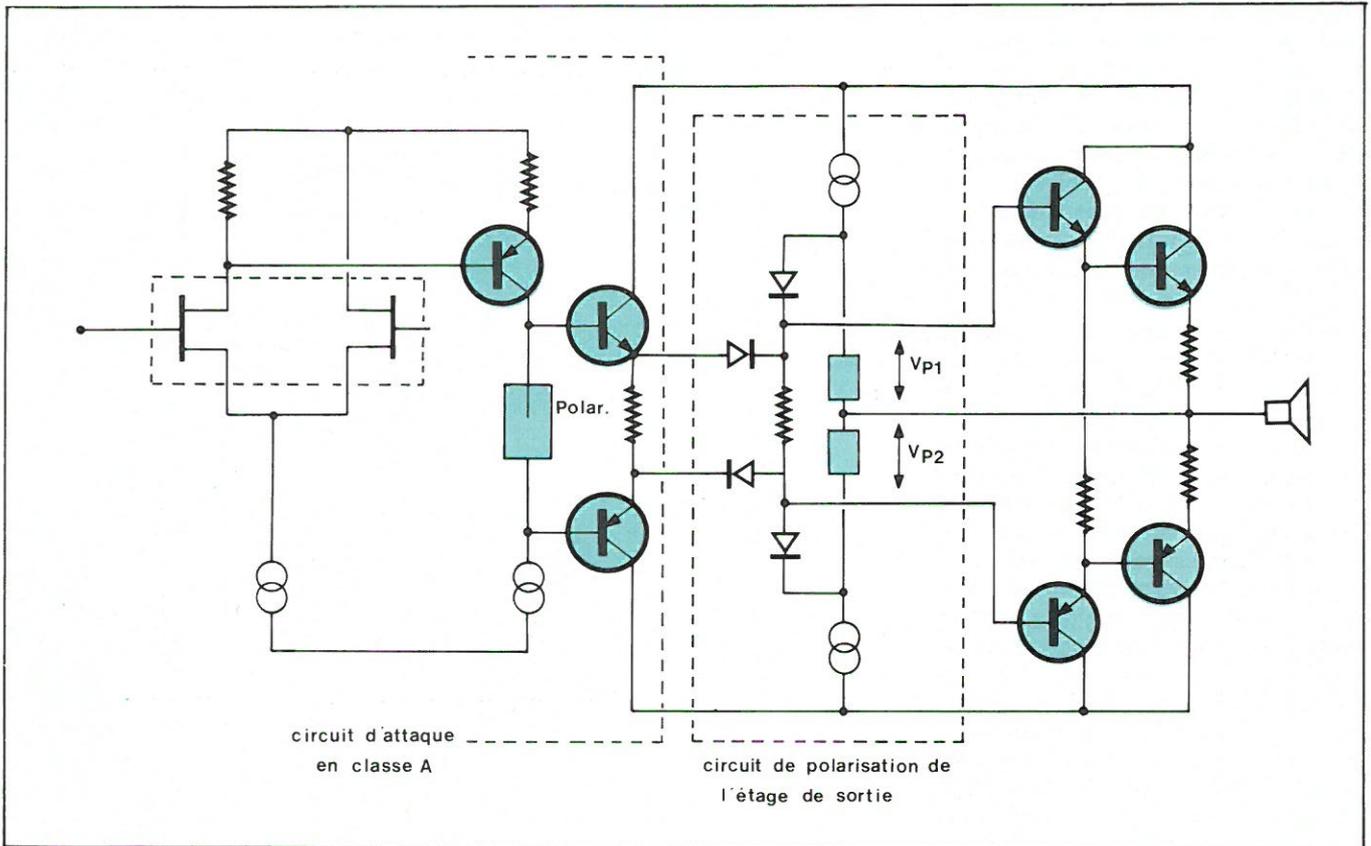


Fig. 9. - Système de polarisation en classe A « synchrone » utilisé par Technics et JVC.

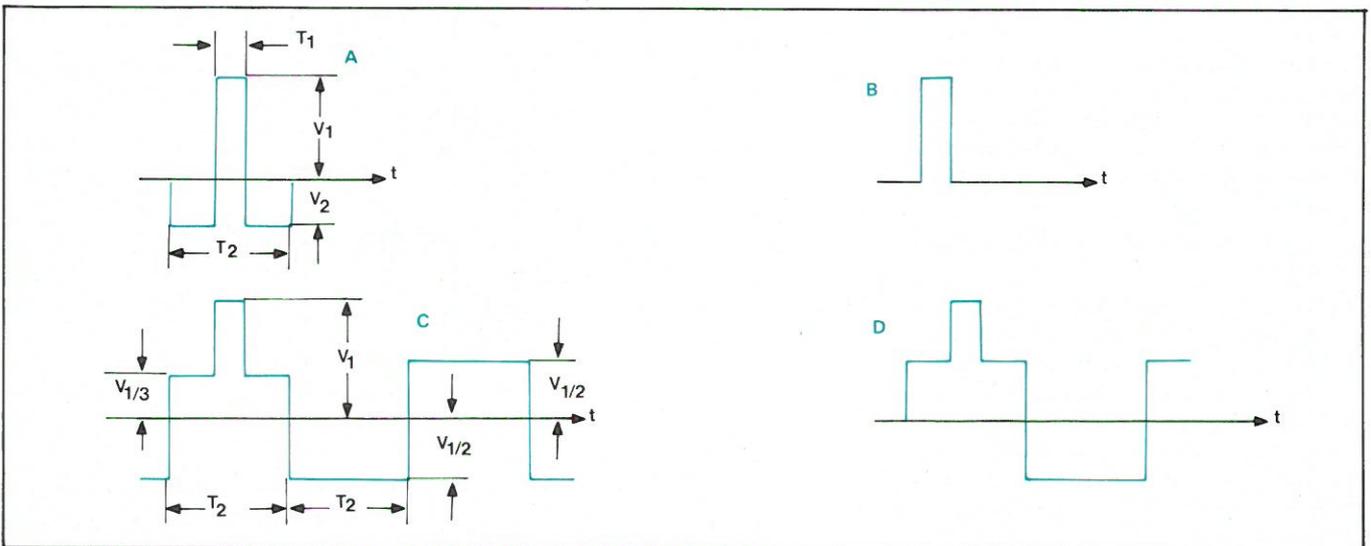


Fig. 10. - En haut : signal de mesure (A) ; la puissance moyenne est faible.  
En bas : on a ajouté un signal rectangulaire ; les signaux B et D servent à l'étalonnage.

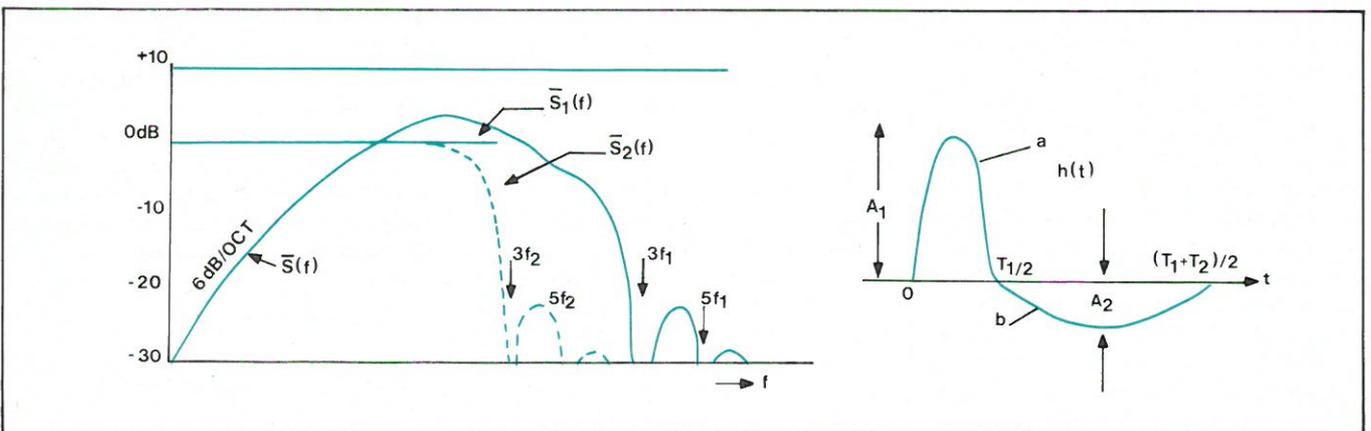


Fig. 11. - Spectre \$S(f)\$ d'une impulsion complexe \$h(t)\$.

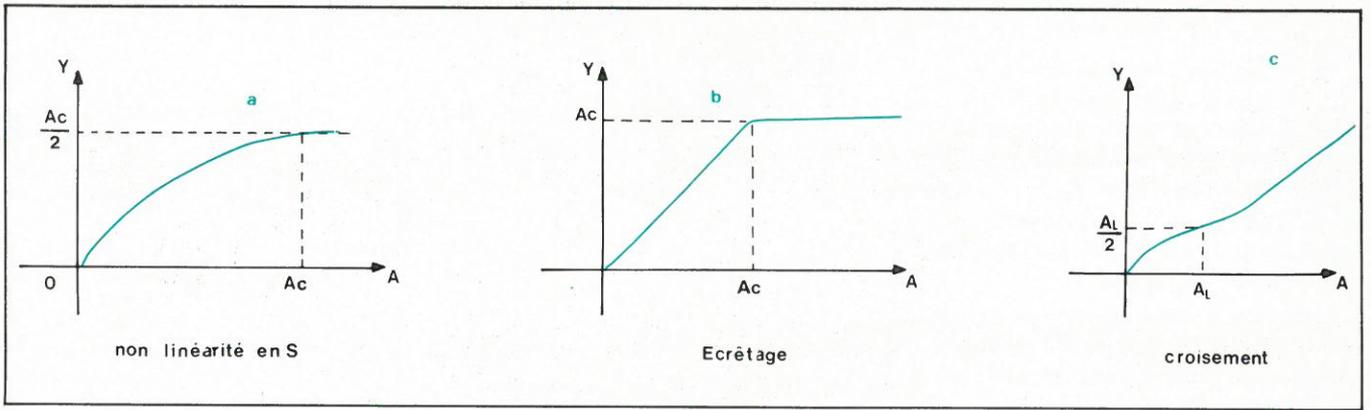


Fig. 12. - Exemples de non linéarité rencontrés dans les amplificateurs.

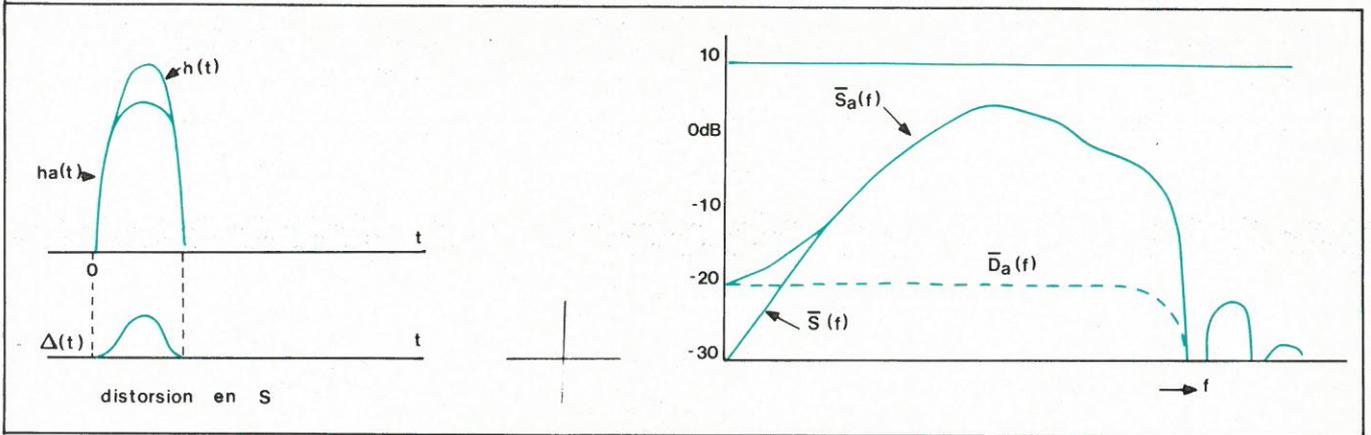


Fig. 13a. - Forme d'onde déformée  $h_a(t)$  et son spectre  $S_1(f)$ ; en pointillé, spectre de distortion  $D_a(f)$ .

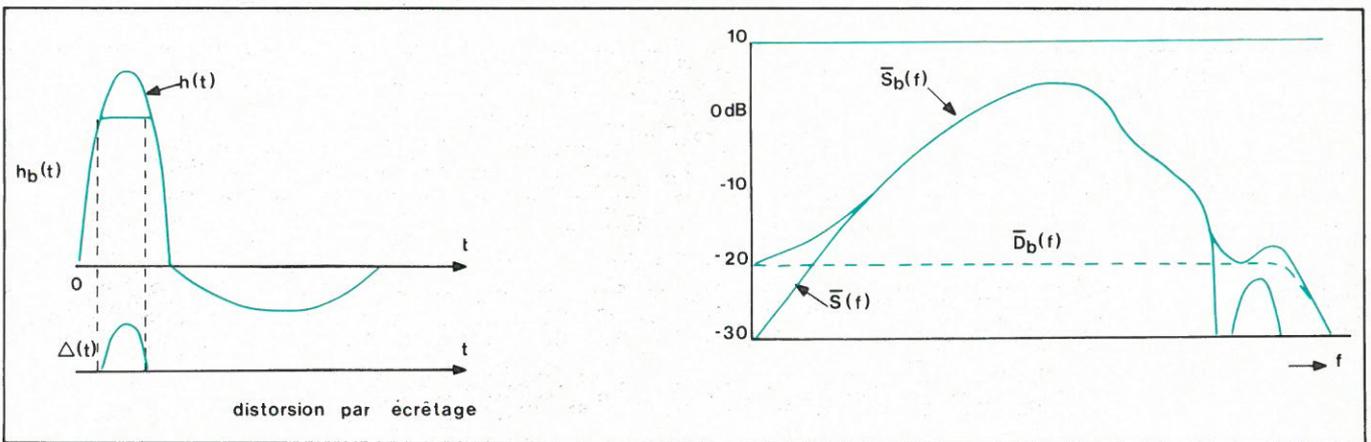


Fig. 13b. - Dito figure 13a avec  $h_b(t)$ ,  $S_b(f)$  et en pointillé  $D_b(f)$ .

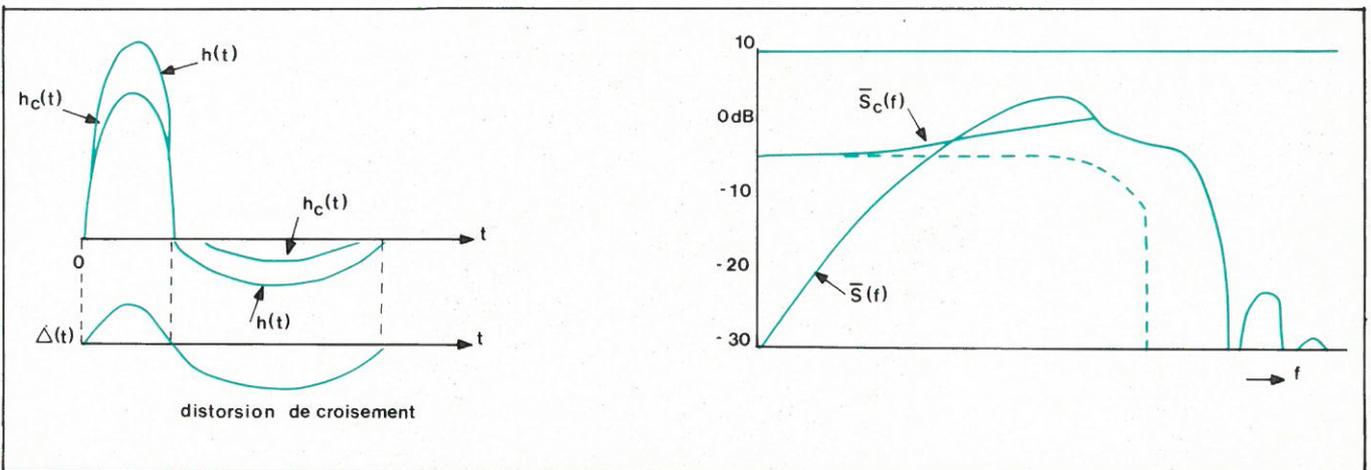


Fig. 13c. - Dito figure 13 a avec  $h_c(t)$ ,  $S_c(f)$  et en pointillé le spectre de distortion.

avec  $f_1 = 1/T_1$  et  $f_2 = 1/T_2$

La juxtaposition des deux demi-sinusoïde donne un spectre équivalent à la somme des deux, après passage dans l'amplificateur, on ajoutera le spectre du signal de distorsion.

La surface de chaque demi-sinusoïde est identique, il n'y aura pas de composante continue.

Le spectre des deux ondes est donné par la figure 11, le spectre résultant sera la somme des deux spectres de chaque demi-sinusoïde.

Plusieurs formes de non linéarité se rencontrent dans les systèmes d'amplification. Distorsion de type S, écrêtage, distorsion de croisement (fig. 12).

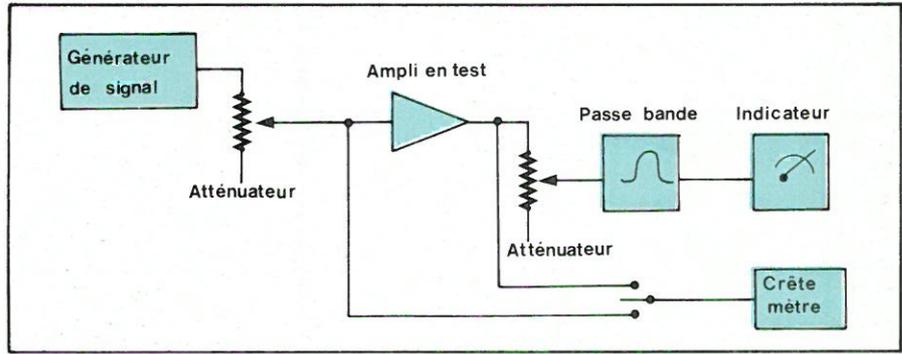


Fig. 14. - Système de mesure de la non linéarité.

La distorsion de non linéarité en S joue sur la forme de l'impulsion en modifiant l'amplitude de la partie étroite supérieure alors que la partie inférieure ne sera pratiquement pas

influencée. Nous avons par conséquent l'apparition d'une tension continue en sortie. Le spectre est modifié (fig. 13a, b, c).

L'écrêtage donne une distorsion

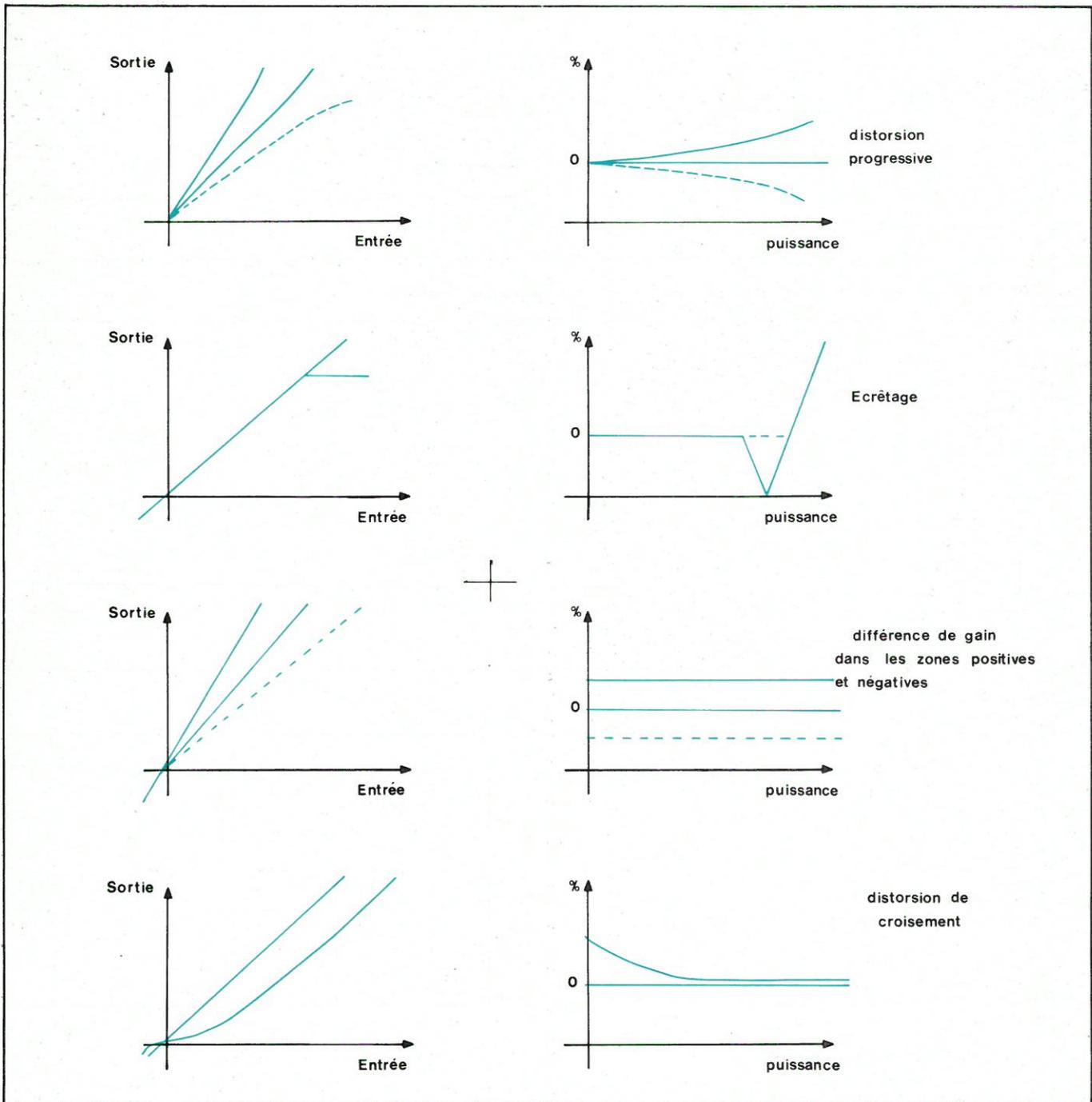


Fig. 15. - Courbes de variation de distorsion en fonction de la puissance, pour diverses formes de non linéarité.

semblable mais plus étendue dans l'aigu.

La distorsion de croisement affectera surtout la partie négative du signal. On assistera alors à une baisse de la valeur moyenne du signal de sortie qui va acquérir une composante négative.

Une compression de niveau sera plus importante sur la partie positive que sur la négative, nous aurons alors une remontée de la tension continue.

Le dispositif de mesure utilisé est représenté sur la **figure 14**. Il se compose d'un générateur d'impulsions complexes, d'un atténuateur, d'un filtre passe-bande et d'un indicateur de niveau. Le filtre passe-bande permet d'éviter de mesurer la composante continue, ce filtre est centré sur 280 Hz. Sa largeur de bande est d'une octave.

Pour obtenir les 100 % de distorsion, (étalonnage) on utilise un échantillon dont l'amplitude est celle de la partie positive du signal.

Le signal d'entrée ne permet pas à l'amplificateur de débiter sa puissance normale. L'alimentation ne travaille pas, comme c'est le cas en musique avec une puissance constante qui peut atteindre un niveau relativement important. Pour satisfaire cette exigence, on pourra employer un signal constitué d'une onde rectangulaire de valeur moyenne nulle.

Cette méthode de mesure peut être utilisée avec des signaux positifs ou négatifs. Si la linéarité de l'amplificateur est symétrique, on devra trouver des résultats identiques pour les deux formes d'impulsions.

Cette méthode est propice à la mesure d'un taux de distorsion en fonction de la puissance. Suivant le type de distorsion constaté, on obtiendra une forme particulière de signal. Une distorsion par croisement se traduira par une augmentation pour les puissances faibles, alors qu'une non linéarité en S fera apparaître une distorsion croissante avec la fréquence. La **figure 15** donne les formes de courbes que l'on peut obtenir.

Nous avons vu ici le principe qui consiste à utiliser un signal non symétrique et de valeur moyenne nulle. La forme du signal importe peu, il est possible d'utiliser cette méthode avec des signaux sonores.

Existe-t-il une relation entre le taux de distorsion harmonique et cette distorsion. Les mesures effectuées sur divers amplificateurs montrent que si un amplificateur est affecté d'une distorsion harmonique importante, sa distorsion mesurée par cette méthode sera importante.

Ce type de mesure met en évidence les non linéarités de façon directe par une analyse simplifiée du spectre. La mesure se fait aux fréquences basses et ne tiendra par conséquent pas compte d'une distorsion due à une limitation de la vitesse de l'amplificateur. Par contre, la mesure de distorsion harmonique se fait à plusieurs fréquences et la courbe de la distorsion se modifie avec la fréquence.

## Conclusions

L'amplificateur de puissance reste encore un composant que l'on peut améliorer, même si, à l'heure actuelle il constitue le maillon pouvant être considéré comme le plus performant. Les chercheurs se penchent sur la nature du son et de plus en plus, on cherche à faire la corrélation entre la qualité de l'écoute et les mesures. Ces recherches ne se basent pas sur la simple constatation du « son » d'un condensateur, mais sur des bases plus scientifiques. Les tentatives actuelles se basent sur des études dynamiques du son, un son qui devrait se rapprocher le plus possible d'une réalité. Le problème reste cependant posé, où est la réalité? Celle de l'imagination du fanatique de l'audio; ou est-elle dans la salle de concert? L'audio reste un domaine de recherche, une recherche qui doit être suivie d'une commercialisation en grande série. On a souvent reproché aux industriels japonais d'être des copieurs, ils nous donnent de bons exemples de l'inverse.

Etienne Lémery

## Bibliographie

Stéréo Technic 5-79.

Documents de constructeurs: Trio-Kenwood, Technics.

Description of High Speed Amplifiers, Trio Kenwood, Mr Yamada.

The Non linear Distorsion of Audio Instruments, Mr Yoshimitsu Hirata.

# anticipation?



# NON!...réalité!



## CLAVIER CODEUR CHOMERICS

### TOTALEMENT INTÉGRÉ

- Contact des touches en mylar métallisé
- Rapport performances/prix très intéressant.

MODELES EF-ER Emploi général

- EC Etanche civil
- EM Etanche militaire
- EK pour calculatrices
- KCS composants de clavier

### APPLICATIONS

- TELEPHONIE
- PUPITRES DE COMMANDE
- PERIPHERIQUES D'INFORMATIQUE
- CALCULATEURS
- TELECOMMUNICATIONS MILITAIRES
- GRAND PUBLIC : Télécommande et jouets scientifiques

**GETELEC** 92, AV. MARGUERITE RENAUDIN  
92140 CLAMART - 644.68.91

RAPY

Le générateur de fonctions est, avec l'oscilloscope et le multimètre, l'appareil le plus souvent utilisé dans un laboratoire. Aussi, comme pour les premiers instruments cités, il existe fort heureusement de nombreux fabricants qui, pour la plupart, proposent aux utilisateurs une gamme de générateurs de fonctions très complète et nous verrons dans les pages qui vont suivre que certains de ces appareils ont des performances et des possibilités très étendues.

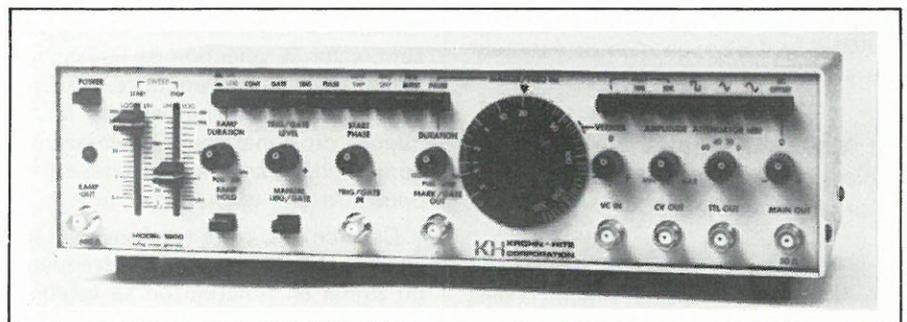
Si l'importance du marché français des générateurs de fonctions est souvent contestée, il n'en est pas moins vrai que celui-ci est très important aussi bien pour des appareils simples que pour des générateurs beaucoup plus sophistiqués mais cependant de prix de vente très compétitifs. En effet, les nouvelles techniques (circuits intégrés hybrides à haute stabilité, etc.), permettent de développer des instruments de mesures très performants dans leurs caractéristiques et surtout, comme cela est nécessaire pour les géné-

# Modes de fonctionnement et applications des générateurs de fonctions

rateurs de fonctions, utilisables dans de nombreuses applications grâce à de multiples modes de fonctionnement possibles.

Nous pouvons dire que, pour les récents générateurs de fonctions performants commercialisés, il n'est pas évident pour le futur utilisateur d'en exploiter rapidement toutes les possibilités de fonctionnement afin d'en tirer le maximum de profit. En effet, ce type d'appareil, un peu moins connu qu'un oscilloscope par exemple, n'est peut-être pas toujours utilisé pour tout ce qu'il peut donner.

Nous vous proposons dans ce présent article d'étudier les principaux modes de fonctionnement et les caractéristiques d'un générateur de fonctions performant récemment commercialisé par Krohn Hite\*. Ce générateur, modèle 1600, n'offre pas moins de 14 modes de fonctionnement différents et un ensemble de caractéristiques qui ne manquera pas d'intéresser le lecteur sur les récentes évolutions des générateurs de fonctions.



\* Représenté en France par M.B. Electronique.

## Les possibilités des générateurs de fonctions

Avant d'étudier les modes de fonctionnement du 1 600 de Krohn Hite, il nous semble intéressant d'examiner quelles sont les caractéristiques et modes de fonctionnement qui peuvent être proposés sur les générateurs de fonctions. Le **tableau 1** nous montre que les principaux critères de choix (qui dépendent bien sûr des applications auxquelles le ou les appareils sont destinés) sont :

- la forme et le nombre de type de signaux disponibles en sortie du générateur ;
- les fréquences mini et maxi de ces signaux (les fréquences les plus basses peuvent être de l'ordre du milliHertz) ;
- la tension maximale disponible en sortie (en circuit ouvert ou sur une impédance de 50 ou 600  $\Omega$ ) ;
- le décalage en plus ou en moins de la tension continue de sortie (offset  $\pm$ ) ;
- la qualité et le précision de l'atténuateur de la tension de sortie ;
- les stabilités de la tension de sortie et de la fréquence sélectionnées ;
- les modes de fonctionnement, etc.

## Caractéristiques et modes de fonctionnement du générateur de fonctions KROHN HITE 1600

L'une des particularités de ce nouveau générateur de fonctions est qu'il peut être utilisé avec quatorze modes de fonctionnement différents que nous allons étudier, cependant, là ne se limite pas ses caractéristiques. En effet, le balayage en fréquence du 1600 peut être, au choix, linéaire ou logarithmique avec réglage séparé des fréquences extrêmes, il possède un marqueur de fréquence, un atténuateur calibré et un réglage permettant de faire varier la phase du point de départ et d'arrêt du signal. En outre, les fréquences des signaux de sortie du 1600 peuvent varier de 0,2 Hz à 3 MHz, et il dispose d'un atténuateur de sortie calibré de 0 à 60 dB.

### 1) Mode de fonctionnement balayage continu ou par tension d'origine extérieure

Dans ce mode de fonctionnement, le générateur est utilisé de la façon la plus simple et la fréquence des signaux de sortie est directement commandée par

Fréquence des tensions disponibles en sortie	Mini 0,001 Hz Maxi 30 MHz
Tension de sortie max. (circuit ouvert)	de 10 $V_{cc}$ à 40 $V_{cc}$
Tension offset $\pm$	$\pm 10$ à $\pm 20$ V =
Impédance de sortie	50 $\Omega$ et 600 $\Omega$
Forme des signaux de sortie	$\sim$ $\square$ $\nabla$ $\square$ $\square$ $\square$ $\square$ $\square$ $\square$
Atténuation	10 à 90 dB
Précision en amplitude	de $\pm 0,1$ à $\pm 0,5$ dB
Précision en fréquence	de $\pm 1\%$ à $\pm 5\%$
Distorsion de la sortie sinus	de 0,1 à 0,5 %
<b>Modes de fonctionnement</b>	
Vobulation externe	Par signal d'origine extérieure
Vobulation interne	Linéaire ou logarithmique
Mode déclenché	Manuel ou par signal extérieur
Mode rafale	Interne
Réglage de phase du point de départ du signal	$\pm 90^\circ$
Modulation	AM et FM
Sortie synchronisation	Niveau TTL
Entrée synchronisation	Niveau TTL
Marqueur de fréquence	Sur les générateurs de fonctions performants
Verrouillage en phase	$\pm 180^\circ$
Programmable	En B.C.D. ou I.E.E.E. 488

Tableau 1. - Les principales fonctions et caractéristiques rencontrées sur les générateurs de fonctions.

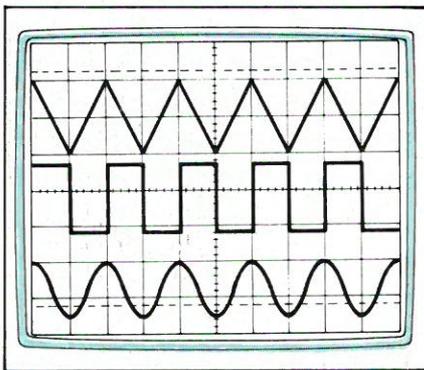


Fig. 1. - Forme des signaux de sortie du générateur de fonctions en mode « balayage continu manuel ». De haut en bas : triangulaire, carré, sinusoïdal.

l'opérateur grâce aux réglages accessibles sur la face avant. Ainsi, les trois formes de signaux illustrés **figure 1** sont, selon la sélection de l'utilisateur, exploitables à une fréquence fixe. Dans ce mode de fonctionnement, la fréquence du signal peut également être commandée par un signal extérieur qui peut être une tension continue.

Dans ce cas, cette tension injectée à l'entrée VC IN fera varier la fréquence du signal en fonction de sa valeur et pour la plage de fréquence préalablement sélectionnée. Ainsi, prenons

l'exemple de la **figure 2** qui consiste à commander la vobulation en fréquence du générateur, en même temps que le balayage de la base de temps d'un oscilloscope. Cette application pouvant s'effectuer continuellement si l'oscilloscope est réglé pour un balayage répétitif, ou en monocoup, si ce même oscilloscope est réglé pour obtenir un balayage horizontal unique. Nous voyons sur les oscillogrammes de la **figure 3** que la fréquence du signal de sortie du générateur (trace supérieure) varie en fonction de la valeur de la tension de la rampe issue du générateur de base de temps de l'oscilloscope. Il va de soi qu'en fonction de la polarité de cette tension de commande, nous pouvons obtenir un balayage en fréquence inverse de celui de l'oscillogramme de la **figure 3**. En fait, en fonction de la forme de la tension de commande pratiquement toutes formes de combinaisons de balayage sont possibles pour autant que la durée de cette tension soit compatible avec les fréquences des signaux de sortie sélectionnées. Notons que le rapport de fréquence de vobulation extérieur du 1600 est de 1500 en appliquant une tension de 0 à  $\pm 3$  volts.

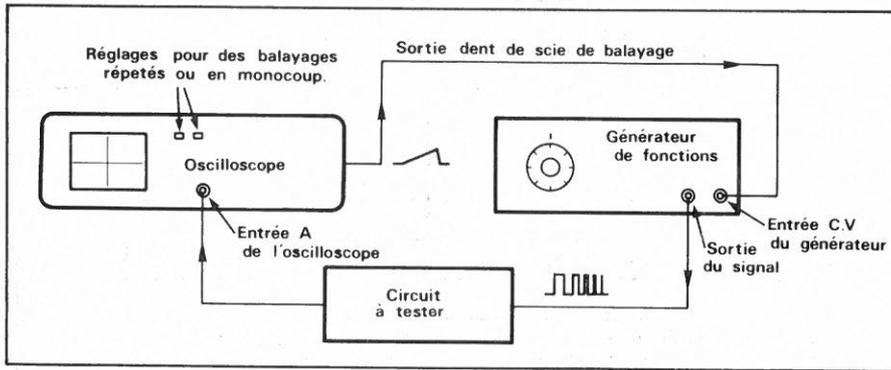


Fig. 2. - Illustration du balayage en fréquence du générateur par un signal extérieur.

## 2) Mode de fonctionnement « GATE » (porte)

Ce mode de fonctionnement permet au générateur de délivrer à sa sortie, comme illustré **figure 4**, un train d'onde (à fréquence fixe) dont la durée est proportionnelle : ou au temps d'appel de commande correspondante (fonctionnement manuel), ou à durée du signal « porte » injecté à l'entrée déclenchement par porte du générateur.

Comme pour le mode de fonctionnement précédent, la même application peut être effectuée, cependant, dans le mode de fonctionnement « Gate », le train d'ondes, qui peuvent être sinusoïdales, triangulaires ou carrés, est à fréquence fixe. Ainsi si le premier mode de fonctionnement peut être utilisé, par exemple, pour la courbe de réponse d'un filtre à enregistrer avec un oscilloscope à mémoire, alors que le fonctionnement « Gate » peut être exploité pour étudier les réactions de divers circuits en régime impulsionnel ou pour des essais de puissances transitoires sur les amplificateurs. Notons que, simultanément à ce mode de fonctionnement, un réglage de phase de départ du signal peut être effectué comme nous le verrons plus loin.

## 3) Mode de fonctionnement déclenché

Ce mode de fonctionnement très souvent utilisé permet d'obtenir en sortie du générateur une seule impulsion comme nous pouvons le voir **figure 5**. Comme pour le mode de fonctionnement précédent, une impulsion unique (au choix l'un des trois signaux illustrés **figure 5**) peut être obtenue : ou en déclenchement manuel (à l'aide d'un signal de déclenchement extérieur qui peut être de forme quelconque pour autant que son amplitude soit suffisante. Pour cette fonction, comme pour les autres, il est bien entendu possible de régler la fréquence jusqu'à concurrence de 3 MHz,

l'amplitude et ce qui est important dans ce mode de fonctionnement d'ajuster avec une tolérance de  $\pm 90^\circ$  la phase de départ et d'arrêt du signal.

Un exemple d'application en utilisant le fonctionnement déclenché du générateur 1600 consiste à utiliser sa propriété de délivrer un seul signal carré dont la durée peut varier entre cinq secondes et  $0,3 \mu\text{s}$  (selon le choix de l'utilisateur) pour, par exemple, commander un circuit logique ou un moteur par le biais d'un circuit de commande approprié.

## 4) Mode de fonctionnement par impulsions

Cette fonction permet à l'opérateur de disposer à la sortie du générateur d'impulsions répétitives avec une largeur qui peut, pour le 1600, varier entre 160 ns et 2,5 s, et une vitesse de répétition comprise entre 0,001 Hz et 1 kHz cela, quelle que soit la forme du signal désiré en sortie, sinusoïdal, triangulaire ou carré. Ce mode de fonctionnement qui peut être sélectionné par la commande « Pulse » se traduit par l'oscillogramme de la **figure 6**, dans ce cas, la commande manuelle de la vitesse de répétition est assurée par la durée de la rampe, alors que la largeur d'impulsion est bien entendu commandée par le réglage des fréquences (réglage continu et par multiplicateurs X 1, X 100, X 10 k). Pour ce mode aussi, la phase de départ et d'arrêt du signal peut être ajustée à  $\pm 90^\circ$ .

Dans ce mode de fonctionnement, le générateur se comporte pratiquement de la même façon qu'un générateur de fonction simple et, à ce titre, peut être utilisé pour de nombreuses applications du domaine de la logique.

## 5) Mode de fonctionnement « Balayage continu en fréquence » linéaire ou logarithmique

Plus souvent appelé volubation en continu (continuous sweep), ce mode

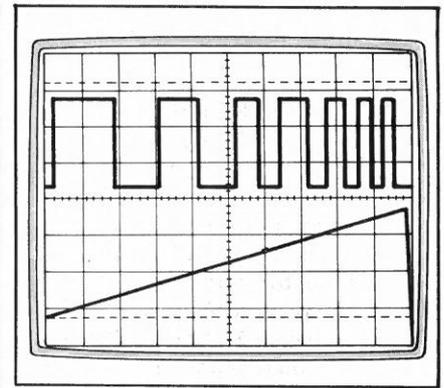


Fig. 3. - Illustration graphique de la commande extérieure du balayage en fréquence du générateur de fonction 1600.

En haut : signal de sortie (à fréquence variable) du générateur.  
En bas : dent de scie du générateur de base de temps de l'oscilloscope.

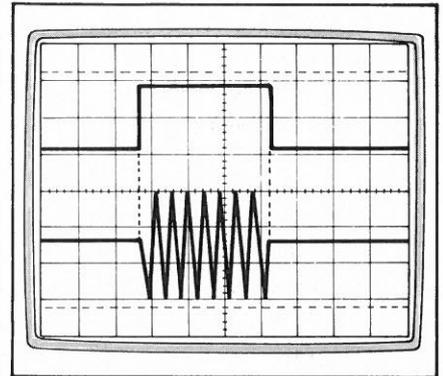


Fig. 4. - Illustration du mode de fonctionnement « Gate ».

En haut : signal de commande début et fin du train d'impulsions.  
En bas : train disponible en sortie du générateur.

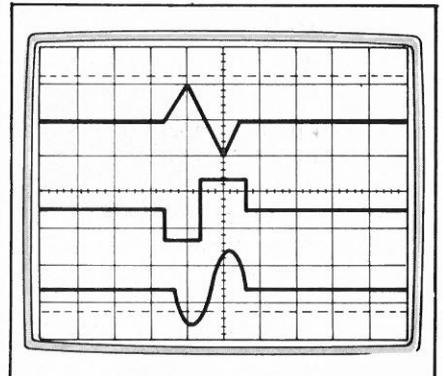


Fig. 5. - Représentation du mode de fonctionnement déclenché du générateur 1600.

De haut en bas : triangle, carré, sinus.

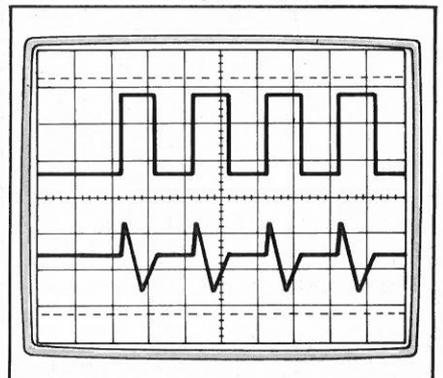


Fig. 6. - Mode de fonctionnement « Pulse » (impulsion) (signaux carrés et triangulaires).

de fonctionnement est propre à pratiquement tous les générateurs de fonctions, il consiste, comme le montre la **figure 7** à délivrer en sortie une tension dont la fréquence varie automatiquement dans une plage préalablement réglée par l'utilisateur. En outre, la vitesse de ce balayage peut également être réglée en 10 secondes et 1 ms. Il va de soi que cette vitesse de balayage doit être ajustée en fonction de la plage de fréquences de balayage sélectionnée. En effet, un temps de balayage de 100 ms pour passer de 1 Hz à 100 Hz est incompatible.

L'une des particularités du générateur de fonctions modèle 1600 est la possibilité de réglage indépendant des fréquences de départ et d'arrêt du balayage grâce à deux potentiomètres rectilignes étalonnés ainsi, ces fréquences peuvent être ajustées avec précision.

L'application la plus souvent rencontrée pour l'utilisation du balayage automatique en fréquence est l'enregistrement, avec une table x.y et un voltmètre disposant d'une sortie analogique, d'une courbe de réponse en fréquence d'un amplificateur, d'un filtre ou d'un quelconque autre circuit. En effet, si nous nous reportons au synoptique de la **figure 8**, nous pouvons voir que la table xy est pilotée dans l'axe horizontal par la sortie rampe du générateur (illustrée **fig. 9**) qui délivre une

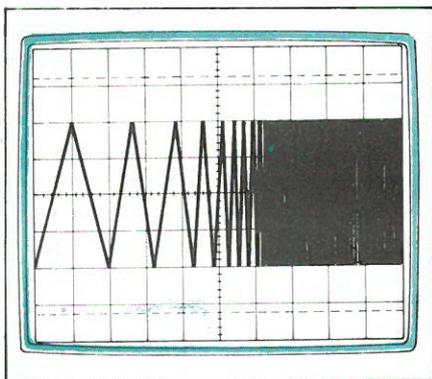


Fig. 7. - Oscillogramme montrant le mode de fonctionnement « balayage continu. »

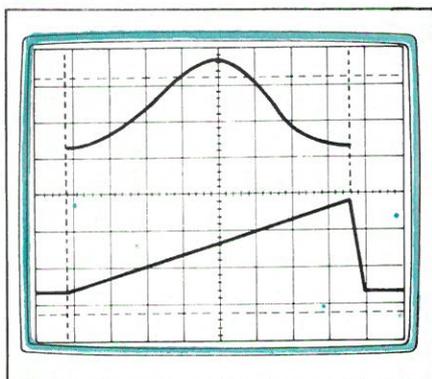


Fig. 9. - Tensions aux bornes de la table XY pour l'enregistrement de la figure 8.  
En haut : tension de sortie analogique du voltmètre.  
En bas : sortie rampe du générateur de fonctions.

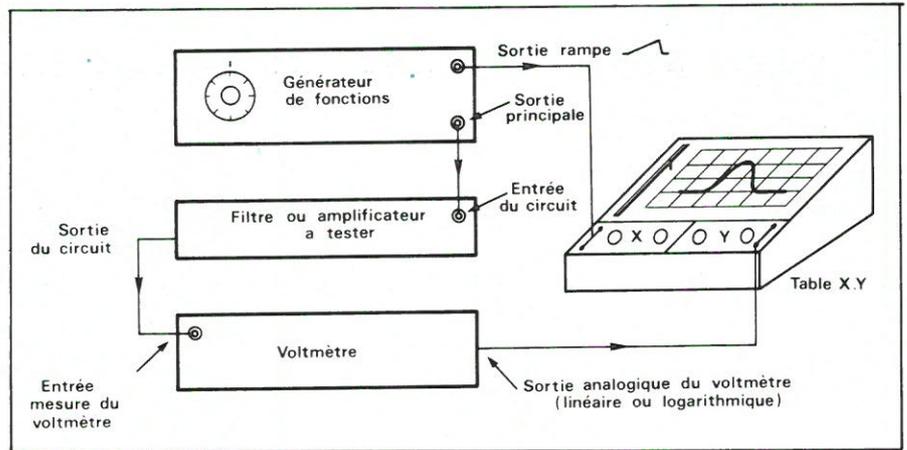


Fig. 8. - Montage pour l'enregistrement sur table XY de la courbe de réponse d'un filtre ou d'un amplificateur.

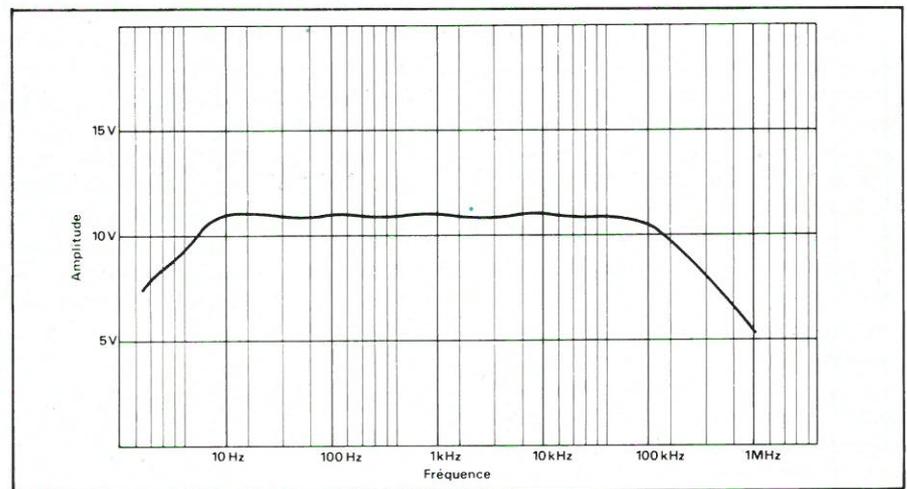


Fig. 10. - Courbe de réponse d'un amplificateur en utilisant le générateur 1600, un voltmètre et une table XY.

tension en dents de scie dont la largeur est directement proportionnelle à la plage de fréquences sélectionnée. Quant à sa durée, elle dépend de la vitesse d'enregistrement désirée et est réglée par l'opérateur. L'axe vertical de la table d'enregistrement est commandé par la sortie analogique du voltmètre. Cette sortie délivre une tension continue proportionnelle à la valeur de la tension injectée à l'entrée, comme illustrée dans l'oscillogramme de la **figure 9**. Pour réaliser cet enregistrement, l'utilisateur prendra soin préalablement de régler les amplitudes de déviation des axes xy de la table afin qu'ils correspondent au format du papier utilisé et aux sensibilités présélectionnées. En fait, la vobulation telle que nous venons de la décrire peut être pour le générateur 1600 ou linéaire (gamme 100 : 1) ou logarithmique (gamme 1000 : 1), c'est généralement cette dernière configuration qui est la plus souvent utilisée. En effet, l'axe horizontal x des fréquences est, dans la plupart des cas, logarithmique. Ainsi, l'enregistrement de la bande passante d'un amplificateur schématisé **figure 10** montre une vobulation logarithmique en x.

## 6) Vobulation déclenchée

Ce mode de fonctionnement est semblable au précédent. Cependant le moment de départ du balayage peut être commandé : ou manuellement ou par l'intermédiaire d'un signal extérieur. Quand cette dernière possibilité est utilisée, une commande spéciale permet de régler le niveau de déclenchement. De la même façon que pour la vobulation continue, le balayage peut être, au choix, linéaire ou logarithmique.

## 7) Train d'impulsions unique déclenché

L'oscillogramme de la **figure 11** illustre la possibilité du générateur 1600 de délivrer un train d'impulsions qui peut être déclenché manuellement ou par un signal extérieur (avec un réglage de niveau de déclenchement). La fréquence du signal peut bien entendu être choisie dans la plage de fréquences offerte par le générateur et la largeur du train d'impulsions peut être définie par réglage de la durée de la rampe.

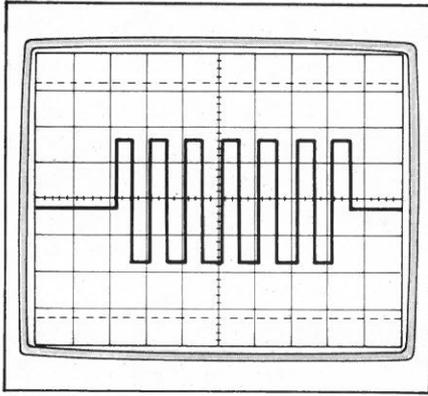


Fig. 11. - Illustration du mode de fonctionnement « train d'impulsions déclenché ».

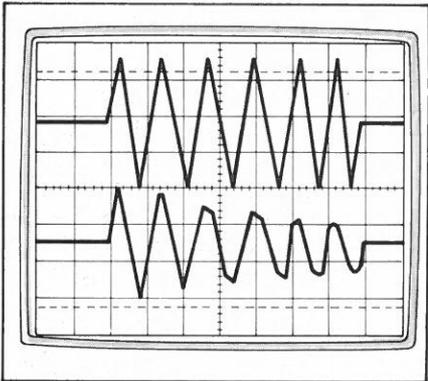


Fig. 13. - Illustration d'une mauvaise faculté de récupération d'un amplificateur soumis à des trains d'impulsions.  
En haut : train d'impulsions de sortie du générateur.  
En bas : sortie de l'amplificateur.

## 8) Trains d'impulsions répétés

Le mode de fonctionnement « trains d'impulsions répétés » repose sur le même principe que le précédent, mais ce n'est pas un seul train d'impulsions qui est délivré en sortie du générateur, c'est plusieurs rafales comme le montre la **figure 12**. Il est de nombreuses applications qui nécessitent l'emploi de trains d'impulsions, cependant, l'une des plus importantes consiste à tester des amplificateurs, plus exactement leur comportement en régime dynamique. En effet, plusieurs trains d'impulsions injectés à l'entrée d'un amplificateur, notamment un amplificateur haute fidélité, permettent de connaître avec plus de rigueur ces facultés de récupération, puisque plusieurs trains d'ondes reproduisent, mieux qu'un signal continu, les brusques variations d'un signal issues d'une tête de lecture de tourne-disque. Il en est de même pour les amplificateurs de puissance qui pilotent des générateurs de vibrations ou tout autre élément mobile. Ainsi, à titre d'exemple, nous pouvons voir sur l'oscillogramme inférieur de la **figure 13** le signal de sortie d'un amplificateur ayant une mauvaise faculté de récupération, l'oscillogramme supérieur représentant le signal injecté à l'entrée de cet amplificateur.

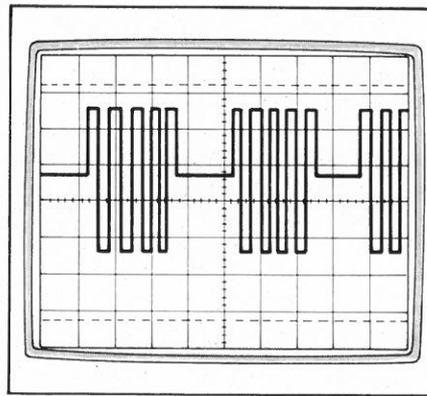


Fig. 12. - Fonctionnement du générateur 1600 en trains d'impulsions répétitifs.

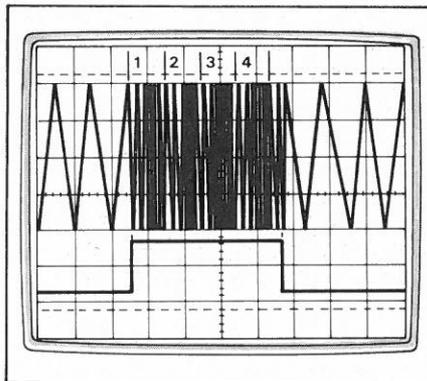


Fig. 14. - La trace supérieure montre les balayages 1, 2, 3 et 4 effectués pendant l'ouverture de la porte de la trace inférieure en mode de fonctionnement « vobulation durant l'ouverture d'une porte ».

## 9) Vobulation durant une ouverture de porte

Après avoir sélectionné les fréquences limites du signal de sortie (qui peut, comme tous les autres modes de fonctionnement, être sinusoïdal, triangulaire ou carré), le balayage automatique est alors assuré tant qu'il est commandé manuellement, (pression sur la commande Manual Gate) ou par un signal « porte » extérieur et, dans ce dernier cas, le ou les balayages s'effectuent aussi longtemps que le signal « porte » est présent sur l'entrée « Trig/Gate In » du générateur, comme nous pouvons le voir **figure 14**. A la fin, comme au début du temps d'ouverture de la porte de commande des balayages, la sortie revient à la fréquence de départ sélectionnée. Les balayages peuvent être selon le besoin linéaires ou logarithmiques et leurs durées réglables par la commande durée de la rampe.

## 10) Trains de balayages durant une ouverture de porte

Dans ce mode de fonctionnement, il n'y a aucun signal à la sortie du générateur tant qu'un signal « porte » n'est pas injecté à l'entrée « Gate/Trig In » ou que la commande manuelle « trig »

n'est pas à actionner. Avec ce signal, et pendant toute sa durée, le signal de sortie est continuellement balayé aux fréquences mini et maxi prédéterminées, c'est la **figure 15** qui illustre ce type de fonctionnement. En l'absence du signal de déclenchement, au contraire de la précédente vobulation durant une ouverture de porte, le générateur ne délivre aucun signal, les balayages obtenus ainsi peuvent être ou linéaires ou logarithmiques et, comme pour les autres cas, leur durée peut être prédéterminée. En outre, le niveau de déclenchement du balayage commandé par porte peut être réglé au même titre que la phase de départ du signal.

## 11) Balayage unique

Pour obtenir un balayage unique comme cela est recommandé pour effectuer un seul enregistrement ou avec un oscilloscope à mémoire ou un enregistreur X.Y. on utilise ce mode de fonctionnement (voir **fig. 16**). Tous les réglages déjà examinés dans les autres cas sont également réalisables en balayage unique linéaire ou logarithmique. Ainsi, par exemple, il est possible de régler les fréquences de balayage entre 0,2 Hz et 300 Hz, 20 Hz et 30 kHz ou 2 kHz et 3 MHz et des durées de ce balayage qui peuvent être comprises entre 1 ms et 1000 secondes.

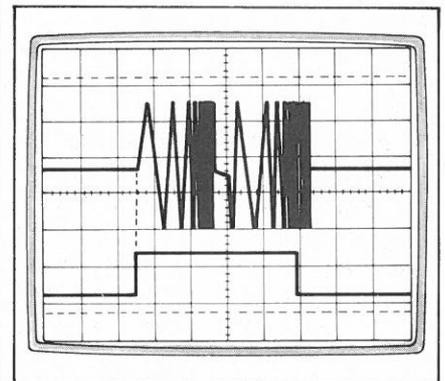


Fig. 15. - Balayages linéaires au logarithmiques en sortie du générateur commandé par un signal « porte ».

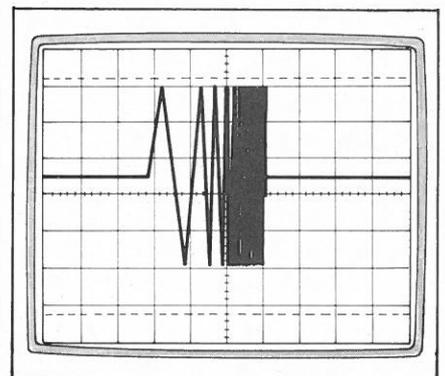


Fig. 16. - Balayage en fréquence unique commandé manuellement ou par un signal extérieur.

## 12) Mode de fonctionnement à triples paliers

C'est en examinant l'oscillogramme de la **figure 17** que l'on comprendra mieux ce mode de fonctionnement. En effet, si nous étudions la forme de la trace inférieure, nous pouvons voir que durant le palier c) de la **figure 17**, la fréquence du signal de sortie du générateur est fixe et celle d'origine préalablement sélectionnée. Pendant la période a), qui est en fait la rampe de vobulation, la fréquence du signal de sortie varie dans les limites mini et maxi également présélectionnées. Quand la tension de la rampe a atteint son maximum, cette tension reste à ce niveau durant le palier b) pendant lequel la fréquence du signal de sortie du générateur est fixe et est égale à la fréquence limite d'arrêt du balayage précédent. Enfin, quand le palier revient à sa position d'origine (c'est-à-dire 0 volt), nous retrouvons la fréquence fixe d'origine. Pour la partie vobulée linéaire ou logarithmique, sa durée et ses fréquences limites peuvent être ajustées.

En outre, ce mode de fonctionnement peut être, selon le niveau choisi, déclenché par un signal extérieur ou manuellement.

On peut utiliser cette dernière caractéristique du générateur de fonctions 1600 pour, par exemple, commander un générateur de vibrations chargé de tester une quelconque structure mécanique ou composant, en simulant diverses fréquences de vibrations autour d'une fréquence de base.

## 13) Fonctionnement à double palier unique

C'est à peu près le même mode de fonctionnement que le précédent avec cependant un palier de moins, comme montré sur l'oscillogramme de la **figure 18**. De plus, du fait que le signal ne parvient que durant le temps d'ouverture d'une porte, nous obtenons qu'un train d'onde vobulé pour la partie a) de la **figure 18** et à fréquence fixe pour la partie b) de la même figure.

## 14) Commande de phase de départ du signal

Une commande manuelle accessible en face avant du générateur permet de régler la phase de départ du signal avec une tolérance de  $\pm 90^\circ$ , cette caractéristique permet de délivrer en sortie des signaux tels ceux illustrés **figure 19**. Ce réglage de la phase de départ du signal est effectif quelle que soit l'une des trois formes de signaux qui est choisie. Ainsi, lorsque le géné-

rateur est en mode de fonctionnement « Pulse » des impulsions de formes diverses peuvent être créées. Un exemple d'utilisation parmi tant d'autres de la commande de phase de départ consiste à tester un convertisseur de valeurs efficaces vraies d'un voltmètre surtout si ce dernier peut mesurer simultanément les composantes continue et alternative du signal. Supposons le signal de la **figure 20** injecté à l'entrée du voltmètre, ce signal qui a pour valeur efficace vraie :

$$V_{\text{eff. vraie}} = \sqrt{V_{\approx \text{eff}}^2 + V_{\approx}^2}$$

Soit dans ce cas, puisque  $V_{\approx \text{eff}} = 2$  volts

$$\sqrt{2^2 + 1^2} = \sqrt{5} = 2,23 \text{ V}$$

lecture qui doit être indiquée sur l'affichage du voltmètre. Pour vérifier que ce dernier appareil mesure bien la valeur efficace vraie des deux composantes, il suffit de modifier la position du zéro et d'appliquer la formule ci-dessus.

## 15) Marqueur de fréquence

Quand le générateur de fonctions est utilisé pour des tests de réponse en fréquence, l'opérateur peut observer une ligne intensifiée sur l'écran d'un oscilloscope qui est en fait le marqueur de fréquence. Cette ligne schématisée dans l'oscillogramme de la **figure 21** ne peut être obtenue qu'en utilisant le mode vobulation. Pour visualiser ce

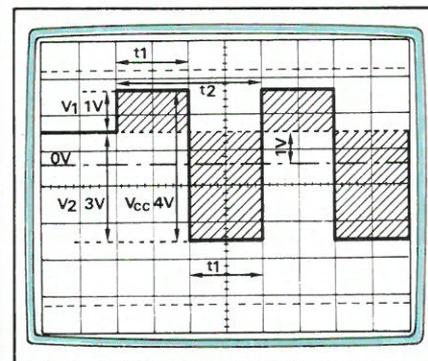


Fig. 20. - Signal injecté à l'entrée du voltmètre efficace vrai.

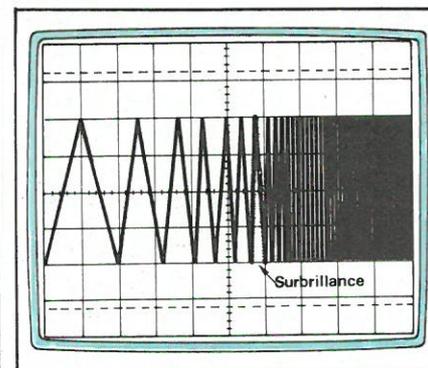


Fig. 21. - Illustration du marqueur de fréquence.

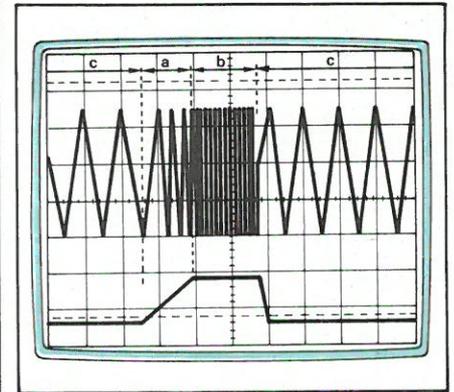


Fig. 17. - Illustration du mode de fonctionnement à triple palier :

c = fréquence de base

a = vobulation des fréquences extrêmes présélectionnées

b = plage durant laquelle la fréquence du signal de sortie est identique à la fréquence limite max. de vobulation.

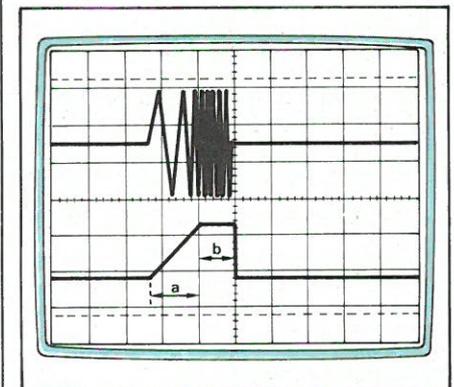


Fig. 18. - Mode de fonctionnement « Burst » à double palier avec a et b identiques à la figure 17.

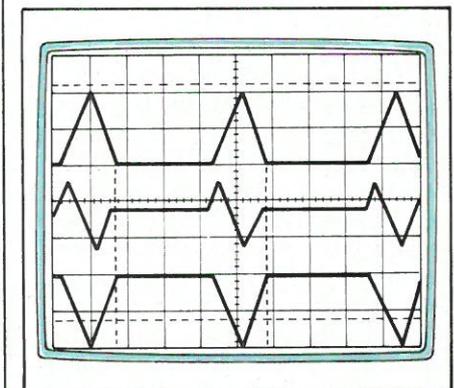


Fig. 19. - Illustration de la commande de phase de départ du signal ajustable à  $\pm 90^\circ$ .

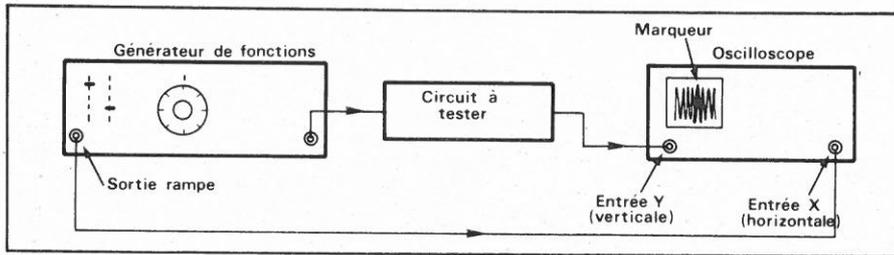


Fig. 22. - Exemple d'utilisation du marqueur de fréquence du 1600.

marqueur il faut raccorder les appareils de mesure comme montré dans la figure 22.

Cette fonction marqueur offre la possibilité, entre autres, de connaître avec précision une des fréquences du signal comprise dans la plage vobulée, cette fréquence qui peut être choisie correspond à la partie en surbrillance de la figure 21. Cette caractéristique peut être utilisée pour mesurer à l'aide d'un compteur fréquencemètre la fréquence de coupure d'un amplificateur.

Outre tous les modes de fonctionnement que nous venons de voir, la nouvelle génération de générateurs de fonctions, dont fait partie le 1600, offre de nombreuses autres caractéristiques intéressantes telles que larges bandes passantes pour toutes les formes de signaux de sortie, atténuateurs calibrés, très faibles taux de distorsion pour les signaux sinusoïdaux (< 0,5 % de 2 Hz à 300 kHz pour le 1600), commande double calibrée pour l'ajustage

des fréquences limites mini-maxi de vobulation, etc.

Ainsi, un générateur ayant toutes ces possibilités s'avère être un outil de travail précieux dans un laboratoire d'autant qu'à lui seul il peut aisément remplacer plusieurs autres appareils.

Volontairement, nous n'avons abordé dans cet article que les principaux modes de fonctionnement du générateur de fonctions 1600. En effet, il est assez rare de rencontrer un tel appareil permettant autant de possibilités. Il est cependant de nombreuses autres caractéristiques des générateurs de fonctions qui viennent en complément aux modes de fonctionnement qu'il eut été trop long de développer simultanément.

J.-C. BAUD

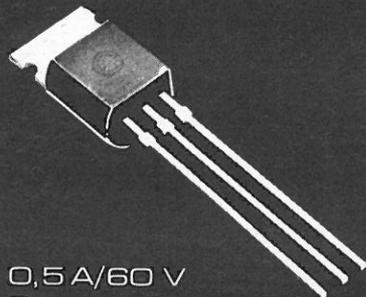
Ingénieur  
Responsable Krohn Hite  
M.B. Electronique

# VMOS & Siliconix

## 2<sup>ème</sup> génération de nouveaux produits

0,5 A à 12,5 A

VN 10 KM



0,5 A/60 V  
 $R_{DS(on)}$  5  $\Omega$   
 $t_{on}$  5 ns typ.

VN 64 GA



12.5 A/60 V  
 $R_{DS(on)}$  0,4  $\Omega$   
 $t_{on}$  45 ns typ.

almex

48, rue de l'Aubépine, zone industrielle, 92160 ANTONY  
Tél. 666.21.12 - Télex 250 067 F

Dans le domaine de la commande des machines, les thyristors permettent de contrôler de fortes puissances et si la venue de transistors de « gros calibre » a quelque peu perturbé le petit monde de l'électrotechnique, certains avantages des systèmes à thyristors restent irremplaçables. Le hacheur de courant ici proposé fait appel à une structure active sans inductance d'inversion et présente quelques avantages sur les systèmes classiques. Le circuit de blocage est allégé, permettant une fréquence de travail plus élevée tout en gardant une électronique de commande simple. Selon le mode de fonctionnement, il s'agit d'une source de tension ou de courant.

# Hacheur à thyristors sans inductance d'inversion

## Problème du blocage force des thyristors en continu

La structure d'un hacheur dévolteur à thyristor série peut être symbolisée par la **figure 1**. On sait qu'un thyristor amorcé se bloque lorsque le courant qui le traverse devient inférieur au courant de maintien  $I_h$  pendant un temps  $t$  inférieur à  $t_q$  ou temps de blocage, usuellement de l'ordre de la dizaine de  $\mu s$ . La méthode la plus utilisée consiste à charger une capacité sous une tension de l'ordre de la fém d'alimentation, puis à connecter cette capacité aux bornes du thyristor de manière à ce que la polarisation de celui-ci soit inversée.

## Montage avec inductance d'inversion

Le montage de la **figure 2**, très classique, utilise un circuit pseudo-oscillant pour charger la capacité à la polarité désirée. La séquence est la suivante :

1° Amorçage de  $Th_2$ , charge de C avec  $V_A > V_B$ .

2° Amorçage de  $Th_1$ , débit dans la charge et fermeture du circuit LCD. La tension s'inverse aux bornes de C mais celle-ci ne peut se décharger par suite de la présence de la diode  $V_A < V_B$ .

3° Amorçage de  $Th_2$ , donnant  $V_F > V_A$ , le courant dans  $Th_1$  s'annule. La capacité se charge de nouveau avec  $V_A > V_B$  et le cycle recommence.

**Remarque :**  $Th_1$  doit pouvoir passer le

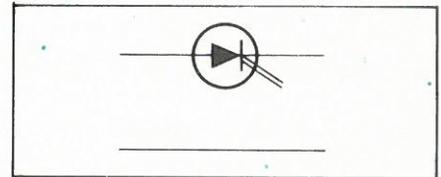


Fig. 1

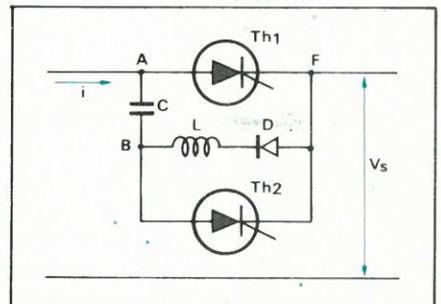


Fig. 2

courant de la charge plus le courant capacitif.

Le circuit est nécessairement limité aux basses fréquences puisque l'inductance ralentit par définition l'inversion de la charge de la capacité.

La capacité ne peut se recharger à la valeur de la tension d'alimentation d'ou augmentation des valeurs des composants.

## Calcul des dimensions du circuit de blocage

Désignons par  $v$  la tension aux bornes de la capacité,  $R$  la résistance du circuit pseudo-oscillant,  $i$  le courant dans ce circuit lors de l'inversion. Il vient :

$$v = R \cdot i + L \cdot \frac{di}{dt}$$

$$i = -C \cdot \frac{dv}{dt}$$

d'où :

$$LC \cdot \frac{dv}{dt^2} + RC \cdot \frac{dv}{dt} + v = 0$$

soit :

$$LCp^2 + RCp + 1 = 0$$

$$\Delta = R^2 \cdot C^2 - 4LC < 0$$

pour le régime oscillatoire amorti la solution est de la forme :

$$v = e^{-\alpha t} [A \sin \omega t + B \cos \omega t]$$

avec :

$$\alpha = \frac{R}{2L}$$

$$\omega = \sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{R^2}{4L^2}}$$

$(v)_0 = E$  au temps initial

$$\text{or } i = -C \frac{dv}{dt}$$

$$= -C [-\alpha \cdot e^{-\alpha t} (A \sin \omega t + B \cos \omega t)$$

$$+ \omega \cdot e^{-\alpha t} (A \cos \omega t - B \sin \omega t)]$$

en  $t = 0, v = E, (i)_0 = 0$

d'où :

$$0 = -C (-\alpha B + \omega A)$$

$$E = B \Rightarrow A = \frac{\alpha}{\omega} \cdot E$$

pour  $t_1 = \frac{\pi}{\omega}, (i)_{T/2} = 0$  soit

$$v_1 = -E \cdot e^{-\frac{R\pi}{2L}} \sqrt{\frac{1}{4\frac{L}{C} - R^2}}$$

Cette tension  $v_1$  est inférieure à la tension de la source, ce qui ne permettra pas un blocage optimal.

Considérons maintenant la tension aux bornes du récepteur ; si  $\bar{I}$  est le courant moyen dans le circuit, la capacité se décharge pendant le temps  $t_2$  en fournissant le courant  $\bar{I}$  au récepteur, d'où

$$v_1 = \frac{1}{C} \int_0^{t_2} I \cdot dt$$

$$\text{soit } t_2 = C \frac{v_1}{\bar{I}}$$

$$t_2 = \frac{CE \cdot e^{-\frac{R\pi}{2L}}}{\bar{I}} \sqrt{\frac{1}{4\frac{L}{C} - R^2}}$$

Par exemple, si nous voulons  $t_2 < t_q = 20 \mu s$ , avec  $E = 200 V, I = 20 A, R = 5 \Omega, L = 10 mH$ , il nous faut  $C = 2.3 \mu F$ .

La figure 3 représente les tensions et courants dans ce circuit.

Un autre système plus efficace est proposé à la figure 4 où l'inversion de C est indépendante de  $Th_1$ .

Néanmoins, cette structure est plus complexe quant à la commande car elle réclame trois phases déphasées.

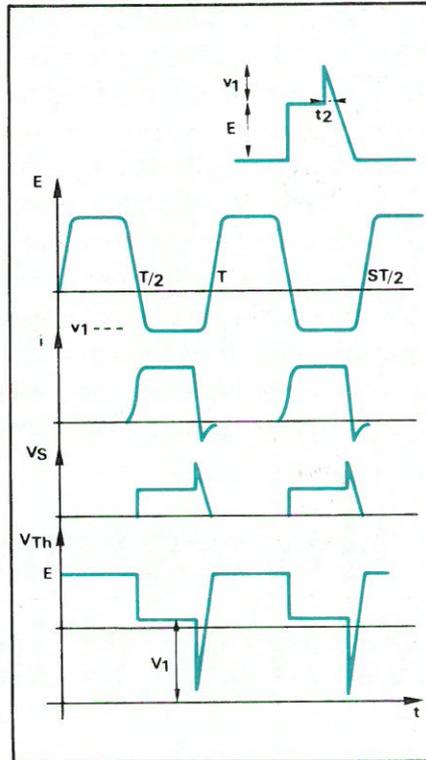


Fig. 3

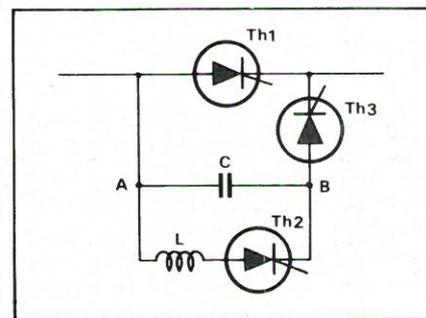


Fig. 4

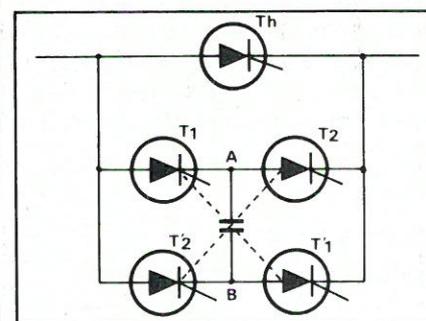


Fig. 5

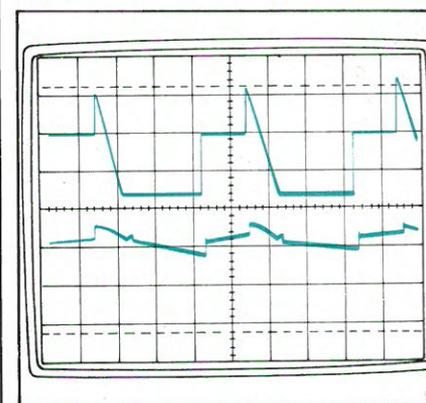


Fig. 6. - Tension et courant sur moteur série :  $E = 220 V ; I = 10 A ; f = 1300 Hz$ .

Beaucoup d'autres structures peuvent être retenues, on pourra se reporter à la référence 3 pour ces différents montages.

## Hacheur tous thyristors sans inductance d'inversion

Considérons le circuit de la figure 5.

Les thyristors  $T_1, T'_1$  et  $T_2, T'_2$  sont commandés en croix.

1° Amorçage de  $T_1, T'_1$ , charge de C,  $V_A > V_B$ .

2° Amorçage de  $Th$ , débit de puissance.

3° Amorçage de  $T_2, T'_2$ , inversion de polarité sur  $Th$ , blocage de celui-ci, charge de C avec  $V_B > V_A$ , etc.

Cette structure est en réalité biphasée contrairement à ce qui pourrait apparaître à première vue, un aiguillage commandant tantôt  $T_1, T'_1$ , tantôt  $T_2, T'_2$ .

$Th$  travaille à fréquence double, c'est le seul composant à bonnes performances bien que les quatre thyristors du pont aient à tenir des  $dv/dt$  élevés.

La capacité se charge toujours à la valeur de l'alimentation, ayant ainsi une efficacité de blocage optimale.

L'inductance de blocage est supprimée, ce qui réduit l'encombrement et permet une fréquence de hachage plus élevée.

L'oscillogramme de la figure 6 représente la tension et le courant pour l'alimentation d'un moteur série de 3 kW. On remarque la pointe de tension très élevée, nécessitant une diode de roue libre haute tension.

### Amélioration du circuit de blocage

Sur une charge donnée, le courant moyen dû à la seule capacité dépend de cette capacité. Si nous désirons un réglage à faible puissance, il est nécessaire d'utiliser une faible valeur de la capacité. Si nous voulons maintenant travailler en forte puissance avec cette capacité, nous risquons d'avoir un temps de retournement  $t_2$  trop court et le thyristor principal risque de ne pouvoir se bloquer. Il faudrait disposer d'une faible capacité pour les charges faibles et d'une forte capacité pour les courants forts.

Notre système est donc doté d'un circuit de mesure de courant continu et permet la commutation de trois capacités supplémentaires en parallèle avec la capacité principale selon le courant de charge (fig. 7).

La mise en œuvre de thyristors sur charges capacitatives ne va pas sans

problèmes en  $di/dt$ . Les capacités ne doivent pas pouvoir être mises en service pour des polarités différentes. On peut observer à la **figure 8** l'oscillogramme de la tension lors d'un changement de charge correspondant à la mise en service d'une capacité. On remarque l'élargissement du temps de décharge capacitive assurant un meilleur blocage. Cependant, si intéressante, que soit cette compensation, nous pourrions retenir contre elle :

- Complexification de la commande qui devient alors un exercice de style.
- Parfois, sur des variations trop brutales de la consigne, se manifeste une insécurité de fonctionnement par suite du trop lent temps de réponse de la mesure d'intensité (présence d'une intégration).
- Hystérésis du réglage de la commande qui se manifeste par une augmentation de l'intensité à la mise en fonctionnement d'une capacité ne permettant un retour à l'état initial que pour un réglage plus faible.

### Electronique de commande

#### - Modulateur de largeur et aiguillage des commandes

La variation de la largeur des impulsions de puissance se fait par la technique de la triangulaire et comparaison avec la grandeur de consigne. Cette méthode a l'avantage de la linéarité par rapport à des modulations de monostables (**fig. 9**).

Les créneaux de largeur variable servent d'horloge pour une bascule JK maître-esclave du type 473. La **figure 10** nous montre l'aiguillage des impulsions générées vers la commande des thyristors.

Le monostable déclenché par le front montant de l'horloge est aiguillé vers le thyristor  $Th$ . Les sorties  $Q$  et  $\bar{Q}$  différenciées servent à la commande de  $T_1, T'_1$  et  $T_2, T'_2$  respectivement. Ces impulsions sont générées sur les fronts de descente de l'horloge et alternativement vers les deux groupes de thyristors auxiliaires. Le chronogramme de ces signaux est représenté à la **figure 11**.

Une temporisation sur la commande de  $Th$  permet le démarrage en séquence par les thyristors auxiliaires pour assurer la charge initiale de  $C$ .

#### Commande des capacités d'appoint

La synchronisation est assurée par des bascules D qui recopient le niveau logique présent sur l'entrée D, sur le front montant de l'horloge, celle-ci étant constituée des impulsions provenant de la commande des thyristors auxiliaires (**fig. 12**). L'entrée D des bas-

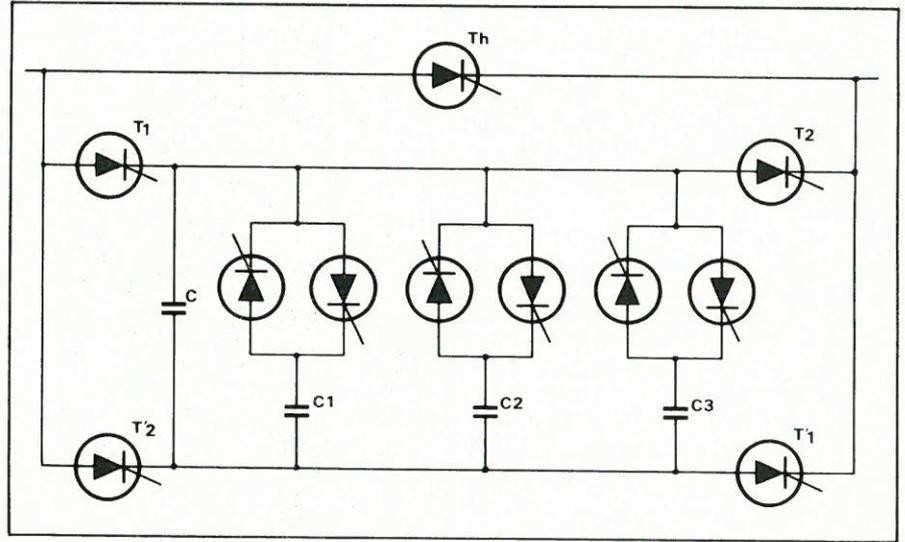


Fig. 7

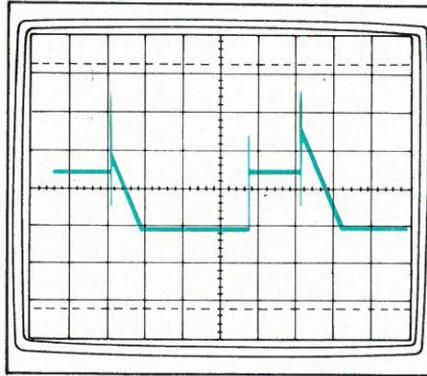


Fig. 8. - Mise en service d'une capacité additionnelle lors d'un changement de courant débité.

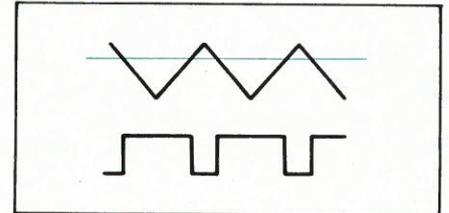


Fig. 9

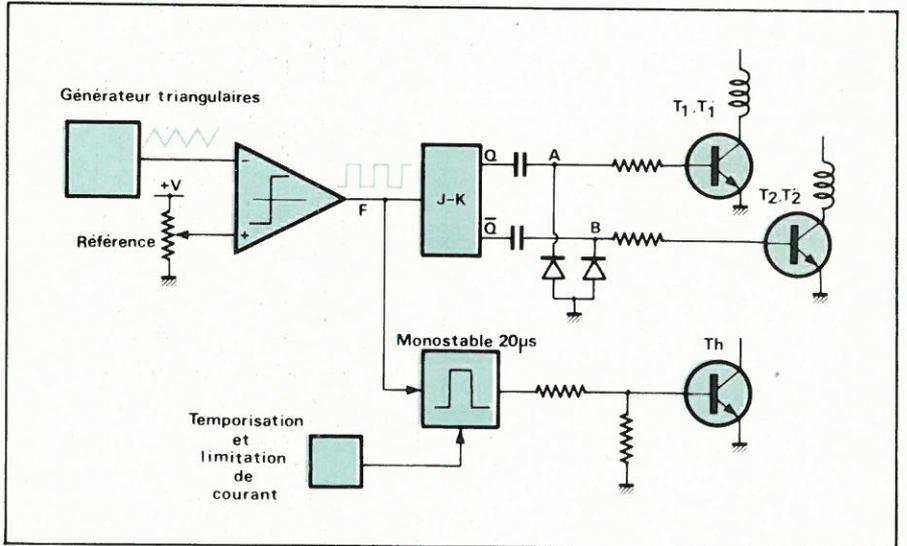


Fig. 10

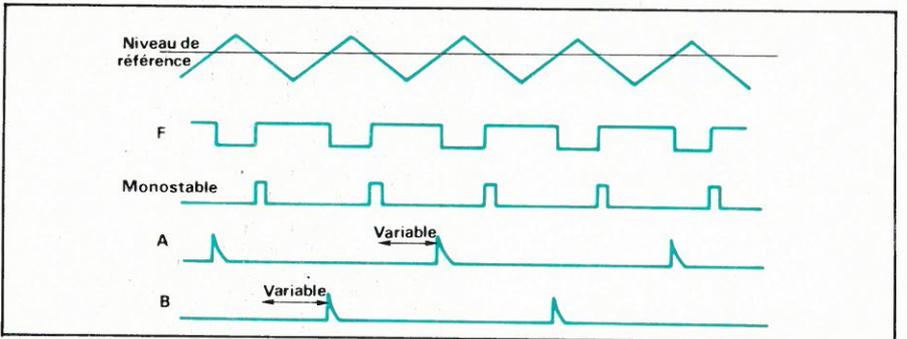


Fig. 11

cules est constituée par le niveau logique provenant de comparateurs destinés à la mesure de courant. Ainsi la commande des charges capacitatives est autorisée lorsque la mesure de courant dépasse une valeur prédéterminée et lors de la commande des thyristors  $T_1, T'_1$ .

### Mesure du courant

Celle-ci a été réalisée sur shunt en haute tension par l'intermédiaire d'un montage à photocoupleur. La précision nécessaire étant très moyenne, nous avons réalisé la conversion tension-courant selon le montage de la figure 13, la tension en sortie du photocoupleur attaquant une échelle de comparateurs permettant le déclenchement des capacités additionnelles.

### Fonctionnement en source de courant

Considérons maintenant le montage de la figure 14a où le thyristor principal a été supprimé. Désignons par  $I_0$  le courant initial dans le circuit,  $v$  la tension aux bornes du condensateur,  $v_0$  cette tension au temps initial, sur le circuit simplifié de la figure 14b, il vient :

$$i = I_0 \cdot e^{-\frac{t}{RC}}$$

avec  $I_0 = (i)_0$

$$\text{Or } E = -v + R \cdot i$$

$$v_0 = (v)_0$$

$$\text{et } v = v_0 - \frac{1}{C} \int i \cdot dt$$

$$\text{en } t = 0, I_0 = \frac{E + v_0}{R}$$

$$\text{en } t = T, v = -v_0 \text{ d'où}$$

$$\frac{1}{C} \int_0^T i \cdot dt = 2v_0$$

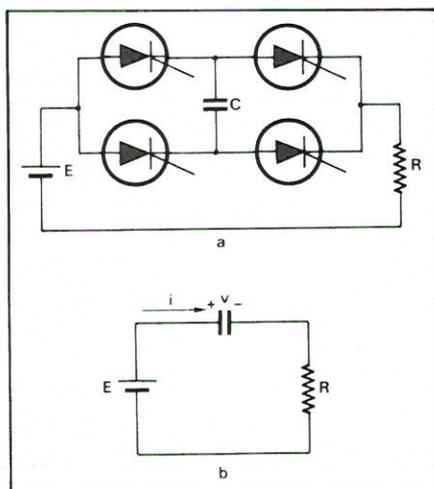


Fig. 14

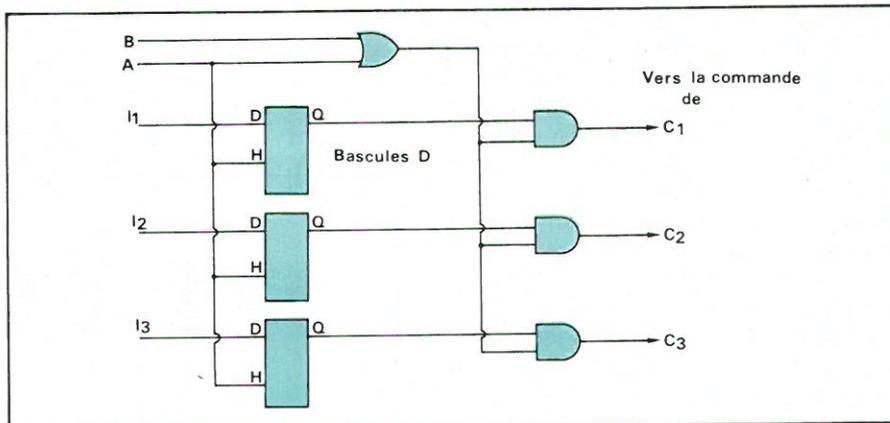


Fig. 12

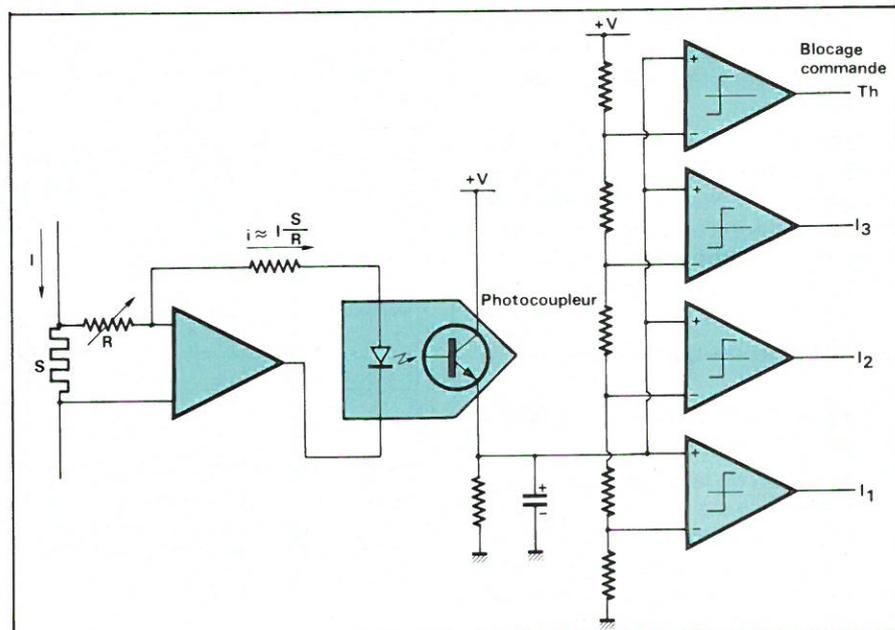


Fig. 13

par substitution, il vient :

$$E = -v_0 + 2v_0 + (E + v_0) e^{-\frac{T}{RC}}$$

$$v_0 = E \cdot \frac{1 - e^{-\frac{T}{RC}}}{1 + e^{-\frac{T}{RC}}}$$

$$\text{où } I_0 = \frac{E}{R} \cdot \frac{2}{1 + e^{-\frac{T}{RC}}}$$

d'où :

$$i = \frac{2E}{R(1 + e^{-\frac{T}{RC}})} \cdot e^{-\frac{t}{RC}}$$

Posons  $f = 1/T$  ; il vient :

$$\bar{I} = \frac{1}{T} \int_0^T i \cdot dt$$

soit :

$$\bar{I} = \frac{2fCE}{1 + e^{-\frac{1}{fRC}}}$$

Pour les valeurs de R et C utilisées,

$$e^{-\frac{1}{fRC}} \ll 1.$$

Le courant moyen débité est donc indépendant de R et varie linéairement avec C et f, le convertisseur se comporte en source de courant. Une application intéressante en ce sens est celle de transformateur actif abaisseur de tension. Si nous soumettons le montage de la figure 15 à une tension alternative, nous allons relever la tension aux bornes de la charge sous la forme d'une succession d'impulsions de hauteur variable. Le courant efficace débité variera en fonction de la fréquence, on peut dire qu'ainsi on pourra faire varier le rapport de transformation de manière continue.

Notre système n'étant pas prévu pour l'inversion de tension, nous avons procédé aux essais sur tension monophasée redressée, sur charge RL. Les oscillogrammes de la figure 16 nous montrent le découpage réalisé par le système pour deux valeurs de capacité avec la possibilité qu'il y a de faire varier le courant moyen, soit par variation de cette capacité, soit par variation de la fréquence.

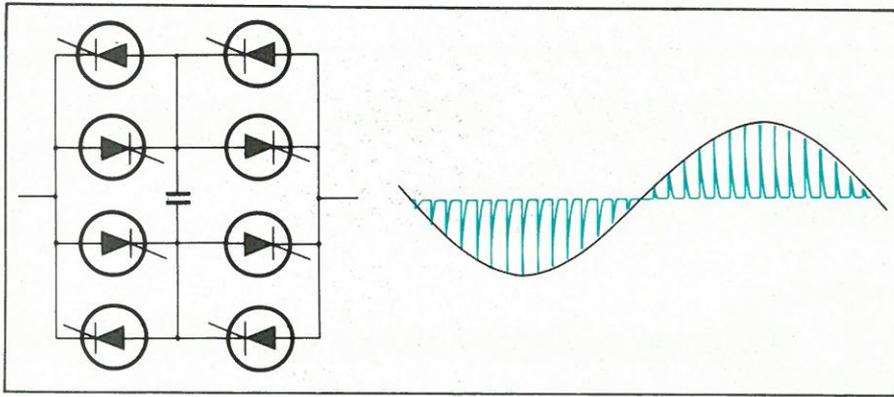


Fig. 15

## Conclusion

Il semble bien que dans le domaine des moyennes puissances, les transistors aient de plus en plus la faveur des concepteurs et nous en donnerons un exemple particulièrement élaboré. Cependant, même pour de petits systèmes, les thyristors restent très intéressants pour des convertisseurs simples, les avantages en sont multiples, dont le plus marquant est peut-être le prix de la tenue en tension. Notre système est un exemple de ce qui pourrait être réalisé, en particulier comme auto-transformateur réglable travaillant comme source de tension ou de courant.

## Références

- 1) Power regulation by means of a switched capacitor : Singer, Amanuel, Erlicki. – Proc. IEE 1972 119 pp. 149-152.
- 2) Thyristor chopper using a bridge-connected capacitor : McLellan. – Proc. IEE 1975 122 pp. 514-516.
- 3) Design of high-frequency thyristors-chopper circuits : Mazda. – Electronic engineering fev. 1970, pp. 34-39.

A. Troncy  
Maître-assistant IUT II  
Génie mécanique  
Villeurbanne

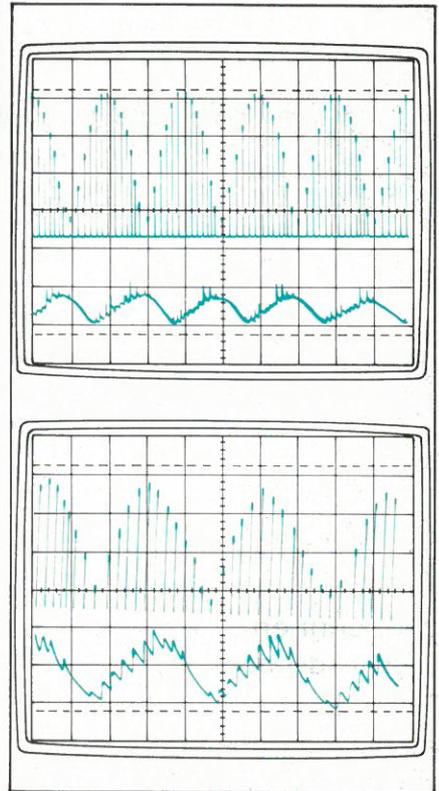
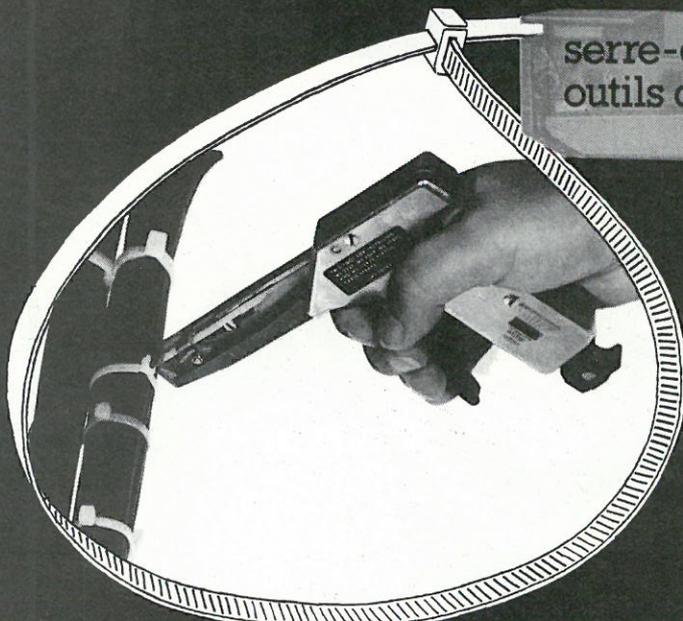


Fig. 16. – Tension et courant sur charge RL ; hacheur travaillant en source de courant sur source monophasée redressée ( $f = 1300$  Hz).  
a)  $C = 2 \mu F$  ;  $I = 4$  A  
b)  $C = 4 \mu F$  ;  $I = 7,5$  A

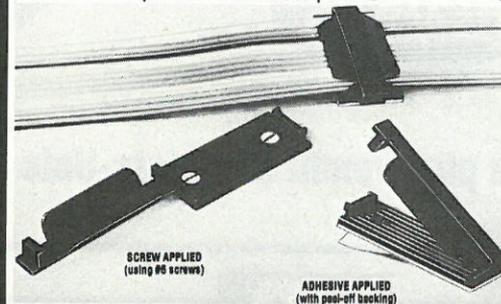
# PANDUIT un système complet

serre-câbles, accessoires de montage,  
outils de pose : manuels, semi-automatique  
et automatique



## nouveau :

fixations autocollantes ou par vis  
pour câbles plats



SCREW APPLIED  
(using #6 screws)

ADHESIVE APPLIED  
(with peel-off backing)

**PANDUIT** SARL

3, rue Rosenwald 75015 PARIS  
Tél. : 532.21.69 - Télex 202 728

autres produits : connecteurs DIN 41612  
41613

BB bigpoub 702

De l'apparition des rayons X en 1895 (Roëntgen) jusqu'aux premières coupes sagittales du cerveau obtenues en 1971 (Ambroise) au moyen d'un EMI-scanner, le chemin parcouru est jalonné par une technologie doublée d'une perspicacité médicale remarquable. Que ce soit dans la conception des ensembles ou dans la réalisation de ses nombreux accessoires, la radiologie représente la discipline la plus ancienne dans le domaine de l'électronique médicale.

Cette discipline est connue de tous. Elle l'est beaucoup moins dans ses tous derniers développements où le traitement de l'image par ordinateur lui a apporté ses lettres de noblesse. En effet, en radiologie classique, les tissus biologiques absorbent plus ou moins le rayonnement X et les différences d'absorption sont dissociables sur le film radiographique ou sur l'écran fluorescent de l'appareil. Toutefois, les tissus mous (organes, muscles, liquides organiques, etc.) qui représentent la plus grande partie de l'organisme, se différencient très mal. C'est la raison pour laquelle les substances de contraste sont utilisées.

Avec le scanner RX, plus connu en France sous le nom de Tomodensitomètre, des différences de densité de l'ordre du % sont maintenant visibles. Outre cette très bonne réso-

## La tomodensitométrie

lution, l'examen de l'objet s'effectue d'une manière très différente. L'organe considéré est « découpé » en tranches et l'examen se fait par la tranche.

Les tomodensitomètres font l'objet d'un développement technologique rapide : on évoque déjà la quatrième génération.

Aux USA, un millier de tomodensitomètres ont été installés en 1977 ; 5 000 sont prévus en 1985.

Pour comprendre cette nouvelle radiologie il est nécessaire de faire un rapide retour en radiologie classique, d'autant que la nouvelle a bénéficié de l'acquit obtenu par la classique. Notre propos sera bref et se limitera aux principaux points particuliers qui permettront de bien saisir ce qu'est la tomodensitométrie. Nous évoquerons essentiellement la radiologie appliquée au diagnostic. La radiothérapie, bien qu'utilisant les rayons X, nécessite un équipement quelque peu différent.

La radiologie : c'est un tube radiogène dont les rayons X sont dirigés vers un système de visualisation (film ou écran) après avoir traversés l'objet à examiner. C'est tout simple, encore faut-il savoir que chaque élément participant à cette réalisation a son importance. Au fil des années, ces éléments se sont perfectionnés et ont permis

d'atteindre des performances assurant les résultats obtenus par les techniques nouvelles.

La tomodensitométrie n'aurait pu voir le jour sans des tubes radiogènes très performants, des détecteurs de rayons X très sensibles, une cinématique des mouvements ayant fait ses preuves en radiologie conventionnelle ou en tomographie. Enfin, l'emploi des ordinateurs, au moyen d'une programmation précise, a apporté une autre façon de visualiser l'impact des rayons X sur la matière vivante.

### Les trois grandes étapes

Il n'est pas aisé d'établir une classification dans une discipline qui s'étale sur près de 85 ans et dont les aspects

sont multiples. Toutefois, en simplifiant à l'extrême, nous pouvons déterminer trois grandes étapes chronologiques. Elles sont apparues successivement dans le temps mais coexistent encore actuellement.

La **radiologie conventionnelle** est la plus ancienne forme d'utilisation des rayons X en médecine. Elle consiste à examiner un objet éclairé par transparence par un faisceau de rayons X. La visualisation se fait par fluorescence d'un écran (radioscopie) ou par fixation de l'image sur un film photographique (radiographie) – **figure 1**. L'avantage de la scopie est de conserver la cinétique des organes examinés, mais la dose de rayonnement reçu est importante. L'avantage de la radiographie est de figer un moment de la cinétique des organes, de conserver sous forme de film la trace de l'examen; la dose de rayonnement reçu étant moins importante. Ces deux formes ont leurs indications. Bien que l'on généralise l'emploi du film, la scopie est néanmoins indispensable lorsque l'on pousse une sonde par voie veineuse, jusqu'au cœur, et que l'on désire en suivre le cheminement.

Cette forme de radiologie est connue de tous: c'est la classique radio pulmonaire, ou osseuse pour fracture. La source radiogène se déplace parallèlement à l'écran. D'autre part, l'objet peut tourner sur lui-même afin de se présenter sous diverses incidences. Il est certain qu'avec une telle façon de procéder, l'objet est vu dans toute son épaisseur et que l'image donnée par l'écran (ou le film) représente la superposition de tous les plans de l'objet. Dans cette confusion il n'est pas toujours aisé de reconnaître ce que l'on cherche et l'on est parfois obligé d'employer des artifices: telles les substances de contraste (liquides pour opacifier et gaz pour améliorer la transparence).

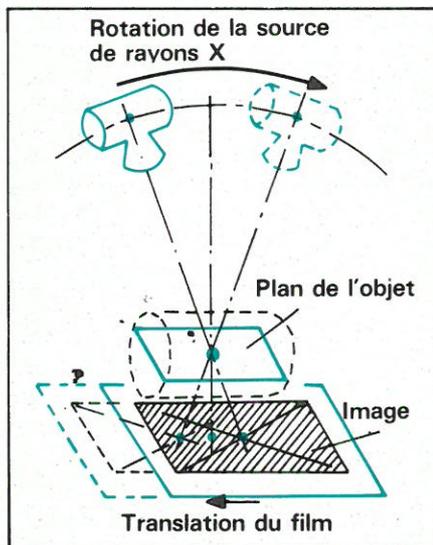


Fig. 2. – Tomographie.

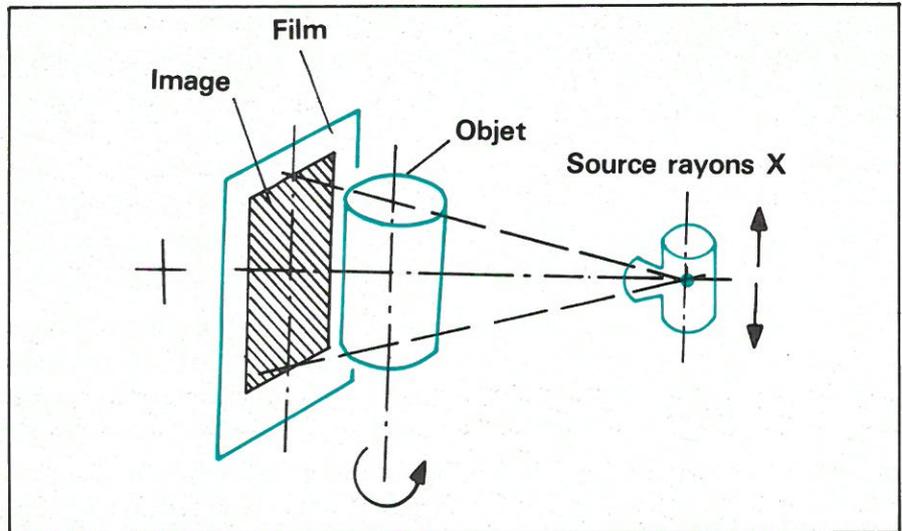


Fig. 1. – Radiographie conventionnelle.

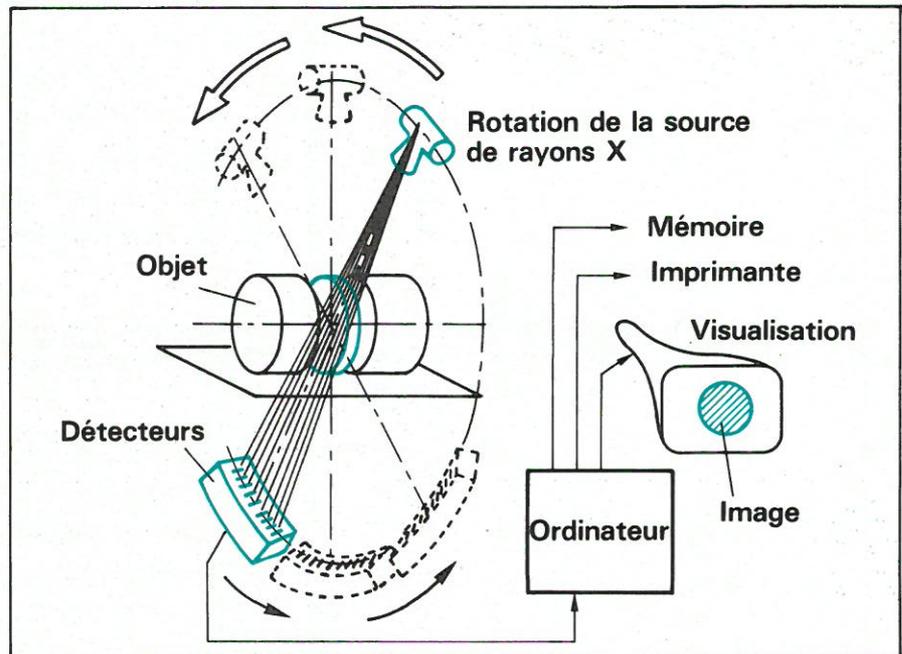


Fig. 3. – Tomodensitomètre.

La **tomographie** représente la seconde étape. Tomos vient du grec et signifie tranche. Il s'agit d'isoler optiquement une tranche de l'objet à examiner. Pour cela, il suffit que deux éléments (tube et film) sur les trois, soient animés d'un mouvement synchrone l'un par rapport à l'autre, et d'une façon inverse (**fig. 2**). De cette façon, l'objet possède un plan privilégié où toutes les structures contenues dans ce plan seront nettes, celles situées en deçà et au-delà seront floues. Elles seront d'autant plus floues que ces structures seront plus éloignées du plan privilégié.

La tomographie peut s'imaginer d'autres manières que celle représentée sur la **figure 2**. Le film peut être fixe et c'est le tube et l'objet qui se déplacent. Dans tous les cas il s'agit d'appliquer le théorème des triangles semblables de Thalès.

Cette méthode exclut la scopie, donc la cinétique du mouvement des

organes. En revanche elle offre une très grande richesse d'informations par la sélectivité des tissus biologiques observés et contenus dans cette coupe privilégiée. Mais, comme avec la radiologie conventionnelle, les objets examinés le sont dans le sens de la longueur. Les exceptions représentent toute une gamme de présentations du corps humain sous diverses incidences (tables spéciales) et surtout le crâne qui se prête à des prises de vue sous pratiquement toutes les incidences.

La mise au point de la **tomodensitométrie** apporte une nouvelle dimension à la radiologie. Cette étape n'éclipse pas les autres, elle les complète. Le principe de la méthode est de faire apprécier la transparence aux rayons X des tissus biologiques, non plus par un film photographique ou un écran fluorescent, mais par des détecteurs très sensibles. L'objet est examiné par la tranche (**fig. 3**) au moyen d'une source et d'une série de détec-

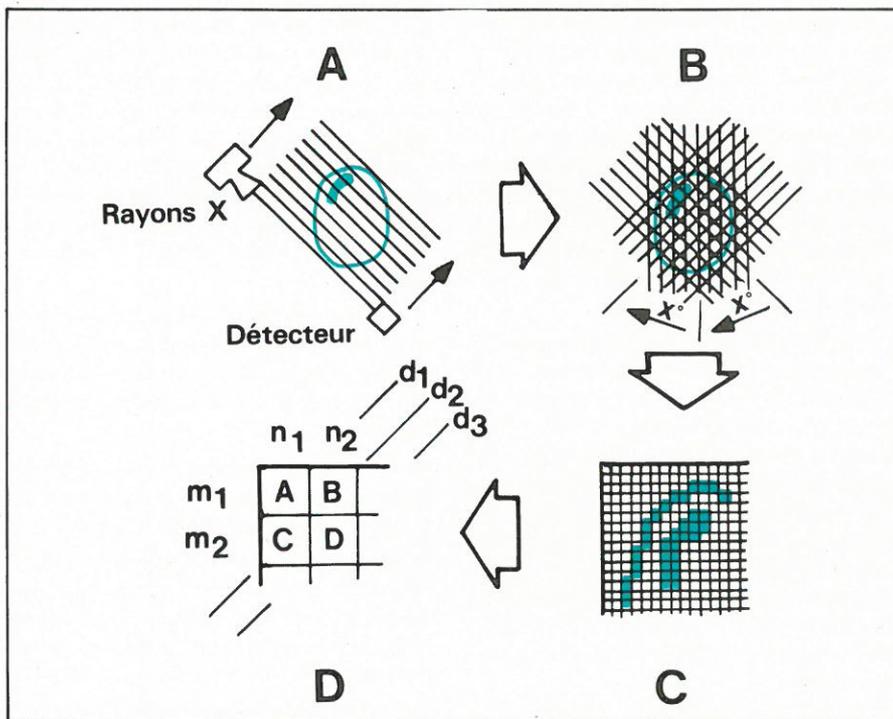


Fig. 4. - Principe du tomodensitomètre : de la détection au calcul matriciel.

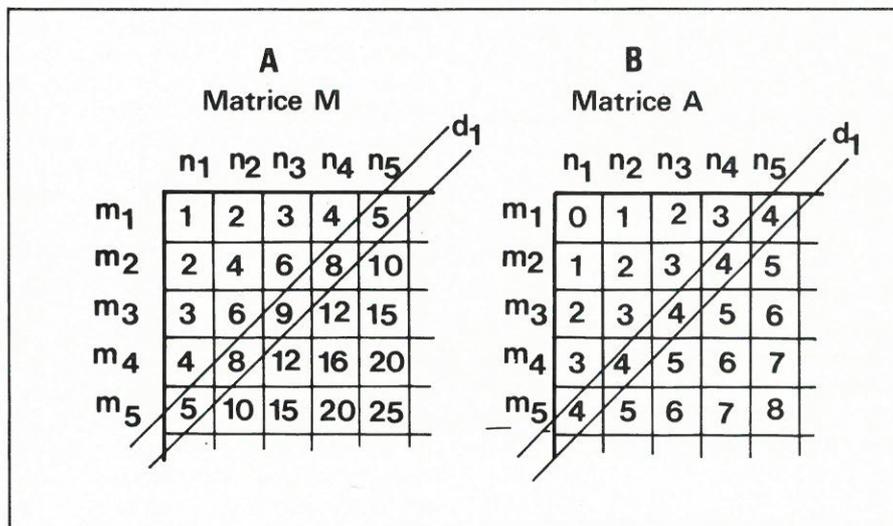


Fig. 5. - Matrices de multiplication et d'addition.

teurs. L'ensemble pivote séquentiellement (tous les 5° ou 10°) sur 180°. Les renseignements fournis par les détecteurs sont repris par un ordinateur qui recompose l'image de la tranche d'objet observé.

Cette façon de procéder représente un peu une nouvelle philosophie dans le domaine de la radiologie. D'abord les images sont vues d'une manière transversale, ce qui apporte un positionnement des organes entre eux que l'on n'avait pas coutume de voir. Ensuite les contrastes sont meilleurs : on distingue mieux entre eux les tissus mous et les liquides organiques, tels le sang et la lymphe. Enfin la dose d'irradiation est plus faible ; s'il est nécessaire de délivrer une vingtaine de rad pour effectuer une angiographie abdominale, il faut seulement 4,6 rad pour une coupe de l'abdomen.

### Les quatre générations de tomodensitomètres (TDM)

C'est surtout dans la recherche de l'amélioration du contraste des images que la tomodensitométrie a vu le jour. L'absorption des rayons X, émergeant du corps examiné, par le film radiographique ne permet pas de quantifier avec suffisamment de précision les écarts entre deux zones voisines. La mise au point de détecteurs de rayons X sensibles a permis de réviser cette position. Il est possible maintenant de faire la différence entre l'eau et le sang.

Cependant, l'information délivrée par un détecteur ne se traite pas de la même façon que l'impression d'une surface sensible (écran fluorescent ou

film photographique). Le traitement de l'information nécessite l'assistance d'un ordinateur. Ensuite, la reconstitution de l'image s'effectue par imprimante (listing de chiffres fournissant les différentes valeurs d'absorption réparties par zones) ou par visualisation directe de l'image radiologique. Ces résultats sont le fruit des travaux de Oldendorf (1961) et de Cornack (1963).

Quelques années plus tard, en 1967, les Laboratoires de l'Electrical Music Instruments (EMI) mettent à leur programme des recherches en ce domaine, sous la direction de Hounsfield. C'est en 1971 que le premier prototype fournit les premières coupes de cerveau, entre les mains de Ambrose. Ensuite, les événements vont très vite. En 1975 un appareil « corps entier » voit le jour et dès 1977 plus de 1 000 tomomodensitomètres sont installés aux USA.

Cette évolution extrêmement rapide s'est doublée d'une véritable explosion technologique. En effet, les détecteurs, puis le traitement des signaux par l'informatique ont subi de nombreuses améliorations si bien qu'en moins de 10 ans, nous en sommes déjà à la quatrième génération de tomomodensitomètres (en fait, il s'agit beaucoup plus de principes que de générations, mais ce dernier terme est maintenant consacré par l'usage et nous le conserverons). Avant d'évoquer séparément ces diverses générations, il est intéressant de faire un bref retour aux sources et de dire quelques mots sur les matrices.

### La matrice comme élément de l'image

La façon dont est balayée une coupe anatomique montre qu'à la fin de l'exa-

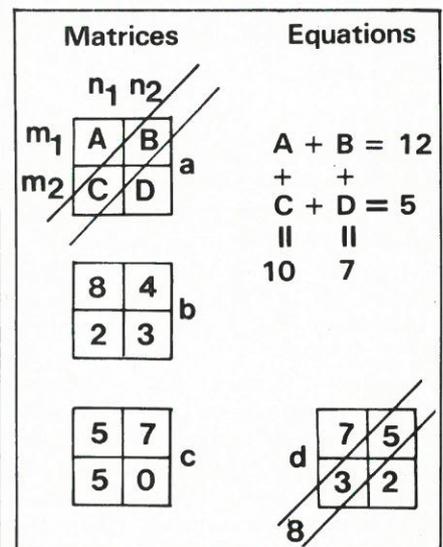


Fig. 6. - Matrice simple à 2 x 2 éléments.

men, l'image obtenue représente un quadrillage. Dans les scanners de première génération, les plus faciles pour comprendre le rôle du calcul matriciel, nous avions une série de translations séparées chacune par une rotation (fig. 4). En effet, dans la figure 4A, l'objet est soumis aux rayons X et l'information sur la plus ou moins grande transparence aux rayons est recueillie par un détecteur. L'ensemble source X et détecteur subit une translation de façon à balayer tout l'objet. Ensuite, figure 4B, une seconde translation est effectuée après que l'ensemble ait effectué une rotation de quelques degrés. Ceci est répété un certain nombre de fois jusqu'à atteindre les 180°, voire davantage.

Ce quadrillage systématique permet d'obtenir une image dont la trame (très fine) n'est que la juxtaposition de tous les points représentant la tranche de l'objet examiné. Cette trame est donc un fin quadrillage (fig. 4C) dont chaque point possède une valeur correspondant à la densité du tissu traversé par les rayons X. L'obtention de cette image nécessite l'emploi d'un ordinateur car, par exemple, dans l'un des modèles de l'EMI, nous avons 30 détecteurs qui relèvent environ 600 impulsions à chaque translation. L'ensemble tourne de 10° à chaque fois, sur 180°, c'est-à-dire 18 fois et cela en 20 secondes. L'ordinateur doit donc traiter  $(18 \times 30 \times 600) = 324\ 000$  points dans ce court laps de temps.

Sur notre figure nous avons placé des cases noires ou blanches, mais en réalité il y a toute une gamme intermédiaire de gris. Chaque teinte possède une valeur et l'analyse se fait par case (fig. 4D). Pour comprendre comment se pratique cette analyse il est nécessaire de consacrer quelques lignes au calcul matriciel.

## Éléments de calcul matriciel

Les matrices se rattachent aux déterminants et c'est Leibnitz, en 1700, qui entrevit leur définition. Les déterminants furent introduits en algèbre par le mathématicien suisse G. Cramer en 1750. On les emploie notamment à la résolution d'un système d'équations linéaires dont la résolution intervient, par exemple, dans l'application des lois de Kirchoff.

La théorie des matrices a été développée par le mathématicien anglais A. Cayley vers les années 1858. Mais qu'est-ce qu'une matrice? C'est tout simplement un tableau composé de rangées  $m_1, m_2...$  et de colonnes  $n_1,$

$n_2...$  et dont toutes les cases contiennent un nombre quelconque. Toutefois, dans certaines matrices, ce nombre n'est pas quelconque, il est lié aux séries qui constituent les rangées et les colonnes. Ainsi, la figure 5A nous donne une matrice M, (de multiplication) qui n'est autre que la table de Pythagore et la figure 5B, une matrice A qui représente la table d'addition.

Dans l'application à la tomographie, le problème est différent. Chaque case contient un chiffre qui correspond à la densité optique du tissu traversé à cet endroit. La répartition des cases (et de leurs chiffres) est aléatoire. Le problème consiste à relever la valeur de chaque case et de localiser cette case dans l'espace. Nous emprunterons à Coussement et Serres les idées qui ont présidé à la rédaction des quelques lignes qu'ils ont consacré à ce sujet.

Si nous reprenons l'idée de la matrice, figure 4D, nous voyons qu'elle contient  $m$  rangées et  $n$  colonnes, dont le produit  $m \times n$  caractérise cette matrice. En prenant une matrice simple à  $2 \times 2$  éléments, figure 6, on se rend compte que pour un système d'équations donné (fig. 6A) :

$$m_1 \rightarrow A + B = 12$$

$$m_2 \rightarrow C + D = 5$$

$$n_1 \rightarrow A + C = 10$$

$$n_2 \rightarrow B + D = 7$$

plusieurs matrices fournissent une solution (fig. 6B et C). Il faut donc introduire une autre donnée, somme d'une diagonale par ex., pour mieux individualiser cette matrice. Ainsi :

$$d = B + C = 8$$

en reprenant notre système d'équations nous aurons :

$$m_1 + n_1 = 2A + B + C = 22$$

$$m_1 + n_1 - d = 2A = 22 - 8 = 14$$

$$\text{et } A = 14/2 = 7$$

$$B = 12 - 7 = 5$$

$$C = 10 - 7 = 3$$

$$D = 5 - 3 = 2$$

la nouvelle matrice répondant à  $m_1, m_2, n_1, n_2$  et  $d$  est donnée par la figure 6D.

Si nous passons à une matrice un peu plus complexe,  $5 \times 5$  éléments par exemple (fig. 7) nous voyons que des inconnues subsistent et que même les diagonales ne suffisent plus. On voit que l'on peut saisir une série de sommes : de  $n_1$  à  $n_5$  (5), de  $m_1$  à  $m_5$  (5), de  $d_1$  à  $d_{14}$  (14) et par la mesure des diagonales on peut connaître les valeurs des quatre coins. Ce qui fait au total 28 données. Malheureusement cela n'est pas suffisant, il est nécessaire d'effectuer plusieurs mesures par ran-

gée, colonne ou diagonale (groupage par série de 2 ou 3 cases), voire de faire des mesures par des obliques qui ne tiennent compte que des valeurs d'une case sur deux, ou d'une case sur trois. Comme on peut le constater, lorsque la matrice possède plusieurs milliers d'éléments, seul un ordinateur peut traiter une telle quantité d'informations.

Dans le cas de la tomographie, le groupe de la pièce anatomique est traitée comme une matrice. La qualité de l'image obtenue dépend de deux facteurs :

- le nombre d'éléments  $m \times n$ , c'est-à-dire le nombre de rangées et de colonnes que compte la matrice ;
- la gamme des différentes teintes possibles (du blanc au noir) qui peuvent être données aux valeurs obtenues à chaque mesure, de façon à améliorer la richesse des contrastes de l'image.

L'analyse de toutes ces informations nécessite que les mesures soient terminées, puis que le traitement proprement dit des informations ait eu lieu, avant d'être en mesure d'avoir une image. Cet ensemble de processus, ou algorithme, peut être envisagé différemment. On choisit d'autres algorithmes, c'est-à-dire que l'on n'attend pas d'avoir tous les éléments pour traiter les informations. On emploie notamment la décomposition de chaque série en série convergente de Fourier. L'ordinateur fournit alors des valeurs numériques qui sont conservées en mémoire sur bandes ou disques. Un transcritteur remplace ensuite la valeur de chaque élément selon les rangées et les colonnes puis, pour éviter une analyse visuelle de colonnes de chiffres, les informations sont reprises par un tube TV qui peut rendre très bien les diverses nuances de gris que l'on recherche dans ce genre de documents. L'image TV obtenue peut être photographiée.

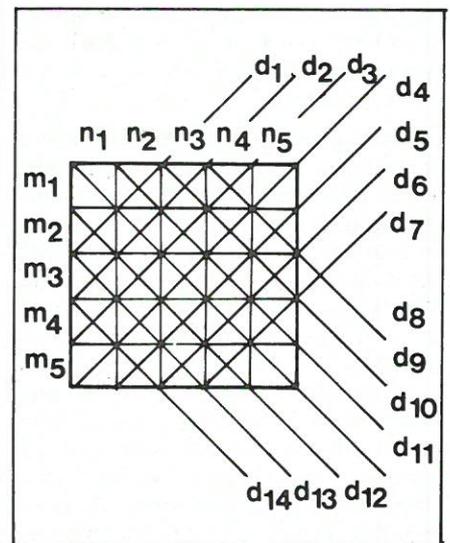


Fig. 7. - Matrice à 5 x 5 éléments.

## De la matrice à l'image

Si nous reprenons la coupe anatomique, nous voyons que dans l'espace la tranche fait 8 ou 13 mm d'épaisseur selon la collimation du faisceau. En outre, cette tranche est reprise sur une matrice dont chaque carré fournit l'image d'un élément anatomique. Ainsi (fig. 8) chaque élément anatomique représente un volume égal à  $d \times d \times e$  et le problème consiste à déterminer l'opacité (au rayon X) de ce parallélépipède et de le localiser dans l'espace.

Le faisceau de rayons X doit donc être très fin et émis parallèlement au plan de coupe, dans l'épaisseur de la tranche. Les rayons X vont traverser de nombreux éléments superposés dont l'opacité est différente. Les rayons émergents représenteront la somme de ces opacités, c'est-à-dire qu'ils subiront une atténuation avant d'atteindre le détecteur. Si l'on balaie la coupe pour examiner tous les points (translation) et si cet examen se fait sous différents angles (rotation) il est alors possible d'isoler l'élément concerné, par plusieurs mesures.

Il est certain que pour qu'un tel système soit valable, il est nécessaire d'effectuer beaucoup plus de mesures qu'il n'y a d'éléments. Comme nous le verrons dans le paragraphe consacré au tomodensitomètre de la première génération, la matrice peut comporter jusqu'à 54 000 points et le nombre de mesures est considérable. C'est la raison pour laquelle l'ordinateur est indispensable pour traiter rapidement toutes ces informations.

Le recueil du faisceau de rayons X atténué se fait au moyen d'un détecteur comportant un cristal photoluminescent couplé à un photomultiplicateur. La source de rayons X et le détecteur sont parfaitement alignés et le faisceau est très directif. Ainsi le rayonnement secondaire est éliminé et seul le rayonnement direct est pris en compte.

La gamme des opacités se répartie en plus ou en moins d'une valeur étalon. L'eau, étant la substance dont l'opacité radiologique se rapproche le plus des tissus vivants, a été choisie comme étalon. Toutefois, le coefficient d'atténuation varie avec la dureté, la longueur d'onde, l'énergie du rayonnement X. Hounsfield a montré qu'un rayonnement émis sous une tension constante de 120 kV, filtré par une épaisseur de 2 ou 3 mm de cuivre, possède une énergie de 73 keV. C'est la valeur type de l'énergie du rayonnement utilisé en tomodensitométrie.

A l'origine, Hounsfield avait choisi comme unité le  $1/100^e$  de l'opacité de

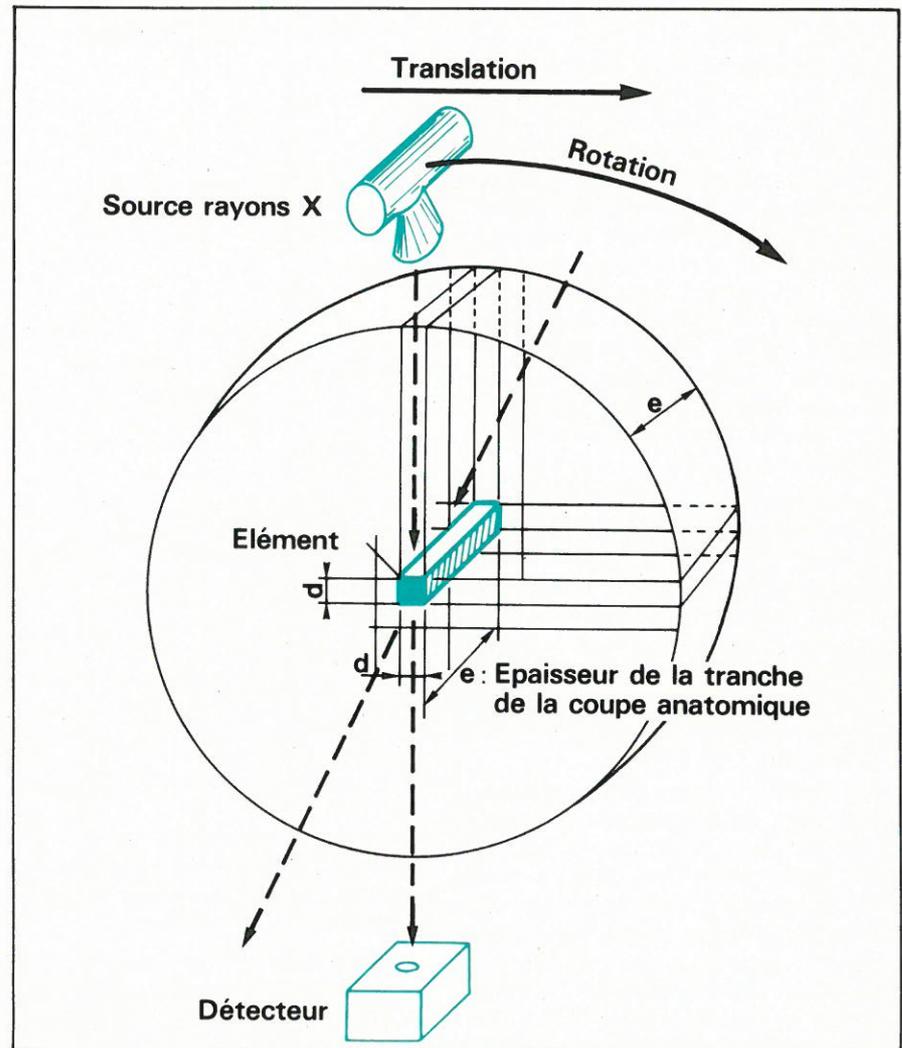


Fig. 8. - Isolement d'un élément dans une coupe anatomique.

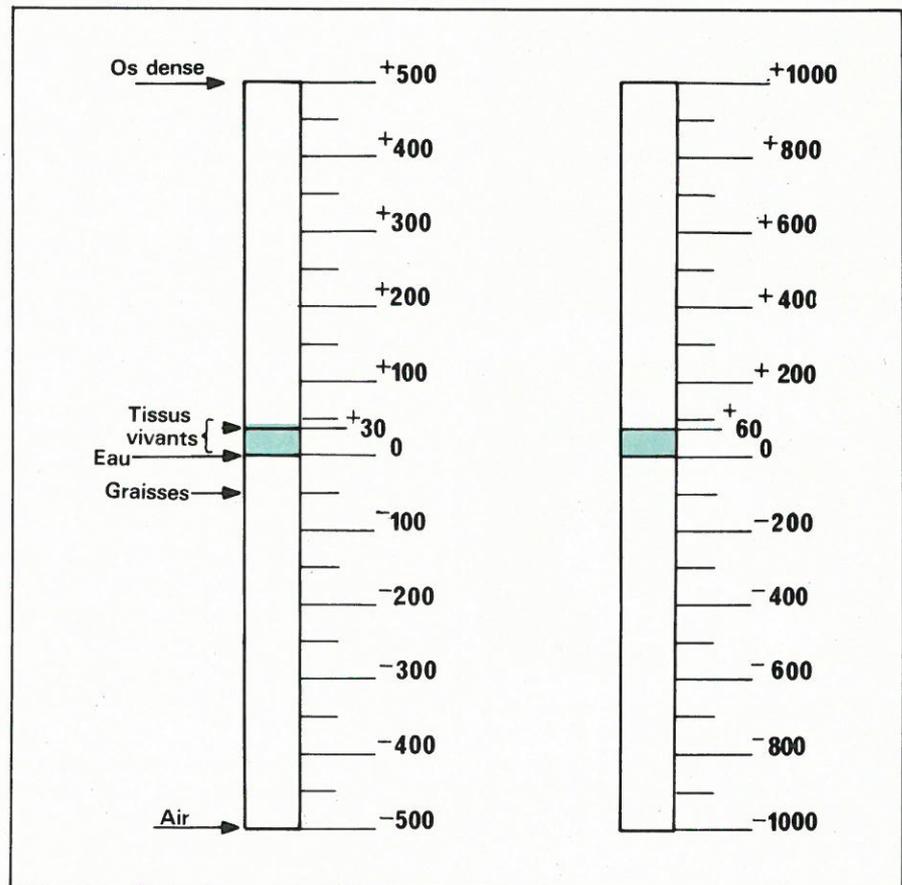


Fig. 9. - Echelles des opacités densitométriques.

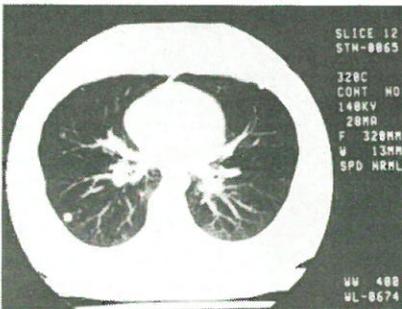
l'eau, puis le 1/500<sup>e</sup> et actuellement l'accord semble être fait sur le 1/1 000<sup>e</sup> (fig. 9). Dans cette échelle nous avons - 1 000 pour les opacités les plus légères (air) et + 1 000 pour les opacités les plus fortes (os). Les tissus vivants occupent une place relativement étroite (entre 0 et + 60). Selon leur richesse en lipides (graisses), nous descendons en dessous du 0, vers les - 100. L'étalement plus détaillé des structures rencontrées au cours d'un examen crânien donne la figure 10, d'après M. Collard. La figure 11 reproduit deux coupes abdominales telles qu'on les obtient après reconstitution de l'image.

Avec une grande quantité de mesures (matrice) et une gamme d'opacité très étalée (- 1000 à + 1000), il s'agit maintenant de reconstituer une image se rapprochant de celle de la radiographie, puisque les spécialistes de cette discipline y sont habitués. L'image sera négative, c'est-à-dire que les zones opaques seront en blanc et les zones transparentes en noir.

Le système le plus classique pour fournir une telle image est le tube récepteur de la télévision en noir et blanc. Les informations relatives aux coordonnées verticales et horizontales de la matrice agissent sur la bobine de déflexion du tube image. Les informations de luminance proportionnelles à l'opacité agissent sur le wehnelt du tube. Notons que l'ordinateur donne les niveaux d'opacité sous la forme



a)



b)

Fig. 11. - Coupe montrant la finesse des contrastes obtenue en tomodynamométrie (doc. EMI).

a) Coupe de l'abdomen au niveau des pôles supérieurs des reins. Cette coupe est considérée comme normale. On note la présence d'air (noir) dans le colon transverse et le très bon contraste entre les différentes structures.

b) Coupe au niveau du thorax montrant deux métastases tumorales, une dans chaque poumon.

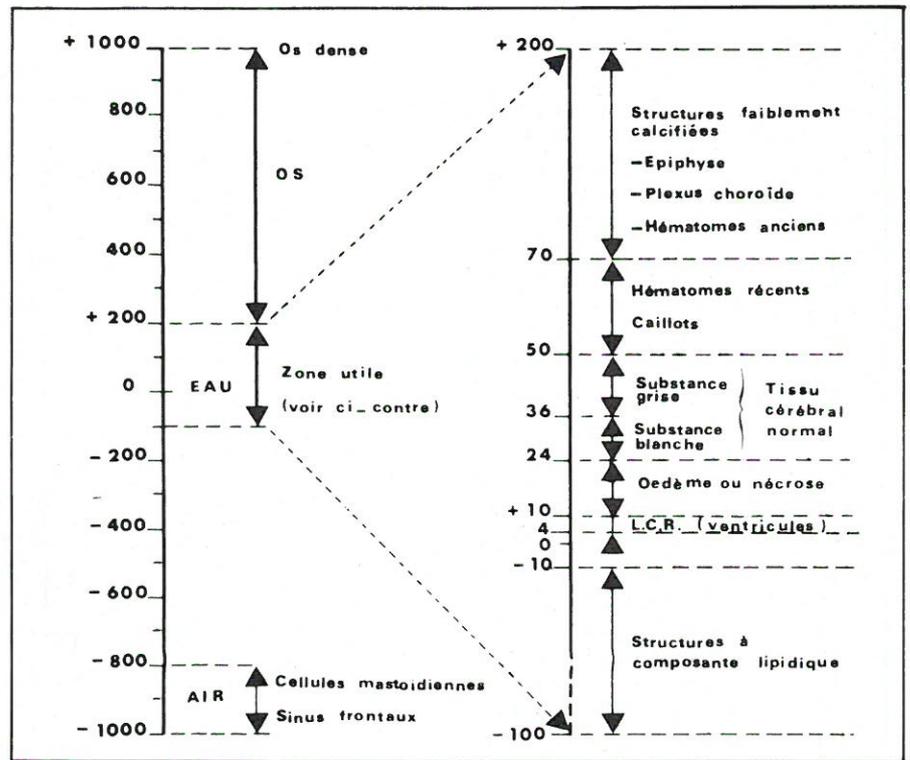


Fig. 10. - Opacités relatives des différentes structures intracrâniennes - Echelle 1000 (d'après M. Collard).

d'un tableau de chiffres et qu'il est nécessaire d'utiliser un convertisseur numérique/analogique pour attaquer le wehnelt.

Il est certain que la richesse de la gamme d'opacité (luminance) s'étalant sur 2000 degrés (de - à + 1000) cela représente un luxe inutile d'autant plus que l'œil humain n'a pas la possibilité d'apprécier une telle finesse dans l'examen des contrastes. Dans la pratique, un choix de 16 gradations a été défini et il fournit une très bonne image.

Si l'on désire conserver cette image, plusieurs moyens sont à notre disposition. Le plus simple est l'enregistrement photographique de l'écran de télévision au moyen d'un appareil du type polaroid. Il est possible également d'obtenir une image couleur en utilisant un convertisseur numérique/chrominance et de recevoir l'image sur un écran de télévision couleur, avec photographie éventuelle. Il est nécessaire alors d'établir une relation entre l'opacité et la couleur et il est permis de se demander si cet artifice apporte quelque chose de plus !

Si l'on veut conserver la totalité des informations pour un traitement ultérieur il faut alors recueillir les informations relatives aux coordonnées ainsi que celles de luminance, sur des supports magnétiques (bandes, floppy discs).

Avant d'examiner les points particuliers des éléments qui constituent l'ensemble tomodynamométrique, rappelons brièvement les quatre principes ou générations, que nous connaissons actuellement.

## La première génération de TDM

(slow scanner = scanner lent).

A l'origine de cette technique, nous retrouvons l'EMI scanner adapté à l'examen du crâne. Un tube à rayons X, couplé avec un double détecteurs, balaie deux tranches contiguës du crâne (fig. 12) au moyen d'un mouvement de translation (fig. 13A). Durant ce mouvement, 1000 mesures sont effectuées, puis l'ensemble subit une rotation de 1° et la translation permet à nouveau 1000 mesures et ainsi de suite jusqu'à ce que cet ensemble ait tourné de 180°. On obtient ainsi : 1000 x 180 = 180 000 mesures.

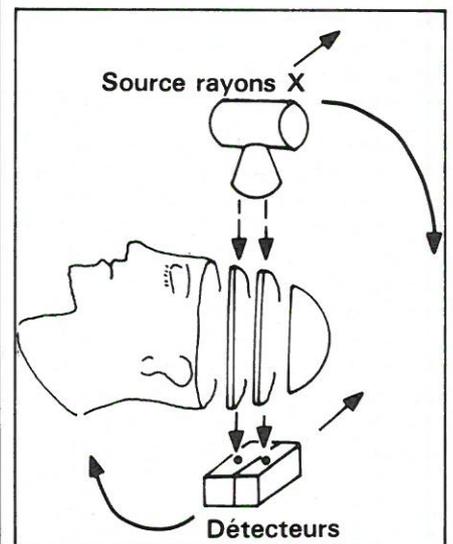


Fig. 12. - Balayage de deux tranches contiguës du crâne par translation, puis rotation.

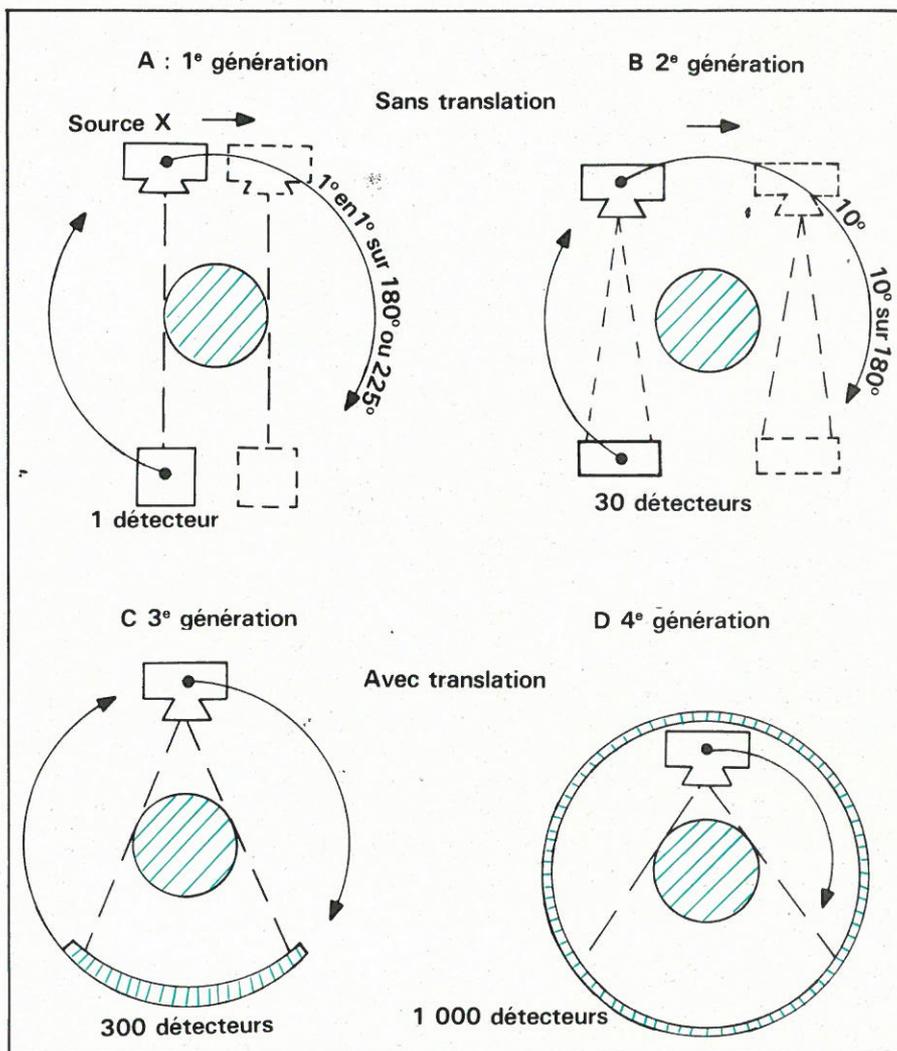


Fig. 13. - Les quatre générations de tomodensitomètres.

Le temps total de balayage se décompose de la façon suivante :

- 180 translations de 0,5 s, soit 90 s
- 180 rotations (1°) de 0,5 s, soit 90 s

soit au total 180 secondes (3 min) pour effectuer les 180 000 mesures.

Les tranches anatomiques examinées ont 8 à 13 mm d'épaisseur selon la collimation du faisceau. Le fait de pouvoir balayer deux tranches contiguës ne change rien au principe de la méthode. Il améliore le temps d'examen, car ce principe est lent, quoique l'ordinateur demande un temps double pour reconstituer les deux images.

## La deuxième génération de TDM

(Multiple scanner = à détecteurs multiples. Existe en deux variantes : slow avec 10-15 détecteurs et fast avec 20 ou 30 détecteurs).

L'intérêt de ce principe est de diminuer le temps total de balayage. En effet, la source de rayons X est couplée à une batterie de n détecteurs (fig. 13B). Au cours de la translation, si

la cadence de relevé des opacités par chacun des détecteurs est conservée, on peut réduire alors le nombre de pas de rotation à  $180/n$  (chaque pas ayant n degrés au lieu de 1°).

Le temps total de balayage se décomposera ainsi, pour 10 détecteurs (en considérant toujours 1000 mesures par translation et par détecteurs) :

18 translations de 0,5 s, soit 9 s

18 rotations (10°) de 2 s, soit 36 s

soit au total 45 secondes pour effectuer les 180 000 mesures. Avec une batterie de 30 détecteurs on atteint aisément les 30 s pour un balayage total.

Parmi les appareils de cette génération que nous trouvons sur le marché français, nous pouvons citer les modèles 7020 de l'EMI (fig. 14), le ND 8000 de la CGR (fig. 15) et le Siretom 2000 de Siemens.

## La troisième génération de TDM

(Direct fan beam scanner = scanner à faisceau directement déployé en éventail).

Avec cette génération on supprime le mouvement de translation. En effet, si l'on utilise un grand nombre de détecteurs d'épaisseur réduite afin de recevoir totalement le faisceau émis par la source et si le champ total englobe complètement le corps à étudier, alors la translation n'est plus utile (fig. 13C).

C'est un progrès technique important car sur le plan mécanique la source et les détecteurs sont sur un même bâti rigide animé du seul mouvement de rotation, c'est-à-dire d'un mouvement régulier qui d'ailleurs peut être accompli en un temps très court,



Fig. 15. - Tomodensitomètre de la deuxième génération. ND 8000 de la CGR (tête).

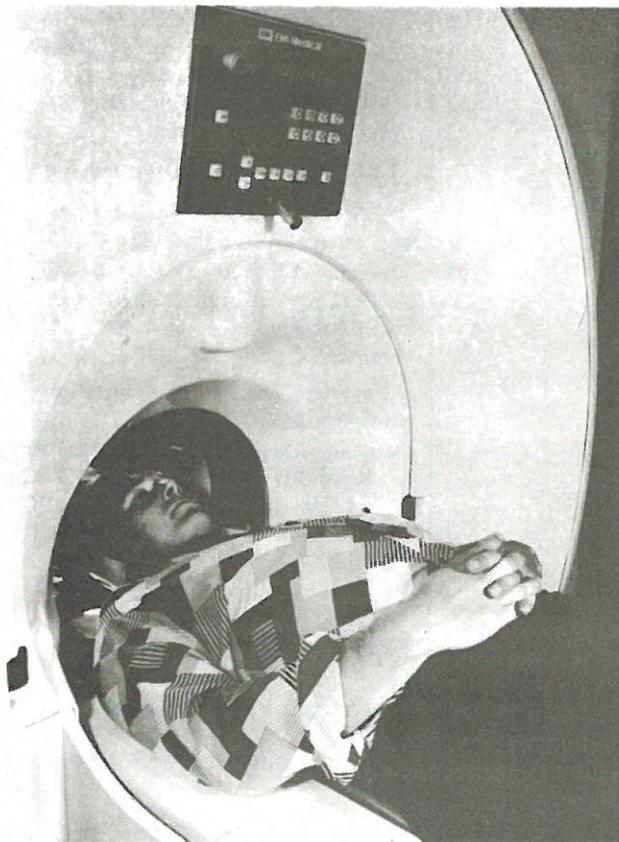


Fig. 14. - Tomodensitomètre de la deuxième génération. EMI scanner modèle 7020 (tête).



Fig. 18. - Le tomodensitomètre corps entier Somaton (doc. Siemens).

de l'ordre de cinq secondes. Cette rotation peut être de  $180^\circ$  ou  $360^\circ$  puisque le faisceau de rayons X est en éventail (faisceau non parallèle) et qui, après un demi-tour, ne retombe pas automatiquement dans les mêmes traces que celles du demi-tour précédent (fig. 16).

D'autre part, l'émission des rayons X se fait par impulsions dont la fréquence de répétition est fonction du temps mis par le faisceau pour passer d'un détecteur à un autre adjacent (pour un point particulier de l'objet). Ainsi, un TDM comportant 240 détecteurs étalés sur  $40^\circ$  d'arc admet une impulsion tous les sixièmes de degré, soit  $360 \times 6 = 2160$  impulsions. L'ensemble effectuant une rotation en cinq secondes, la fréquence de répétition sera de  $2160/5 = 432$  impulsions/seconde. Le nombre total de mesures étant, bien entendu, de  $2160 \times 240$  détecteurs = 518 400 mesures.

Il est certain que ces nombreuses mesures ne sont possibles qu'avec l'emploi de cellules d'ionisation au xénon.

Parmi les appareils de cette génération que nous trouvons sur le marché français, nous citerons le modèle 7070 corps entier de l'EMI (fig. 17), le Somaton de Siemens (fig. 18), le CE10 000 de la CGR et le Tomoscan 400 de Massiot-Philips.

## La quatrième génération de TDM

(Circle scanner ou inverse fan beam scanner : scanner à faisceau inversement déployé en éventail).

Dans cette génération, l'évolution s'effectue dans la même direction, c'est-à-dire que l'on augmente le nombre de détecteurs, qui atteint le millier. Ils sont disposés sur un cercle fixe et la source tourne à l'intérieur de ce cercle. L'ensemble mobile est plus léger, la rotation peut s'effectuer en deux secondes, mais cela suppose des détecteurs très performants. En outre, notons que la position de la source par rapport aux détecteurs fait que l'angle d'ouverture du faisceau est plus grand (fig. 13D).

Ainsi, par exemple, si 240 détecteurs sont irradiés par la source, et si 1080 détecteurs sont disposés sur le cercle fixe (trois détecteurs par degré). La fréquence de répétition des impulsions sera de :

$1080/2 = 540$  impulsions/seconde  
et le nombre total de mesures sera de :  
 $240 \times 1080 = 259\,200$  mesures.

On peut remarquer le gain de temps pour obtenir une image, mais ce temps est encore un peu long (deux secondes) pour bien visualiser des organes mobiles comme le cœur. Il n'existe pas

encore de modèle de quatrième génération sur le marché. La figure 19 résume les divers modèles de TDM que l'on rencontre sur le marché français actuellement.

L'évolution qui s'effectue de génération en génération n'est que la somme d'un ensemble de problèmes qui ont trouvé leur solution. La tomodensitométrie exige de ses composants des caractéristiques différentes de la radiologie conventionnelle et il est intéressant de terminer cette étude par quelques mots sur les générateurs, les tubes à rayons X, les détecteurs, etc.

## Le générateur de tension

La variation intempestive de la tension provoque une modification des caractéristiques du faisceau de rayons X. La pénétration des rayons, et l'opacité qui en résulte, subit une altération par rapport à l'étalonnage d'origine qu'il n'est pas possible de corriger ensuite. Par conséquent le générateur doit être à tension constante rigoureusement stabilisée (ondulation de tension inférieure à  $1/1000^\circ$ ).

Le choix de la tension (et de l'inten-

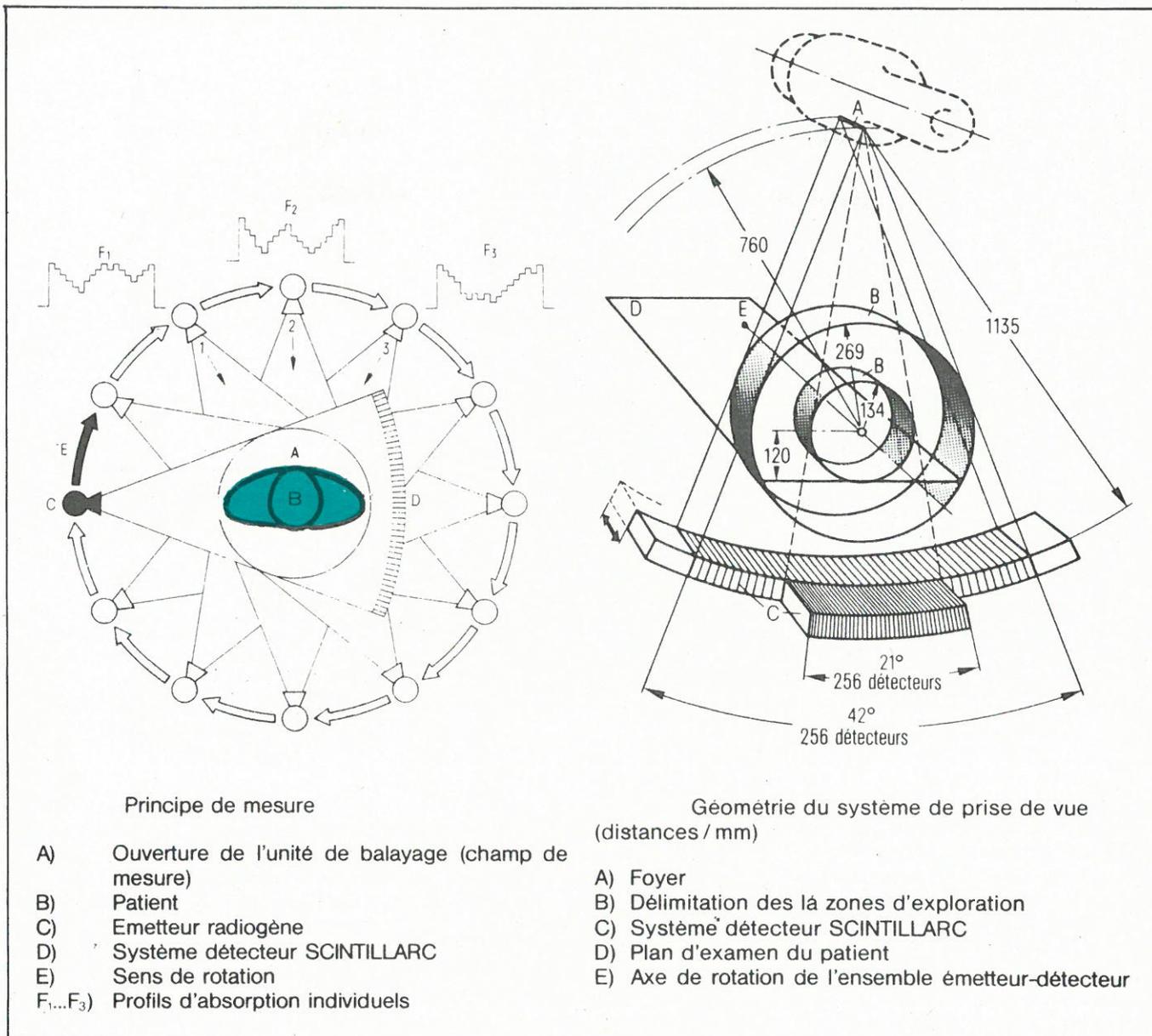


Fig. 16. - Principe de mesure et géométrie du système Somaton de Siemens.

sité) est liée à la qualité de l'image que l'on désire obtenir et celle-ci sera d'autant meilleure que la dose de rayons X augmentera. Pour réunir ces conditions il faut mettre en œuvre une tension (kV) suffisamment élevée et une haute intensité du faisceau (mA).

Toutefois, à cette haute tension il y a une limite. En effet, chaque mesure subit les effets du « bruit quantique » et Brooks et Di Chiro ont calculé que l'influence des diverses causes de bruit faisait apparaître comme favorable une tension de 120 kV. L'intensité est choisie de façon à administrer la dose minimale, et aussi en fonction des caractéristiques du foyer de la source.

Avec les premiers tomodynamomètres, l'émission des rayons X était continue (comme en radiologie conventionnelle). L'énergie était de quelques kilowatts (120 kV, 20 à 30 mA). Le tube à rayons X était à anode fixe, refroidie par une circulation d'eau ou d'huile. L'apparition des TDM

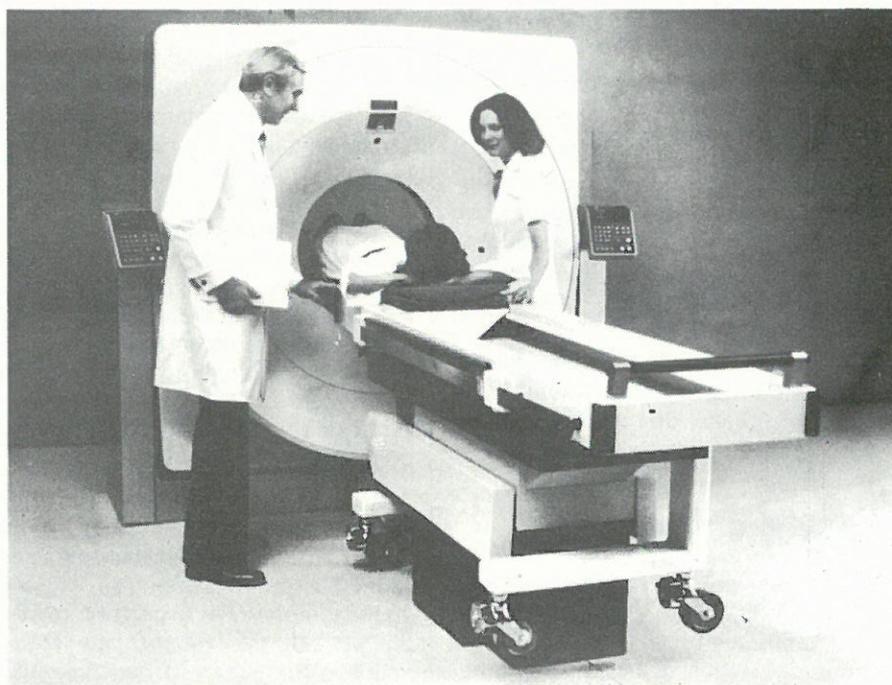


Fig. 17. - Tomodynamomètre de la troisième génération. EMI scanner modèle 7070 (corps entier).

MARQUES	GÉNÉRATIONS			
	1 <sup>ère</sup>	2 <sup>ème</sup>	3 <sup>ème</sup>	4 <sup>ème</sup>
E.M.I.	MK 1	SCANNER 7020 7020 HR (tête) 7020 (corps entier)	SCANNER 7070 (corps entier)	
C.G.R.		ND 8000 (tête)	CE 10 000 (corps entier)	
SIEMENS		SIRETOM 2000 (tête)	SOMATOM (corps entier)	
MASSIOT			TOMOSCAN 300	
PHILIPS			UNIVERSEL (tête et corps entier)	

Fig. 19. - Les divers modèles de tomodensitomètres.

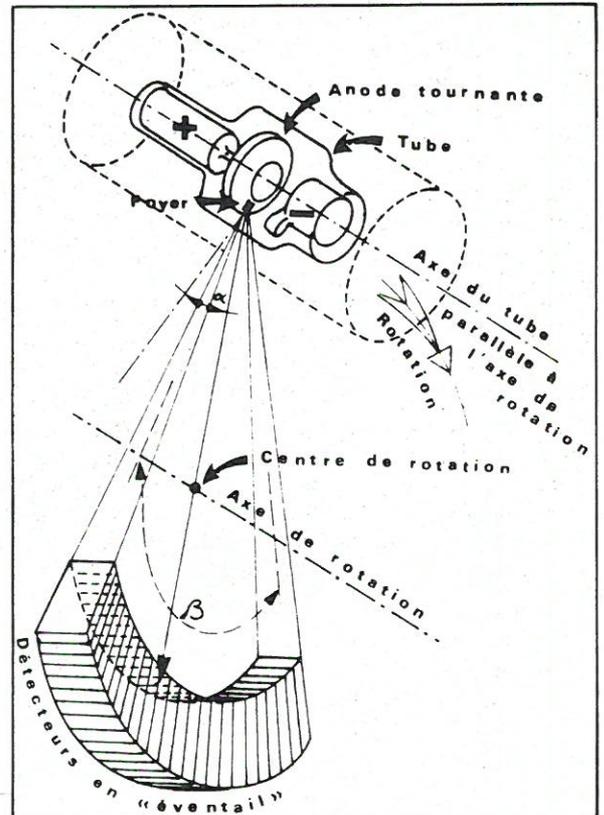


Fig. 20. - Orientation du tube à anode tournante dans un tomodensitomètre de troisième génération (d'après Schmidt).

de 2<sup>e</sup> génération (rapides) puis ceux de troisième génération, a complètement changé les données du problème. La stabilité de la tension est toujours aussi impérative mais l'émission n'est plus continue. Elle se fait par impulsions dont la durée est de une à quelques millisecondes et à raison d'une impulsion toutes les dix millisecondes environ.

L'émission pulsée permet de ménager un temps de repos au tube émetteur car les conditions d'utilisation sont sévères (jusqu'à 500 mA). Entre autres avantages également, les détecteurs se déionisent entre deux impulsions.

Les réglages possibles sont donc :

- La durée de l'impulsion dont l'augmentation améliore la qualité de l'image (augmentation de la quantité de rayonnement émis) et dont l'ajustement est fonction de l'opacité de l'objet à examiner.
- La cadence des impulsions dont la rapidité doit permettre d'effectuer un nombre suffisant de mesures pendant le mouvement tomographique.

## Le tube à rayons X

Nous avons vu précédemment que les TDM de 2<sup>e</sup> et 3<sup>e</sup> génération ont abandonné les tubes à anode fixe au profit des tubes à anode tournante. Avec ces derniers il est possible d'obtenir une grande puissance instan-

tanée avec un foyer très fin et une grande ouverture du champ des rayons X. L'axe du tube doit être placé perpendiculairement au plan de la coupe et au plan du mouvement tomographique (fig. 20). Il est certain que la géométrie de l'ensemble nécessite un alignement très précis de la source, des collimateurs, du centre de rotation et des détecteurs.

Selon l'objet à examiner, le choix du foyer peut être différent. L'examen du crâne, par exemple, demandera un petit foyer. En effet, le temps de mesure peut être prolongé et l'opacité des tissus est relativement faible. Cependant, et cela est intéressant, l'emploi d'un petit foyer diminue la zone de pénombre et limite l'importance des radiations marginales. On sait qu'au niveau du crâne certains tissus, comme le cristallin, sont très radio-sensibles et il est très difficile de maîtriser ces radiations marginales. En revanche, l'examen du corps entier nécessitera un foyer puissant car les organes internes sont mobiles et leur opacité est plus grande.

Dans les tomodensitomètres universels (crâne et corps entier), la combinaison des deux possibilités est nécessaire. Sur certains modèles, on peut également modifier la position relative du patient par rapport au couple source-détecteurs. On bénéficie alors d'un agrandissement direct, déjà connu en radiologie conventionnelle.

Dans le cas d'un petit objet (crâne), l'approche relative de la source fournit une résolution spatiale plus fine, comme le montre la figure 21A, l'examen du corps entier exploite tous les détecteurs alors que l'examen du crâne seul (avec la même géométrie) utilise une partie des détecteurs. La mobilité relative de l'objet, fig. 21B, montre le meilleur emploi de tous les détecteurs (utilisation inchangée de la matrice) et cette disposition est appréciée lors des examens neuroradiologiques.

## La filtration

La qualité du faisceau sortant de la source conditionne la qualité des informations qui seront reçues par les détecteurs. Le rayonnement issu de la source est polychromatique, il comprend des radiations molles et dures. Son cheminement à travers l'objet (atténuation) voit disparaître les radiations les plus molles qui aboutit au durcissement du faisceau. Ce durcissement est fonction des structures anatomiques traversées d'où des causes d'erreurs de calcul et d'artefacts dans la reconstitution de l'image.

Afin d'éviter ce durcissement différentiel, on réalise une homogénéisation des radiations incidentes au moyen d'un filtre épais et lourd. On emploie une plaque de 3,5 cm d'aluminium ou de 1 à 2 mm de cuivre.

## La collimation

La collimation du faisceau de rayons X a un double but. Tout d'abord, elle définit la géométrie du faisceau (simple, double, en éventail, épaisseur de la couche observée). Ensuite, elle assure l'élimination de la zone de pénombre. En fait, la collimation est fonction des différentes générations. Ainsi :

- Dans la première génération, avec un gros foyer, la collimation avait pour but de définir un faisceau de rayons X bien parallèle. Certains modèles de TDM permettaient même d'obtenir un double faisceau (fig. 22A).

L'emploi d'un foyer plus fin, d'un faisceau simple, permettent de montrer une autre caractéristique de la géométrie du faisceau et notamment l'utilisation d'un collimateur primaire et secondaire. La figure 22B et C montre que la zone de pénombre augmente lorsque le collimateur primaire se rapproche du foyer et s'éloigne de l'organe à analyser. Cette zone de pénombre comporte un rayonnement X inutile. On a donc tout intérêt à approcher le collimateur primaire de l'organe à analyser afin de bien délimiter la zone explorée.

- Dans la deuxième génération, la présence d'un faisceau en éventail balayant plusieurs détecteurs nécessite l'emploi d'un collimateur cloisonné (fig. 23) respectant la présentation angulaire du faisceau. Ainsi, chaque détecteur reçoit son faisceau propre, sans pénombre, quoique une collimation secondaire améliore la protection contre le rayonnement diffusé (fig. 24).

- Dans la troisième génération, les détecteurs sont nombreux et la collimation est différente car, en outre, nous avons un foyer petit avec une anode tournante. Dans cette étude qui se veut générale nous n'aborderons pas les détails technologiques de ces réalisations.

## La détection

Après avoir bien individualisé le faisceau de rayons X, reste à le détecter, puisque c'est le principe même de la tomodynamométrie. Pour cela on détecte la radiation incidente, à la sortie du tube. On place les détecteurs après le collimateur primaire et l'on mesure l'intensité totale du faisceau dirigé sur le patient. C'est l'intensité de base qui, après soustraction de l'intensité de sortie, permettra de déterminer le coefficient d'atténuation. Les détecteurs utilisés sont soit la chambre à ionisation, soit un cristal associé à un

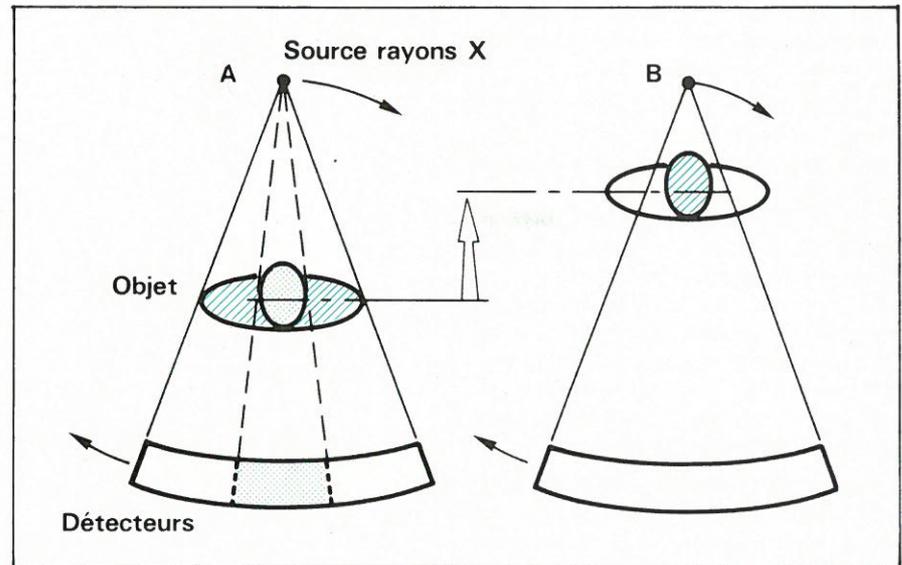


Fig. 21. - Mobilité relative de l'objet par rapport à la source de rayons X dans un tomodynamomètre universel.

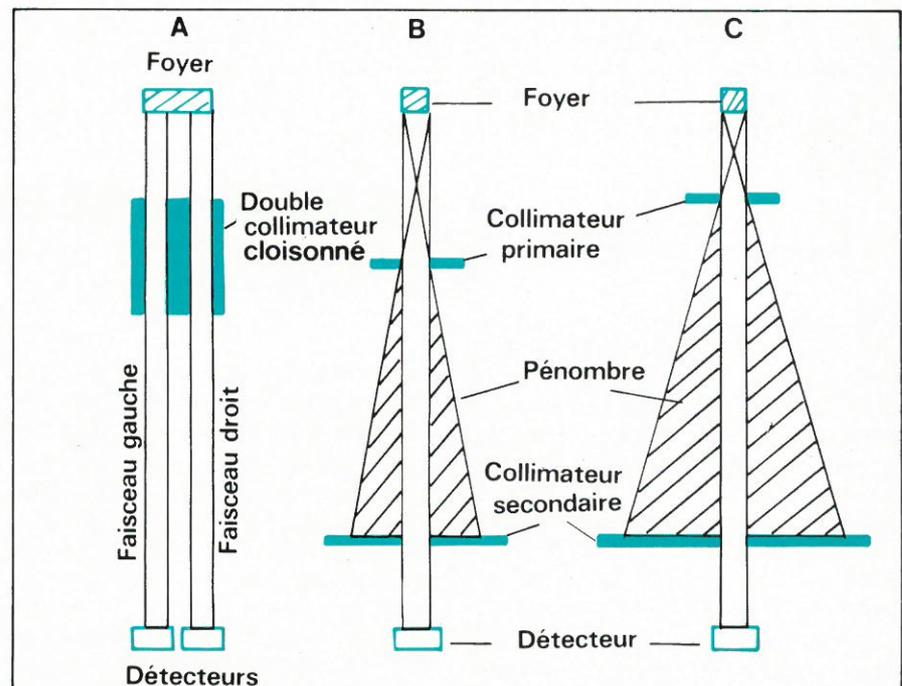


Fig. 22. - Collimation du faisceau de rayons X.

photomultiplicateur. Nous envisageons seulement les détecteurs pour la mesure du rayonnement émergent.

La chambre à ionisation met à profit la perte d'énergie du photon X traversant le corps à étudier. La perte d'énergie se communique aux électrons soit par effet Compton (petite perte d'énergie) soit par effet photoélectrique (transfert total de l'énergie aux électrons). Les électrons ionisent à leur tour le gaz contenu dans la chambre du détecteur. Les ions formés sont recueillis sur des électrodes polarisées. Ils engendrent un courant dont l'intensité donne la valeur de l'énergie des rayons captés dans un volume gazeux connu.

La chambre contient du xénon sous pression. Elle comporte une série d'électrodes : électrodes de champ et

électrodes de collection d'ions (fig. 25). Chaque série d'électrode forme une cellule et certaines chambres (multicellulaires) comportent de 200 à 500 cellules.

La critique que l'on oppose à ces chambres est la perte due à l'épaisseur des électrodes : elle est comprise entre 10 et 20 %. En outre, le rayonnement capté excite la radiation K du xénon et il s'échappe un rayonnement X de 30 keV. Ce rayonnement parasite traverse les cloisons des cellules et modifie les mesures obtenues par les cellules voisines. Il faut donc arrêter ce rayonnement là où il a pris naissance, c'est-à-dire à l'intérieur de la chambre. actuellement il existe deux solutions : l'emploi d'une couche interne d'étain, ou l'adjonction au xénon d'une petite quantité de krypton.

La chambre d'ionisation au xénon représente malgré ces critiques un détecteur stable, très utilisé.

La **chambre à scintillation**, associée à un photomultiplicateur, utilise la propriété que possèdent certains cristaux d'absorber l'énergie des rayons X et de la restituer, en avalanche, sous la forme d'un éclair lumineux (scintillation). L'éclat étant faible, il est nécessaire de l'amplifier et c'est le rôle du photomultiplicateur. Sachant que le courant électronique est proportionnel à l'effet qui lui a donné naissance, il suffit de compter les scintillations pour connaître l'énergie captée.

Parmi les cristaux utilisés notons l'iodure de sodium, l'iodure de césium, le germanate de bismuth, la fluorine. Actuellement la préférence serait donnée au germanate de bismuth. Toutefois, et cela est valable pour tous les détecteurs de ce type, l'inconvénient majeur est l'encombrement du photomultiplicateur qui nuit à son emploi dans les TDM de 3<sup>e</sup> génération, mais pas dans les TDM de 2<sup>e</sup> et 4<sup>e</sup> générations.

## Perspectives d'avenir

La tomodynamométrie représente une évolution très importante par rapport à la radiologie conventionnelle. Cette nouvelle radiologie voit se succéder les générations les unes après les autres, déjà la quatrième s'annonce sérieusement. Et pourtant, les techniques classiques n'ont pas dit leur dernier mot. Elles bénéficient de la technologie informatique de pointe nécessaire à la physique des hautes énergies.

La méthode utilisée en médecine pour la mise en évidence des vaisseaux sanguins sur les radiographies par l'injection d'agents contrastants (angiographie) est maintenant assistée par ordinateur. Jusqu'alors, c'est l'examen visuel d'une série de clichés qui permet le diagnostic. Le résultat dépend de la compétence du médecin mais de nombreuses informations contenues dans les clichés ne sont pas accessibles et sont pratiquement perdues. C'est pour pallier à cette carence que le laboratoire allemand d'énergie nucléaire Desy et la faculté de médecine de l'université de Hambourg ont développé une **méthode d'analyse assistée par ordinateur**.

Chaque radiographie est décomposée en 64 000 éléments structuraux (pixels) de chacun huit bits. Pour chaque élément, on calcule les paramètres dépendant du temps. L'affichage en différé de ces données peut être effectué en noir et blanc ou en couleur. La clarté et la couleur de l'image obtenue

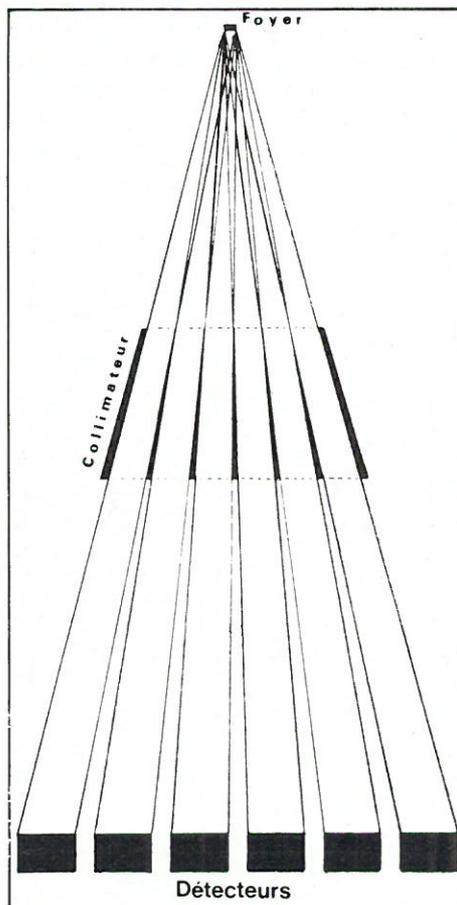


Fig. 23. - Collimateur cloisonné angulairement.

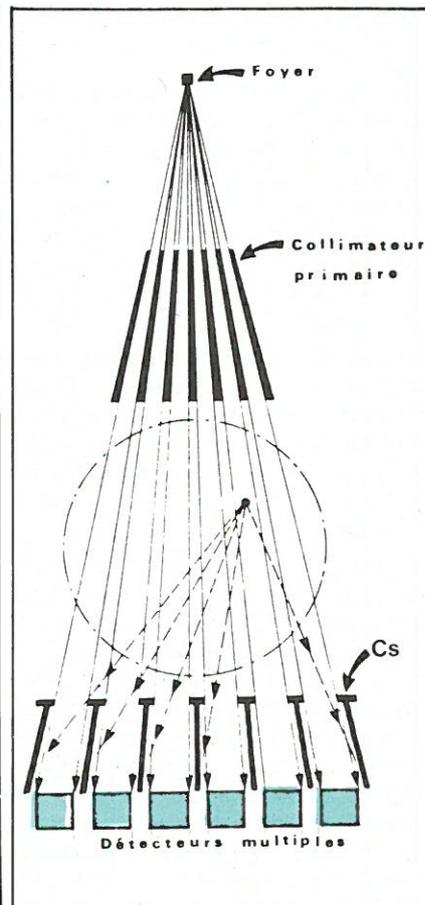


Fig. 24. - Collimation secondaire. Cs est le collimateur secondaire couplé géométriquement au primaire.

ne traduisent plus la transparence de l'organe mais représentent un paramètre dynamique calculé sur ordinateur.

Ce système a été conçu pour l'établissement d'un diagnostic rapide. L'équipement peut être connecté à un récepteur TV couleur standard. L'équipement spécialisé, y compris un digitaliseur en temps réel pour les images vidéo, et le logiciel permet l'analyse de 128 radiographies en quatre minutes, avec présentation de quatre images fonctionnelles. Cet équipement subit actuellement des essais en milieu hospitalier.

Il existe une autre voie de recherche qui fait appel à la **tomodynamométrie**, non plus par rayons X mais **avec des protons de hautes énergies**. Cette méthode, proposée par Stewart a été développée dans les laboratoires du Centre de recherche de Los Alamos (USA). L'absorption de protons de 200 MeV donne une variation d'intensité minimum tant que l'épaisseur de l'objet n'approche pas du parcours maximum des protons. Ainsi, comparées à la TDM par rayons X, des sensibilités comparables sont obtenues avec des irradiations quatre fois plus faibles pour des objets de 20 cm d'épaisseur et huit fois plus faibles pour 30 cm.

La réduction de dose n'est pas la motivation principale de ces recher-

ches. C'est surtout l'obtention d'images ayant une résolution plus fine. Actuellement cette méthode n'est qu'à l'état de projet. Les sources de protons de 200 MeV sont onéreuses et l'équipement nécessaire pour effectuer la rotation de l'objet et de la source est difficile à réaliser. Toutefois, vu le prix d'un TDM à rayons X, tous les espoirs sont permis.

Parmi les perspectives d'avenir, il en est une qui mérite d'être citée, c'est la **radiographie par diffusion nucléaire (RDN)**. Cette méthode ne met plus en jeu le phénomène d'absorption et exige des protons d'une énergie voisine de 1 000 MeV (1 GeV). Avec une telle énergie, ces protons ont une probabilité d'environ 1 % par gramme et par centimètre carré de matière traversée de subir une collision contre un nucléon (neutron ou proton) contenu dans le noyau des atomes de la matière traversée.

Dans le choc (fig. 26), le proton incident diffuse sous un angle  $\alpha_1$  et le nucléon touché, accuse l'impact en emmagasinant de l'énergie en fonction de l'angle de diffusion. Si ce nucléon de recul est un proton et si son énergie est suffisante pour sortir de la cible, il pourra être détecté dans la direction  $\alpha_2$ .

La détection des protons incidents et émergents est possible au moyen de

détecteurs utilisés en physique des hautes énergies, comme les chambres proportionnelles multifils. La précision de ces détecteurs permet de localiser un proton au millimètre près, en des temps de l'ordre de la microseconde. Les coordonnées de chaque mesure sont déterminées à partir de la mesure des trajectoires des protons. Le nombre de points de mesure (densité) est corrélé à la densité de la matière traversée. Ces informations sont stockées dans la mémoire d'un ordinateur, puis traitées, pour fournir une image dans les trois dimensions de la répartition des densités de l'objet traversé.

Cette méthode possède de nombreux avantages, notamment :

- Les radiographies obtenues sont tridimensionnelles. La distribution des densités s'obtient sans être obligé de faire tourner la source ou l'objet.

- L'information est globale, et non pas par tranches comme dans la TDM conventionnelle. C'est le calculateur qui peut fournir ensuite des coupes à la demande et ce, dans n'importe quelles directions.

- Contrairement à ce qui se passe avec les rayons X, l'irradiation est pratiquement identique en profondeur et en surface.

Actuellement la RDN est au stade expérimental. Cette année il est prévu de monter une telle installation auprès du synchrotron à protons du Laboratoire National Saturne à Saclay. S'il s'avère que les résultats obtenus sont meilleurs que ceux fournis par les tomodensitomètres X les plus perfectionnés, ou si les résultats montrent une sensibilité à des hétérogénéités différentes et que, par conséquent, les méthodes sont complémentaires, il est légitime de doter les accélérateurs de particules disposant de protons de l'ordre de 1 GeV pour les besoins de la physique nucléaire, d'un faisceau spécialisé destiné à la radiographie. Cela d'autant plus qu'il suffit pour cela de moins d'un millionième du faisceau principal.

L'intensité dont on a besoin est de l'ordre de  $10^6$  à  $10^7$  protons par seconde. Il est possible que les progrès de la technologie permettent dans quelques années de disposer de sources de protons nécessaires à des prix acceptables. On peut ainsi concevoir, dans un pays disposant d'un bon nombre de tomodensitomètres à rayons X, une installation plus onéreuse mais avec laquelle on obtiendrait de meilleures performances pour certaines recherches ou certaines applications.

Jacques Trémolières

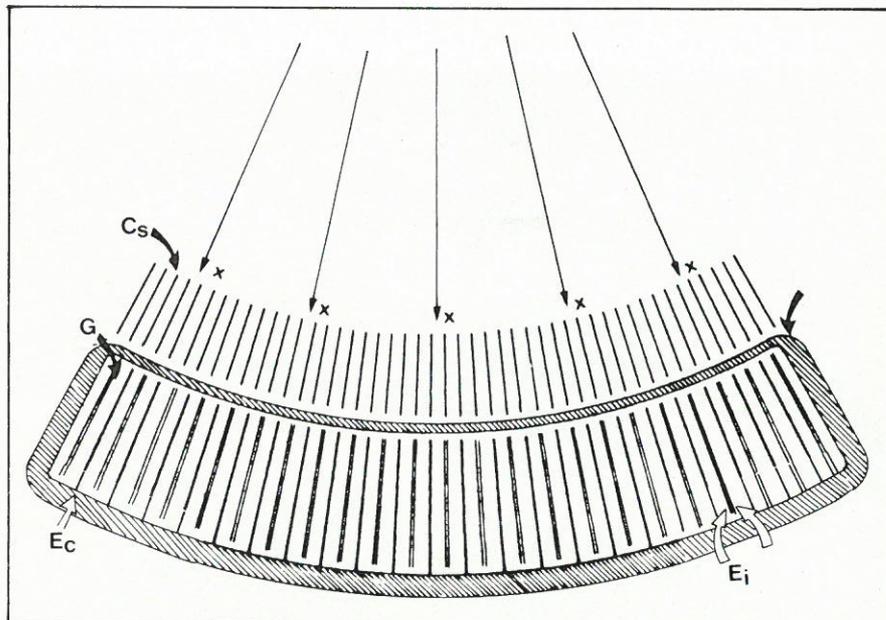


Fig. 25. - Chambre d'ionisation, multicellulaire, à atmosphère de xénon.  $C_s$  = collimateur secondaire ;  $G$  = xénon sous pression ;  $E_c$  = électrode de champ ;  $E_i$  = électrodes bifaces de collection des ions.

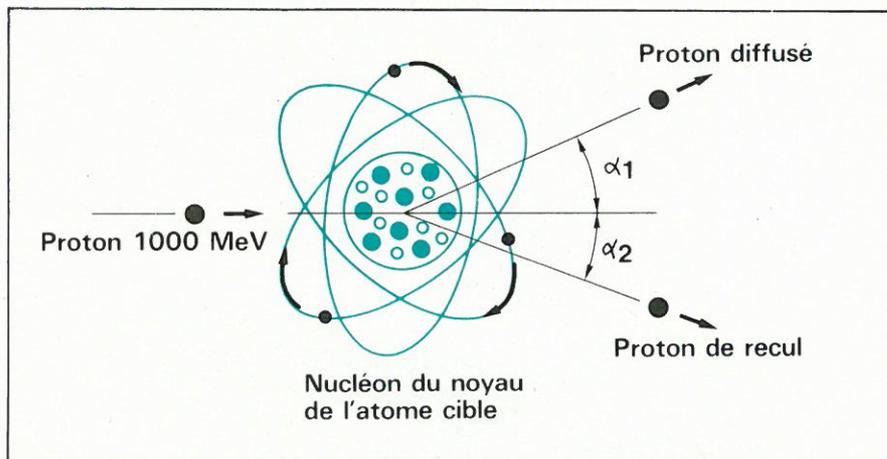


Fig. 26. - La diffusion nucléaire.

## Bibliographie

Hounsfield, G.N. Computerized transverse axial scanning (tomography). I - Description of system. Brit. Journ. of Radiology 1973. 46, p. 1016-1022.

Hounsfield, G.N. A method and apparatus for examination of a body by radiation such as X or gamma radiation. Brevet anglais n° 1283915 - 23 août 1968.

Schmidt, R. Emission et détection des rayons X dans un tomodensitomètre. Document Massiot-Philips.

Schmidt, R. La tomodensitométrie assistée par ordinateur. Document Massiot-Philips.

Duriez, Y. Production des rayons X. Masson edit. 1971, 1 livre 158 p. 86 fig.

Rougeot, L. Les rayons X. PUF edit. Coll. Que sais-je ? n° 70 - 1974.

Coussement, A. - Serres, J.J. L'appareillage en radiodiagnostic. Coussement edit. Nice - 1978.

La radiographie par diffusion nucléaire. Courier du CNRS - Images de la Physique, à paraître.



Il n'est maintenant plus nécessaire de discuter de la réalité, de l'intérêt et de la nécessité de la micro-informatique à tous les échelons de la vie professionnelle, voire courante.

La description et l'analyse de la structure interne d'un microcalculateur et du fonctionnement des divers composants qui doivent l'accompagner, afin de communiquer avec le monde extérieur, ont déjà fait l'objet de très nombreux articles. Il réside cependant une difficulté pour l'ingénieur, le technicien ou l'amateur : comment adapter son microprocesseur, son micro-ordinateur aux périphériques extérieurs ?

# Réalisation d'un interface de gestion d'une table traçante

Dans ce but de synthèse, nous proposons ici de décrire la réalisation complète d'une tâche particulière ainsi que l'analyse d'un programme simple d'application.

Le problème choisi est double. Il consiste premièrement à dessiner des courbes sur une table traçante X-Y à l'issue de calculs effectués par le micro-ordinateur et, deuxièmement, à numériser un point d'une courbe repéré par la plume de la trace traçante et le stocker dans le micro-ordinateur.

Sans être exhaustif de l'ensemble des applications possibles, une bonne compréhension de cet exemple doit permettre la réalisation de n'importe quel interface à un coût très modéré.

## Principe

Dans un souci de généralité, nous ne décrivons pas ici le microprocesseur (ou le micro-ordinateur utilisé), ni la table traçante destinée à être pilotée. Leurs descriptions seront brièvement données ultérieurement au moment du câblage final de l'interface.

Il est cependant nécessaire de rappeler que les fils permettant au microcalculateur de communiquer avec l'extérieur sont : les  $n$  fils du bus adresse (généralement au nombre de 16, ils ne seront vraisemblablement pas tous utilisés), les  $m$  fils du bus des données (généralement au nombre de 8), ainsi que les divers fils du bus de contrôle (par exemple : RESET R/W,  $\emptyset_1$ ,  $\emptyset_2$ , etc.).

Il faut évidemment disposer d'autre part d'un enregistreur graphique de tensions analogiques possédant des signaux d'entrée ou de sortie du type :

commande du lève-plume, mise en marche du moteur.

## Traçage de courbes

Le premier but à atteindre est donc la réalisation du transfert des données digitales stockées quelque part en mémoire dans le micro-ordinateur vers la table traçante qui ne peut recevoir que des grandeurs analogiques. La solution à adopter n'a rien d'original, il faut réaliser une conversion digitale/analogique (D/A) des deux grandeurs qui doivent être transférées sur les voies X et Y de l'enregistreur. La résolution du tracé est fonction du nombre de bits convertis. Nous avons choisi de faire une conversion D/A sur 12 bits, une variation du bit de plus faible poids ne se traduira que par un déplacement de la plume inférieur au  $1/10^e$  de millimètre.

Le principe général de l'interface est représenté sur le schéma synoptique de la figure 1.

L'entrée (ou la sortie) des différents signaux à traiter ne peut se faire que par l'intermédiaire d'un coupleur d'entrée/sortie qui sera, dans notre cas, un coupleur parallèle : PIA (Peripheral Interface Adapter), dénomination de Motorola ou Rockwell ou MOS Technology.

Les données digitales,  $x_D$  et  $y_D$ , contenues dans le micro-ordinateur, peuvent alors être disponibles sur les sorties du PIA et doivent être converties analogiquement en même temps, afin de transmettre simultanément à la table traçante les coordonnées  $x_A$  et  $y_A$  du point à dessiner. Nous procéderons alors ainsi : entrée des données digitales  $x_D$  dans une mémoire tampon (latch), via le PIA puis la même procédure pour la donnée  $y_D$ . Lorsque ces deux nombres sont présents dans le latch, il est alors temps de donner l'ordre de leur transfert dans les deux convertisseurs D/A  $x$  et  $y$  qui délivreront en même temps, par l'intermédiaire de deux amplificateurs (buffer), les grandeurs analogiques  $x_A$  et  $y_A$  à la table traçante. Parallèlement, le PIA aura donné les bons ordres à l'enregistreur pour baisser ou lever la plume et pour mettre ou non le moteur en marche.

## Numérisation d'un point d'une courbe

Le second but poursuivi est le cheminement inverse. On souhaite numériser les coordonnées  $x'_A$  et  $y'_A$  d'un point d'une courbe présente sur l'enregistreur, point repéré par la position de la plume de la table traçante. Il est bien évident qu'au niveau de la programmation il faudra choisir dès le départ entre ces deux fonctions différentes : traçage de courbe ou numérisation.

Les coordonnées analogiques  $x'_A$  et  $y'_A$  sont envoyées à l'entrée de deux comparateurs par l'intermédiaire d'amplificateurs. Les autres entrées des comparateurs reçoivent les résultats des conversions D/A réalisées par le micro-ordinateur, à partir d'une valeur maximum sur 12 bits mise en mémoire, selon un processus de pesées successives commandé par les états de sortie des deux comparateurs.

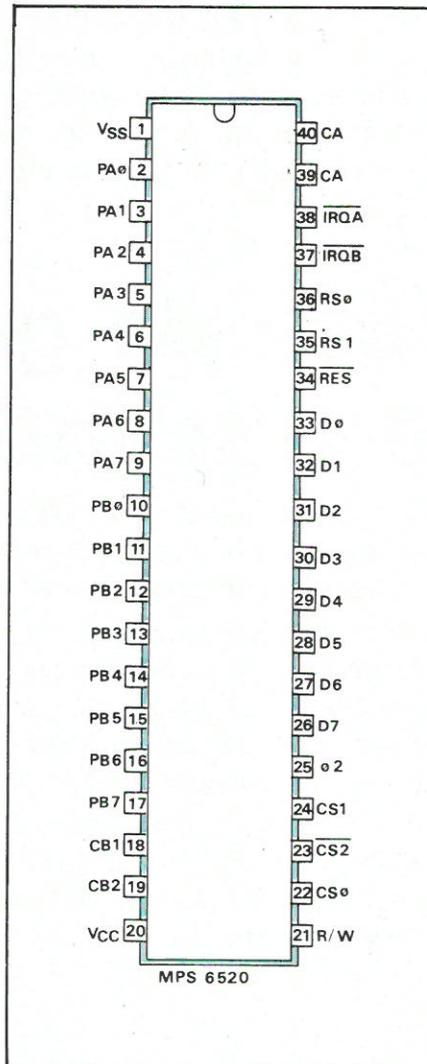


Fig. 2. - Brochage du MPS 6520 de Mos Technology.

Les coordonnées digitales  $x'_D$  et  $y'_D$  sont alors mémorisées dans le micro-ordinateur.

Le système représenté sur le schéma synoptique n'a plus qu'à être réalisé pratiquement.

## Description du montage et des composants utilisés

Le choix des composants utilisés a surtout été dicté par les délais de livraison des divers fabricants et non pas toujours par leurs caractéristiques intrinsèques.

### Le coupleur d'entrée/sortie MPS 6520

Le coupleur PIA de MOS Technology est évidemment la clef de voûte de cet interface et la difficulté réside essentiellement dans sa mise en œuvre. Nous ne reviendrons pas sur la totalité de ses possibilités : cela a été très bien fait dans le n° 4 de « Micro-systèmes », mais il est cependant nécessaire de rappeler quelques éléments essentiels. Le schéma de brochage est donné sur la figure 2. Parmi les 40 pins, nous devons distinguer les 8 fils du bus données :  $D_0$  à  $D_7$ , qui devront être reliés au bus données du micro-ordinateur, ainsi que  $2 \times 8$  fils de sortie, car ce coupleur dispose de deux ports : port A et port B, de 8 bits chacun :  $PA_0$  à  $PA_7$  et  $PB_0$  à  $PB_7$ .

Nous mentionnerons trois entrées en liaison directe avec le bus de contrôle du micro-ordinateur :

- $R/\bar{W}$  : si un « 1 » est présent sur cette ligne, on lit ce qui est présent sur les ports d'entrée/sortie, si un « 0 » est présent, on écrit sur les ports de sortie ce qui est présent sur le bus données du PIA ;

- $O_2$  : signal d'activation des échanges, doit être relié à  $O_2$  du bus contrôle ou à  $O_1$  inversé, selon le degré d'utilisation de chacune de ces horloges élémentaires. Nous avons adopté la seconde solution, car l'horloge  $O_2$  du micro-ordinateur est très sollicitée pour son fonctionnement propre (problèmes de sortance et de timing) ;

- $\bar{RES}$  (ou  $\bar{RESET}$ ) : lorsque ce signal est porté à « 0 », il commande la remise à zéro de tous les registres internes du PIA.

Le coupleur dispose de deux autres classes de connexions. La première, qui est destinée à gérer des interruptions avec la périphérie :  $CA_1$ ,  $CB_1$ ,  $CB_2$ ,  $CA_2$ ,  $IRQA$  et  $IRQB$ , ne sera pas utilisée dans notre application. La

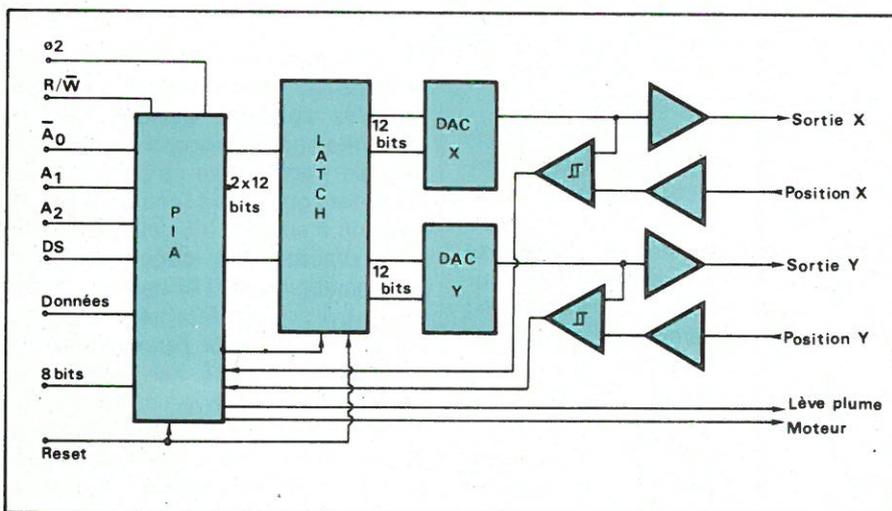


Fig. 1. - Schéma de principe de fonctionnement de l'interface.

seconde permet d'assurer la liaison entre le micro-ordinateur et le PIA.

Trois fils permettent de sélectionner le PIA : CS0 et CS1 et  $\overline{\text{CS2}}$  ; le boîtier sera sélectionné si CS0, CS1, CS2 = 110. Deux commandes supplémentaires : RSO et RS1, permettent d'adresser les registres internes du PIA lorsqu'il a été sélectionné et de déclarer en entrée ou en sortie chacun des 16 bits des ports d'entrée et de sortie PA0 à PA7 et PBO à PB7.

Le problème réside donc dans la réalisation de la logique de branchement des cinq commandes : CS0, CS1,  $\overline{\text{CS2}}$ , RSO et RS1. Elle ne pourra être menée à terme qu'à l'issue de l'analyse complète de notre système.

Puisque nous désirons faire la conversion D/A des deux signaux  $x_D$  et  $y_D$  de 12 bits chacun, il nous faut utiliser deux PIA MPS 6520. Nous choisissons les conventions suivantes : les 12 bits de  $x_D$  seront disponibles sur les fils PA0 à PA7 et PBO à PB3 du PIA de la voie X et les 12 bits de  $y_D$  sur les fils PA0 à PA7 et PBO à PB3 du PIA de la voie Y (voir le schéma de câblage réel (fig. 3).

Les deux conversions D/A de  $x_D$  et  $y_D$  devant être effectuées **simultanément** il faut mémoriser provisoirement ces deux données dans des latch, car on ne peut les sortir simultanément du micro-ordinateur. Nous avons utilisé trois circuits M 8212 de chez Intel.

### Buffer Latch 8212

Le brochage est indiqué sur la **figure 4**, il s'agit d'un latch 8 bits. Afin de mémoriser  $2 \times 12$  bits, nous utilisons trois latch, un d'entre eux est partagé pour garder en mémoire la partie haute de  $x_D$  et la partie basse de  $y_D$ . Les entrées DI<sub>1</sub> à DI<sub>8</sub> sont reliées aux ports de sortie appropriés des deux PIA et, lorsque l'ordre en est donné, on retrouvera simultanément sur les trois ensembles DO<sub>1</sub> à DO<sub>8</sub> les grandeurs  $x_D$  et  $y_D$ .

La borne INT est une sortie permettant de générer une interruption n'est pas utilisée ici.

L'entrée CLR (clear) qui est active si le niveau est « 0 », est reliée au RESET du micro-ordinateur, afin de vider la mémoire au début de l'utilisation.

Les deux lignes d'entrée DS1 et DS2 servent à sélectionner le composant, la sélection aura lieu si DS1, DS2 = 01. Nous avons alors relié en permanence les DS1 des trois boîtiers à la masse et les trois DS2 à la sortie PB4 du port B du PIA de la voie X. Lorsque PB4 passera à 1, les trois 8212 seront sélectionnés et prêts à recevoir et transférer les données  $x_D$  et  $y_D$ .

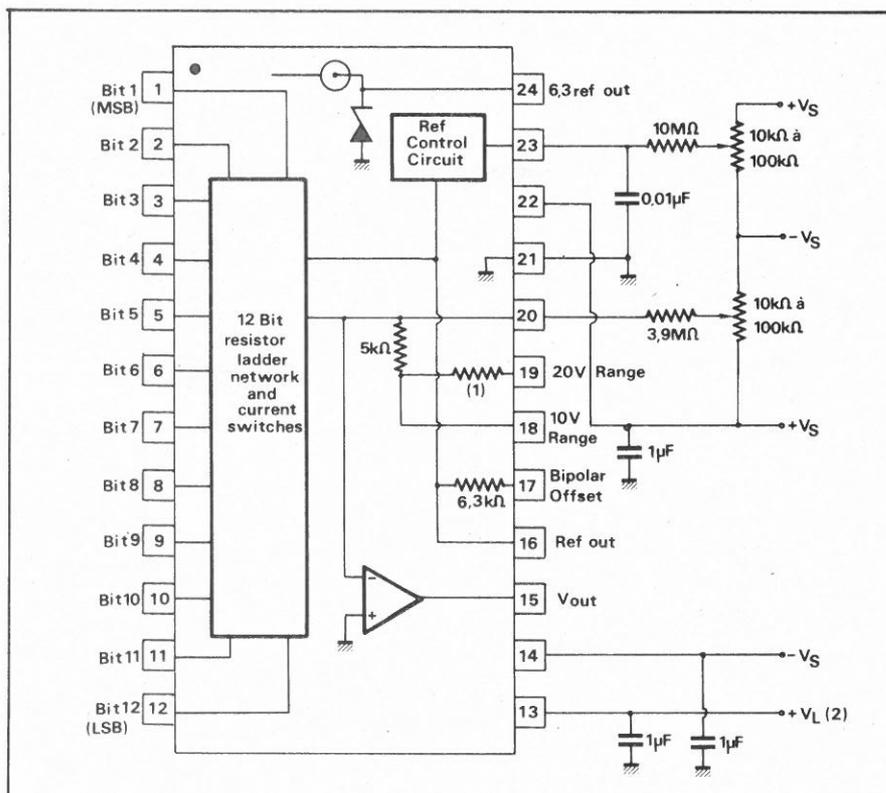


Fig. 5. - Convertisseur Digital-Analogique DAC80Z - CBI - V.

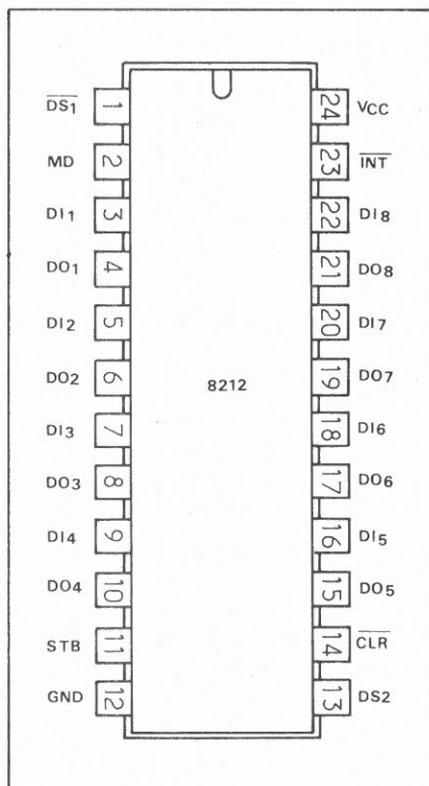


Fig. 4. - Brochage du buffer latch 8212.

Deux modes de fonctionnement sont possibles selon l'état du niveau de l'entrée MD :

- si MD est bas (mode d'entrée), l'état du buffer de sortie est déterminé par la logique de sélection du composant (DS1 et DS2) et le signal écrit est obtenu à partir de l'entrée strobe (STB) ;
- si MD est haut (mode de sortie, celui qui nous intéresse), les buffers de sor-

tie sont activés et le signal présent à l'entrée des latch est obtenu à partir de la logique de sélection du composant, STB n'est alors pas utilisé.

Nous avons donc relié en permanence MD et STB au + 5 V par l'intermédiaire de deux résistances de 2,7 kΩ. Le fonctionnement est alors très simple : lorsque les 12 bits de  $x_D$  et les 12 bits de  $y_D$  ont été présentés sur les entrées des  $3 \times 8212$ , l'ordre de transfert (PB4 = « 1 ») sera donné et les deux conversions D/A seront effectuées simultanément par les deux DAC 80Z.

### Convertisseur digital-analogique DAC 80Z modèle CBI - V

Le convertisseur 12 bits de type Z a été choisi, car il peut être alimenté en  $\pm 12$  V ( $\pm V_S$ ) compatibles avec les alimentations de notre micro-ordinateur. Le brochage est reporté sur la **figure 5**. Les entrées du signal digital se font sur les broches 1 à 12 : bit 1 = bit de poids le plus élevé (MSB), bit 12 : bit de poids le plus faible (LSB). Le fonctionnement du composant étant tel qu'il travaille selon un code linéaire complémentaire, il faudra complémentariser les grandeurs  $x_D$  et  $y_D$  à convertir au niveau du programme.

Le câblage indiqué sur le schéma général de la **figure 3** permet d'obtenir une tension analogique de 0 à 5 V. Les deux signaux analogiques  $x_A$  et  $y_A$  délivrés simultanément par les DAC 80Z sont envoyés sur les entrées analogi-

ques X et Y de la table traçante par l'intermédiaire de deux amplificateurs opérationnels montés en suiveurs : 2 x 1/4 LF 347 dont le câblage est reporté figure 6.

Dans cette situation, il faut donner l'ordre à l'enregistreur de mettre son moteur en route et de baisser la plume avant de convertir un nouveau couple de valeurs  $x_D$  et  $y_D$ . Nous avons choisi d'utiliser le bit PB5 du PIA voie X, afin de commander le lève-plume et le bit PB4 du PIA voie Y pour commander le moteur. Ces deux bits devront être déclarés en sortie au même titre que PB4 voie X rencontré précédemment.

La description de ces divers composants nous a ainsi permis d'analyser le câblage nécessaire à notre première tâche : le traçage d'une courbe sur l'enregistreur XY, à la logique de contrôle des PIA près. Cette logique sera étudiée un peu plus loin.

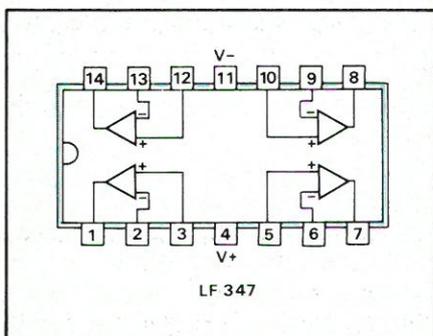


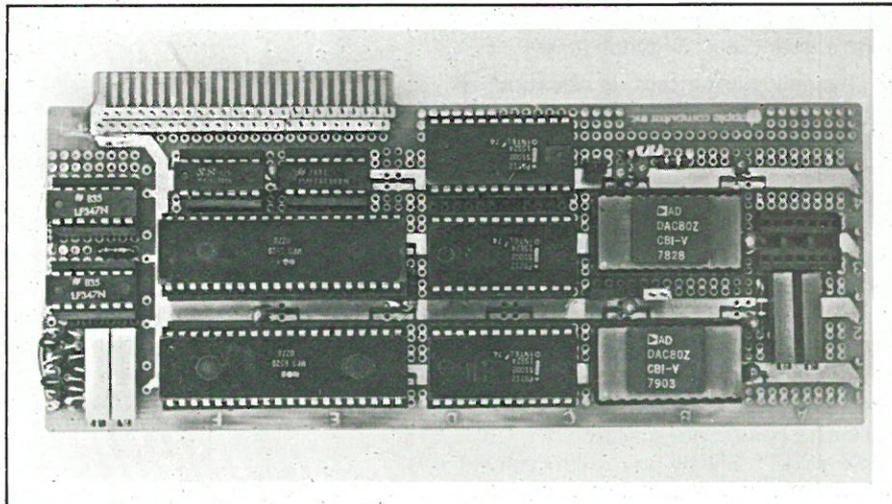
Fig. 6. - Quadruple amplificateur opérationnel LF 347.

Auparavant, nous devons remplir la seconde tâche : la numérisation des coordonnées d'un point d'une courbe par la plume de la table traçante. Il faut alors comparer les grandeurs des tensions analogiques  $x'_A$  et  $y'_A$  délivrées par la table traçante aux grandeurs analogiques  $x''_A$  et  $y''_A$  délivrées par les DAC 80.  $x''_A$  et  $y''_A$ , obtenus à partir d'une valeur initiale mise en mémoire dans le micro-ordinateur et par une méthode de « pesée successive », doivent s'égaliser aux grandeurs  $x'_A$  et  $y'_A$ .

Les signaux  $x'_A$  et  $y'_A$  de la table traçante traversent deux buffers : deux amplificateurs opérationnels montés en amplificateurs inverseurs qui permettent un ajustement correct de  $x'_A$  et  $y'_A$  relativement à  $x''_A$  et  $y''_A$ .

Ces diverses grandeurs sont comparées simultanément dans deux comparateurs à base de LF 347 dont la normalisation en niveau TTL nécessite l'utilisation de diodes Zener 4,7 V et de diodes FD 666 éliminant toute composante négative des tensions générées par les comparateurs (alimentés en  $\pm 12$  V).

Les résultats de ces deux comparaisons : « 0 » ou « 1 » sont envoyés au niveau du PIA X sur les bits PB6 pour



Le support de circuit disponible est destiné à recevoir le connecteur relié à la table traçante.

	RS1	RS0	Bit 2 du registre de contrôle		Registre adressé
			CRA	CRB	
Port A	0	0	1	0	ORA
	0	0	0	0	DDRA
Port B	1	0	0	1	ORB
	1	0	0	0	DDRB

Tableau 2 : 0 = états indifférents

y et PB7 pour x. Ces deux bits devront être déclarés en entrée. Selon l'état de ces deux entrées, le micro-ordinateur réalisera la « pesée successive » permettant d'ajuster  $x'_A$  et  $x''_A$  d'une part et  $y'_A$  et  $y''_A$  d'autre part.

Il ne nous reste plus maintenant qu'à étudier la logique de contrôle des PIA.

### Logique de contrôle des PIA

Nous devons effectuer un bref rappel relatif à la structure interne de ces coupleurs d'entrée-sortie.

#### Structure interne des PIA

Supposons qu'un boîtier a été sélectionné à l'aide des lignes : CS0, CS1, CS2 = 110. Le coupleur contenant six registres internes partagés en deux groupes : CRA, DDRA et ORA d'une part, et CRB, DDRB et ORB d'autre part, l'adressage de ces six registres se fait en jouant sur les lignes RS0 et RS1.

Les registres de contrôle CRA et CRB (Control Register A/B) sont adressés directement par les lignes RS0 et RS1 selon la logique donnée dans le tableau 1.

RS1	RS0	Registre sélectionné
0	1	CRA
1	1	CRB

Tableau 1

Les deux autres paires de registre sont alors adressées indirectement par RS1 et RS0 d'une part et en fonction du bit 2 écrit dans le registre de contrôle (les autres bits servent à gérer les interruptions éventuelles).

La logique d'adressage est donnée au tableau 2.

Ainsi, grâce uniquement à deux lignes RS0 et RS1, il est possible d'adresser les six registres internes d'un PIA.

Il faut donc commencer par sélectionner le boîtier, adresser le registre de contrôle qui prépare alors l'adressage ou des ORA (B) ou des DDRA (B).

Les deux registres qui définissent les directions des données, ou l'état des 2 x 8 lignes PA0 à PA7 et PB0 à PB7 sont respectivement les DDRA et DDRB (Data Direction Register A ou B). Si un « 1 » est écrit sur le bit « n » du registre DDRA (par exemple), la ligne PA<sub>n</sub> est programmée en sortie ; si on écrit un « 0 », la ligne est programmée en entrée. Il en est de même pour le registre DDRB.

Les deux registres ORA et ORB (Output Register A et B) permettent effectivement le transfert des données.

Lorsque ces registres sont adressés et que les lignes PA0-PA7 et PB0-PB7 ont été programmées en entrée ou en sortie par les DDRA (ou B), durant une opération d'écriture du micro-ordinateur, les données présentes à l'entrée du PIA sont transférées bits à bits, mais uniquement sur les bits program-

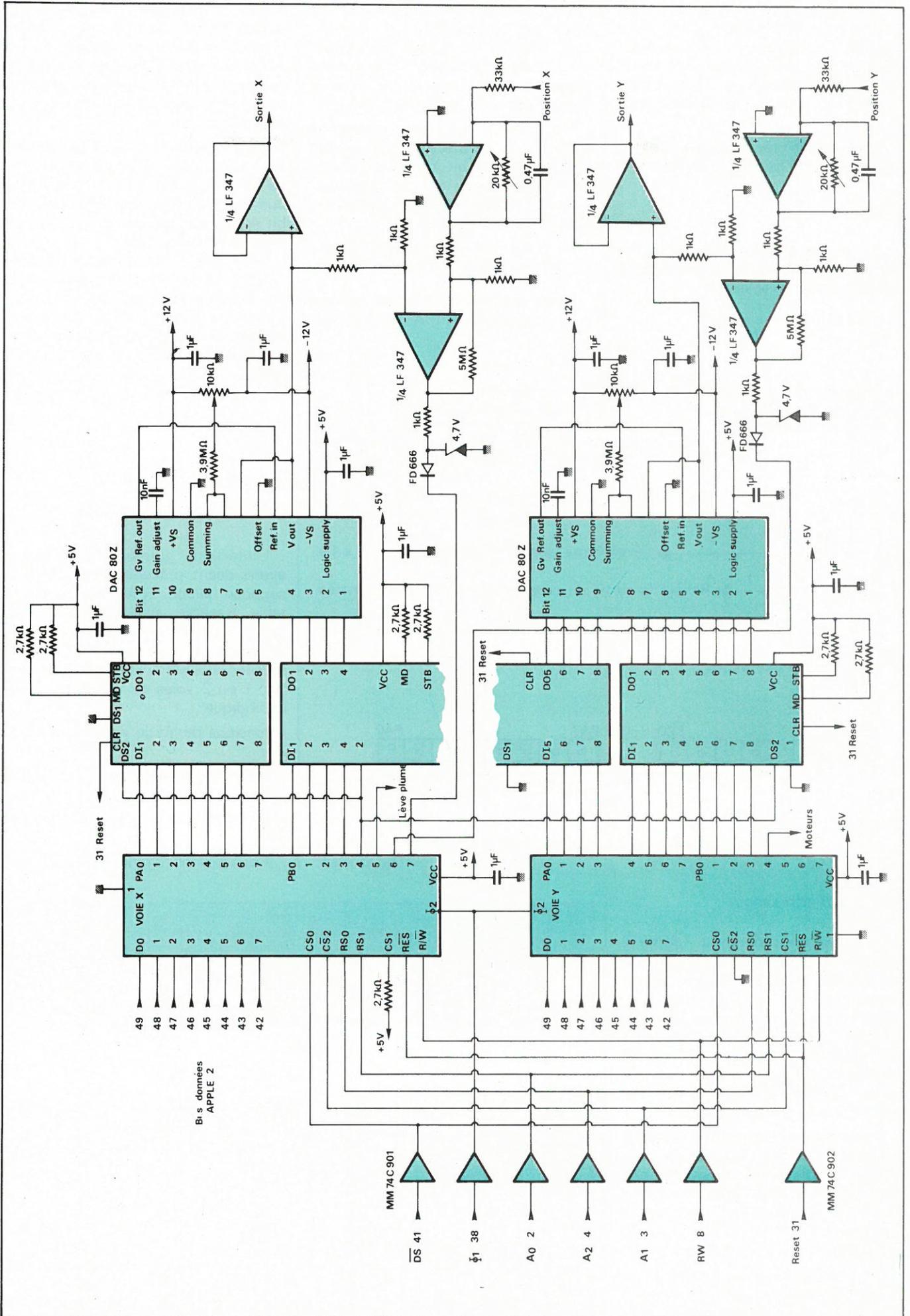


Fig. 3. - Schéma d'ensemble du câblage réalisé.

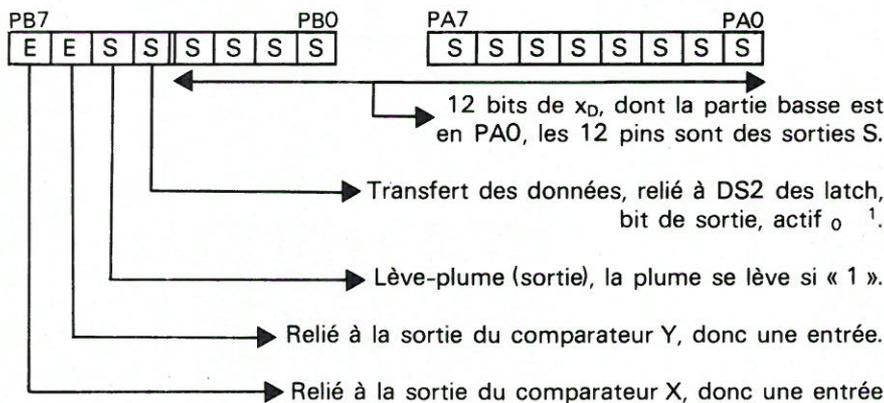
més en sortie et y sont mémorisées en permanence. D'autre part, durant une opération de lecture du micro-ordinateur, les données présentes à la sortie du PIA sont transférées à l'entrée du PIA sur le bus données, mais sans être mémorisées.

Pour plus de précision, on pourra se reporter au n° 4 de « Micro-Systèmes ».

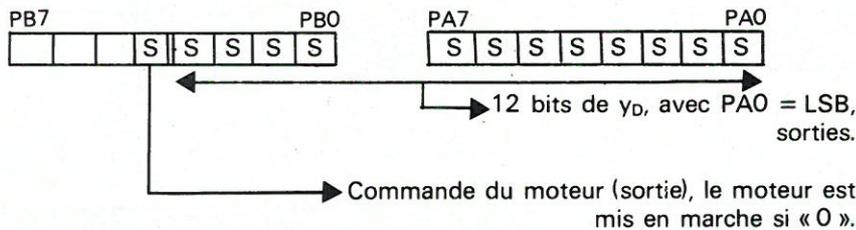
### Câblage réalisé

Le fonctionnement des PIA ayant été défini, il faut rappeler les câblages que nous avons réalisés.

Sur la voie X, nous avons :



Sur la voie Y, nous avons :



relié en permanence  $CS0_x$  et  $CS0_y$  à ce signal par l'intermédiaire d'un inverseur 74C 901 (le câblage est reporté sur la figure 7). Ainsi, dès qu'une adresse utile est lue ou écrite, les deux lignes  $CS0$  sont portées à « 1 ».

Nous avons porté en permanence  $CS1_x$  à « 1 » et  $CS2_y$  à « 0 », et relié  $\overline{CS2}_x$  et  $CS1_y$  au bit A1 du bus adresse par l'intermédiaire d'un amplificateur tampon 74C 902 dont le câblage est indiqué sur la figure 8.

La logique de sélection des boîtiers est donc la suivante (tableau 3).

Notre choix du bit 2 du bus adresse pour sélectionner le PIA est lié au fait

que si on incrémente nos adresses à partir de C0F0, le bit A1 ne changera que toutes les deux adresses, ce qui permet de sélectionner par exemple le boîtier X, afin de transmettre la partie basse de  $x_D$ , puis sa partie haute, sans changer de PIA.

Dans le tableau 4, nous présentons la logique de contrôle qui correspond au câblage des deux RS0 au bit A2 du bus adresse et des deux lignes RS1 au bit A0 du bus adresse inversé par un 74C 901 (RS1 = A0).

On voit ainsi que la logique adoptée permet d'adresser correctement tous les registres internes des deux PIA. L'objet du chapitre suivant est la description d'un exemple de programme d'application élaboré en langage BASIC.

### Un programme d'application de l'interface graphique

L'interface graphique que nous avons décrit précédemment ne pré-suppose aucun type déterminé de table traçante analogique X-Y. Ses caractéristiques « câblées » sont suffisamment générales pour y brancher tous les enregistreurs analogiques x-y,  $\gamma(t)$ , 1 ou 2 voies ou même un écran cathodique :

- tensions de sortie analogique : 0 ... 5 V,
- commande de la plume : niveaux TTL,
- commande des moteurs : niveaux TTL.

Les tensions d'entrée « position X,

### Logique d'adressage

Notre micro-ordinateur (apple II) possède huit connecteurs destinés à recevoir des cartes d'interface. Chaque connecteur dispose, en plus des 16 bits du bus adresse, d'un signal de sélection (DS) issu d'un decodeur d'adresses lui attribuant une tranche de 16 emplacements mémoire consécutifs : C0F0 à C0FF pour le connecteur n° 7 que nous avons choisi.

Nous allons alors essayer d'utiliser le minimum de bits du bus adresse pour établir la logique de commande des PIA. Il faut tout d'abord sélectionner un des deux PIA, donc que la condition  $CS0$ ,  $CS1$ ,  $CS2 = 110$  ne soit réalisée que pour l'un des deux.

Le micro-ordinateur générant un signal DS (Device Select) qui passe à « 0 » si une des seize adresses précédentes est lue ou écrite, nous avons

A <sub>1</sub>	$\overline{CS2}_x = CS1_y$	(CS <sub>0</sub> , CS <sub>1</sub> , $\overline{CS2}_x$ )	(CS <sub>0</sub> , CS <sub>1</sub> , $\overline{CS2}_y$ )	Sélection PIA
0	0	1 1 0	1 0 0	X
1	1	1 1 1	1 1 0	Y

Tableau 3

Adresse	Sélection du boîtier			CRA <sub>X</sub>	CRA <sub>B</sub>	CRA <sub>Y</sub>	CRA <sub>B</sub>	DDRA <sub>X</sub>	DDRA <sub>B</sub>	DDRA <sub>Y</sub>	DDRA <sub>B</sub>
	A <sub>2</sub>	A <sub>1</sub>	A <sub>0</sub>								
C0F0	0	0	0	X							
C0F1	0	0	1	X				+	+		
C0F2	0	1	0	Y							+
C0F3	0	1	1	Y						+	
C0F4	1	0	0	X		+					
C0F5	1	0	1	X	+						
C0F6	1	1	0	Y			+				
C0F7	1	1	1	Y			+				

Tableau 4

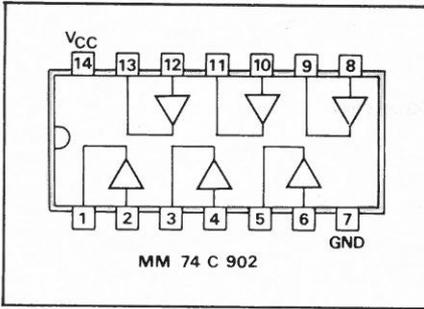


Fig. 8. - Amplificateurs tampon 74 C 902.

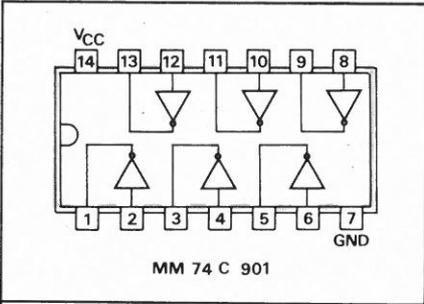


Fig. 7. - Brochage du quadruple inverseur 74 C 901.

Y » pour la numérisation ont par contre été dictées par le type de table X-Y que nous utilisons (SEFRAM TGM - option connecteur extérieur). Ce modèle sort deux tensions proportionnelles aux positions X et Y comprises entre 0 et -10 V. Il est toutefois très facile de changer le câblage des amplificateurs tampon pour obtenir polarité et gamme des tensions d'entrée compatibles avec la table traçante utilisée.

La spécialisation des tâches pour une table traçante se fait donc par un deuxième interface qui est, lui, non pas câblé, mais écrit : un programme. Il est d'usage d'établir un tel programme au niveau du langage machine pour des raisons de temps d'exécution et d'encombrement mémoire. Ceci mène à des programmes distincts pour chaque micro-processeur. Nous avons préféré décrire ce programme dans un langage plus général bien que beaucoup plus lent à exécuter et plus encombrant en mémoire : le BASIC - Apple soft, la version étendue pour Apple II.

Ce programme de démonstration, après les initialisations d'usage, se divise sans sa partie principale en trois trains distincts selon l'exemple choisi (voir fig. 9). Voyons plus en détail ces différentes étapes.

### 1) Initialisations (voir listing)

La ligne 10 assigne des valeurs initiales à des variables fréquemment utilisées. Ceci assure un temps d'accès minimal, puisque chaque variable est stockée par l'interpréteur dans l'ordre d'apparition dans le programme. Lors d'une référence à une variable, l'inter-

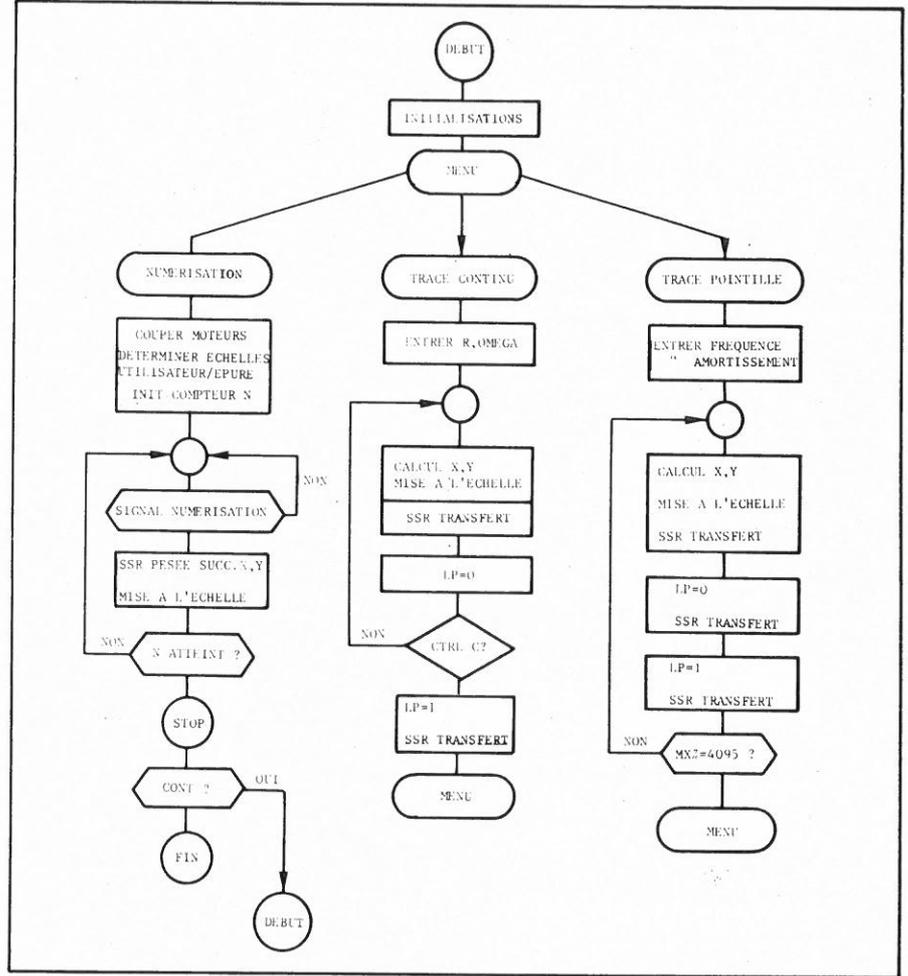


Fig. 9. - Organigramme général.

préteur commence toujours sa recherche au début de la liste des variables.

BA est en vérité une constante : l'adresse de base de la tranche d'adresses dont nous nous servons pour notre interface. La valeur décimale de BA = 49 392 correspond à la première de ces adresses : \$ C0 F0 en hexadécimal. Les lignes 20 à 50 programment les PIA dans la configuration souhaitée :

PAX : 8 sorties (partie basse de la donnée « x ») : (DDRAX) = 255 = \$ FF

PBX : 4 sorties (partie haute de la donnée « X »)  
2 sorties (signal de transfert des latch et lève-plume)  
2 entrées (comparateurs X et Y)  
(DDR BX) = 63 = \$ 3F

PAY : 8 sorties (partie basse de la donnée « Y ») : (DDR AY) = 255 = \$ FF

PBY : 4 sorties (partie haute de la donnée « Y »)  
1 sortie (commande des moteurs)  
3 entrées (non utilisées)  
(DDR BY) = 31 = \$ 1F

L'exécution de ces lignes nous amène la plume levée (LP = 1) en posi-

tion 0,0 (MX% = 0, My% = 0) de la table. A noter l'utilisation d'une sous-routine (100) qui provoque le transfert des données.

### Lignes 1000 à 1060

On saute alors à l'affichage du « Menu » et au choix du « plat ».

Les lignes 1070, 1080 constituent une sécurité contre une mauvaise entrée (choix limité à 1, 2, 3). Selon le choix, on saute donc à une des trois sections commençant en 300, 600 et 800.

### 2) Une courbe en trait plein

Le choix de « 2 » dans le menu nous mène à la ligne 600. La taille de la rosette tracée sera déterminée par la plus grande valeur que peut prendre la distance du centre (2048, 2048). Ceci implique que R doit être inférieur ou égal à 2047.

La forme de la rosette est influencée par la valeur de Rho. Exemple particulier : Rho = 1 donne un cercle.

Arrivé au point où commence la figure, on baisse la plume (ligne 660) et on calcule le point suivant. Cette boucle n'a pas de fin pour accommoder toutes les valeurs possibles de Rho (la figure n'est pas fermée sur elle-même

en général). Il convient donc à l'opérateur d'interrompre à sa guise en appuyant sur une des touches du clavier.

### 3) Une courbe en pointillé

Ayant choisi « 3 » dans le menu, nous nous trouvons en ligne 800 où commence le traçage d'une sinusoïde amortie. FR est précisément le nombre de périodes compris entre  $MX\% = 0$  et  $MX\% = 4095$ . AM apparaît dans le terme multiplicatif  $\exp(-AM \cdot \text{Argument})$ . Le rapport des amplitudes consécutives sera égal à  $\exp(AM \cdot 2\pi)$ .

Ligne 840 : on positionne la plume levée au point calculé et les ordres de la ligne 850 baissent et relèvent la plume pour faire un point.

La boucle de calcul se referme à la ligne 860 tant que  $M1 = 4095$  n'est pas dépassé. On aboutit de nouveau au menu.

### 4) Numérisation d'une courbe donnée

Supposons que nous disposions d'une courbe dessinée sur papier. Nous

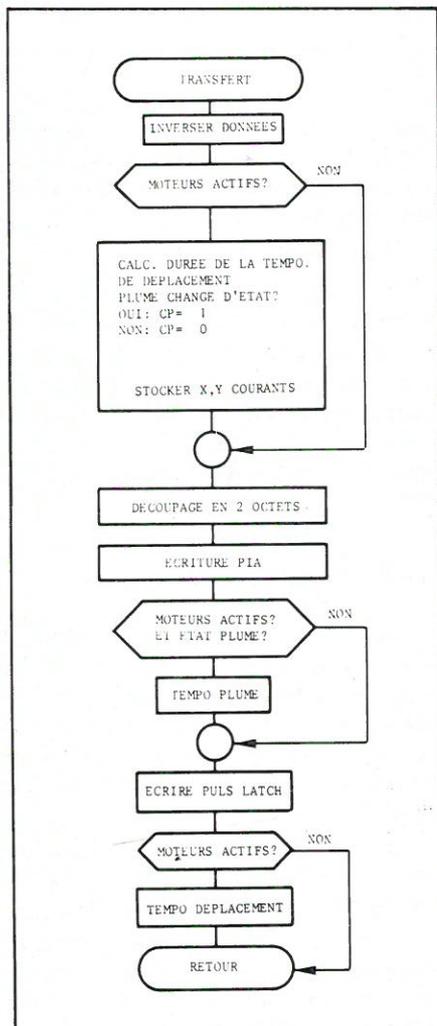


Fig. 10. - Organigramme : détail du sous-programme « transfert données ».

voulons utiliser cette information pour en calculer d'autres données: par exemple, déterminer la résistance dynamique à partir de la caractéristique  $i/u$  d'un semiconducteur. Si nous voulons utiliser une méthode numérique plutôt que les méthodes graphiques peu précises, nous devons d'abord transformer cette courbe en un tableau numérique de nos variables ( $u$  et  $i$  dans notre exemple).

La façon de procéder est la suivante : fixer le graphique sur la table et choisir « 1 » dans le menu. On aboutit

à la ligne 300 où on coupe les moteurs d'asservissement de l'enregistreur ( $MO = 1$ ). Ceci permet de promener librement la plume sur le plan de la table. Les lignes 305 à 390 déterminent les constantes permettant de passer des coordonnées de la table (0-4095) aux coordonnées de l'utilisateur ( $u$  et  $i$  par exemple) à l'aide des fonctions définies aux lignes 370 et 380.

Les lignes 400, 410 fixent la taille du tableau  $u$  et  $i$  à créer en fonction des souhaits de l'opérateur. On amène donc la plume à la main sur le premier

## PROGRAMME « SEFRAM »

PROGRAMME "SEFRAM", VERSION 20.5.79/P.M.

```

1  REM ** PROGRAMME D'EXPLOITATION DE LA TABLE TRACANTE/NUMERISAN
   TE
5  REM **INITIALISATIONS DIVERSES, BA=ADRESSE DE BASE,INTERFACE D
   ANS CONNECTEUR NO7.MO=0:MOTEURS ACTIFS,LP=1:PLUME LEVEE,N%,M
   X%,MY%:ENTIERS, DONNEES PROPRES A LA TABLE TRACANTE,AA,BB:VAL
   EURS ANTERIEURES DE MX% ET DE MY%.
10 BA = 49392:MO = 0:LP = 1:CP = 1:N% = 0:MX% = 0:MY% = 0:AA = 0:
   BB = 0
15 REM **OUVRIR REGISTRES DE DIRECTION
20 FOR I = 4 TO 7: POKE BA + I,0: NEXT
25 REM **DEFINITION DES LIGNES EN ENTREE OU SORTIE
30 POKE BA,63: POKE BA + 1,255: POKE BA + 2,31: POKE BA + 3,255
35 REM **OUVRIR REGISTRES DES DONNEES
40 FOR I = 4 TO 7: POKE BA + I,4: NEXT
50 GOSUB 100: GOTO 1000
90 REM **SOUROUTINE DE TRANSFERT
95 REM **INVERSION DU MOT BINAIRE PAR COMPLEMENTATION A 1.
100 A% = 4095 - MX%:B% = 4095 - MY%
105 REM **CONDITIONS DE TEMPORISATION
110 IF MO = 0 THEN D = 8 + (ABS(AA - MX%) * 1.3 + ABS(BB - M
   Y%)) / 400:Q = PEEK(BA):CP = INT(Q / 64) * 2 - INT(Q /
   32) + LP:AA = MX%:BB = MY%
115 REM **DECOUPAGE EN DEUX OCTETS
120 A1% = INT(A% / 256):A2% = A% - A1% * 256:B1% = INT(B% / 2
   56):B2% = B% - B1% * 256
125 REM **TRANSMISSION VERS LES PIA
130 POKE BA,A1% + LP * 32: POKE BA + 1,A2%: POKE BA + 2,B1% + MO
   * 16: POKE BA + 3,B2%
135 REM **PETITE TEMPO LEVE-PLUME
140 IF MO = 0 AND CP < > 0 THEN FOR W = 0 TO 2:S = W + 2: NEXT
145 REM **GENERATION SUR PB4 DU PULS D'ORDRE DE TRANSFERT DESTIN
   E AU LATCH.
150 POKE BA, PEEK(BA) + 16: POKE BA, PEEK(BA) - 16
155 REM **TEMPO DE POSITIONNEMENT,D,CALCULE EN LIGNE 110,EST FO
   NCTION DU DEPLACEMENT.
160 IF MO = 0 THEN FOR V = 0 TO D:S = V + 2: NEXT
170 RETURN
190 REM **SOUROUTINE DE PESEE SUCC.
195 REM **INITIALISATION
200 N% = 2 + 11:MX% = N%:MY% = N%
210 FOR I = 0 TO 11
220 GOSUB 100
225 REM **LECTURE DES COMPARATEURS
230 C% = INT(PEEK(BA) / 64):CX% = INT(C% / 2):CY% = C% - CX
   % * 2
235 REM **SI LE BIT PROPOSE N'EST PAS BON,ON NE LE GARDE PAS
240 IF CX% = 0 THEN MX% = MX% - N%
250 IF CY% = 0 THEN MY% = MY% - N%
255 REM **ONPASSE AU POIDS INFERIEUR
260 N% = N% / 2
265 REM **NOUVELLE PROPOSITION
270 MX% = MX% + N%:MY% = MY% + N%
280 NEXT
290 RETURN
295 REM **NUMERISATION
296 REM **ON COUPE LES MOTEURS DE LA TABLE. MO=1:MOTEURS INACTI
   FS
300 POKE BA + 2,16:MO = 1
305 PRINT "AMENEZ LA PLUME AU POINT MINIMUM DU GRAPHIQUE A NUMER
   ISEF": PRINT "I.E. LE POINT EN BAS A GAUCHE"
310 INPUT "XMIN,YMIN DE CE POINT EN UNITES UTILISATEUR?":YN,YN

```

Listing complet du programme d'exploitation de la table traçante/numérisante.

point à numériser. La ligne 450 permet de détecter l'enfoncement d'une touche du clavier interprété comme signal de déclenchement de la numérisation une fois que la plume pointe correctement le point choisi.

La sous-routine 200 retourne la position de la plume en coordonnées de la table. Elle est transformée en unités utilisateur en 470, puis on stocke ces valeurs dans les tableaux XG et YG. L'écran affiche le numéro d'ordre du point ainsi que ses coordonnées. Le programme saute en 440 et affiche le

numéro du point suivant tant que le tableau n'est pas rempli.

Les lignes 500 à 530 permettent de recommencer en passant par les initialisations du début (Applesoft ne permet pas de changer les dimensions d'un tableau en cours de route).

## 5) Les sous-routines

### a) La sous-routine de transfert

La figure 10 montre l'organigramme de cette sous-routine. A partir

des données MX% et MY%, la ligne 100 crée d'abord par complémentarité binaire à 1 (écrite en décimal) deux nombres binaires dont les bits sont inversés. On dépasse la ligne 110 quand les moteurs sont inactifs, ce qui est le cas lors d'une numérisation.

Quand on trace des courbes, il faut laisser le temps à la table traçante pour amener la plume à l'endroit désiré et pour lever ou baisser la plume. Le premier temps d'attente est une fonction directe de la distance à parcourir, tandis que le deuxième est fonction de la présence ou de l'absence d'un changement de l'état de la plume.

D se compose d'un terme constant et d'une somme pondérée des déplacements relatifs en X et Y (les vitesses de la plume ne sont pas égales dans les deux sens en général). AA et BB sont les coordonnées du point précédent et seront remplacées par les coordonnées courantes à la fin du bloc d'instructions de la ligne 110. Q est le résultat de la lecture du port B du PIAX qui contient en 5<sup>e</sup> position binaire l'information sur l'état de la plume. Cette information est extraite par  $\text{INT}(Q/64) \times 2 - \text{INT}(Q/32)$ . CP prend la valeur 0 s'il n'y a

```

315 REM **NUMERISATION
320 GOSUB 200
330 UN = MX%:VN = MY%
335 PRINT
340 PRINT "AMENEZ LA PLUME AU POINT MAXIMUM DU GRAPHIQUE": PRINT
  "LE POINT EN HAUT A DROITE"
350 INPUT "XMAX,YMAX DE CE POINT EN UNITES UTILISATEUR?":XX,YX
360 GOSUB 200
365 UX = MX%:UX = MY%
369 REM **DEFINIR LES FONCTIONS DE TRANSFORMATION D'ECHELLE
370 DEF FN EX(Z) = (Z - UN) * (XX - XN) / (UX - UN) + XN
380 DEF FN EY(Z) = (Z - VN) * (YX - YN) / (VX - VN) + YN
390 PRINT "COMBIEN DE POINTS A NUMERISER?"
400 INPUT N
410 DIM XG(N),YG(N)
420 PRINT : PRINT "C'EST PRET!,APPUYER SUR N'IMPORTE QUELLE TOUC
  HE POUR NUMERISER LE POINT CHOISI."
429 PRINT
430 FOR K = 1 TO N
440 PRINT K;
450 GET A$
460 GOSUB 200
470 XG(K) = FN EX(MX%):YG(K) = FN EY(MY%)
480 HTAB 4: PRINT XG(K),YG(K)
490 NEXT
500 PRINT : PRINT "NOMBRE DE POINTS ATTEINT."
515 PRINT : PRINT "FAIRE CONT'POUR REVENIR AU MENU"
520 END
530 RUN
590 REM **EXEMPLE DE COURBE
600 HOME : PRINT "TRACE D'UNE ROSETTE:RHO=R*COS(PHI/OMEGA)"
620 INPUT "RAYON R(<=2047),OMEGA?":R,OM
630 DF = 20 / R:M1 = 2048
640 FI = FI + DF
650 MX% = R * COS (FI / OM) * COS (FI):MY% = R * COS (FI / OM)
  * SIN (FI):MX% = MX% + M1:MY% = MY% + M1: GOSUB 100
655 REM ** LE PEEK DETECTE L'ENFONCEMENT D'UNE TOUCHE ET LE POKE
  REPOSITIONNE LE DRAPEAU CORRESPONDANT.
660 IF PEEK (- 16384) > 127 THEN POKE - 16368,0:LP = 1: GOSUB
  100: GOTO 1000.
670 LP = 0: GOSUB 100
680 GOTO 640
800 HOME : PRINT "TRACE D'UNE SINUSOIDE AMORTIE"
810 INPUT "FREQUENCE,AMORTISSEMENT?":FP,AM
815 M1 = 4095:M2 = 20:M3 = 6.28:M4 = 2047:M5 = M4 + 1
820 FOR FI = 0 TO M1 STEP M2
830 MX% = FI:AR = M3 * FP * FI / M1:MY% = EXP (- AM * AR) * COS
  (AR) * M4 + M5
840 GOSUB 100
850 LP = 0: GOSUB 100:LP = 1: GOSUB 100
860 NEXT
1000 HOME : PRINT "DEMONSTRATION DE LA TABLE TRACANTE/NUMERISANT
  E PILOTEE PAR APPLE 2."
1010 PRINT : PRINT "**** MENU ***"
1020 PRINT " 1 -NUMERISATION
1030 PRINT " 2 -COURBE EN TRAIT PLEIN
1040 PRINT " 3 -COURBE POINTILLE
1050 PRINT : INPUT "CHOISIR LE NUMERO: ";A
1055 IF A < 0 OR A > 255 THEN 1070
1060 ON A GOTO 300,600,800
1070 PRINT "IL FAUT CHOISIR DANS LE MENU!"
1080 GOTO 1010

```

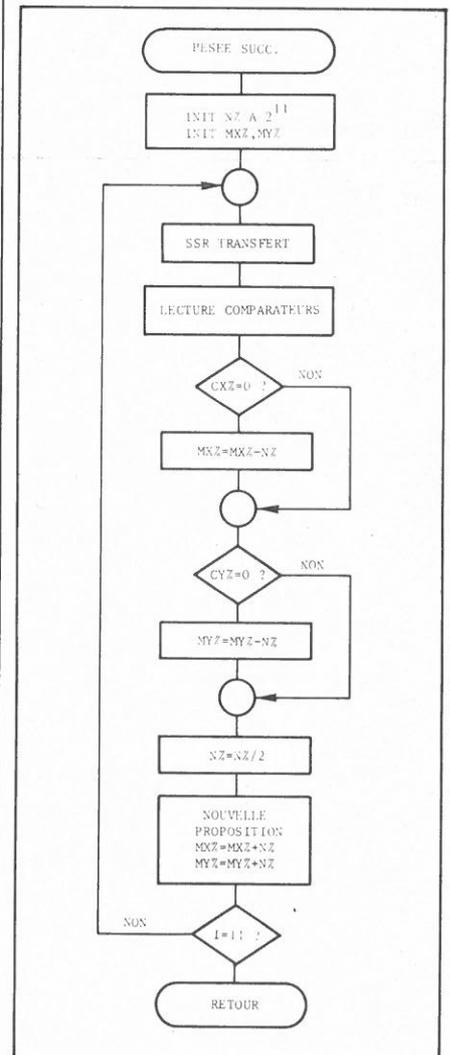


Fig. 11. - Organigramme : détail du sous-programme « pesée successive ».

pas eu de changement et la valeur  $\pm 1$  dans le cas contraire. Pour transmettre 12 bits d'information sur un bus à 8 bits, il faut multiplexer la donnée, donc la découper en deux octets, ce qui est fait en 120. En 130, ces données sont stockées dans le PIA en transmettant les nouvelles informations relatives aux états de la plume et des moteurs. 140 effectue une petite attente dans le cas de changement d'état de plume quand on trace. Par contre, on saute cette instruction quand on fait une numérisation. ( $MO = 1$ ). La temporisation n'est autre qu'un calcul quelconque en boucle qui fait perdre un peu de temps ( $S = W^2$ ).

La ligne 150 génère le puls de transfert adressé au latch (bit PB4 du PIAX).

La ligne 160 effectue la temporisation du déplacement de la plume de nouveau par une boucle de calcul facile dont le temps d'exécution est proportionnel à D.

La ligne 170 provoque le retour au programme principal.

### b) Sous-routine de la « pesée successive »

Cette sous-routine commençant en 200 montre comment on peut effectuer une conversion analogique/digitale à l'aide d'un convertisseur numérique/analogique et d'un comparateur (fig. 11).

La pesée successive est une méthode de dichotomie. C'est l'ordinateur qui propose une tension et c'est le comparateur qui répond si cette tension est supérieure ou inférieure à la tension à numériser. La dichotomie est la façon la plus rapide pour déterminer la bonne proposition. Ce jeu de questions/réponses est réalisé dans cette sous-routine.

La proposition initiale est égale à la moitié de la tension pleine échelle :  $2^{11}$  unités de l'épure.

Les comparateurs sont lus sur les bits PB6 et PB7 du PIAX. La ligne 230 extrait l'information de l'état des comparateurs CX % et CY %. Selon ce résultat,

on garde ou on ne garde pas le nombre proposé. Par la suite, on ne s'occupe que de la moitié supérieure ou inférieure de la plage totale de tension, parce qu'on rajoute  $2^{11} \div 2$  et on lit les comparateurs de nouveau. Au bout de 12 propositions, on est arrivé au poids le plus faible :  $2^0$  et on a obtenu un résultat en X et en Y représenté par les 12 bits, la résolution de nos DAC.

La ligne 290 effectue le retour au programme principal.

A. Boix  
A. Brun  
P. Meyer  
Université Paris-Sud

Les lecteurs intéressés peuvent obtenir des auteurs également un programme en langage assembleur 6502.

# résistances TRW IRC

## film métallique

- série MAR haute stabilité - 0,01 %
- série RN MIL-R-10509
- série RNR haute fiabilité MIL-R-55182
- série GP 1/4 5% - très bas prix

## agglomérées

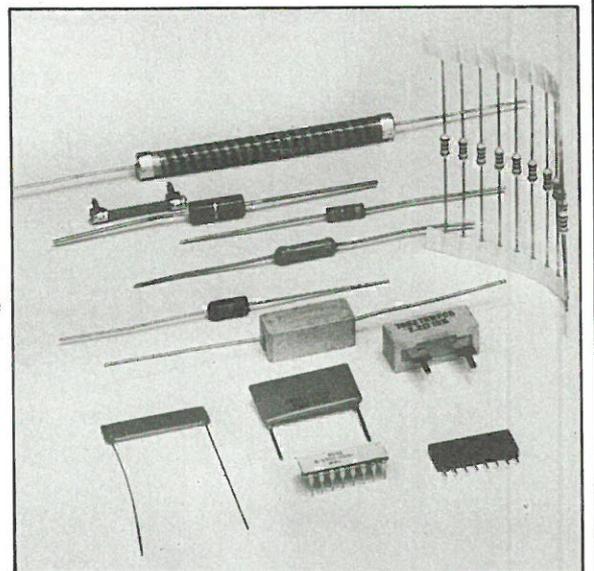
- série RC et RCR haute fiabilité : 0,25-0,50 et 1 W

## bobinées

- série AS MIL R 26 - 1 W à 15 W
- série Pww 4 W à 250 W
- série Pw industrielle, économique 2 à 50 W
- série Bw économique 1 - 2 W
- série BwF résistance « FUSIBLE » 1 - 2 W

## réseaux spéciales

- DIL et SIL 2 %
- thermistances, loi linéaire
- haute tension de 1 kV à 100 kV
- haute valeur jusqu'à  $10^{11}$  Ohms



**RADIO EQUIPEMENTS ANTARES S.A.** Dept. 16  
90, RUE DE VILLIERS - 92300 LEVALLOIS-PERRET  
TEL. : 758.11.11 - TELEX 620630 F

L'E.P.M. (Electronic Program Memory) est un circuit à haute densité d'intégration qui permet de mémoriser de manière non volatile les paramètres de contrôle de réception des émissions de télévision.

Le procédé apporte une souplesse nouvelle en facilitant les opérations de réglage, en permettant la recherche automatique et en portant à 16 le nombre possible des sélections mémorisables.

Pour la réception de la radio, les avantages sont également évidents puisque les quatre gammes d'onde OC-PO-GO-FM sont aisément traitées avec ce circuit.

D'une manière plus générale, l'adaptation du M 193 à d'autres processus industriels, apporte la perspective de simplification et d'innovation dans de nombreux ensembles pour lesquels la mémorisation non volatile de données analogiques et digitales, la précision, la fiabilité, le très grand nombre de cycles permis, ainsi que la commodité de mise en œuvre, représentent une solution attendue.

# Mémorisation non volatile avec le M 193, effaçable et programmable électriquement en fonctionnement

## La mémoire pour programmes M 193

Conçu pour la télévision, le M 193 comporte des fonctions associées dont les procédures de fonctionnement et les plages de réglage correspondent à cette utilisation. Nous nous arrêterons plus loin sur deux applications typiques, après avoir envisagé les différentes fonctions sur un plan général.

### Les fonctions principales

#### ● Générateur de rampe

Pour accorder un récepteur, il est nécessaire de faire varier une tension continue de commande de varicap jusqu'à l'obtention du résultat escompté.

Le M 193 joue donc le rôle d'un potentiomètre électronique dont les caractéristiques principales sont les suivantes :

- plage de tension : 0 à 32 V ;
- variation lente ou rapide positive ou négative ;

- variation automatique, semi-automatique ou manuelle.

#### ● Elaborateur de tension continue

La mémorisation de tension continue nécessite une conversion analogique digitale, la restitution, une conversion digitale analogique.

Dans le M 193, la conversion digitale analogique est seule nécessaire car la rampe est générée par l'incrément d'un compteur. De ce fait, la

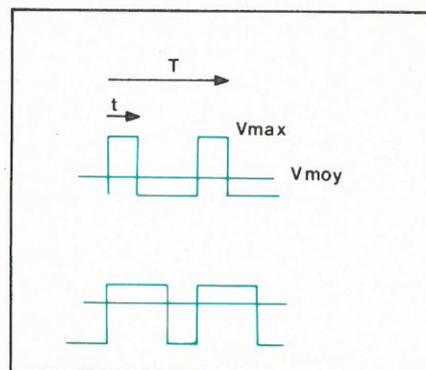


Fig. 1. - Un signal rectangulaire à rapport cyclique  $t/T$  variable définit une tension moyenne variant de 0 à  $V_{max}$ .

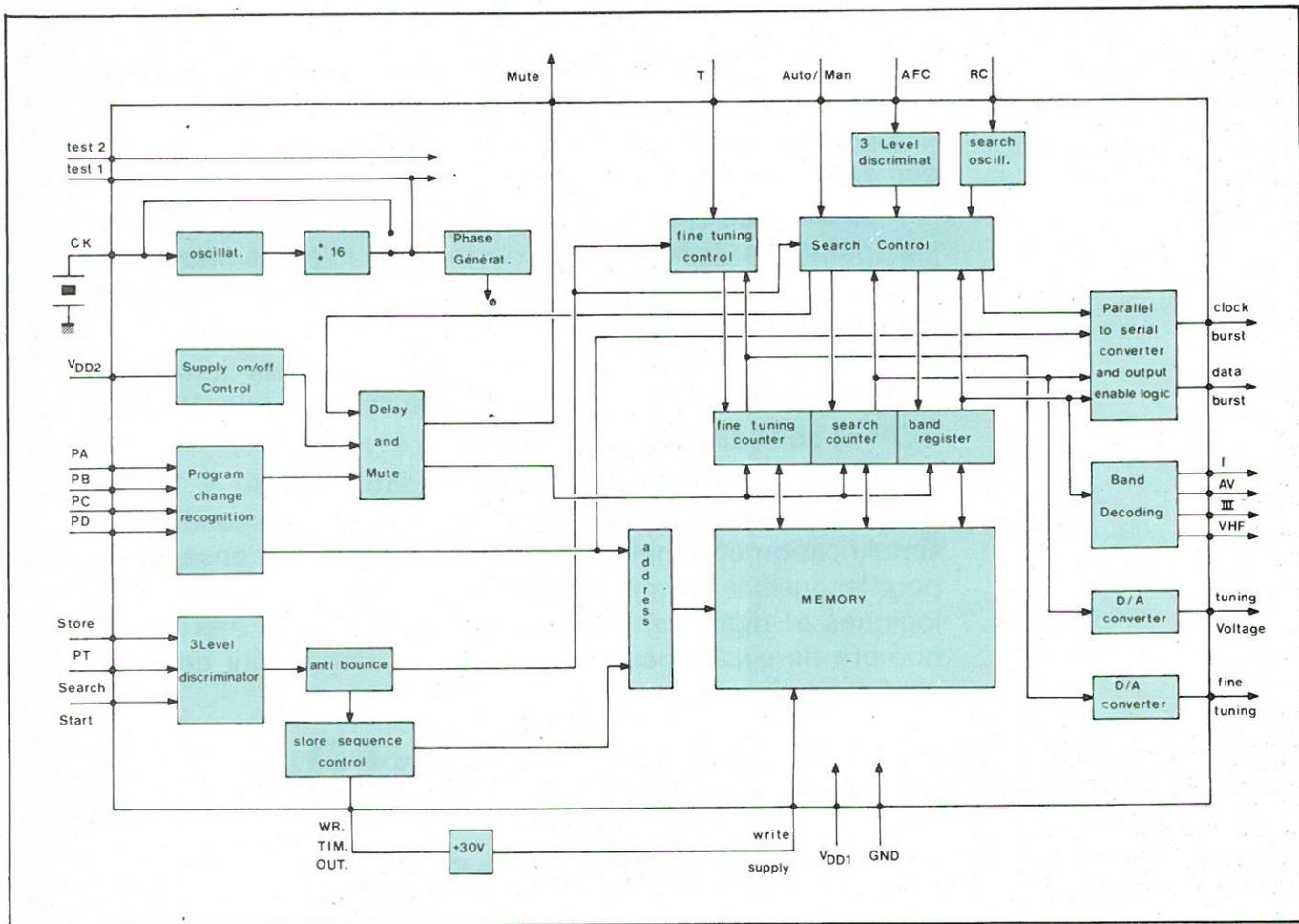


Fig. 2. - Schéma synoptique du M 193 montrant la complexité du système et de ses fonctions.

tension continue d'accord correspond au contenu de ce compteur.

Le principe de conversion digitale analogique est basé sur un signal rectangulaire à rapport cyclique variable fourni par le circuit qu'il reste à traiter extérieurement.

La valeur moyenne d'un tel signal est en effet proportionnelle au rapport cyclique (fig. 1).

### ● Mémorisation

Une fois l'accord sur station établi, il est possible d'en mémoriser les paramètres. La mémoire est adressable par un mot de 4 bits correspondant aux 16 informations possibles. La lecture ou l'écriture de la mémoire se fait à l'emplacement désigné par ce mot de 4 bits. Les signaux nécessaires à l'effacement et l'écriture en mémoire sont générés par le M 193 lui-même, il suffit de bufferiser ces derniers.

## Principes généraux

Le schéma synoptique montre les différentes fonctions du dispositif (fig. 2).

Un quartz de 4,4336 MHz qui peut

être commun avec le récepteur de télécommande M 1130 donne la précision requise au système. Cette fréquence est tout d'abord divisée par 16 pour donner une fréquence d'horloge très stable de 277 kHz qui pilote l'ensemble.

Un compteur de 13 bits et représentant  $2^{13} = 8192$  choix possibles sert de diviseur de la fréquence d'horloge. Ainsi la fréquence la plus faible possible est :

$$\frac{277000}{8192} = 33,8 \text{ Hz}$$

Pour les tensions les plus faibles en commençant à 0 V, la durée des impulsions est d'abord fixée à  $3,6 \mu\text{s}$  et c'est la variation de fréquence qui permet de faire varier le rapport cyclique du signal.

Lorsque la fréquence atteint  $2^9 = 512$  fois la fréquence minimale, c'est-à-dire 17300 Hz, la fréquence cesse de croître, par contre, la durée des impulsions augmente.

Pour la fréquence de 33,8 Hz, le rapport cyclique est de  $122 \cdot 10^{-6}$  et correspond à une tension de 3,9 mV.

Pour la fréquence de 17300 Hz avant augmentation de la durée des impulsions le rapport cyclique est de

$2300 \cdot 10^{-6}$  et correspond à une tension de 1,99 V.

Au-delà de cette valeur, la tension croît par augmentation de la durée des impulsions à la fréquence fixe de 17300 Hz pour atteindre au maximum 32 V.

Ce traitement du rapport cyclique mixte, fréquence-durée, permet d'assurer une bonne stabilité en minimisant l'influence des variations de tension et de temps de commutation en fonction de la température.

On observera que seuls les 12 bits les plus significatifs sont mémorisables. Ceci s'explique par l'inutilité d'un treizième bit incompatible avec la précision permise.

### ● Système de conversion

Un tel système simple (fig. 3) donne une dérive en fonction de la température de  $\pm 0,5 \text{ mV}/^\circ\text{C}$ . D'autres systèmes plus performants sont également possibles.

## Diverses fonctions du M 193

Ces fonctions sont résumées dans le tableau ci-après :

BROCHE	FONCTION	CONDITIONS	REMARQUES
1	VSS : masse		
2	écriture en mémoire		
3	accord précis sans modification	mise à la masse durée brève	
	augmentation de V	tension flottante	8 pas possibles
	diminution de V	niveau haut,	variation d'un pas à la fois
4	accord précis en automatique	niveau bas	
	augmentation de V	train d'impulsions	
	diminution de V	durée plus de 1,8 ms	
5	adressage de la mémoire	train d'impulsion moins de 1,8 ms	
6		compatible TTL	
7			
8			
9	signaux d'effaçage et d'écriture	28 V, 80 mA crête	durée 100 ms
		train d'impulsions	
10	VDD 1	25 % de rapport cyclique	
11	entrée quartz	16,5 V présent après VDD 2	
12	vitesse de recherche	4,4336 MHz	normalisé
13	VDD 2	RC extérieur	
14	signaux d'écriture	11,5 V avant VDD 1	le signal amplifié entre en 9
		génération des signaux	
		devant être amplifiés	
15	sortie signal d'accord	rapport cyclique de	reste à obtenir la moyenne
		l'onde rectangulaire	de ce train d'impulsion
		varie de $122 \cdot 10^{-6}$ à 1	
16	horloge pour info série	train répétitif	indique début et fin de mot
17	sortie pour info série	15 bits	indiquent bande, programme,
			tension varicap, mode recherche
18	test	VSS si hors service	
19	tension d'accord précis	17305 Hz 8 rapports	
		cycliques possibles	
20	recherche automatique	VDD	
	manuelle	masse	
21	test	VSS si hors service	
22	AFC	contrôle digital	3 états
23			
24	Bande		
25			
26			
27	sortie silence	actif niveau haut	
28	ordre de recherche automatique :		
	VHF III et UHF	mise à la masse durée brève	
	VHF I et AV	VDD 2	
	manuelle :		
	rampe montante	VDD	
	rampe descendante	masse	

#### Condition requise à la mise sous tension

Le M 193 nécessite deux tensions  $V_{DD1}$  et  $V_{DD2}$ , il est conseillé pour des raisons de fiabilité que la tension la plus faible  $V_{DD2}$  soit présente avant  $V_{DD1}$ . Il est simple de garantir cette condition (fig. 4).

#### Fiabilité

Des essais de vieillissement accéléré mettent en évidence un nombre de cycles écriture/lecture de plus de 10 000. La durée de conservation des informations est supérieure à 10 ans. La technologie MOS canal N utilisée, ne pose par ailleurs pas de problème particulier.

#### Présentation

Le boîtier est un D.I.L. 28 broches (fig. 5).

#### Famille de circuits associés

Le kit principal comprend les circuits suivants :

- M 190 encodeur de clavier 16 touches
- M 191 générateur d'échelle de réglage pour visualisation sur écran de télévision
- M 192 décodeur et commande d'afficheurs 7 segments.

## L'encodeur de clavier M 190

#### Principe

Le circuit (fig. 6) comporte une horloge qui synchronise les différentes fonctions.

Le clavier constitué de 16 touches, simple contact, est analysé en permanence par un système de balayage cyclique. L'examen des contacts se fait selon quatre lignes et quatre colonnes. La fermeture d'un contact se traduit par la validation d'une information ligne et d'une information colonne.

Afin d'améliorer l'immunité au bruit, le système encodeur n'est validé qu'au 2<sup>e</sup> cycle de balayage qui confirme

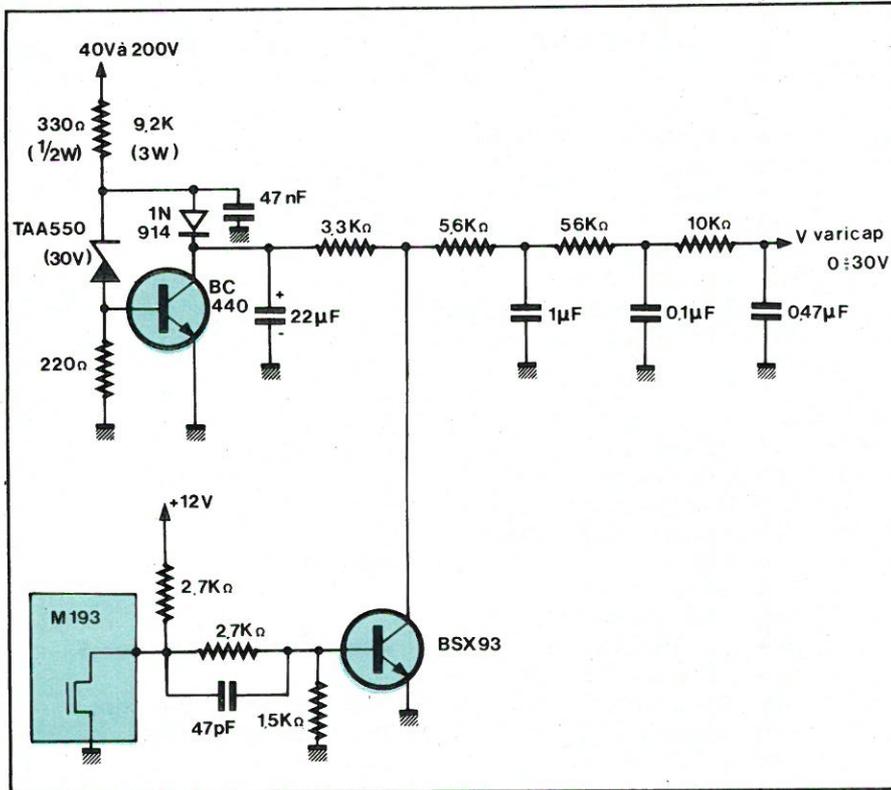


Fig. 3. - Un système simple donne une conversion précise. La dérive n'exécède pas  $\pm 0,5 \text{ mV}/^\circ\text{C}$ .

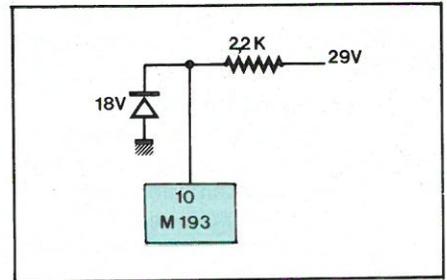


Fig. 4. - ce circuit simple évite que  $V_{DD1}$  n'arrive avant  $V_{DD2}$ .

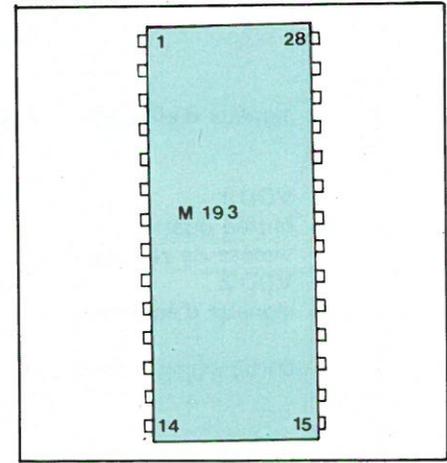


Fig. 5. - Brochage du M 193.

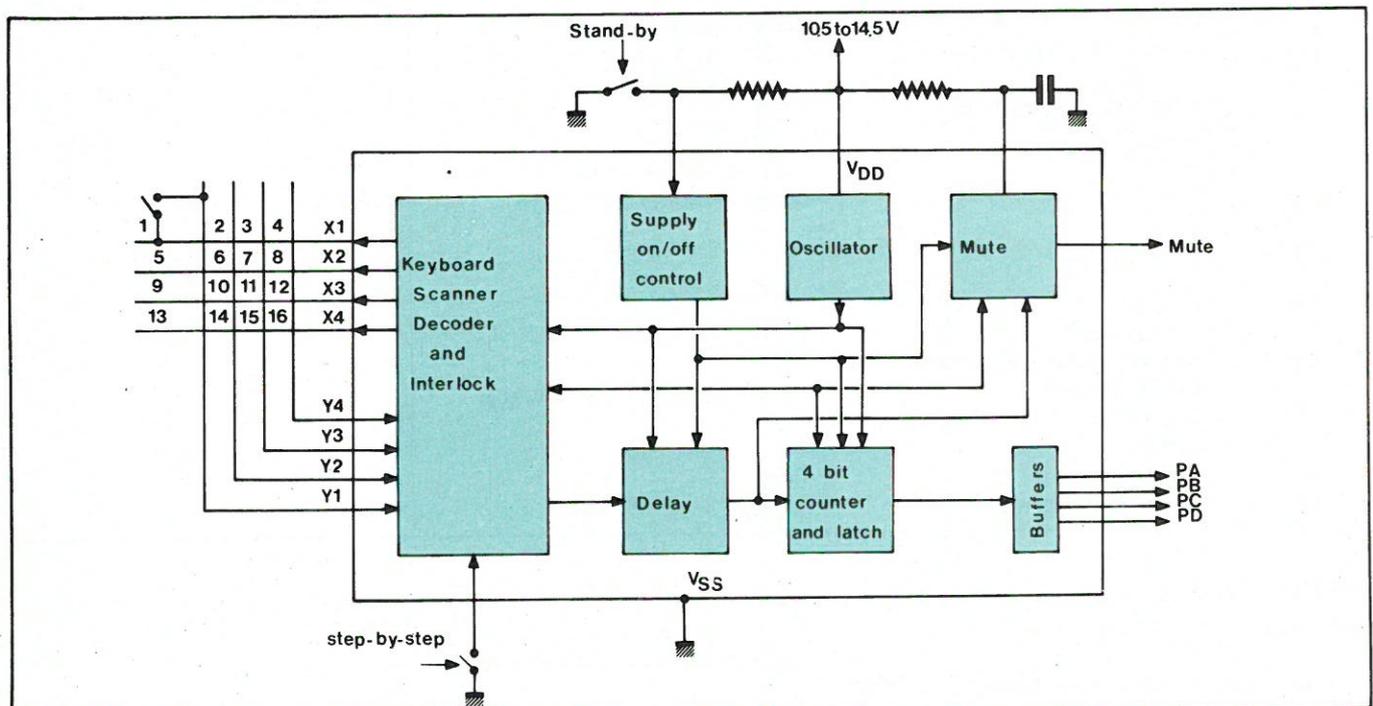


Fig. 6. - Le M 190, encodeur de clavier.

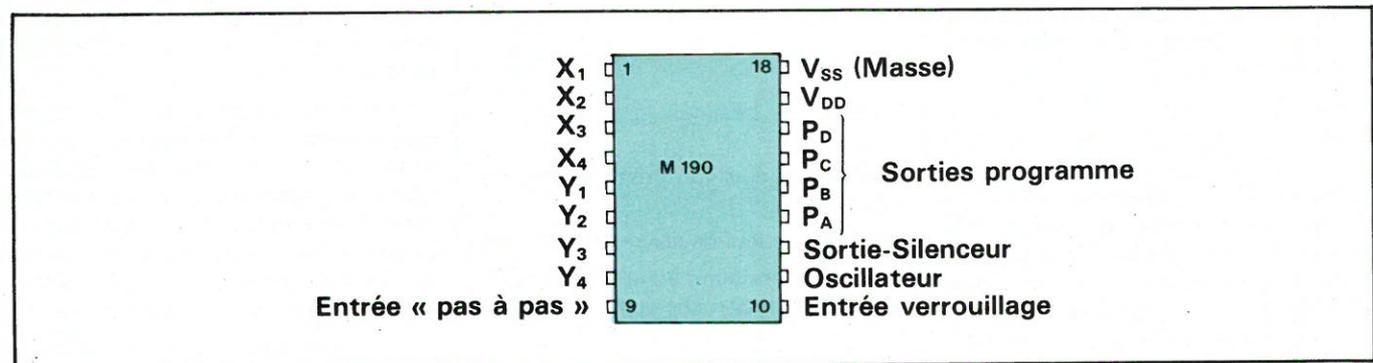


Fig. 7. - Brochage du M 190.

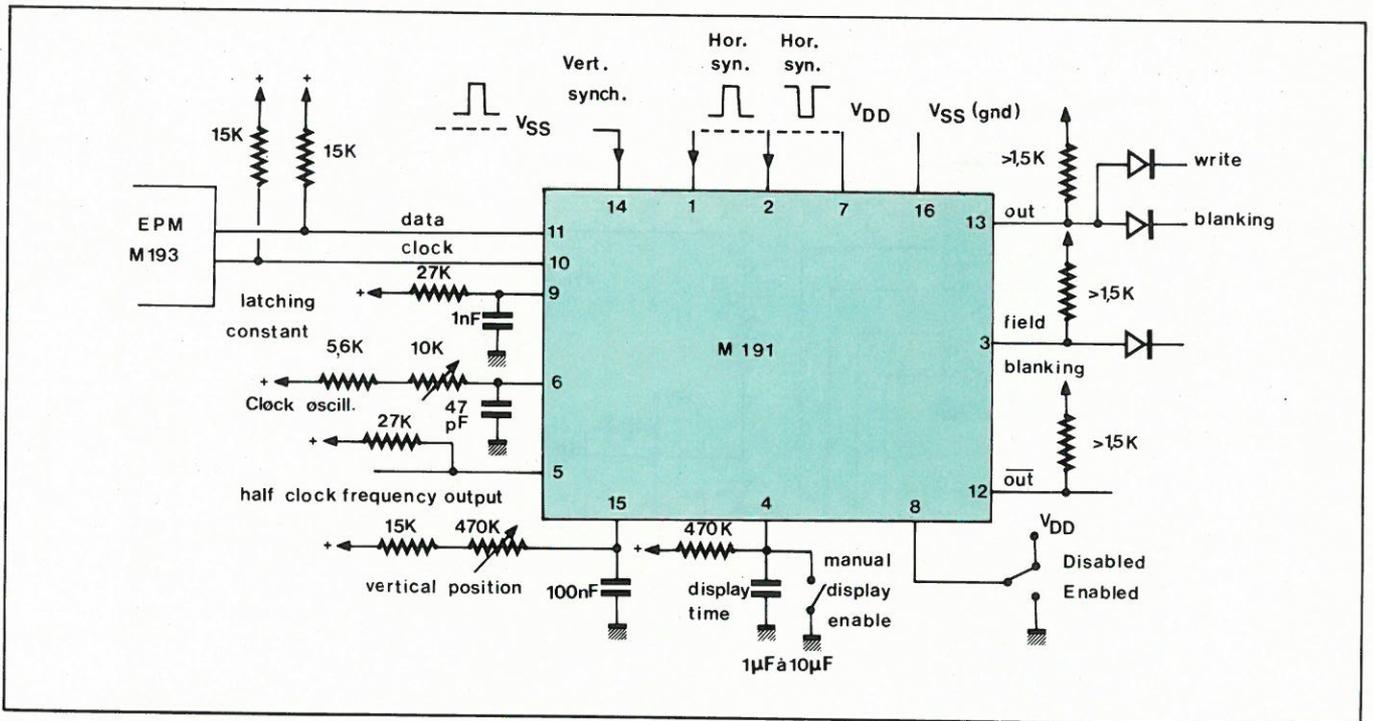


Fig. 8. - Brochage et principes généraux du M 191.

l'existence d'un contact. Dans le cas où plus d'une touche serait enfoncée, la détection de plus d'un contact selon une colonne inhibe l'encodage, ainsi les fausses manœuvres associées sont sans effet.

A la mise sous tension, le programme désigné par 0000 en sortie est automatiquement sélectionné. On évite ainsi un choix erratique lors des commutations de mise en marche.

On remarque un 17<sup>e</sup> bouton poussoir destiné à générer un changement de programme par incrémentation. Cette possibilité est utile dans le cas de télécommande et reste applicable manuellement.

Un 18<sup>e</sup> contact permet un verrouillage sur la station sélectionnée qui demeure jusqu'à l'extinction de l'alimentation. Si la fonction n'est pas employée, il convient de relier la sortie 10 à V<sub>DD</sub>.

Un signal de commande de silence est disponible sur la broche 12, la commande est active quand le programme est en phase de changement et à la mise sous tension. La figure illustre le faible encombrement d'une réalisation qui comporte le décodeur d'afficheur et l'encodeur de clavier.

Les signaux de sortie sont entièrement compatibles avec le M 193 ainsi qu'avec les H 770, H 771, H 772, H 773 réalisant une fonction de commutateur analogique en technologie haute immunité au bruit.

## Présentation

Le M 190 est disponible dans un boîtier 18 broches D.I.L. (fig. 7).

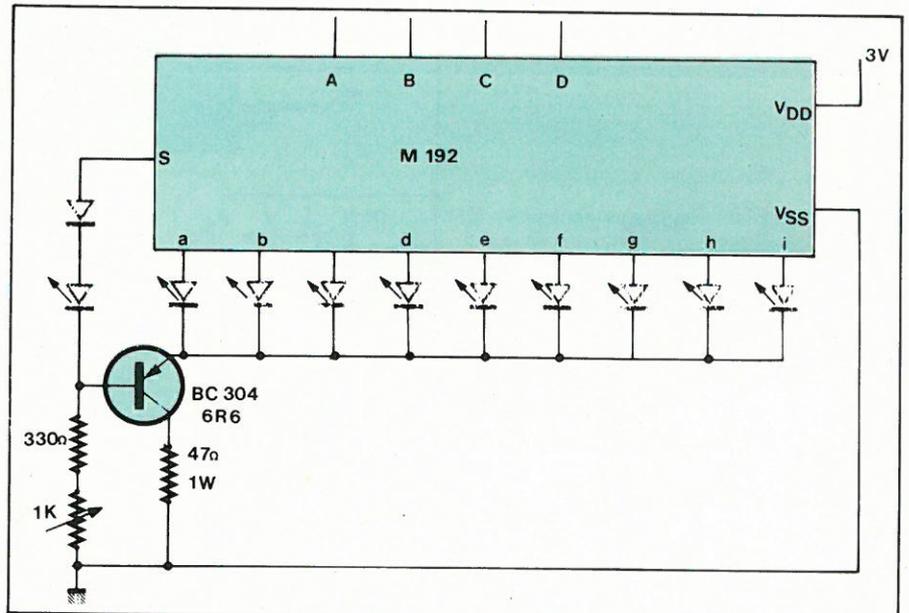


Fig. 9. - Système de régulation à courant constant utilisant le M 192 (possible lorsque S n'est pas utilisé).

Le générateur d'échelle de réglage et d'indicateur de bande sur écran de télévision M 191.

## Principe

Ce circuit applicable en télévision permet de visualiser une échelle de réglage mesurant la tension d'accord varicap selon 128 cas. L'affichage de 1 à 4 rectangles supplémentaires permet d'indiquer la bande sélectionnée.

Le circuit fonctionne en coopération avec le M 193 qui fournit l'information de tension de gamme sélectionnée sous forme d'information digitale série.

Les 7 bits les plus significatifs de la tension d'accord sont seuls pris en

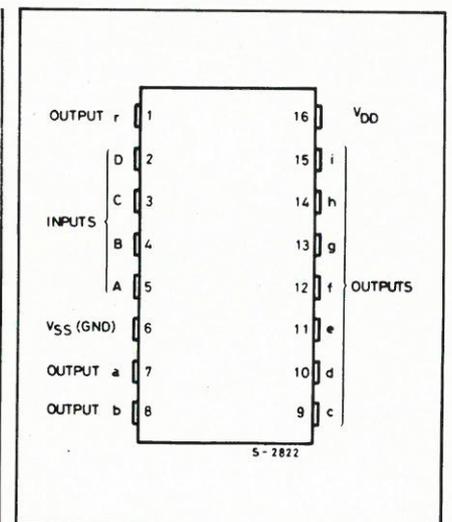


Fig. 10. - Brochage du M 192.

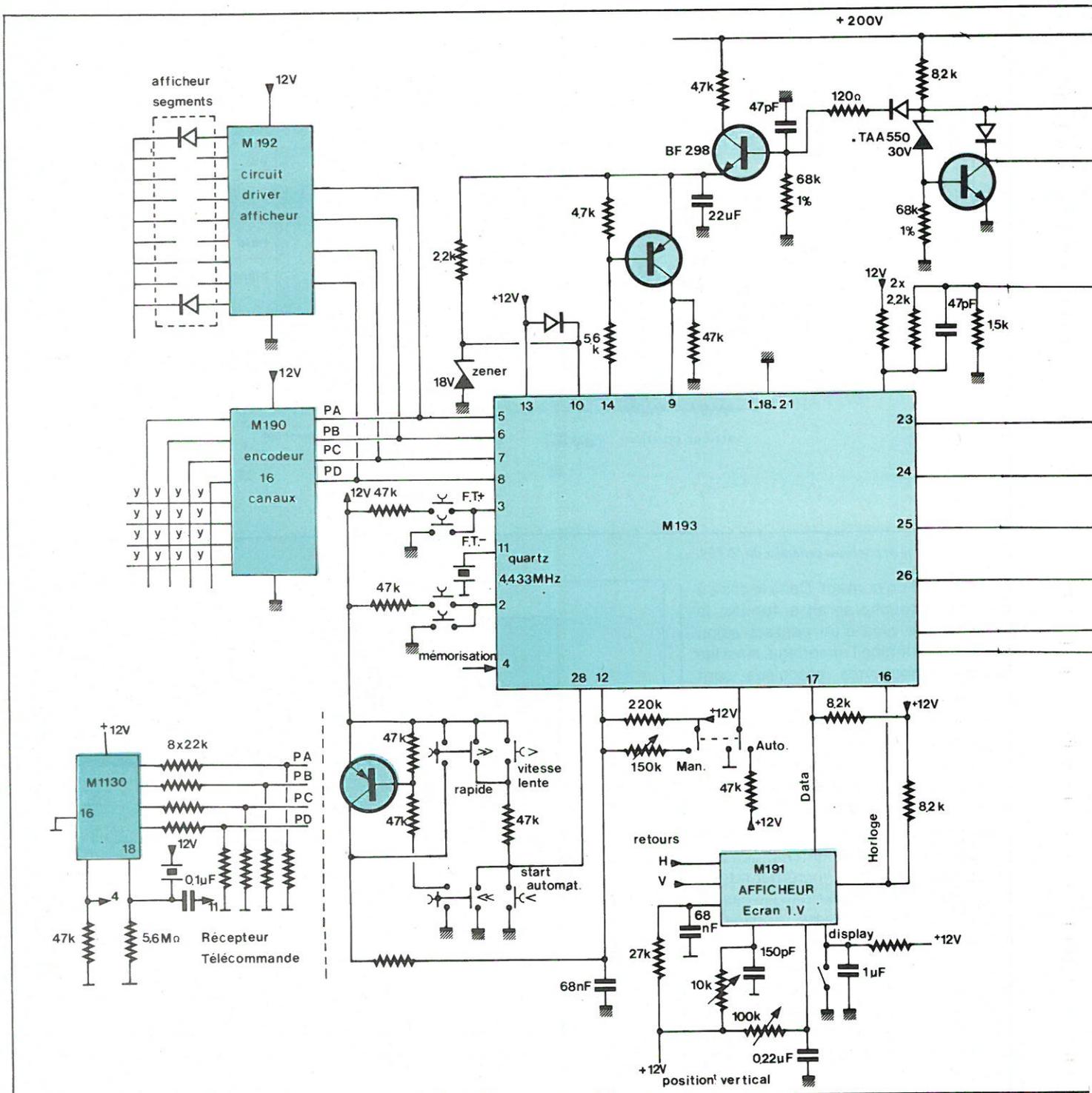


Fig. 11. - Système complet pour télévision permettant la recherche automatique ou manuelle.

compte pour donner 128 cas possibles. La visualisation est automatique quand le M 193 est en mode recherche de station. Le schéma de principe est donné à la figure.

### Présentation

Le boîtier est un 18 broches D.I.L. (fig. 8).

## Le décodeur 7 segments 1 1/2 digits et commande d'afficheurs M 192

### Principe

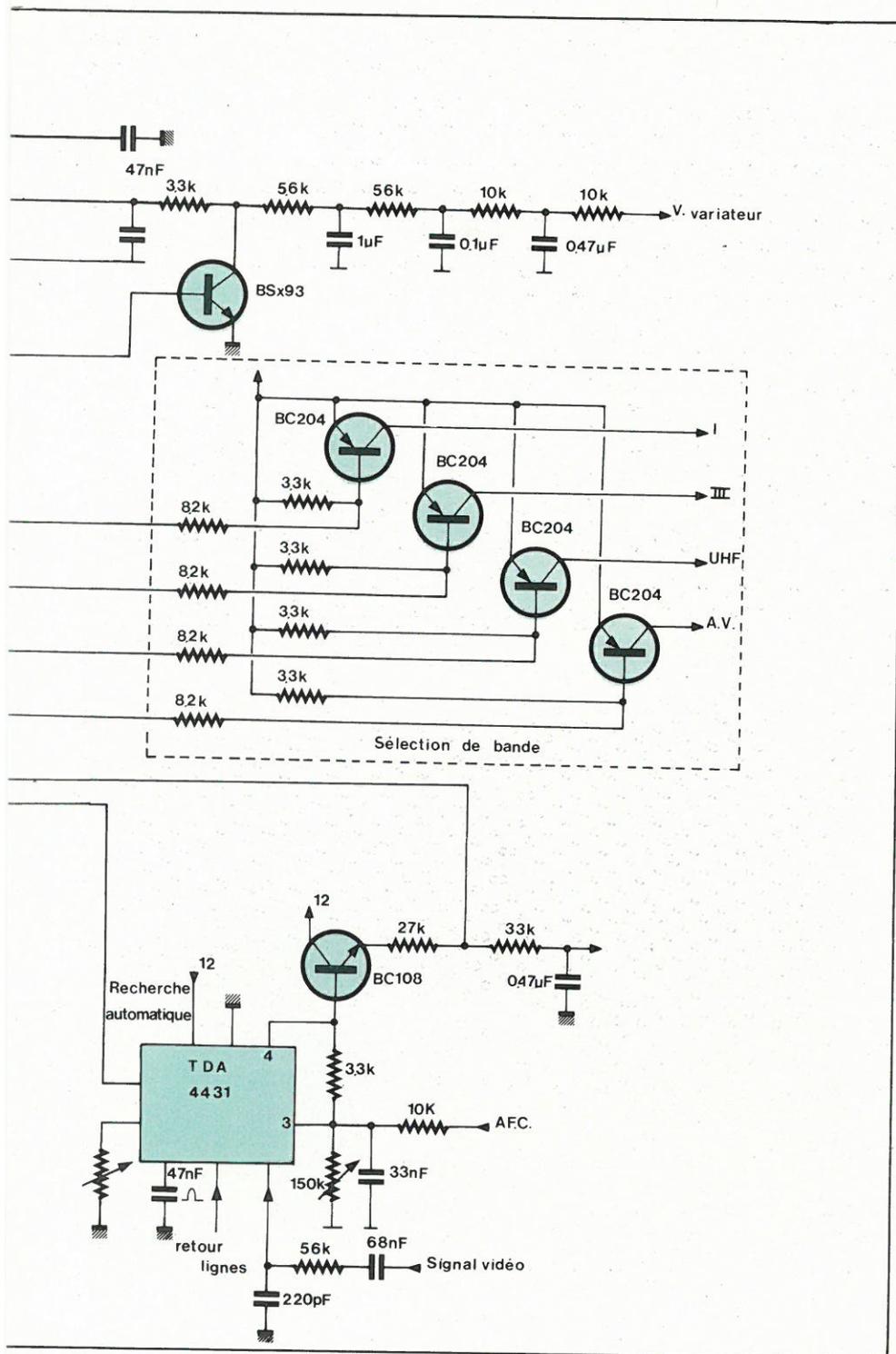
Ce circuit est destiné à la commande de diodes L.E.D. constituant un afficheur sept segments qui comprend deux digits dont le plus significatif est L ou O.

L'afficheur doit être de type cathode commune.

Une sortie supplémentaire permet d'indiquer que le système est verrouillé. Cette sortie notée « s » peut également servir à réguler le courant de commande des L.E.D. (fig. 9).

La table de vérité est telle que le code 0000 donne l'affichage I du premier programme et diffère donc d'une unité de l'affichage classique.

Les deux modes de commande sont mentionnés sur la figure.



## Présentation

Le boîtier comporte 16 broches D.I.L. (fig. 10).

## Applications

Système d'accord complet pour téléviseur (fig. 11)

Le système fait appel à l'ensemble

du kit qui vient d'être décrit. Le TDA 4431 est un circuit de contrôle automatique de fréquence qui donne l'accord exact sur la station et le maintien malgré les dérives. Ce circuit nécessite une courbe de détection en « s » c'est-à-dire une tension qui est nulle à l'accord et qui change de signe de part et d'autre du 0.

Le M 1130 est un récepteur de télécommande facultatif entièrement compatible. Le TAA 550 est un stabilisateur 32 V.

## Système pour la radio

L'ensemble est simplifié (fig. 12) à l'exception du convertisseur de tension continue qui est filtré par un système actif passe-bas. Les phénomènes de bruits résiduels sont en effet plus sensibles dans cette application.

Le TDA 4431 permet la recherche automatique en FM seulement, les autres émissions ne donnant pas ici une courbe en « s ».

La figure 12 montre une réalisation concrète.

## Conclusions

Le grand nombre de fonctions disponibles permet d'envisager le M 193 dans une variété d'applications mettant en jeux des systèmes asservis ou non. La disponibilité d'information digitale en mode série destiné à la visualisation de l'échelle de réglage permet d'envisager des systèmes à microprocesseurs. La mémorisation de tensions continues, présente un caractère très général la non volatilité ouvre des horizons nouveaux dans le traitement et la conservation d'informations.

Parmi ces possibilités citons :

- Alimentation programmable
- Système de test
- Séquenceur à 4 voies
- Générateurs programmables par tensions
- Contrôle de processus cycliques
- Cumulateur de durée de fonctionnement
- Contrôle de consommation d'énergie.

S. Libeski

## Bibliographie

Notes d'applications SGS ATES suivantes :

- DN 303 Electronic programme memory system for TV sets.
- DN 304 Non volatil memory technology.
- DN 321 Electronic programme memory for radio sets.
- DN 322 Electronic programme memory M 193 preliminary reliability report.

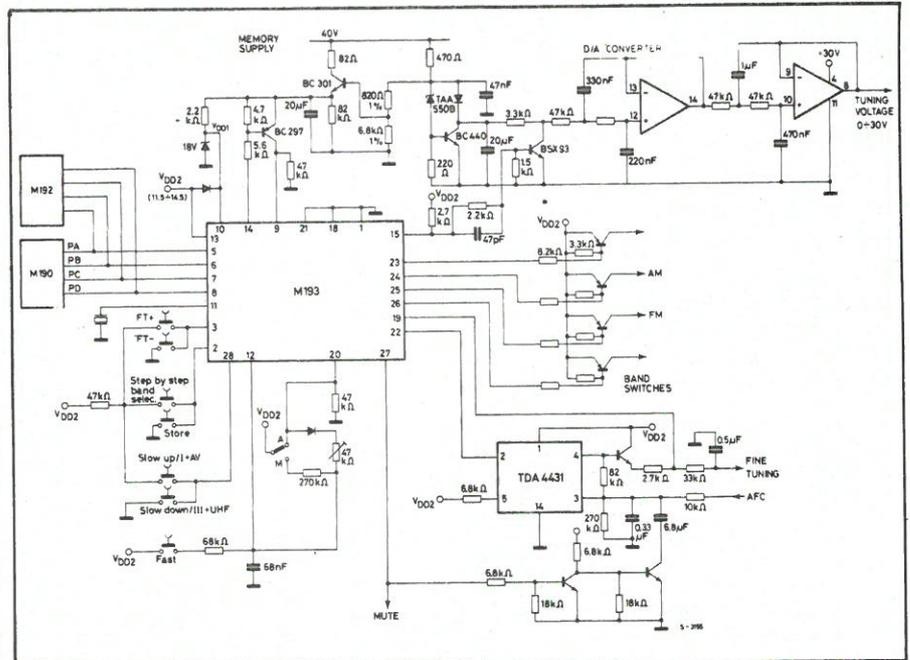
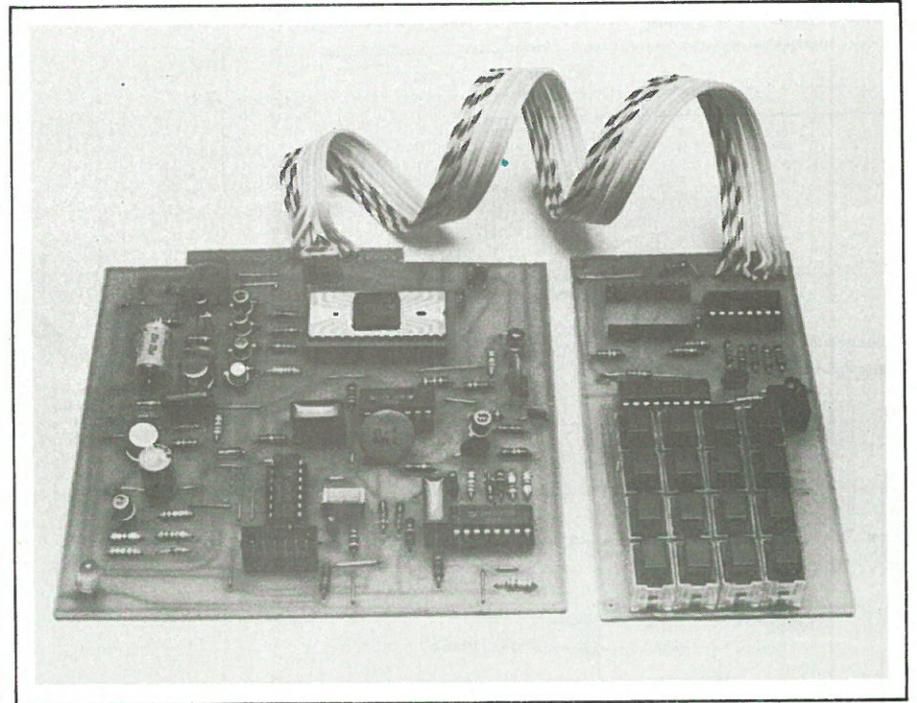


Fig. 12. - Accord complet pour récepteur radio. Pour pouvoir bénéficier de la recherche automatique en AM, il faudrait un détecteur de S non prévu ici.



Exemple de réalisation d'un récepteur radio à quatre gammes et seize présélections utilisant la famille E.P.M.

Si en exploration fonctionnelle, deux techniques sont particulièrement connues, l'électroencéphalographie (E.E.G.) et l'électrocardiographie (E.C.G.), il en existe une troisième, l'électromyographie (E.M.G.), dont l'objectif est le recueil et le traitement des signaux myoélectriques qui prennent naissance dans les muscles striés lors du processus d'excitation précédant un effort (contraction mécanique). Nous nous attachons dans cet article à présenter les méthodes d'analyse automatique temporelle des signaux recueillis lors d'une faible contraction volontaire (par opposition aux signaux recueillis à la suite d'un artéfact externe, ou potentiels évoqués dont le traitement fait appel à d'autres techniques).

# Analyse automatique temporelle en électromyographie

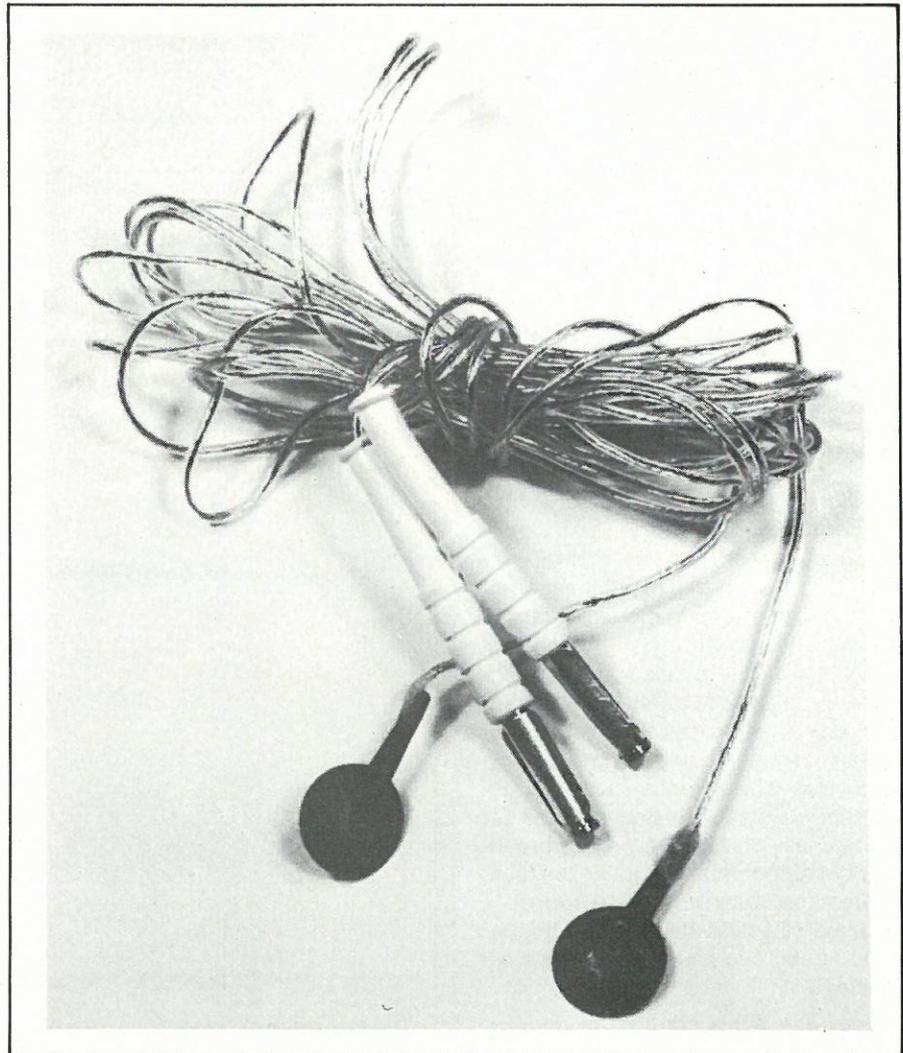


Fig. 1. - Electrode de surface en forme de cupule.

## L'électromyographie

Le signal peut être recueilli par électrode de surface (fig. 1 – Exemple d'électromyogramme de surface fig. 2) ou électrode aiguille (fig. 3 – Exemple d'électromyogramme intramusculaire fig. 4). Il est constitué de l'ensemble des signaux ou potentiels d'action, résultant de l'activation des fibres musculaires. Ces fibres sont organisées fonctionnellement en sous groupes, les unités motrices. Celles-ci sont constituées d'un neurone moteur dont le corps cellulaire est situé dans la corne antérieure de la moëlle. L'axone de ce neurone se prolonge jusqu'au muscle où il se ramifie ; chaque branche terminale innervant une fibre à travers la plaque motrice (ou jonction neuromusculaire) (fig. 5). A partir de ce point d'innervation, les potentiels d'action se propagent dans

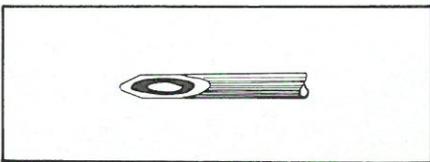
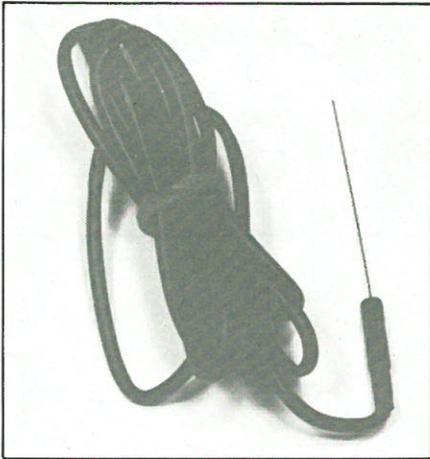


Fig. 3. – a) b) Electrode aiguille.

les deux directions le long de la fibre musculaire. La dispersion dans l'espace des fibres d'une même unité motrice (mais aussi des plaques motrices) provoque une dispersion, dans le temps, des potentiels d'action, à laquelle s'ajoutent les influences de vitesse de propagation des signaux dans chaque fibre (fig. 6). C'est la sommation complexe de ces signaux, correspondant au potentiel d'unité motrice qui est le principal objectif des recherches cliniques en électromyographie. Cependant de nouvelles techniques permettent d'atteindre le potentiel d'action de la fibre unique : nous ne les évoquerons pas dans cet article.

Pour une faible contraction musculaire, seuls quelques potentiels d'unités motrices sont recueillis, aisément iden-

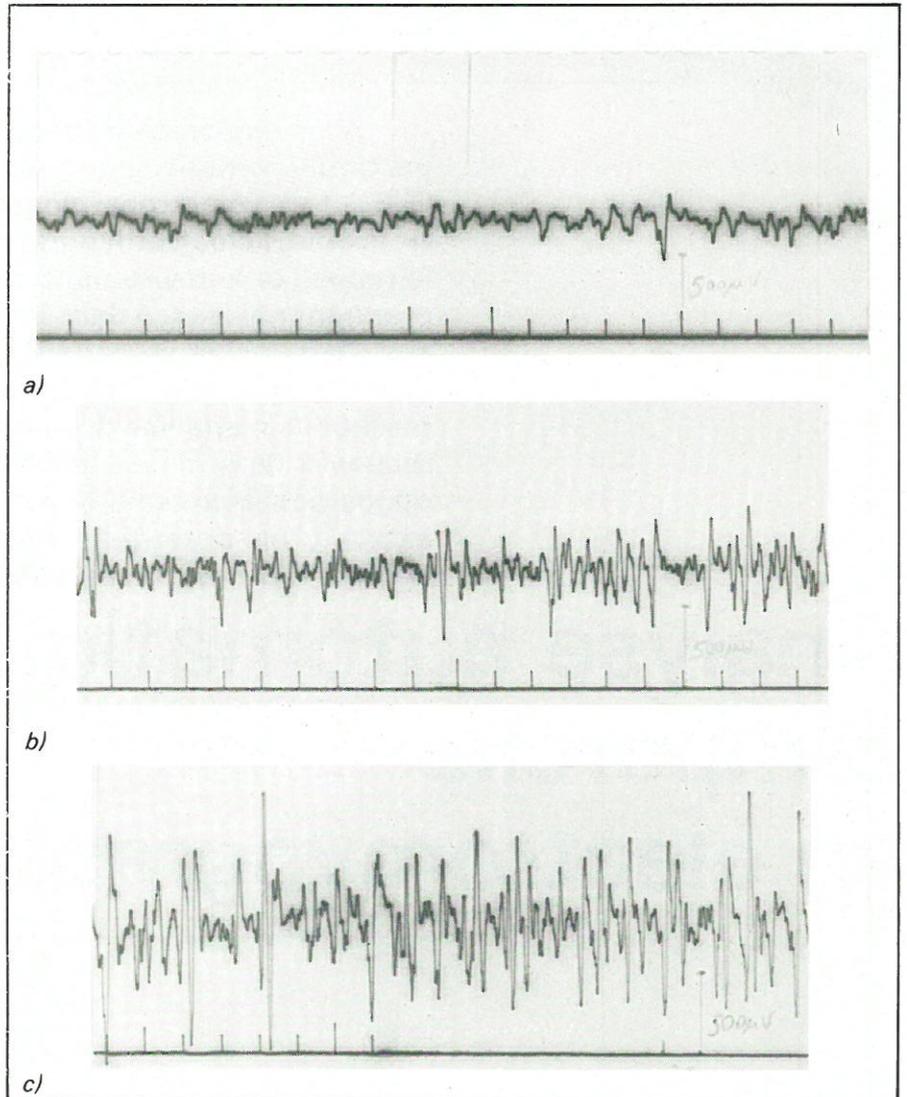


Fig. 2. – Electromyogramme de surface, normal, de l'extenseur commun des doigts.  
 a) Contraction faible (échelle 20 ms – 500 µV)

b) Contraction moyenne (échelle 20 ms – 500 µV)  
 c) Contraction forte (échelle 20 ms – 500 µV)

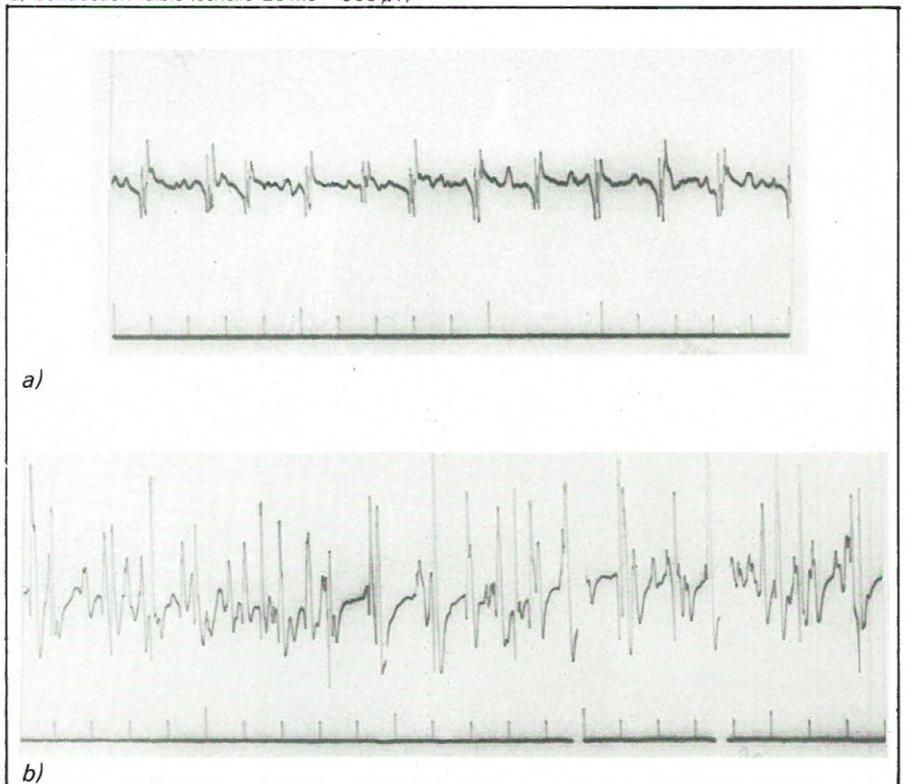


Fig. 4. – Electromyogramme intramusculaire, du jambier antérieur droit

a) Neurogène (échelle 20 ms)  
 b) Normal (contraction moyenne) (échelle 20 ms)

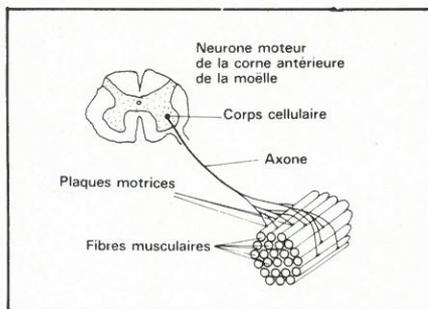


Fig. 5. - Représentation d'une unité motrice

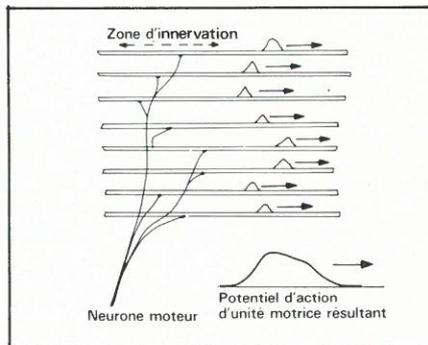


Fig. 6. - Dispersions spatiales et temporelles des potentiels d'action

tifiables et répétitifs. Lorsque l'intensité de la contraction augmente (recrutement temporel) et de nouvelles unités motrices sont activées (recrutement spatial). La superposition des potentiels d'action rend plus difficile l'analyse temporelle. Il reste néanmoins que le signal peut toujours être analysé par les méthodes usuelles d'analyse fréquentielle.

## Les méthodes d'analyse

L'objectif de la méthode d'analyse développée par MAGORA (1977) est la relation entre la durée et le degré de superposition de la spike (partie positive du signal E.M.G. entre deux passages par zéro successifs). Ainsi MAGORA considère que l'aspect décheté de la spike reflète la superposition des différents potentiels d'action d'unités motrices activées.

Il constate, pour un muscle myopathique, un accroissement du degré de superposition et une durée légèrement plus faible de la spike. Par contre, dans le cas d'une atrophie neurogène le degré de superposition est moindre et la durée moyenne de la spike sensiblement identique au cas normal.

LANG (1971) utilise la technique de moyennage des potentiels d'action d'unités motrices. Cette méthode donne un aspect de la distribution spatiale moyenne des potentiels d'action dans un muscle. Le signal E.M.G. attaque un discriminateur qui déclenche le dispositif de moyennage lorsqu'après dépassement d'un seuil, l'amplitude maximum est détectée. Une ligne à

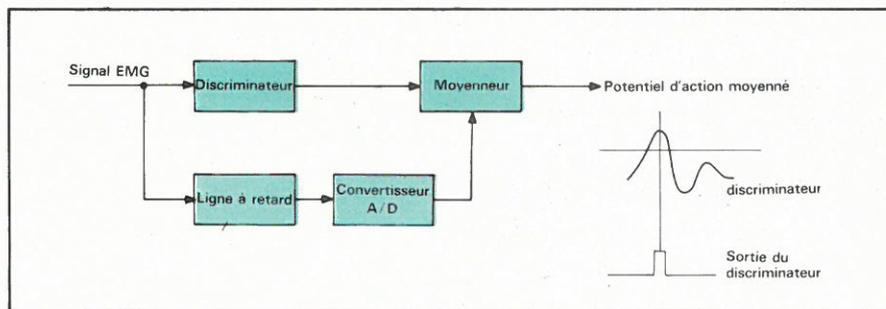


Fig. 7. - Méthode de Lang (1971).

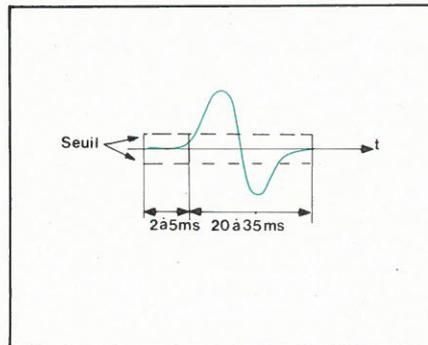


Fig. 9. - Isolation d'un potentiel d'action

retard permet d'enregistrer une partie du signal avant ce maximum. Le moyennage s'effectue sur 400 signaux d'une durée de 10 ms (fig. 7).

Les méthodes conventionnelles ont été élaborées au moyen d'un mini-ordinateur selon le schéma de principe (fig. 8). Le signal E.M.G. après amplification passe à travers un filtre passe-haut de fréquence de coupure 20 Hz afin d'éliminer les changements de ligne de base et est ensuite échantillonné à une fréquence comprise entre 5 kHz et 25 kHz. Après la conversion analogique-digitale le signal est analysé en quatre étapes fondamentales :

### 1. Isolation d'un potentiel d'action

Un seuil fixé de part et d'autre de la ligne zéro élimine les potentiels d'action de faible amplitude dus aux unités motrices lointaines et détermine le critère d'isolation d'un potentiel d'action. La durée du signal mémorisé diffère suivant les méthodes utilisées mais se répartit dans tous les cas en deux intervalles : le premier de 2 à 5 ms avant dépassement du seuil ; le second de 20 à 35 ms après dépassement de ce seuil (fig. 9).

Pendant toute cette phase, il est important que le gain de l'amplificateur avant la conversion analogique-digitale reste constant.

### 2. Identification d'un potentiel d'action d'unité motrice

Parmi les signaux isolés, il faut élimi-

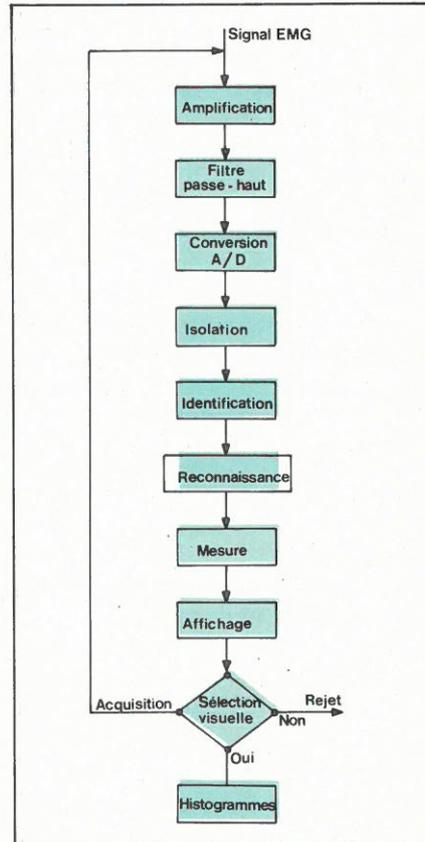


Fig. 8. - Schéma du principe de l'analyse automatique

ner tous les signaux dus à des interférences de dérivations ou résultant de la superposition de potentiels d'action d'unité motrice.

BERGMANS (1973) compare point par point un potentiel d'action isolé avec les potentiels d'action qui le suivent. Si, après cinq comparaisons, un potentiel d'action d'unité motrice n'a pas été identifié, un nouveau potentiel d'action sera isolé et ainsi de suite.

ARRIGO (1977) calcule le coefficient d'intercorrélation entre les différents potentiels d'actions isolés.

Un potentiel d'action d'unité motrice qui se répète d'une façon identique deux ou trois fois est considéré comme réel. Le potentiel d'action d'unité motrice ainsi défini est moyenné afin d'améliorer le rapport signal sur bruit.

### 3. Reconnaissance d'un potentiel d'action d'une unité motrice

Il est souhaitable que tous les poten-

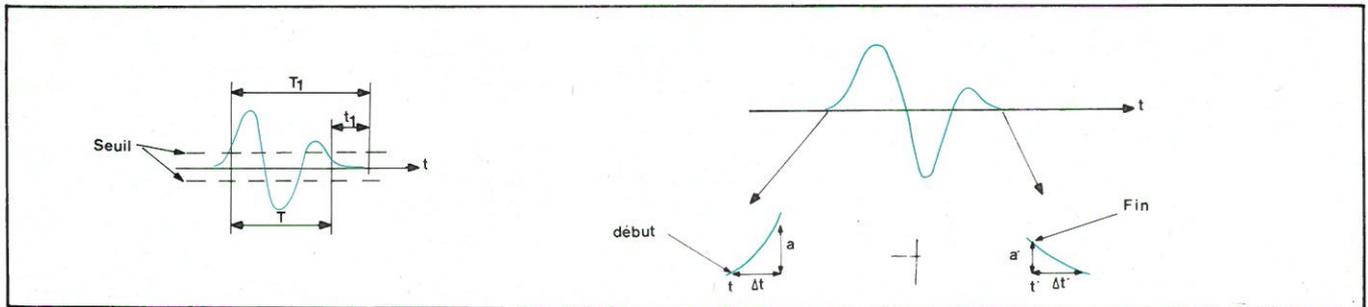


Fig. 10. - a) b) Mesure de la durée

tiels d'action, appartenant à la même unité motrice ne soient analysés qu'une seule fois. La tâche de reconnaissance peut être automatique en identifiant successivement les potentiels d'action d'unité motrice suivant une des méthodes précédentes ou une méthode visuelle (décrite par BERGMANS).

Ainsi, 100 potentiels d'action d'unités motrices différentes peuvent être analysés en moins d'une heure.

#### 4. Mesure des paramètres

Trois paramètres essentiels définissent le potentiel d'action d'unité motrice.

##### a) Amplitude

Elle correspond à l'amplitude crête à crête du potentiel d'action.

##### b) Durée

La détermination du début et de la fin du potentiel d'action n'est pas évidente. Cependant, deux méthodes semblent s'imposer :

La première consiste à faire une discrimination d'amplitude avec un seuil inférieur au seuil d'isolation. Le début du potentiel d'action correspond au premier dépassement du seuil et la fin du potentiel d'action est déterminée lorsqu'il retourne et reste en dessous de ce seuil pendant une certaine durée (fig. 10-a). Dans ce cas, la durée a pour expression :

$$T = T_1 - t_1$$

La deuxième méthode consistant à calculer la pente du potentiel d'action aux instants  $t$  et  $t'$  est décrite (fig. 10-b).

Soient  $V(t)$  et  $V(t')$  les amplitudes du potentiel d'action aux instants  $t$  et  $t'$ .

$$\text{Si } |V(t) - V(t + \Delta t)| > a,$$

début du potentiel d'action au temps  $t$

$$\text{Si } |V(t') - V(t' + \Delta t')| < a',$$

fin du potentiel d'action au temps  $t'$

##### c) Nombre de phases

La définition du nombre de phases est assez ambiguë. Elle correspond soit au nombre de passages par zéro, soit au nombre de déflexions excédant une amplitude donnée (environ 10% de l'amplitude du potentiel d'action). Cette dernière définition de KOPEC

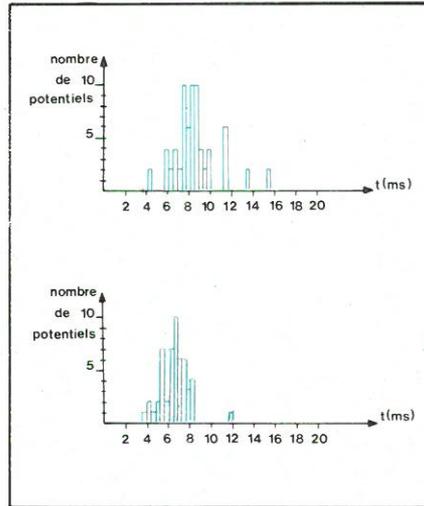


Fig. 11. - a) Histogramme de durée d'un muscle normal : deltoïde  
b) Histogramme de durée d'une atrophie neurogène : muscle deltoïde

#### Bibliographie

A. MAGORA, M.D. and B. GONEN : Computer analysis of the relation between duration and degree of superposition of electromyographic spikes, *Electromyogr. clin. Neurophysiol.* (1977).

A.H. LANG, P. NURKKANEN and K.M. VAAHTORANTA : Automatic sampling and averaging of electromyographic unit potentials, *Electroenceph. Clin. Neurophysiol.* (1971).

J. BERGMANS : Computer assisted measurement of the parameters of single motor unit potentials in human electromyography, *New developments in Electromyogr. and Clin. Neurophysiol.* (1973).

R.G. LEE and D.G. WHITE : Computer analysis of motor unit action potentials in routine clinical electromyography, *New developments in Electromyogr. and Clin. Neurophysiol.* (1973)

ARRIGO, A. MOGLIA, G. SANDRINI, C. CINQUINI et V. TAGLIETTI : Analyse automatique des potentiels d'unité motrice. *Rev. E.E.G. Neurophysiol.* (1977).

J. KIPEC and J. HAUSMANOWA-PETRUSEWICZ : On line computer application in clinical quantitative electromyography, *Electromyogr. Clin. Neurophysiol.* (1976).

(1976) semble mieux caractériser les potentiels d'action polyphasiques.

##### d) Sortie de l'information

Les trois paramètres sont traduits sous forme d'histogramme en fonction du nombre de potentiels d'action (fig. 11), et une valeur moyenne par histogramme est calculée. Certains auteurs ajoutent aux paramètres étudiés la polarité de la première phase.

KOPEC préfère à l'étape d'identification-reconnaissance une technique d'enregistrement qui lui permet de recueillir directement des potentiels d'action uniques afin de diminuer le temps d'analyse et augmenter le nombre de potentiels d'actions d'unités motrices analysés (1 024 en 16 points de muscle).

Il constate, pour un muscle myopathique, que la durée moyenne des potentiels d'action uniques est réduite de 5 à 8 ms et l'amplitude de près de la moitié par rapport au cas normal. Et, pour un muscle atteint d'une atrophie neurogène, la durée moyenne est accrue de 14 à 25 ms et l'amplitude moyenne beaucoup plus élevée. Cependant, la distinction entre les lésions des nerfs périphériques des maladies des cellules de la corne antérieure de la moëlle ne lui semble pas possible. Seule, la forme des histogrammes lui apporte des renseignements complémentaires.

#### Conclusion

Les récents progrès technologiques, en particulier, l'avènement des microprocesseurs et des micro-ordinateurs permettent d'espérer par leur modularité et leur coût une généralisation des moyens d'analyse automatique en recherche clinique, qui compléterait l'analyse visuelle pratiquée aujourd'hui encore. D'autre part, les méthodes modernes de traitement du signal doivent rapprocher les deux domaines d'analyse temporelle et d'analyse fréquentielle, l'un limité aux contractions faibles, l'autre aux moyennes et fortes contractions. Des connaissances supplémentaires, sur les fréquences de répétition et leur variabilité, sur l'éventuelle synchronisation des unités motrices, seront alors à notre portée.

B. Rouvrais et J.L. Coatrieux  
Université de Rennes

Dans le précédent article nous avons exposé comment devait être conduite l'opération de soudure des composants après conditionnement convenable des surfaces à réunir. Cependant, ce conditionnement exige l'interposition de substances chimiques incompatibles avec un bon fonctionnement ultérieur de la platine. Il faut donc la nettoyer, et ce n'est pas une opération simple.

# Le circuit imprimé : le traitement chimique des circuits, le nettoyage.

## L'élimination du flux

Tout électronicien a pu constater au cours de ses travaux combien il est difficile de faire disparaître les souillures résiduelles après mise en place des composants.

L'emploi des soudures en fil provoque déjà l'apparition d'un dépôt local contenant toutes sortes de particules nocives génératrices de défauts immédiats et évolutifs. Avec les solvants courants : alcools, trichlo, cétones, etc. on ne peut se débarrasser complètement de ces dépôts secondaires, tout au moins en application directe. Même en ayant recours à des conditionnements du produit solvant par chauffage, friction ou brossage, les résultats obtenus sont rarement satisfaisants. Le métal reste presque toujours recouvert d'un film adhésif non siccatif. Dans le temps, le comportement de la platine va se modifier et même « claquer » à certains endroits délicats.

Après la soudure, un résidu complexe, consécutif à la phase thermique du soudage se dépose un peu partout sur le circuit et sa composition comporte : de la résine oxydée, des abiétates métalliques (réaction résine - cuivre - étain et plomb) ainsi que certaines halides métalliques résultant de la réaction cuivre/étain avec « l'actif » du flux. Aucun de ces éléments n'est soluble dans le même liquide. Par exemple le chlorure cuivrique est soluble dans l'eau et les alcools alors que le chlorure cuivreux ( $\text{Cu Cl}$ ) est soluble dans un mélange d'eau et d'alcool isopropylique.

Le processus de la soudure crée une réaction et entraîne aussi la production

de chlorures stanneux et stannique ( $\text{Sn Cl}_2$  et  $\text{Sn Cl}_4$ ) de telle sorte que le résidu peut contenir trois sortes de composés, de cuivre, d'étain et de plomb, accompagnés de colophane pyrolysée ou polymérisée, en donnant des polyacides. On trouve également des traces d'huile de couverture du bain de soudure.

Les composés du cuivre, notamment les halogénures sont ionisables donc solubles dans l'eau, alors que les sels organiques sont faiblement ionisables. Les huiles ne sont pratiquement pas ionisables et insolubles dans l'eau, ce qui semble évident.

## Les solvants composés

On doit donc, dans un premier temps, procéder à des mélanges susceptibles de solvater tous les éléments du résidu, sans laisser sur le métal, ou le composant déjà en place, de substance corrosive ni réactive immédiatement ou à terme, sous l'influence de l'environnement ou des paramètres d'emploi (échauffement en particulier).

Par ailleurs, pour respecter la législation, ou tout simplement l'environnement, il est indispensable de faire usage d'un produit facilement dégradable avant son rejet à l'égout ou vers un quelconque émissaire reconnu et autorisé.

A l'origine, le nettoyage des platines s'effectuait sous vapeurs de solvants chlorés tels que le trichloréthylène ( $\text{CH Cl}_3$ ) ou le perchloréthylène ( $\text{C Cl}_2$ ) qui ne présentent aucun danger d'explosion mais sont toxiques. Notons, en passant, que le fait de fumer à proximité des vapeurs de tri-

chlo risque de provoquer la formation du « phosgène » qui est un gaz mortel (CIC ClO). Le même risque peut être provoqué par le tétrachlorure de carbone (C Cl<sub>4</sub>).

La plupart des solvants chlorés sont ininflammables et solubles dans l'eau ce qui permet de les récupérer facilement. Toutefois, ce sont des substances à faible polarité ce qui les limite à l'action sur les graisses.

Pour accroître l'action de nettoyage sur les substances ionisables on est amené à faire usage de solvants des types eau ou alcools. Ils ont une réaction légèrement acide.

Les grands producteurs de produits chimiques Du Pont, I.C.I. et Rhône-Poulenc, proposent des agents de nettoyage pratiquement universels, chlorofluorés, que l'on peut employer purs ou en mélanges azéotropiques (1) avec un alcool. Chez Du Pont, ce sont les produits référencés sous la marque « Fréon », I.C.I. propose les « Arkclone » et Rhône-Poulenc, les « Flugène ».

Beaucoup de formules de ces produits, quelquefois voisines, car de nombreux grades sont proposés, ont chacune une particularité caractéristique fonction de la concentration d'un produit appelé le Fluorocarbène 113 (ou F 113) et dont la formule exacte est la suivante : 1,1,2 - trichloro- 1,2,2 - trifluoroéthane (CF Cl<sub>2</sub> - CF<sub>2</sub> Cl). C'est un élément chimique stable, à froid comme à chaud et qui ne présente aucun risque d'inflammabilité ou d'explosion.

Les produits proposés sous les marques précitées n'attaquent pratiquement pas les métaux ni les polymères employés en électronique et en électrotechnique. Toutefois, leur emploi pur ne donne pas toujours complète satisfaction, ce qui amène chacun des producteurs à composer des mélanges binaires ou ternaires du produit de base, avec des alcools ou des composés nitrés tels que le nitrométhane (CH<sub>3</sub> NO<sub>2</sub>).

Partant du même solvant, Alpha a mis au point un composé azéotrope légèrement différent, le « Reliasolv 1001 » qui contient 30 % de solvants polaires. Pour le cas particulier des circuits hybrides qui ne comportent pas de composants enrobés en plastique, cette firme conseille l'immersion dans un hydrocarbure chloré, beaucoup plus agressif, sous la référence 564. Une autre solution efficace à chaud (70 °C) porte la référence 2001. Elle peut être diluée à l'eau et mélangée à la 564.

(1) Rappelons que l'azéotropie est la propriété que possède un mélange de se vaporiser à température constante pour une composition déterminée.

## Le nettoyage à l'eau

De plus en plus, pour de nombreuses raisons parmi lesquelles la recherche du recyclage des eaux de lavage, les fabricants mettent sur le marché des produits solubles dans l'eau. Dans le domaine des émulsions sensibles et notamment celles destinées à la protection au cours des opérations de soudage, on trouve aussi des soldermask ayant cette propriété. La tendance atteint maintenant les flux dégradables en milieu aqueux ce qui simplifie l'épuration des effluents avant leur rejet.

Grâce à cette nouvelle technologie l'opération de nettoyage final s'effectue en ligne (in line cleaner) et même en circuit fermé avec recyclage de l'agent solvant. Le 2003 de Alpha est de ce type et s'emploie en solution, entre 3 et 10 %, dans l'eau.

Les produits de nettoyage dits aqueux sont en fait des détergents un peu semblables à ceux dont il est fait usage dans les machines à laver. Ils sont surtout alcalins, faciles à fabriquer, indépendants des approvisionnements pétroliers et ne compromettent ni la sécurité, ni le respect de l'environnement.

## Méthodes et matériels

Quelle que soit la nature et la méthode de mise en œuvre des produits, il importe de considérer avant tout, l'hétérogénéité d'une platine équipée de ses composants.

Les composants (semi-conducteurs, résistances, capacités, inductances) fixés sur la platine sont évidemment sélectionnés en fonction des divers traitements qu'ils vont subir mais, malgré tout le soin apporté à leur fabrication, ils ne sont pas, a priori, destinés à être immergés, aspergés sous pression ou soumis à la vapeur solvante. Ils ne sont pas non plus tous insensibles à certaines contraintes mécaniques telles que les ultrasons.

Selon le type des résidus à éliminer et l'importance des séries à traiter on peut nettoyer :

- 1) à froid, par trempage, aspersion, brossage ou essuyage
- 2) au solvant bouillant
- 3) sous agitation ultrasonique.

On peut disposer l'un quelconque des procédés, soit en ligne à la cadence de sortie de la chaîne, soit en lots indépendants.

Le nettoyage à froid est relativement économique du point de vue matériel mais consomme plus de solvant pour une opération donnée. Sous certaines conditions, à l'abri de l'air, le produit mélangé à l'eau de rinçage peut être facilement récupéré par distillation. Ce mode de travail laisse une grande latitude dans la fixation de la durée du traitement, surtout s'il s'agit de compositions fluorocarbonées.

Afin de diminuer le temps opératoire et d'accroître l'efficacité, on peut travailler en immersion de solvant bouillant. L'ébullition des solvants classiques étant atteinte entre 40 et 50°, on peut limiter le trempé à un très court laps de temps afin de respecter les composants trop sensibles aux chocs thermiques. Un refroidissement rapide, suivi d'un rinçage est alors nécessaire.

Les fournisseurs de solvants à base de F 113 (ou similaire) préconisent le nettoyage au cours d'un acheminement dans deux ou trois cuves remplies de produit en ébullition. Le schéma de la figure 1 montre le dispositif conseillé par I.C.I. pour nettoyage à l'Arkclone.

Un bac à trois compartiments est équipé d'un serpentin, parcouru par de l'eau froide, à sa partie supérieure. Chacun des trois compartiments contenant du solvant, comporte un élément chauffant à température constante et réglable.

Les platines sortant du soudage sont trempées dans la phase liquide du bac A et séchées dans la phase vapeur. Elles sont rincées successivement en B

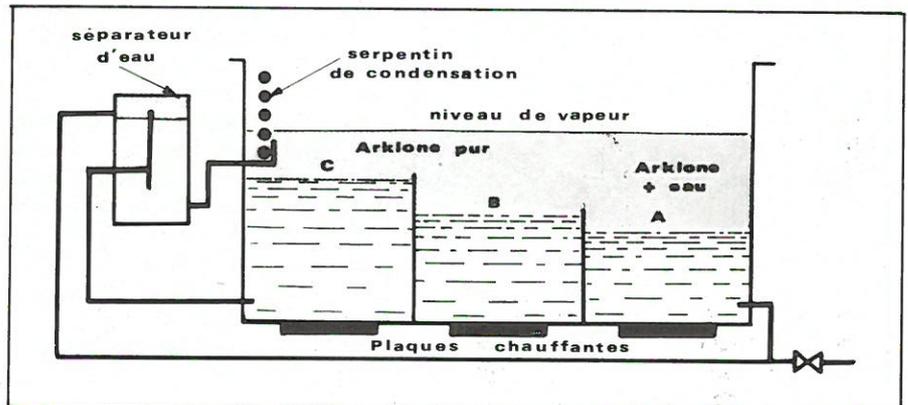


Fig. 1. -

et C dans lesquels le solvant est recyclé par distillation continue. Les vapeurs extraites dans la partie supérieure sont envoyées dans un séparateur où le mélange est débarrassé de son eau de condensation et renvoyé ensuite dans C.

Le diagramme de la **figure 2** montre le cycle de formation des vapeurs et leur concentration en fonction de la température pour les compositions contenant du F 113 et de l'alcool de la température pour les compositions contenant du F 113 et de l'alcool isopropylique. Le procédé décrit à propos de la **figure 1** fait l'objet de brevets anglais exploités par I.C.I. Le joint d'azéotropie se situe à la température de 46,5 °C et correspond à la concentration de 97,1 % de F 113 (Arklone L).

A 49 °C on rencontre une proportion de 95/5 % dont I.C.I. détient le « patent » n° 1.026.003, sous la référence Arklone K. Ce solvant non azéotropique est recommandé pour le nettoyage des platines sensibles à l'agitation sous fréquences élevées et dispense de l'emploi des ultrasons.

Il est utilisable à froid, avec brosseage manuel, à la vague ou à chaud en deux ou trois stades (**fig. 1**).

Pour le traitement de platines ne supportant pas la distorsion thermique, le mélange comporte du chlorure de méthylène au lieu d'alcool ce qui provoque l'ébullition à 36,5 °C tout en attaquant facilement les résidus très récalcitrants. C'est le type de détergent destiné aux circuits intégrés ainsi qu'aux assemblages verre/métal.

On peut aussi émulsionner dans l'eau le F 113 afin d'obtenir le nettoyage des salissures inorganiques hydrosolubles, telles que les acides et résidus de sels galvanoplastiques. Un produit de ce genre est protégé par un brevet anglais sous le n° 1.157.190.

## Le nettoyage activé mécaniquement

Lorsqu'un flux activé est utilisé pour l'étamage ou le soudage (RA ou RMA - voir n° 10 page 63) on constate souvent des « traces blanches » (white powders) dont il est difficile de se débarrasser. Il s'agit, en particulier, d'acides résiniques combinés avec des métaux et polymérisés pendant l'opération de soudure. Souvent les procédés classiques sont incapables de les éliminer. Les solvants à caractères basiques en solutions aqueuses peuvent faire disparaître la white powder mais le manque d'étanchéité de certains composants et l'exigence énergétique du séchage militent encore en faveur des chlorofluorés.

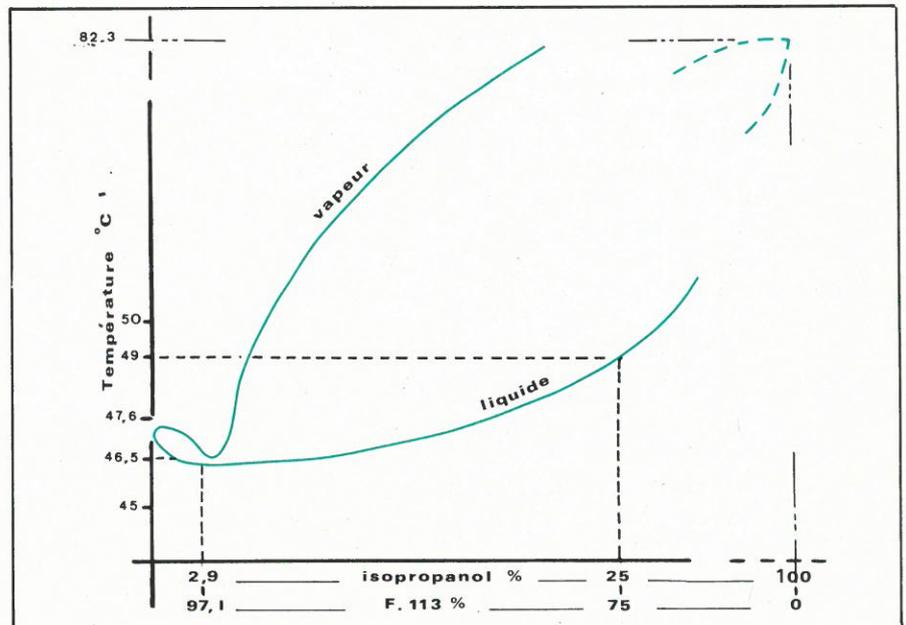


Fig. 2. -

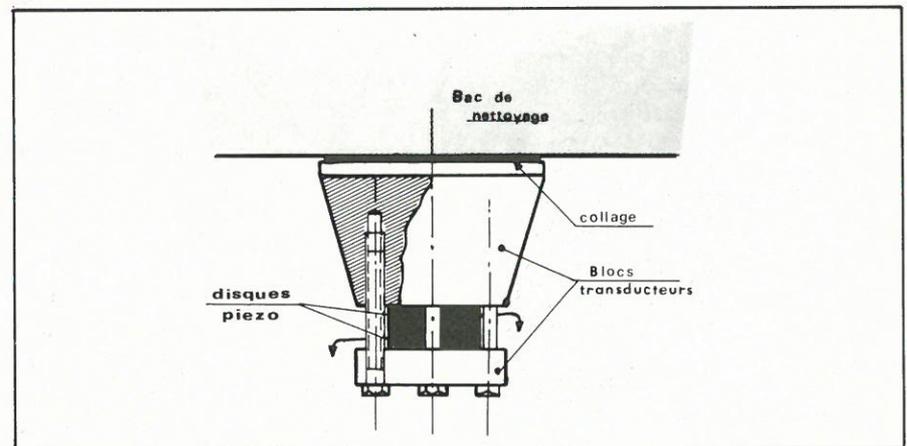


Fig. 3. -

Lorsque le type de montage le permet, on peut activer l'action du produit nettoyant par agitation mécanique. En provoquant un effet de cavitation ultrasonique dans le liquide, son efficacité se trouve considérablement accrue.

Cette pratique a soulevé, et soulève encore de nombreuses polémiques. Nous admettons qu'il convient, en effet, d'être extrêmement prudent pour la mettre en œuvre.

L'idée de faire appel à ce procédé résulte probablement de la pratique du soudage aux ultrasons grâce à laquelle il est permis d'atteindre les plus faibles aspérités des pièces à réunir. Si l'on veut éliminer les agents chimiques corrosifs présents dans une jonction, il est évident que le même processus semble capable d'aboutir au résultat optimum.

Le principe est simple, car il consiste à imprimer au bac, dans lequel sont plongées les platines à nettoyer, une vibration provoquée par un transducteur. Étant donné les fréquences élevées nécessaires à l'opération, on doit avoir recours à des dispositifs capables

de fournir une puissance importante sous une fréquence variable entre 20 kHz et 60 kHz (voir n° 10 page 44). On utilise de plus en plus les transducteurs piézoélectriques à partir d'une céramique polycristalline au titanate de barium et zirconate de plomb (PZT). Sur la **figure 3**, on voit la coupe schématique d'un tel composant, fabriqué sous brevet anglais n° 957802.

Quelques types de transducteurs mettent en pratique le phénomène de magnétostriction, propriété des substances ferromagnétiques de changer de forme sous l'action d'un champ magnétique engendré par un oscillateur suivi d'un ampli de puissance. Il existe toujours des fers à souder dont la panne est excitée en ultrasons, pour le soudage de l'aluminium par exemple. Les systèmes magnétiques sont toutefois beaucoup moins efficaces que les piézo dont la puissance transmise par unité de volume est beaucoup plus élevée en fonction de la fréquence.

La courbe de la **figure 4** montre la croissance rapide de la puissance de génération dès que la pulsation dépasse 10 kHz. Mais on ne va guère

au-delà de la fréquence de 40 kHz ce qui limite à quelques watts/cm<sup>3</sup>.

Cette valeur, souvent adoptée en microélectronique, a pour origine la fréquence spécifique des fils d'or qui se situe aux environs de 30 kHz et autour de laquelle la résonance fait courir quelques risques aux composants actifs. Le même inconvénient en montage courant atteint les diodes ce qui écarte l'usage d'une fréquence de l'ordre de 25 kHz dont le pouvoir nettoyant est nettement supérieur. Si l'on opère sur des platines nues (après surfusion) pour prestockage, on peut adopter une telle fréquence. La **figure 5** montre la structure schématique d'une machine à deux étages avec distillation des vapeurs fonctionnant sous ultrasons.

En prenant les précautions indispensables, c'est-à-dire en évitant d'appliquer l'agitation ultrasonique aux éléments sensibles et délicats, on doit reconnaître la nette supériorité du procédé. Toutefois, beaucoup de spécifications, militaires en particulier, l'interdisent ou du moins le déconseillent, bien que reconnaissant par ailleurs son efficacité. Nous allons voir qu'il est possible de trouver un compromis.

## Les nouvelles machines à nettoyer

Les réserves que nous venons de formuler au sujet des ultrasons ont donc incité les spécialistes comme Du Pont, I.C.I., Alpha, à composer des produits utilisables dans des machines n'exigeant pas obligatoirement d'effet de cavitation.

Avec les nouveaux produits de soudage hydrosolubles, l'opération est réalisable dans un dispositif qui peut être assimilé à une machine à laver la vaisselle ! (dishwasher). L'action s'effectue alors sous jet de liquide plus ou moins alcalin réchauffé, et c'est sur ce point qu'il convient d'être intelligent. Quelles que soient les précautions prises au cours du nettoyage, un jet de produits aqueux dépassant 55 °C n'est pas facilement toléré par les composants classiques. Le danger est encore aggravé par le fait que, pour être efficace, il doit être ponctuel et puissant, ce qui a motivé la mise au point par Electrovert d'une veine fluide « cohérente » solide (brevet US n° 3.868.272) pour sa machine de nettoyage UCL 535. Dans cet appareil, les projections liquides supérieures, disposées en ligne, maintiennent le circuit pendant l'action des jets inférieurs. Une lame d'air sous pression chasse ensuite l'eau avant de passer au séchage.

Un type de produit utilisable dans ce genre d'installation est fabriqué par

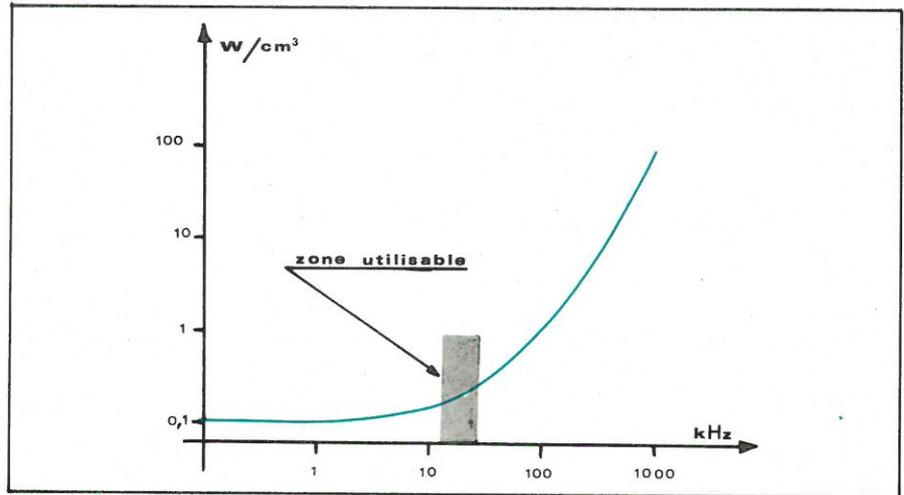


Fig. 4. -

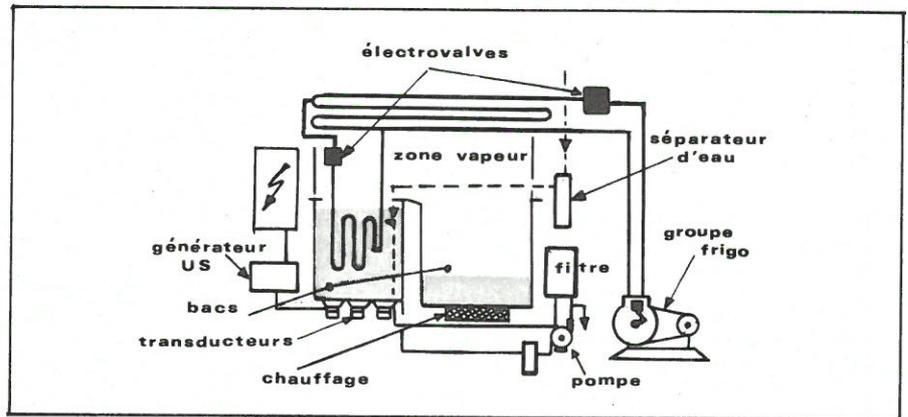


Fig. 5. -

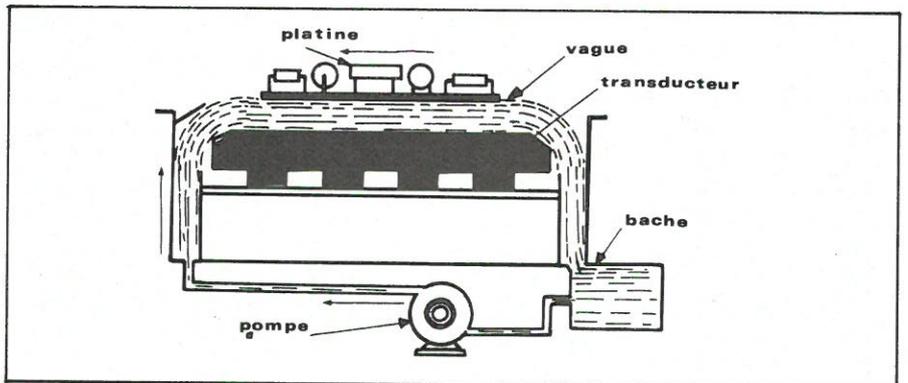


Fig. 6. -

Alpha sous la référence 2003. C'est un détergent 100 % organique biodégradable qui agit par saponification à la concentration de 2 à 3 % dans l'eau.

Précisons que ce produit, comme certains de ses semblables, peut également éliminer les résidus de flux résineux dans des conditions particulières d'application.

Il est en effet possible, sans aller jusqu'à l'immersion dans un liquide activé aux ultrasons, d'accroître la vitesse de solvatacion en opérant à la vague, exactement comme on pratique le soudage, ou procéder par un broissage rotatif. Le broissage est déjà largement employé dans les nettoyages intermédiaires de platines plaquées ou étamées, avant soudure des composants. A ce stade, on utilise sou-

vent l'eau pure avec adjonction de poudre abrasive mais ce principe n'est pas l'idéal.

Un compromis intéressant, trouvé par Electrovert et couvert par trois brevets (Canada, US, UK), est constitué par une vague de solvant activée aux ultrasons. De cette façon les composants sont soustraits à l'action néfaste des ultrasons sur leur structure et sur leurs connexions puisque seule la face postérieure du montage est intéressée. La **figure 6** montre le schéma de ce mécanisme appelé « Ultrasonic Wave Cleaning ».

L'inconvénient de la vague pour le « cleaning » c'est qu'elle néglige la face composant sur laquelle, malgré tout, quelques traces de résidus risquent de subsister. On peut alors opérer un

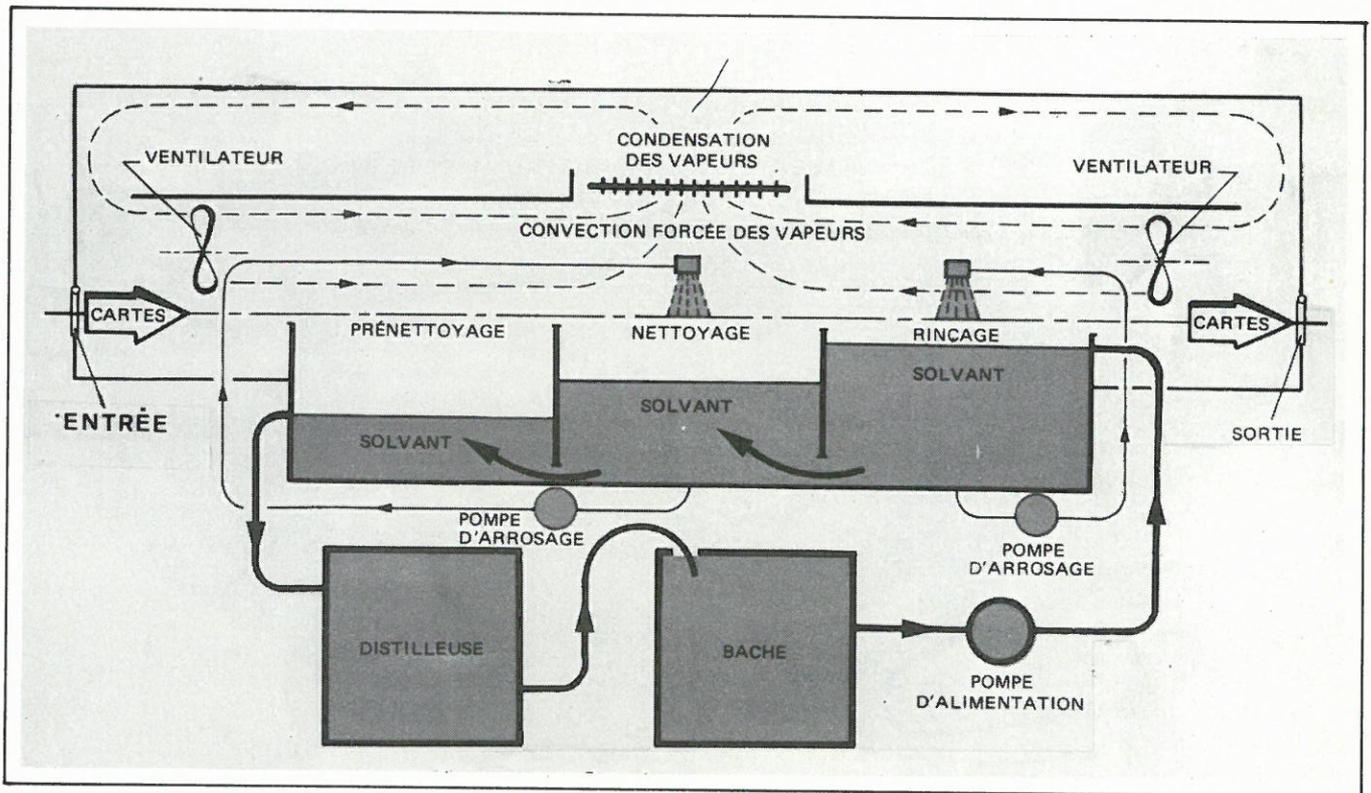


Fig. 7. -

second nettoyage rapide au trempé ou en phase vapeur, ce dernier ayant en outre la possibilité de sécher les platines.

Le « wave cleaning » s'adapte à tous les procédés de nettoyages eau, détergents ou solvants, mais dans ce dernier cas il en résulte une évaporation souvent prohibitive.

Le nettoyage à l'eau ou aux composés aqueux n'est pas exempt de défaut et nous les résumerons ainsi :

1° Si les résidus de flux résineux admettent un certain temps d'attente avant d'être retirés, les résidus des flux hydrosolubles doivent être éliminés dans les quelques minutes qui suivent le soudage. Dans le cas contraire, leur acidité peut provoquer des fissures dans la soudure et donner naissance à des composés insolubles dans l'eau. C'est le cas des fameuses traces blanches ( $PbCO_3$ ).

2° Le séchage des platines après nettoyage à l'eau nécessite des températures élevées, souvent préjudiciables aux composants. En effet, l'eau qui se trouve souvent retenue dans la porosité du substrat doit être totalement éliminée car on risque de provoquer certains décollements ou manque d'adhésivité si un collage doit être effectué.

3° Lorsque les composants sont du type professionnel ou militaire et scellés dans le packaging l'eau n'est pas dangereuse mais s'il s'agit de composants grand public l'infiltration est incontrôlable et il y a un risque.

Pour tenter de pallier ces inconvé-

nients, les producteurs précités restent fidèles à leurs produits fluorocarbonés ou chlorés, employés en phase vapeur ou à froid.

Le défaut des solvants spécialisés est le prix de revient mais, par contre ils permettent de travailler dans des conditions mieux adaptées aux éléments électroniques. Même pour les circuits hybrides, il est préférable d'adopter ce type de processus.

Basées sur le principe décrit au sujet de la **figure 1**, presque toutes les machines à nettoyer aux solvants organiques sont américaines, allemandes ou britanniques. La seule machine française est due à la SAGEM qui en détient le brevet. Elle est fabriquée par O.S.L. sous le nom de NETCI. La **figure 7** montre son principe et la photo de la **figure 8**, sa réalisation industrielle.

Il s'agit d'un matériel destiné au travail en ligne, entièrement automatique, susceptible d'être accouplé à une soudeuse par l'intermédiaire d'une bande de chargement. La NETCI réalise actuellement la synthèse de l'économie et du respect de l'environnement.

Utilisant des solvants du type fluorochloré (F 113) purs ou en mélanges, comme nous l'avons dit plus haut, la machine fonctionne en circuit fermé ce qui signifie qu'elle ne consomme pratiquement que de l'énergie électrique. Grâce à ses connaissances en froid industriel, O.S.L. réalise la récupération du solvant par distillation, ainsi que celle des calories apportées du même coup au moyen d'une pompe à chaleur.

Le séchage final fait usage de ces calories. Puisqu'il y a régénération il n'y a aucun rejet d'eau polluée.

## Le séchage

Nous avons signalé la nécessité de limiter autant que possible l'échauffement des platines équipées, ne serait-ce que pour respecter certaines constantes de base du circuit.

La méthode ancienne consiste à soumettre les pièces au jet d'air chaud sous pression. C'est un système peu rationnel et gros consommateur d'énergie avec finalement un très faible rendement. Une machine encore vendue aux USA consomme 40 kW pour la seule production d'air chaud !

C'est probablement Du Pont qui fut l'innovateur du séchage par immersion dans le fréon T-DA 35. Sous une température de 48 °C, ce produit absorbe l'eau, ou tout autre produit aqueux, en trois minutes. Les pièces ainsi traitées sont alors parfaitement sèches et peuvent être manipulées sans crainte.

## Le nettoyage en microélectronique

A priori, tout l'arsenal de matériels et produits dont nous venons de parler est compatible avec les microcircuits hybrides.

Malgré tout, les dimensions des particules résiduelles, ainsi que les diffé-

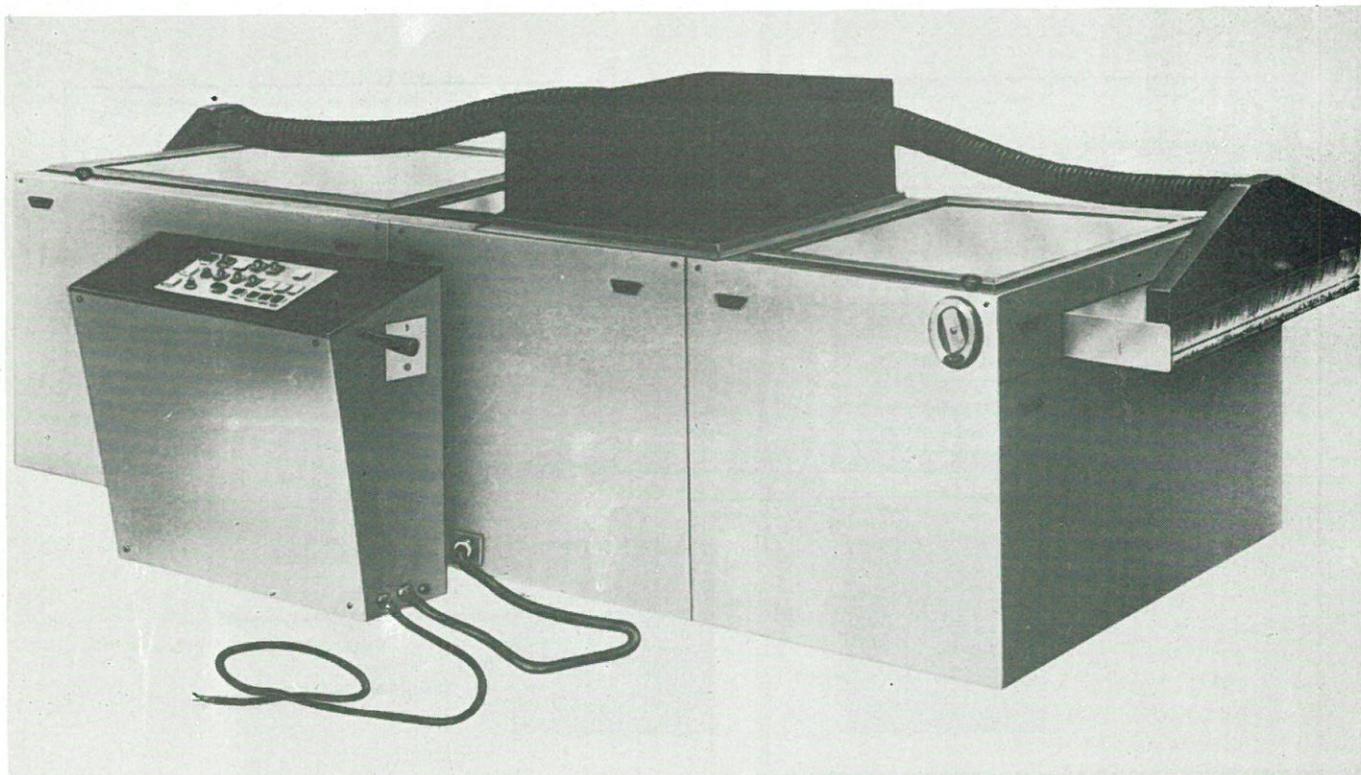


Fig. 8. -

rences de nature des métaux, militent en faveur de la recherche de produits spécifiques. En effet, les points de fusion des alliages Sn/Pb ou Au/Sn entraînent la carbonisation des résines qui deviennent insolubles dans les « cleaners » traditionnels.

Il faut alors faire appel à des solvants dotés de substances polaires afin de faire disparaître la contamination ionique mais leur particularité doit leur permettre une plus haute température d'emploi, environ 70 °C.

Les solvants halogénés, dits « protiques », sont capables de détruire toutes les traces de carbonisation mais en fait leur action doit être complétée par celle d'un second nettoyage en phase vapeur.

## L'emploi du plasma

Nous avons parlé de l'utilisation du plasma-process pour le traitement des wafers (n° 9 page 108) mais en microélectronique hybride il trouve aussi sa place pour le nettoyage des couches minces, avant l'opération de « bonding ». La couche mince est fragile et pour la débarrasser de ses contaminants, il ne peut être fait usage des moyens mécaniques classiques.

La prise en considération des contaminations de surface sur les « thin films » commence à intéresser les producteurs qui ont souvent considéré les dépôts en couches minces comme étant propres par définition.

La mise en œuvre du contact par

thermocpression exige, nous l'avons dit, des surfaces exemptes de toute salissure, tant biologique que chimique.

L'opération se pratique dans des fours similaires à ceux décrits dans l'article précité.

Les gaz employés sont l'oxygène et l'argon ; pour chacun d'eux il convient d'établir les trois paramètres d'emploi compatibles avec le type de couche à traiter et son épaisseur :

- 1° le temps de traitement
- 2° la puissance RF
- 3° le débit du gaz (gas flow).

On notera que le système opératoire, identique pour les couches d'or et d'aluminium, doit être modifié pour la couche d'argent. H.B. Bonham et P.V. Plunkett de Rockwell International ont démontré, dans une étude parue sur la revue *Electronic Packaging Production*, que la région de nettoyage de l'argent se situait entre deux courbes d'énergie, 12000-24000 joules, par rapport au temps de traitement.

Les connexions sur circuits hybrides à couches minces sont soudées en fin d'opération c'est-à-dire après stabilisation des constantes et notamment celles des résistances au nitrate de tantalé. Ces éléments sont cuits à haute température à l'air libre ce qui a pour effet de provoquer un recuit favorisant la formation d'une couche d'oxyde pendant le fonctionnement du circuit.

Avec le nettoyage au plasma, on peut craindre que l'accroissement de

cette touche augmente la valeur de la résistance en influençant à long terme sa stabilité.

Des mesures ont permis de constater que cette variation ne dépasse pas 0,026 % et qu'elle reste nettement en dessous des prescriptions normalisées (0,5 % après 1000 h à 150 °C dans l'air). Une très intéressante bibliographie existe dans la littérature américaine sur ce sujet et nous en donnons ci-dessous quelques références :

- « Effect of surface contamination on the thermocompression bondability of gold ». Proceedings of the Electronic Component Conference-1975.
- LFE Data Sheet, Bulletin n° 8203 P B1. LFE Corp. Process Control Div. Waltham, Mass. USA - février 1974.
- « Plasma Cleaning of metal surfaces ». Journal of Vacuum Science and Technology. Vol.11 n° 3 - mai/juin 1974.

## Le circuit est terminé

Nous venons donc de souder les composants et de retirer toutes les salissures que le câblage a pu accumuler au cours de sa fabrication. Nous allons prochainement voir notre circuit de départ (n° 4 - fig. 4 - page 29) construit sur les bases que nous avons exposées depuis le début de cette rubrique. Pour concrétiser les principes nous voulons toutefois, en nous servant de la photographie de la figure 9, montrer comment se présente un câblage correctement exécuté.

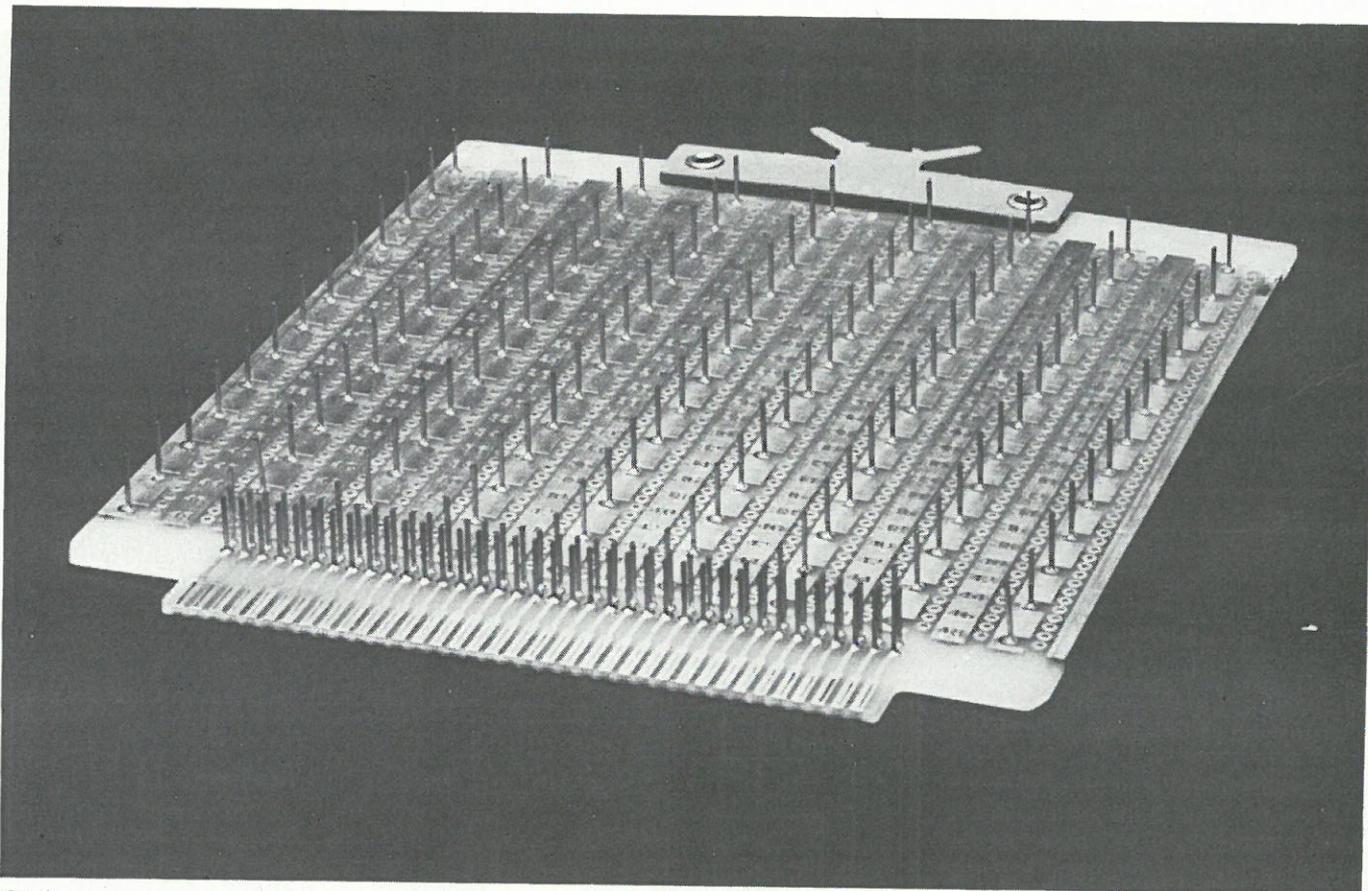


Fig. 9. -

## Liste des fournisseurs

### 1) Produits

- **Alphametals**, 27, rue Léon Loiseau, 93000 Montreuil. Tél. : (1) 857-1180.
- **Du Pont de Nemours France (Fréon)**, avenue du Pacifique, Z.A. Courtabœuf BP 85, 91403 Orsay Cedex. Tél. : (1) 907-7872.
- **Imperial Chemical Industries Ltd. (Arklone) I.C.I. France**, 8, avenue Réaumur, 92140 Clamart. Tél. : (1) 630-2168. (Représenté par Anglade S.A.).
- **Kontakt Chemie - Slora**, 57602 Forbach BP 91. Tél. : (87) 85-00-66.
- **Rhone Progil (Flugène)**, 25, quai Paul Doumer, 92408 Courbevoie. Tél. : (1) 776-4151.

### 2) Matériels

- **Anglade S.A.**, 33, rue du Moulin des Bruyères, 92400 Courbevoie. Tél. : (1) 789-4242.
- **Branson Ultrasons**, 1, rue des Pyrénées, 94150 Rungis. Tél. : (1) 687-2373.
- **C.D.I. Electrovert**, 30, rue des Amandiers, 75020 Paris. Tél. : (1) 797-3709.
- **Dawe Instrument Ltd**, Concord Road Western Ave London W3 OSD. Tél. : 01-992-6751.

- **Electro outil**, 31, rue du Gouverneur Général Eboué, 92130 Issy-les-Moulineaux. Tél. : (1) 644-9127.
- **Europrim**, 19, bd du Lycée, 92170 Vanves. Tél. : 644-8170.
- **Hollis Engineering Inc**, Box 1189 Nashua New Hampshire, 03060 USA. Tél. : 603-889-1121.
- **Joly S.A.**, 219, rue de la Croix Nivert, 75015 Paris. Tél. : (1) 828-3828.
- **Kerry Ultrasonics Ltd.**, Hunting Gate, Wilbury Way Hitchin, Hertfordshire G.B. Tél. : Hitchin 50761-5.
- **Minimet**, 33, avenue du Maine, 75755 Paris Cedex 15. Tél. : (1) 538-4734.
- **M.J.B.**, 23, avenue Albert Einstein, 93150. Le Blanc Mesnil. Tél. : (1) 931-1678.
- **O.S.L. Netci-Sagem**, Z.I. lot R 06510 Carros Industries. Tél. : (93) 81-4382.
- **PMD Continentale**, Z.A., Courtabœuf BP 106, avenue de la Baltique Orsay Cedex. Tél. : (1) 907-1011.
- **Protonique S.A.**, chemin de la Ramière 18 CH. 1028 Préverenges, Switzerland. Tél. : 021-711565.

Il s'agit d'une carte standard enfichable, destinée au « wrapping » pour utilisation en informatique. Elle a été imprimée à l'écran métallique, gravée de façon classique, étamée à la vague et soumise à la refusion au bain. Les « pins » sont soudées à la vague et le nettoyage final a été effectué en phase vapeur d'azéotrope fluorochloré. L'exécution est faite sur stratifié verre époxy du type FR.4, en classe 4, c'est-à-dire avec une tolérance atteignant  $\pm 0,02$  mm.

Nous avons « brûlé » quelques étapes depuis le début de notre étude puisque nous avons cité les substrats sans parler de leur usinage. Il était difficile de le faire jusqu'ici sans créer un vide trop important dans l'exposé du processus. Dans nos prochains numéros nous présenterons ces matériaux en décrivant leur mise en œuvre. Dans cette dernière partie nous allons revenir à des considérations typiquement électroniques et passer ensuite à l'opération mécanique qui permet maintenant de programmer la production en série, voir automatisée, des sous-ensembles. Nous aborderons donc les multicouches ainsi que les flexo-rigides avant de traiter les procédés additifs dont font partie les hybrides.

P. Lemeunier

La compréhension du fonctionnement des oscillateurs sinusoïdaux constitue une aide précieuse pour la conception. Le calcul rigoureux d'un oscillateur est souvent compliqué et les résultats des calculs difficiles à mettre en œuvre. On se propose de donner ici une explication du principe de plusieurs types d'oscillateurs sinusoïdaux, sans doute schématique, mais qui débouche sur une méthode pratique de mise au point de montages classiques fonctionnant jusqu'à des fréquences de quelques mégahertz.

# Analyse et synthèse des oscillateurs sinusoïdaux en B.F.

## Généralités

Un oscillateur sinusoïdal est, en général, constitué par (voir fig. 1 et 2) :

- un amplificateur
- un réseau de réaction ramenant à l'entrée une fraction du signal de sortie.

Le système bouclé doit être conçu de telle sorte que, pour une seule fréquence  $f_0$ , la tension  $v_r$  à la sortie du réseau de réaction soit égale exactement en amplitude et en phase à la tension d'entrée  $v_e$  de l'amplificateur. Pour que cela soit possible le système doit posséder un filtre sélectif et on peut, de façon schématique, décomposer les oscillateurs en deux catégories :

Ceux du premier type (fig. 1) utilisent un amplificateur large bande

(c'est-à-dire dont le gain  $G$  reste constant dans une grande gamme de fréquences) et un réseau de réaction sélectif (c'est-à-dire dont l'atténuation  $\beta(\omega)$  dépend de la fréquence) tandis que ceux du second type (fig. 2) auront un amplificateur sélectif (dont le gain  $G(\omega)$  varie avec la fréquence) et un réseau de réaction aperiodique (dont l'atténuation  $\beta$  reste constante dans une large bande de fréquences).

La condition d'oscillation s'écrit donc :

$$v_e = v_r \quad \text{---} \quad G\beta(\omega) = 1$$

$$\text{ou } G(\omega)\beta = 1$$

en module et en phase

En réalité, il est quelquefois difficile de séparer l'oscillateur de façon aussi schématique et on sera obligé d'écrire :

$$G(\omega)\beta(\omega) = 1$$

Cette condition peut s'interpréter

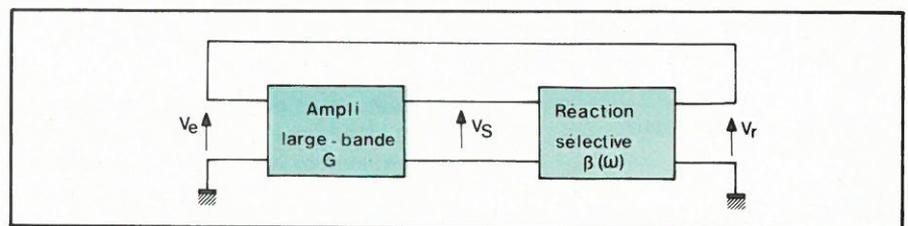


Fig. 1

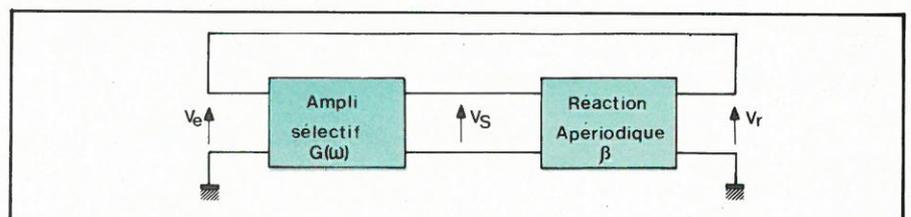


Fig. 2

simplement en ces termes : il existe une fréquence  $f_0$  pour laquelle le gain fourni par l'ampli est exactement compensé par l'atténuation apportée par le réseau de réaction ; d'autre part pour cette fréquence  $f_0$  le changement de phase total apporté par l'ensemble amplificateur-atténuateur est nul (autrement dit si l'amplificateur déphase de  $\pi$  il faudra que le réseau de réaction déphase aussi de  $\pi$ , si le réseau de réaction ne déphase pas du tout l'amplificateur ne devra pas apporter de changement de phase à la fréquence  $f_0$ ).

## Oscillateur à réaction sélective

On peut considérer dans cette catégorie les oscillateurs à pont de Wien et ceux à réseau déphaseur. Le réseau de réaction est constitué dans ce cas par une association de résistances et de condensateurs (fig. 3, 4 et 5).

### 1. Réseau non déphaseur

Pour le réseau en pont de Wien, on peut montrer que pour la fréquence :

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{R_1 C_1 R_2 C_2}}$$

la tension  $v_r$  est en phase avec la tension  $v_s$

$$\varphi(f_0) = 0$$

et l'atténuation vaut :

$$\frac{v_r}{v_s} = \beta(f_0) = \frac{1}{1 + \frac{R_1}{R_2} + \frac{C_2}{C_1}}$$

En associant à ce réseau un amplificateur non déphaseur de gain

$$G = \frac{1}{\beta(f_0)}$$

et en rebouclant le système (fig. 6), on obtiendra un oscillateur de fréquence  $f_0$  (à condition que la résistance d'entrée de l'amplificateur  $R_e$  soit très grande devant  $R_2$  et que sa résistance de sortie  $R_s$  soit très petite devant  $R_1$ ).

### 2. Réseau déphaseur

On peut obtenir un déphasage de  $\pi$  entre  $v_r$  et  $v_s$  en utilisant une cascade de cellules R - C. On montre que :

- Pour le réseau à condensateur en tête (fig. 4), la fréquence  $f_0$  pour laquelle le déphasage de  $\pi$  se produit est :

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \cdot RC \sqrt{6}}$$

$$(\varphi(f_0) = \pi)$$

L'atténuation vaut alors :

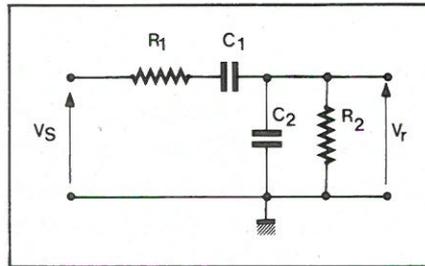


Fig. 3

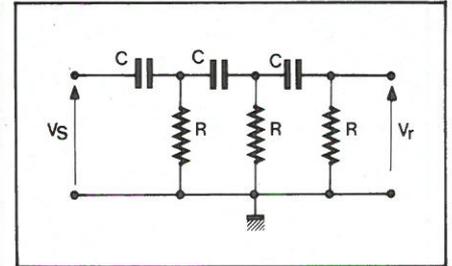


Fig. 4

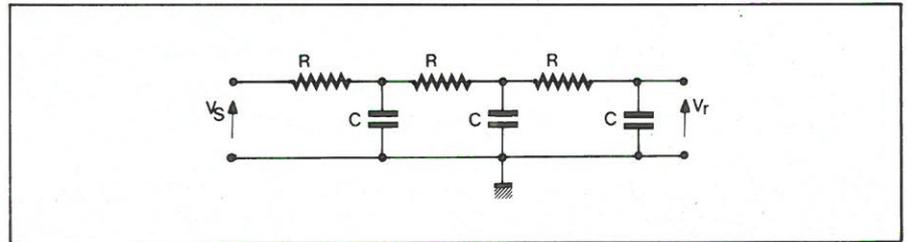


Fig. 5

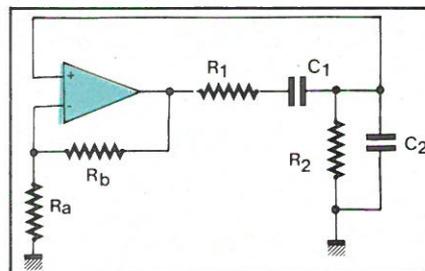


Fig. 6

$$\frac{v_r}{v_s} = \beta(f_0) = \frac{1}{29}$$

- Pour le réseau à résistance en tête (fig. 5) :

$$f_0 = \frac{\sqrt{6}}{2\pi RC}$$

$$\beta(f_0) = \frac{1}{29}$$

$$\varphi(f_0) = \pi$$

En utilisant donc un amplificateur déphaseur de gain  $G = 29$  et en rebouclant le système (fig. 7), on obtiendra un oscillateur de fréquence  $f_0$  (à condition que  $R_e \gg R$  et  $R_s \ll R$ ).

## Oscillateur à réaction aperiodique

On utilise dans ce type d'oscillateur un amplificateur sélectif (c'est-à-dire dont le gain varie avec la fréquence) et en guise de réaction un atténuateur aperiodique (tout au moins en première approximation) ; suivant la fréquence désirée on peut choisir des montages à résistances-capacités ou bien à self-capacités.

### 1. Amplificateur sélectif à double T

On peut réaliser un amplificateur passe-bande assez sélectif en effec-

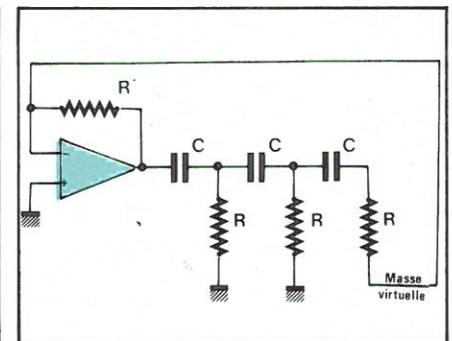


Fig. 7

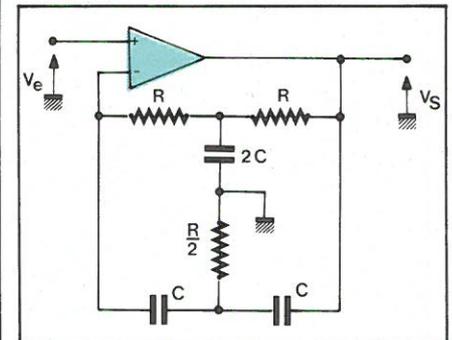


Fig. 8

tuant sur un amplificateur (de grande résistance d'entrée) une contre-réaction à l'aide d'un double T (fig. 8). En effet, le taux de contre-réaction dépend beaucoup de la fréquence et, en particulier, à la fréquence (fig. 9)

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC}$$

le double T ne transmet quasiment aucune tension de contre-réaction si bien que le gain de l'amplificateur et maximum et vaut :

$$G(f_0) = A$$

où A est le gain de l'amplificateur sans contre-réaction. D'autre part, à cette fréquence  $f_0$ , le déphasage entre l'entrée et la sortie est nul :

$$(\varphi_0) = 0$$

Pour transformer cet amplificateur

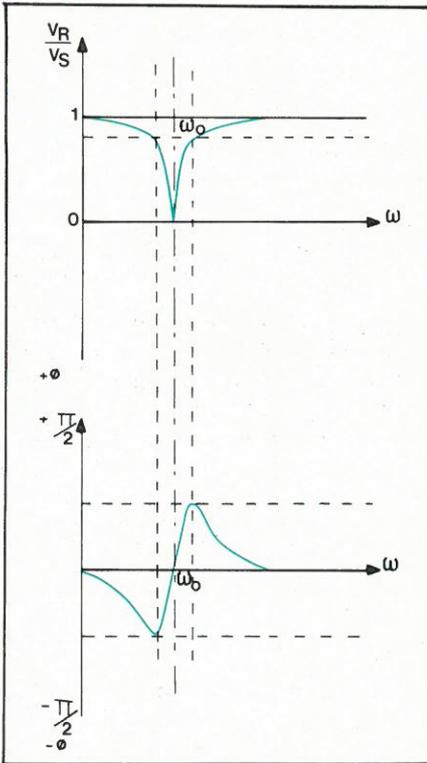


Fig. 9

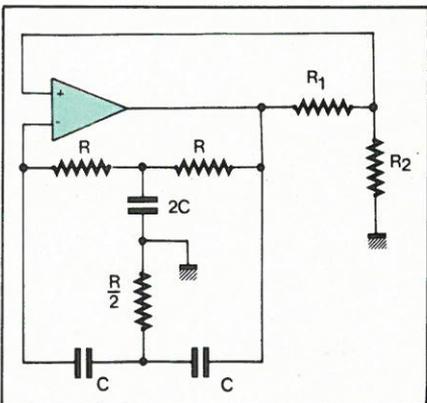


Fig. 10

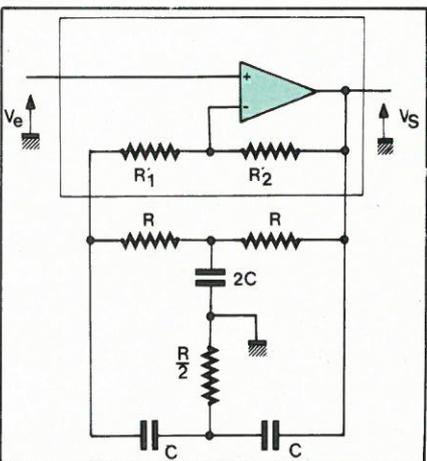


Fig. 11

sélectif en oscillateur sinusoïdal de fréquence  $f_0$ , il faut effectuer un rebouclage avec un atténuateur non déphaseur, par exemple un diviseur potentiométrique, de telle sorte que (voir fig. 10):

$$\beta = \frac{R_2}{R_1 + R_2} = \frac{1}{G(f_0)} = \frac{1}{A}$$

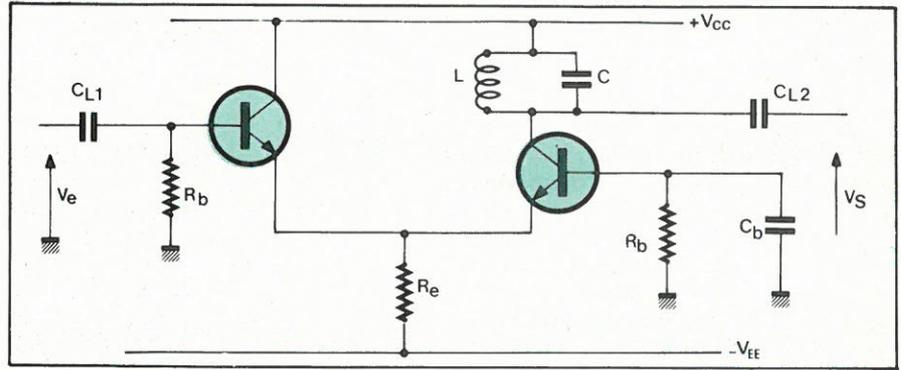


Fig. 14

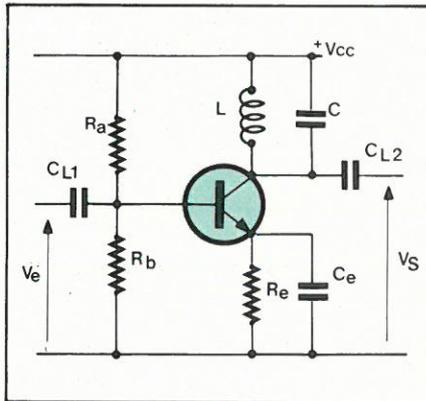


Fig. 12

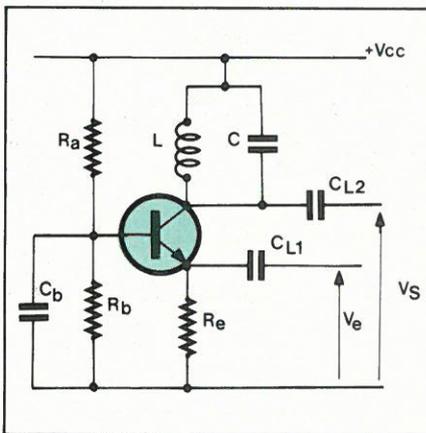


Fig. 13

Remarque. - Si on emploie un amplificateur opérationnel, son gain en boucle ouverte  $A$  est très grand (infini en première approximation) et sa fréquence de coupure très basse, ce qui signifie qu'à la fréquence  $f_0$  l'amplificateur peut introduire un déphasage.

On peut, pour diminuer le gain et augmenter la fréquence de coupure de l'amplificateur, utiliser un amplificateur opérationnel avec contre-réaction comme celui qui est encadré dans la figure 11; dans ce montage, à la fréquence  $f_0$ , le gain du système est :

$$G(f_0) = 1 + \frac{R'_2}{R_1}$$

On peut aussi utiliser un T<sub>é</sub> ponté à la place d'un double T<sub>é</sub> (fig. 27). En effet, pour la fréquence

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC}$$

la tension de contre-réaction ramenée n'est plus nulle mais seulement minimum et vaut :

$$V_R = \frac{V_S}{1 + \frac{a^2}{2}}$$

et  $V_R$  est en phase avec  $V_S$

Le gain est donc maximum et vaut :

$$G(f_0) = \frac{V_S}{V_e} = 1 + \frac{a^2}{2}$$

Dans ces deux cas, la réaction réalisée comme dans le montage de la figure 10 par un diviseur résistif  $R_1, R_2$ , est plus facilement réglable pour obtenir les conditions d'oscillations.

## 2. Amplificateur sélectif à circuit bouchon

Si l'on désire obtenir un signal de fréquence plus élevée (supérieure à 100 kHz par exemple), un amplificateur sélectif à circuit bouchon, self-capacité, est tout indiqué. En chargeant le collecteur d'un transistor par un circuit résonnant, on obtient un amplificateur sélectif dont le gain est maximum pour la fréquence

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC}}$$

En effet, à cette fréquence  $f_0$ , le circuit bouchon présente une impédance maximum, réelle, équivalente à une résistance de grande valeur. On peut avoir un amplificateur déphaseur si on utilise un montage émetteur commun et non déphaseur si on choisit un montage base commune ou un amplificateur différentiel (fig. 12, 13 et 14),

Pour prélever une fraction de la tension de sortie, sans amortir le circuit bouchon afin de ne pas détériorer sa sélectivité, on aura recours à un diviseur capacitif (fig. 15) ou selfique (genre auto-transformateur (fig. 16)). Si l'on ne tient pas compte de la charge apportée par l'impédance d'entrée du transistor lorsque le système est bouclé, l'atténuation apportée est indépendante de la fréquence dans le cas

du diviseur capacitif (fig. 15) :

$$\beta = \frac{C_1}{C_1 + C_2}$$

Comme d'autre part aucun déphasage n'est introduit, on devra choisir aussi un amplificateur non déphaseur pour réaliser un oscillateur Colpitts (fig. 17 et 18) (ou Hartley si l'on utilise la prise selfique). Dans le cas du Hartley, les formules sont aussi simples dans l'hypothèse où l'on peut négliger la mutuelle induction entre les deux bobines.

Bien entendu, il faudra que l'atténuation apportée compense le gain maximum de l'amplificateur

$$G(f_o) = \frac{1}{\beta}$$

$$\text{avec } f_o = \frac{1}{2\pi \sqrt{L \cdot \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}}}$$

## Amplitude des oscillations

Pour que l'oscillateur démarre dès la mise sous tension, le gain de l'amplificateur devra être assez grand pour que :

- $\beta G(f_o) > 1$  pour les oscillateurs à réseau sélectif
- $\beta(f_o) G > 1$  pour ceux à réaction apériodique.

La composante de fréquence  $f_o$  du moindre signal parasite apparaissant à l'entrée du système est amplifiée après la traversée de l'amplificateur et du réseau de réaction et des oscillations dont l'amplitude croît exponentiellement prennent alors naissance. Pour limiter la croissance de ce signal avant l'écrêtage, il est nécessaire que le gain de l'amplificateur diminue avec l'amplitude de sa tension d'entrée. C'est heureusement le cas dans la plupart des amplificateurs à cause de la non linéarité de leur caractéristique. La figure 19 donne un exemple des variations de la tension de sortie  $v_s$  d'un amplificateur à transistor en fonction de la tension d'entrée  $v_e$ . En dehors de zones extrêmes, cette caractéristique présente une certaine courbure (fig. 19). Pour des signaux d'entrée  $v_e$  de faible amplitude, on peut assimiler la courbe à sa tangente et on a une tension de sortie  $v_s = Gv_e$  directement proportionnelle à  $v_e$  ; on dit que le fonctionnement est linéaire car la forme de  $v_s$  et celle de  $v_e$  sont identiques à l'amplitude près. Mais pour des signaux d'entrée  $v_e$  plus importants, la courbure de la caractéristique est trop affirmée pour qu'on puisse confondre

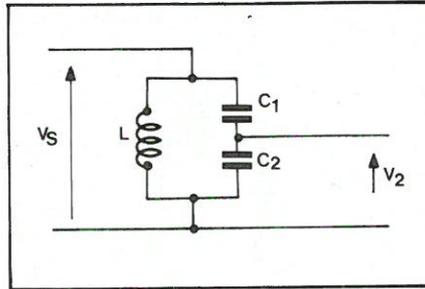


Fig. 15

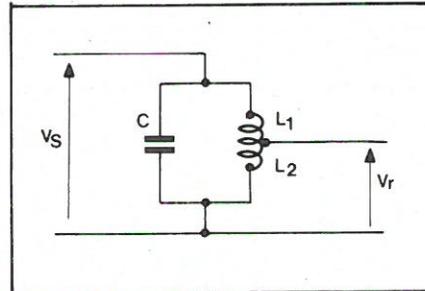


Fig. 16

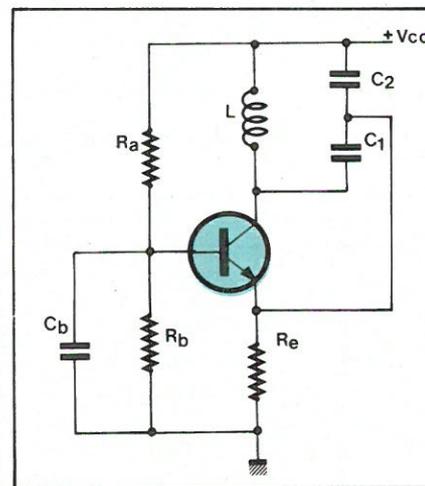


Fig. 17

celle-ci avec une droite ; le signal de sortie  $v_s$  est donc distordu et son amplitude  $v_s = G'v_e$  (avec  $G' < G$  si la courbure a le sens donné à la figure 19).

Par suite, si on trace les variations du gain de l'ampli,  $G = v_s/v_e$ , sans se préoccuper de la distorsion du signal de sortie, on obtiendra une courbe de la forme de celle indiquée figure 20.

Lorsqu'on parle du gain d'un amplificateur, il s'agit généralement du gain « petits signaux », c'est-à-dire pour un fonctionnement linéaire. Si on utilise un tel amplificateur pour réaliser un oscillateur avec

$$\beta G > 1$$

le système démarrera mais au fur et à mesure que l'amplitude du signal d'entrée augmentera, le gain diminuera et l'amplitude du signal se stabilisera à la valeur  $v_{eo}$  (et à la fréquence  $f_o$ ) quand  $\beta G(v_{eo}, f_o) = 1$ .

(Si au départ la condition  $\beta G$  n'était pas très éloignée de 1, le signal de sortie sera loin de l'écrêtage.)

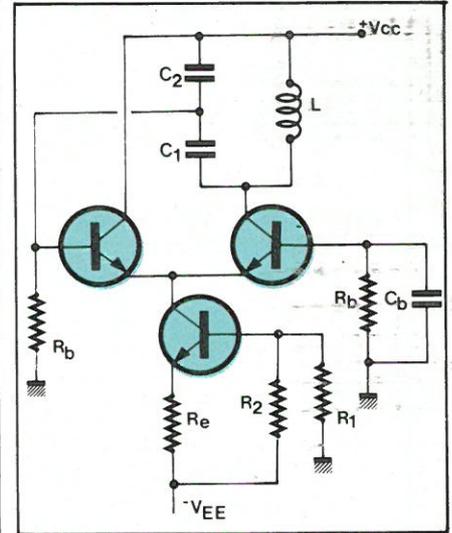


Fig. 18

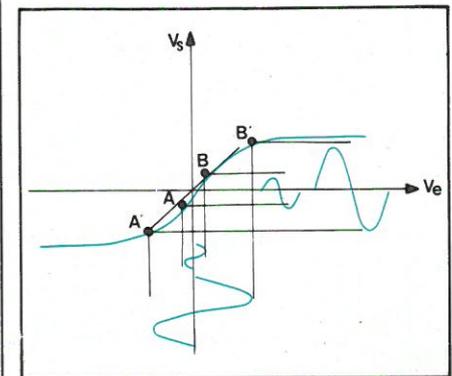


Fig. 19

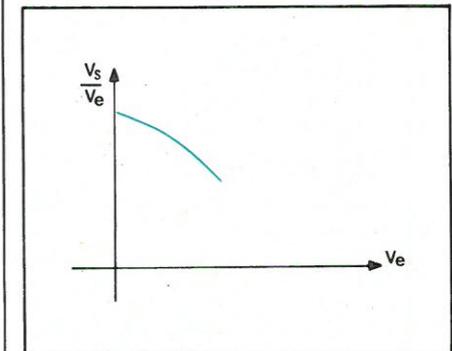


Fig. 20

Bien sûr, le signal à la sortie de l'amplificateur sera légèrement distordu mais en principe le filtre sélectif devra se charger de l'arranger.

Comme ce sont les non-linéarités de l'amplificateur qui fixent l'amplitude de l'oscillation, il est difficile de la prévoir à l'avance avec précision.

Lorsqu'on utilise des amplificateurs opérationnels avec contre-réaction, la caractéristique de ces amplificateurs peut être très linéaire et on est donc souvent obligé, pour stabiliser l'amplitude des oscillations, d'ajouter des éléments non linéaires comme des diodes ou des lampes (fig. 21 et 22) ou bien, en particulier si l'on désire avoir un signal d'amplitude bien définie, on peut réaliser un contrôle automatique de gain (fig. 23).

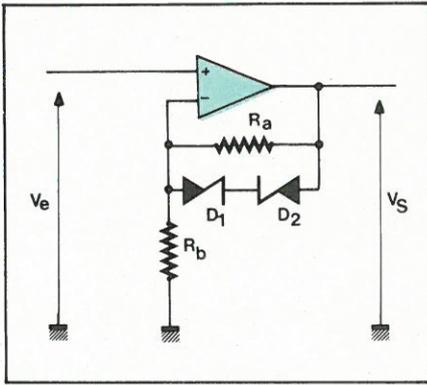


Fig. 21

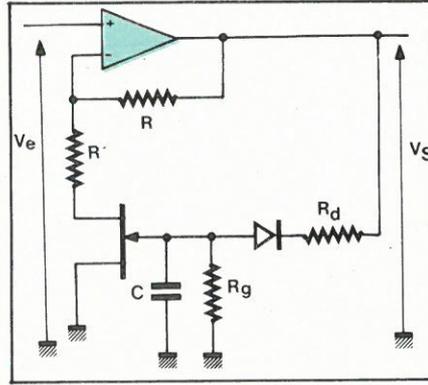


Fig. 23

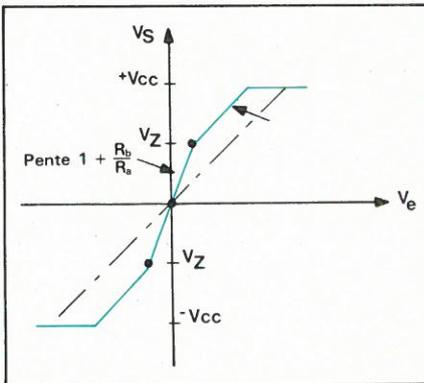


Fig. 21 bis.

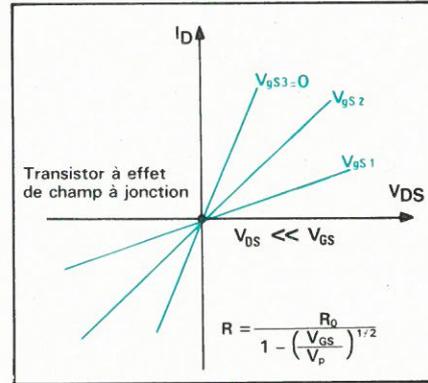


Fig. 24

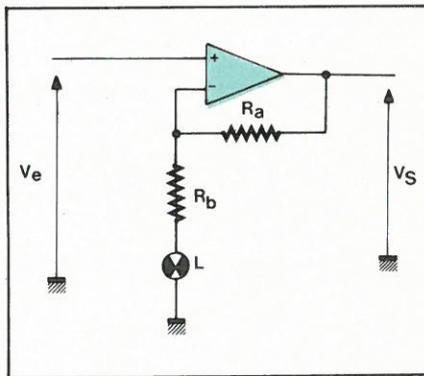


Fig. 22

## Exemples de réalisation

### 1. Oscillateur à pont de Wien

On désire réaliser un oscillateur à pont de Wien avec un amplificateur opérationnel et en utilisant un système de contrôle automatique de gain. On choisit d'employer un FET (transistor à effet de champ) en résistance variable. Si l'on trace la caractéristique  $I_D = f(V_{DS})$  pour plusieurs valeurs de  $V_{GS}$  (fig. 24), on constate que pour des excursions assez faibles (quelques dizaines de millivolts) le transistor à effet de champ se comporte comme une résistance dont la valeur varie avec la tension  $V_{GS}$  appliquée. Pour faire un amplificateur avec contrôle automatique de gain, on remplace une des résistances de contre-réaction par un FET dont la tension de polarisation  $V_{GS}$  dépend directement de l'amplitude du

signal de sortie de l'amplificateur grâce à un montage de détection crête classique (fig. 23). Comme l'excursion de la tension  $V_{DS}$  doit être faible pour éviter une distorsion due à la courbure de la caractéristique  $I_D = f(V_{DS})$ , l'amplitude de la tension d'entrée  $v_e$  de l'amplificateur devra être, elle aussi, assez faible (la tension sur la patte + est sensiblement égale à la tension sur la patte - dans un amplificateur opérationnel) et donc le gain assez grand si l'on désire que l'amplitude de la tension de sortie  $v_s$  atteigne quelques volts. On met en série avec le FET une résistance  $R$  qui fixera la valeur du gain maximum et qui limitera la tension  $V_{DS}$  supportée par le FET.

$$G_{\max} = 1 + \frac{R}{R''}$$

pour  $R_{FET} = R_0(V_{GS} = 0)$

$$R'' = R' + R_0$$

On trace ensuite les variations avec l'amplitude de la tension d'entrée  $v_e$  de

$$G = \frac{v_s}{v_e}$$

Soit  $v_{s0}$  la tension que l'on désire voir délivrer par notre oscillateur; on mesure sur la courbe précédente la valeur de  $G(v_{s0})$ , ce qui nous permet de connaître l'atténuation

$$\beta = \frac{1}{G(v_{s0})}$$

que devra apporter le réseau à pont de Wien à la fréquence  $f_0$ ,  $f_0$  étant la fréquence du signal délivré.

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{R_1 C_1 R_2 C_2}}$$

$$\beta(f_0) = \frac{1}{1 + \frac{R_1}{R_2} + \frac{C_2}{C_1}}$$

$f_0$  permet de trouver la valeur du produit  $R_1 C_1 = R_2 C_2$

et  $\beta(f_0, v_{s0}) = 1/G(v_{s0})$  de choisir  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $C_1$  et  $C_2$ . Il ne reste plus qu'à boucler le système et à faire quelques ajustements.

### 2. Oscillateur Colpitts à transistors

D'après la fréquence  $f_0$  des oscillations désirées, on choisit les éléments du circuit bouchon valeur de la self  $L$  et de la capacité  $C$

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC}}$$

On monte l'amplificateur avec le circuit bouchon comme charge et on mesure son gain en tension maximum  $G(f_0)$  obtenue à la fréquence de résonance  $f_0$  pour une faible amplitude de la tension d'entrée, quelques millivolts tout au plus; on peut aussi tracer à cette fréquence  $f_0$  les variations de  $G$  avec l'amplitude de la tension d'entrée ( $v_e$  variant de 1 mV à une cinquantaine de mV). Ces deux mesures permettent d'évaluer l'atténuation approximative que devra apporter le diviseur capacitif

$$\frac{C_1}{C_1 + C_2} \approx \frac{1}{G(f_0, v_{s0})}$$

$$C = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}$$

Le gain de l'amplificateur dépend directement de la valeur du courant collecteur  $I_C$  au repos.

En effet, si on appelle  $Z_C$  l'impédance située dans le collecteur, le gain en tension d'un montage à transistor s'exprime

- base commune  $G = g_m Z_C$

- amplificateur différentiel

$$G = \frac{1}{2} g_m Z_C$$

avec

$$g_m = \frac{\beta}{h_{fe}} = \frac{qI_C}{kT} \approx 40 I_C \text{ (mA/V)}$$

si  $I_C$  en mA.

On peut donc ajuster le gain du système en modifiant simplement le courant de repos de l'amplificateur à transistor.

Remarque. - Attention en connectant les condensateurs  $C_1$  et  $C_2$  (cf figures 17 et 18),  $C_2 = nC_1$  est la plus grande des capacités. On a intérêt à choisir  $C_2$  assez grande pour que  $C_2 \gg C_e$ , capa-

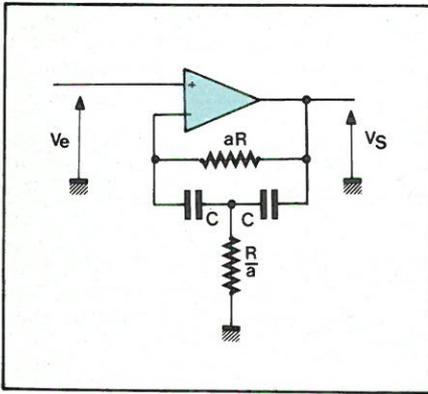


Fig. 27

cit e d'entrée de l'ampli utilis e, afin que  $C_e$  n'intervienne quasiment pas dans la fréquence d'oscillation du système.

## Annexe

### 1  Cas du réseau déphaseur

Si les caractéristiques de l'amplificateur utilis e, résistance d'entrée  $R_e$  et résistance de sortie  $R_s$ , doivent être prises en compte, alors les conditions d'oscillations sont :

a) Cas de la cellule capacité en tête (fig. 25). La résistance d'entrée est prise en compte dans la résistance de la dernière cellule. Le gain à vide nécessaire est alors :

$$G = 29 + 23 \frac{R_s}{R} + 4 \left( \frac{R_s}{R} \right)^2$$

$$\varphi(G) = \pi$$

et la fréquence d'oscillation sera :

$$f_o = \frac{1}{2\pi RC \sqrt{6 \left( 1 + \frac{2R_s}{3R} \right)}}$$

b) Cas de la cellule résistance en tête (fig. 26). La résistance de sortie est prise en compte dans la résistance de la première cellule. Le gain à vide nécessaire est alors :

$$G = 29 + 23 \frac{R}{R_e} + 4 \left( \frac{R}{R_e} \right)^2$$

$$\varphi(G) = \pi$$

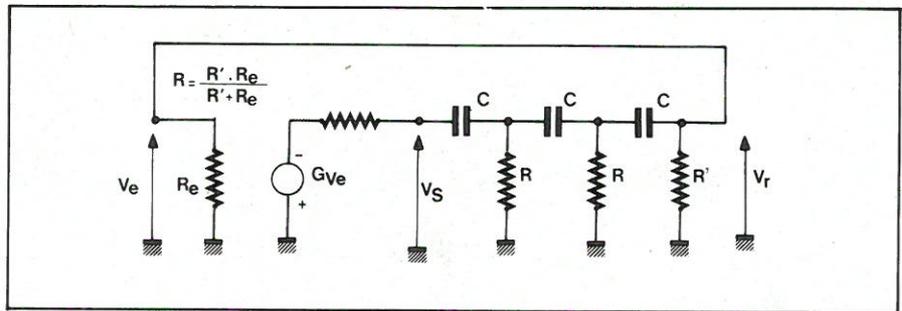


Fig. 25

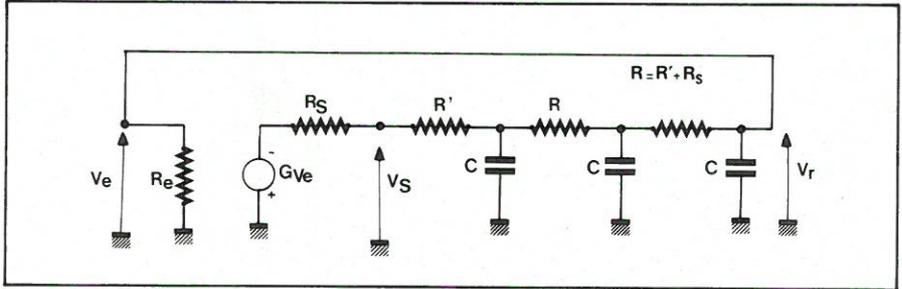


Fig. 26

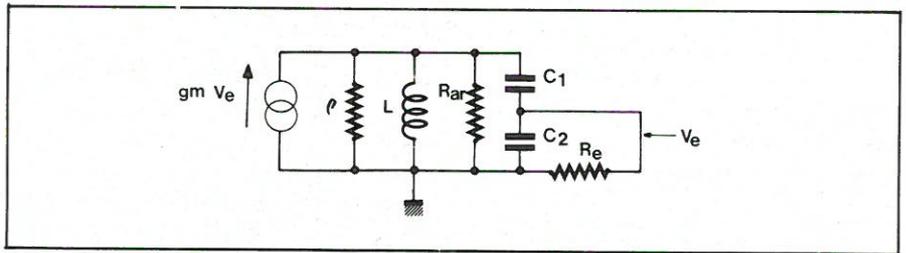


Fig. 28

et la fréquence d'oscillation sera :

$$f = \frac{1}{2\pi RC \sqrt{6 \left( 1 + \frac{2R_s}{3R_e} \right)}}$$

### 2  Cas de l'oscillateur Colpitts

Dans une étude plus rigoureuse des conditions d'oscillations, on utilise le schéma équivalent de l'amplificateur, ce qui fait prendre en compte la charge apport e sur le diviseur capacitif de réaction par l'impédance d'entrée  $Z_e$  de l'amplificateur (fig. 28). La réaction n'est plus apériodique et le déphasage qu'elle apporte n'est plus nul.

Le calcul montre que la fréquence

d'oscillation est peu différente de

$$f_o = f_0 \sqrt{1 + \frac{L}{R_e R (C_1 + C_2)}}$$

$$\text{où } f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC}}$$

$$\text{et } R = \rho // R_{ar} // \frac{R_g}{\beta^2}$$

$$\text{avec } C = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} = \beta C_2$$

$$\text{en posant } \beta = \frac{C_1}{C_1 + C_2}$$

Denis Floutier  
Maître Assistant  
Génie électrique-électronique  
IUT de Montpellier

# Presse technique étrangère

## Alimentation réglable 0 à 15 V / 1 A

Une alimentation qui retiendra l'attention des expérimentateurs en raison de ses possibilités est celle proposée par Dieter Thoss dans Funkschau n° 13-51 (1979).

Son schéma est donné à la figure 1 et on peut voir immédiatement qu'il s'agit d'une source de courant continu, filtré et régulé de 1 A maximum, à tension réglable entre 0 et + 15 V.

Contrairement à la plupart des montages simplifiés proposés actuellement, celui de D. Thoss nécessite sept diodes, deux transistors et un circuit intégré 723 C, bien connu de tous et toujours considéré comme un CI vedette.

Le transformateur d'alimentation possède deux secondaires, l'un S<sub>1</sub> de 18,5 V / 1,4 A, et l'autre S<sub>2</sub> de 23,5 V / 50 mA. Le premier est associé à un pont de quatre diodes du type B 40C 3200/2200 qui donnera à la sortie, une tension continue de 21 V, à la valeur normale de la tension du secteur.

La chute de tension du système

régulateur se produit dans le Darlington constitué avec le 2N3055 (à monter avec radiateur adéquat) et BC 140.

La tension régulée et filtrée de sortie est obtenue aux bornes des condensateurs de 220 µF et de la diode BY 255.

La tension du deuxième secondaire (S<sub>2</sub>) du transformateur d'alimentation sera redressée par un doubleur composé des deux diodes 1N4002 montées de manière à obtenir + 30 V sur la cathode de D<sub>1</sub> et - 30 V sur l'anode de D<sub>2</sub>, par rapport à la masse.

Dans la plupart des montages régulateurs de ce genre, il est difficile d'obtenir, à la sortie des tensions très faibles descendant jusqu'à zéro volt (ou presque). Avec le montage proposé, lorsque le curseur du potentiomètre P de 5 kΩ est à fond vers l'extrémité masse, la tension de sortie est au maximum, c'est-à-dire 15 V.

$$\text{On a : } U_a = U_{ref} R_1 / R_2 \quad (1)$$

avec

$$R_1 / R_2 = R_3 / R_4 \quad (2)$$

condition vérifiée en tenant compte des valeurs des quatre résistances citées.

La tension de sortie U<sub>a</sub> est déterminée par la relation entre les résistances

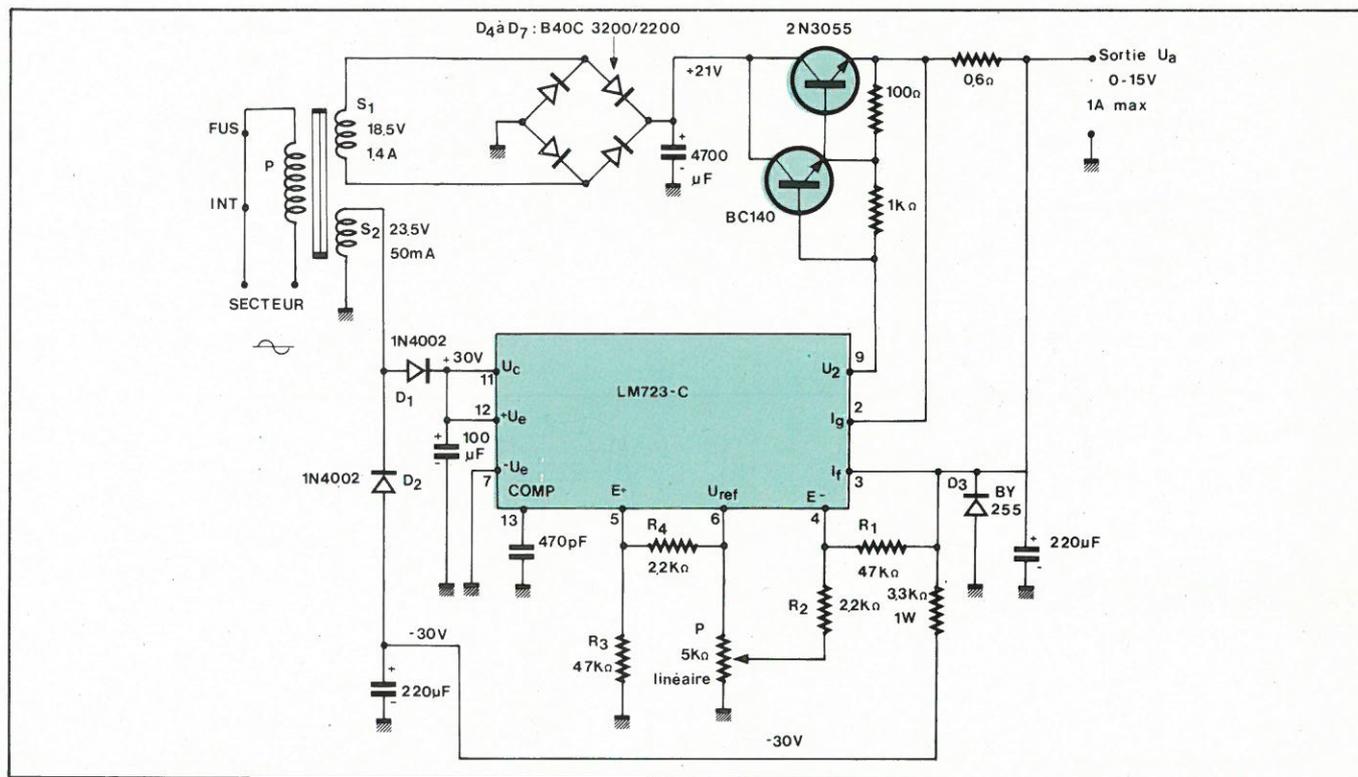


Fig. 1

$R_1$  et  $R_2$  et ne dépend pas des tolérances admises pour le potentiomètre.

D'autre part, la tension de référence  $U_{ref}$  est fournie par un circuit interne du LM 723-C, à la broche 5 de ce CI, en boîtier Dual In Line, rectangulaire à 14 broches.

Ne pas adopter le 723 présenté avec un autre boîtier.

La valeur de  $U_{ref}$  est de 7 V environ.

Si le curseur de P tourne, de la position de masse vers l'extrémité opposée, la tension de sortie décroîtra et atteindra zéro volt, à la limite.

Lorsque le zéro est atteint, le courant dans  $R_1$  circule en sens inverse du précédent. Le courant passant par cette résistance et circulant vers la sortie est commandé par une tension négative d'appoint et deux résistances.

Cette tension est  $E^-$ , elle est obtenue à la broche 4 du CI.

## Quelques montages à amplificateurs opérationnels

Dans ELO 1979 vol. 7, Dieter Nährmann publie plusieurs analyses rapides

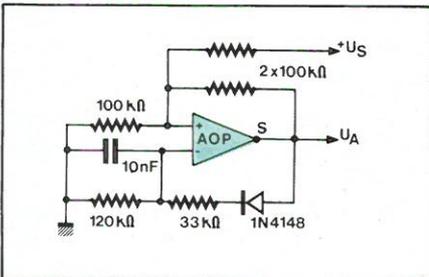


Fig. 2

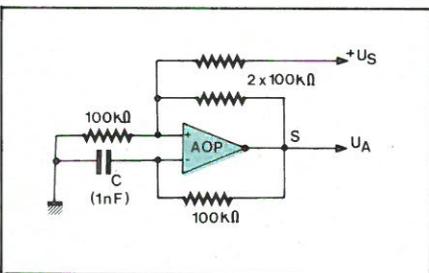


Fig. 3

de montages utilisant des CI à amplificateurs opérationnels. Voici d'abord, à la figure 2, le schéma d'un générateur d'impulsions branché à la sortie d'un générateur de signaux rectangulaires.

Les CI utilisables sont du genre 741, 747 et autres, équivalents.

Le dispositif de la figure 2 est extrêmement simple et la fréquence dépend des valeurs du condensateur C du montage générateur de signaux rectangulaires dont le schéma est donné à la figure 3.

Si  $C = 100$  pF la fréquence est de 100 kHz. Elle est de 10 kHz avec  $C = 1$  nF (F est inversement proportionnel à C).

Passons au montage de la figure 4 qui est une amélioration du dispositif de la figure 2, les deux étant, plutôt, des « formateurs » d'impulsions que des générateurs.

Dans le montage amélioré, on a monté des diodes en série avec les résistances de  $1$  MΩ de la boucle de contre réaction montée entre la sortie et l'entrée inverseuse.

A noter les sens opposés du montage des diodes.

De ce fait, elles ont un effet réduc-

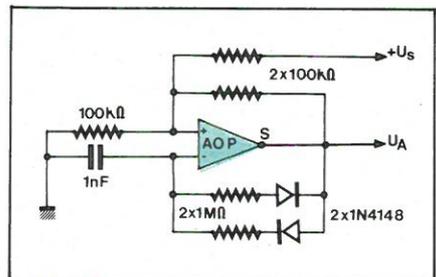


Fig. 4

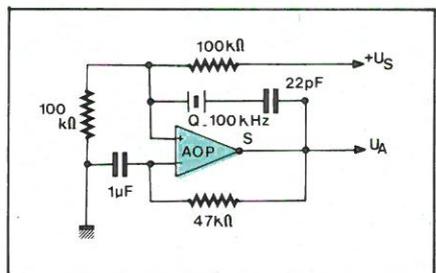


Fig. 6

teur sur les durées des montées et descentes des signaux à impulsions.

En remplaçant les résistances de  $1$  MΩ par des résistances (ou potentiomètres) à variation linéaire, on pourra, en réglant ces composants, obtenir des oscillogrammes comme ceux des figures 5A à 5E.

Un générateur de signaux sinusoïdaux est représenté à la figure 6. Avec les valeurs du schéma, la fréquence d'oscillation est 100 kHz, comme celle du cristal Q monté en série avec un condensateur de 22 pF dans la boucle de réaction à disposer entre la sortie et l'entrée non inverseuse, marquée +.

Dans nos montages  $+U_3$  est le + de la source positive d'alimentation et  $U_A$  est la tension de sortie du montage.

Un montage en pont de Wien est représenté à la figure 7. Il donne un signal à la fréquence :

$$F = 1 / 2\pi R C$$

où

$$R \leq 270 \text{ k}\Omega$$

Prenons par exemple  $R = 100 \text{ k}\Omega$ . Si  $F = 1000$  Hz, on trouve  $C = 1531$  pF.

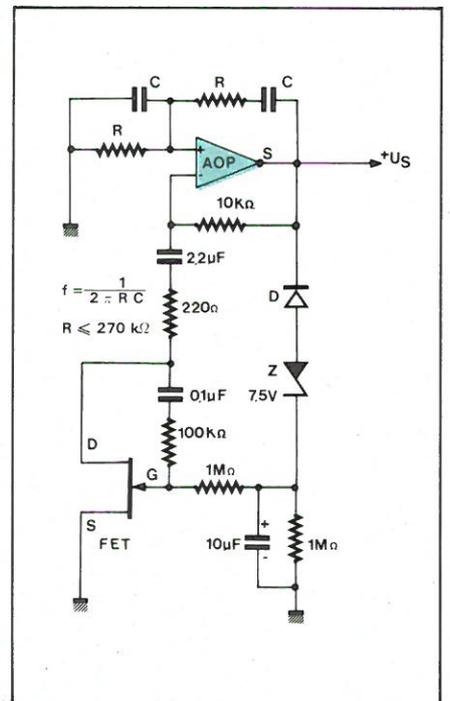


Fig. 7

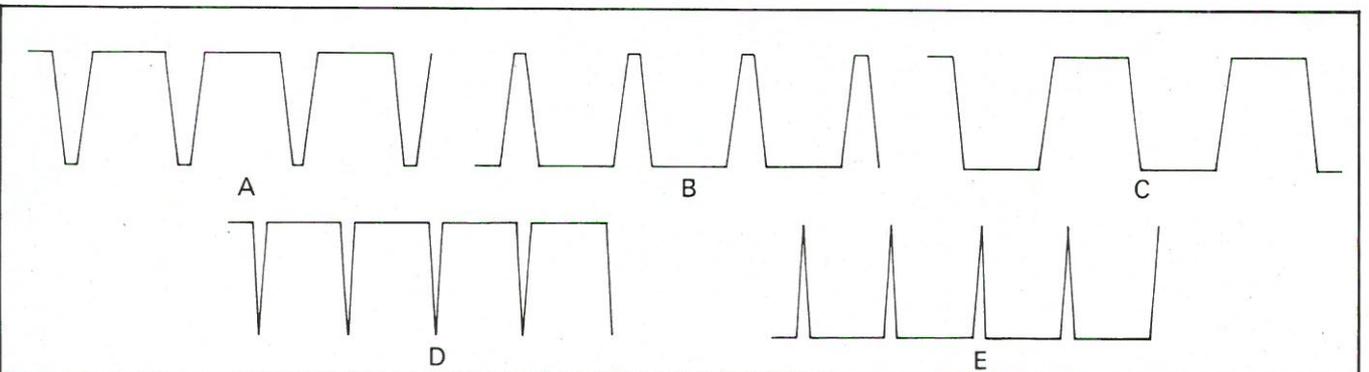


Fig. 5

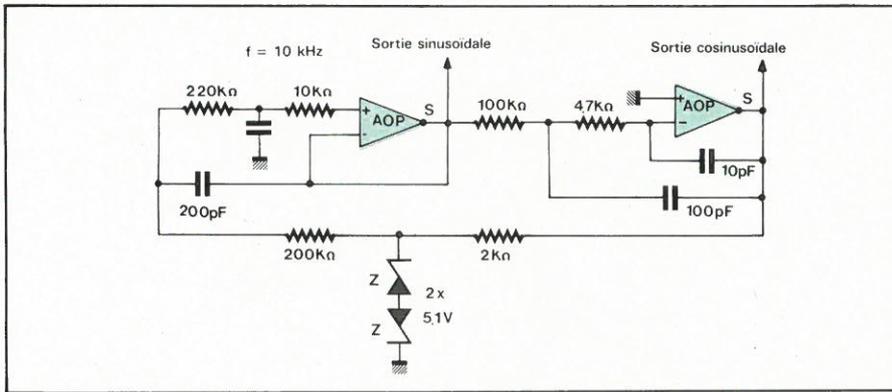


Fig. 8

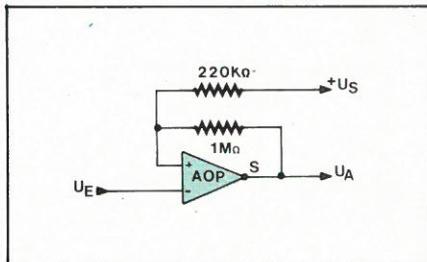


Fig. 9

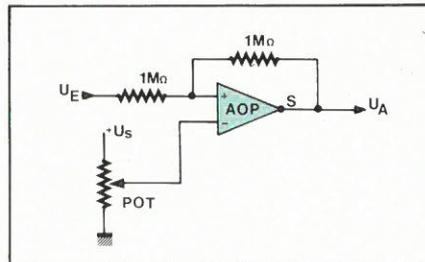


Fig. 10

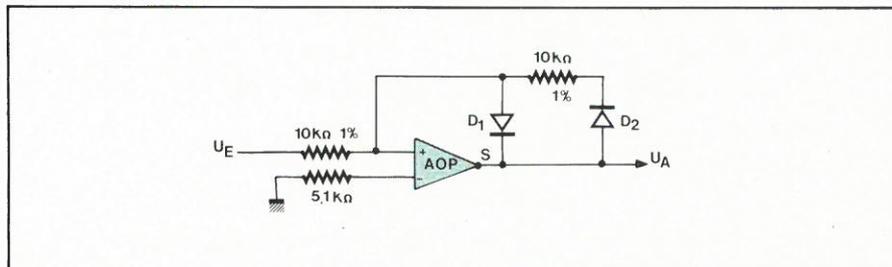


Fig. 11

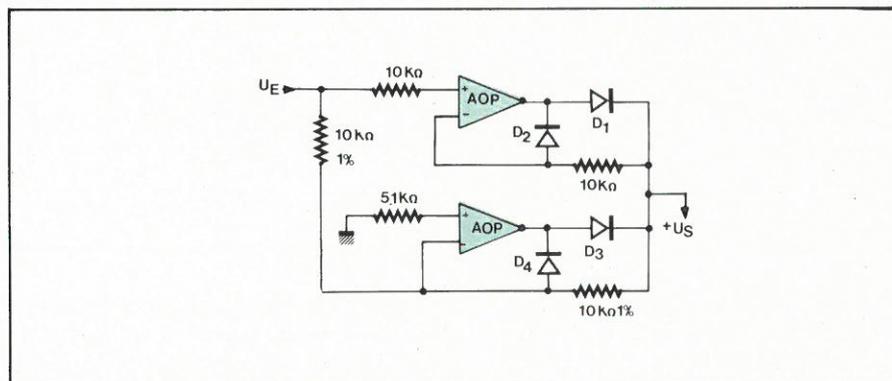


Fig. 12

On aurait pu prendre également,  $R = 100 \text{ k}\Omega$  et  $C = 15310 \text{ pF}$  pour obtenir un signal à 100 Hz, etc.

La particularité du dispositif réside dans le branchement d'un transistor à effet de champ, en parallèle sur la boucle de contre réaction. On obtient à la sortie  $U_3$ , un signal à amplitude constante.

Une variation de  $F$  est possible en remplaçant les deux résistances  $R$  par un potentiomètre double de  $250 \text{ k}\Omega$  par élément.

Voici, pour continuer ces analyses rapides, à la **figure 8**, un générateur de signaux sinusoïdaux utilisant deux amplificateurs opérationnels du même

type. La fréquence du signal fourni par ce montage est de 10 kHz avec les valeurs indiquées des composants.

Remarquons les deux sorties « sinus » et « cosinus » aux broches de sortie des deux Aop (= amplificateurs opérationnels), chaque Aop est soumis à la contre réaction, et l'ensemble à une réaction positive s'exerçant entre la sortie du deuxième Aop et l'entrée inverseuse du premier. Bien entendu, les deux signaux sont de forme sinusoïdale déphasés de  $90^\circ$ .

À la **figure 9**, on donne le schéma d'un trigger de Schmitt du type inverseur. Le signal d'entrée est  $U_E$ , la sortie étant celle du CI. Ce montage extrême-

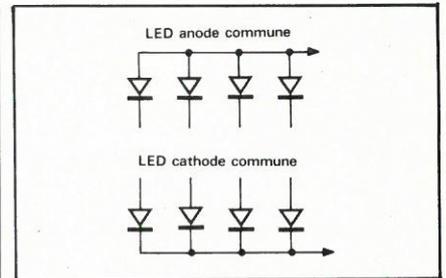


Fig. 13

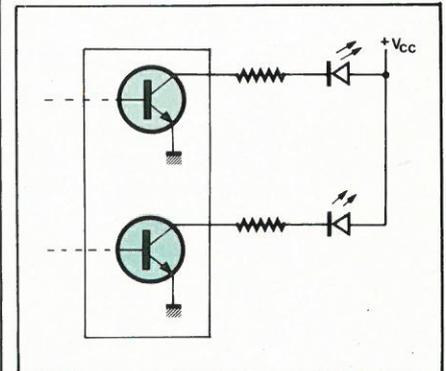


Fig. 14

ment simple peut se réaliser en quelques minutes, ne comportant qu'un Aop et deux résistances.

Un montage de trigger de Schmitt non inverseur est celui de la **figure 10** où il y a trois résistances au lieu de deux.

À la **figure 11**, le schéma représente un redresseur de précision pour appareils de mesure, par exemple un voltmètre digital. Le redressement est mono-alternance. Le signal alternatif est  $U_E$  et le signal continu  $U_A$ .

Pour terminer, voici à la **figure 12** un redresseur pour les deux alternances nécessitant deux Aop et quatre diodes. Celles-ci peuvent être des 1N914 ou des 1N4148.

## Les « LED » en montage cathode ou anode commune

Dans Popular Electronics vol.15 n° 4 (mai 1979), John Mc Veigh indique les moyens permettant de monter des LED à cathodes communes à la place de LED à anodes communes, et vice versa. À la **figure 13**, on montre des groupements de diodes. Voici d'abord à la **figure 14** un montage de deux ou plusieurs LED dont les anodes sont réunies par le fabricant, ce qui oblige de relier la ligne commune au + de la source d'alimentation  $+V_{cc}$ .

Les signaux de commande des LED sont fournis par les collecteurs des transistors NPN montés en émetteur commun avec des résistances en série limiteuses de courant. Lorsque la base d'un transistor ainsi monté devient

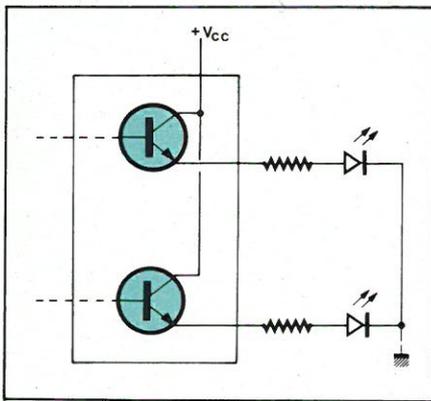


Fig. 15

plus positive, le courant de collecteur augmente d'où chute de tension plus importante et courant plus élevé dans la LED et dans la résistance.

De ce fait, si le courant est suffisant, la LED s'illumine. Par contre, si la tension de base est dans le voisinage de la polarisation de blocage, par exemple à zéro volt ou négative, le courant de collecteur est très faible ou nul. Il en résulte l'extinction de la luminosité de la LED.

A la **figure 15**, on illustre le cas des LED groupées dont les cathodes sont réunies.

Tout est disposé d'une manière contraire à celle du montage précédent.

Les LED sont orientées avec les cathodes à la sortie alimentation. Elles sont connectées à la masse (ou négatif de l'alimentation). D'autre part, les transistors, des NPN également, sont montés en collecteur commun. Tous les collecteurs sont reliés au + de l'alimentation tandis que chaque émetteur, électrode de sortie, est relié à l'anode de la LED correspondante.

Le fonctionnement est commandé par la polarisation de la base. Si la base est assez positive, le courant de la LED est important et celle-ci s'illumine. Si le transistor est bloqué la LED reste obscure.

Voici maintenant les solutions proposées par J. Mc Veigh pour se servir de LED groupées de la manière opposée à celle exigée dans un montage comme ceux des figures précédentes.

A la **figure 16**, on montre la transformation du montage de la **figure 14**. Il s'agit évidemment d'effectuer une inversion et cela se fait, de la manière la plus simple, avec un circuit... inverseur, comme indiqué sur la figure. Il s'ensuit la possibilité de montage de LED à cathodes communes. Si une base devient plus positive, le courant de collecteur croît ainsi que la chute de tension dans R.

De ce fait, la polarisation et entrée de l'inverseur décroît en s'approchant de celle de la masse; par conséquent, le

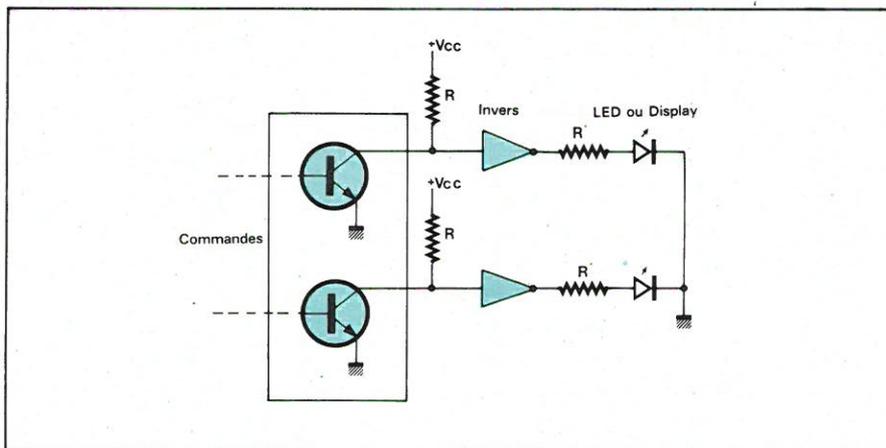


Fig. 16

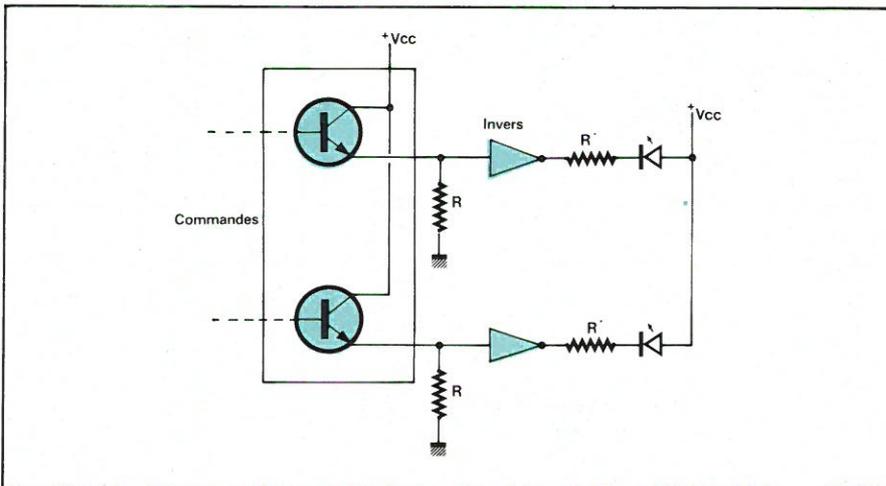


Fig. 17

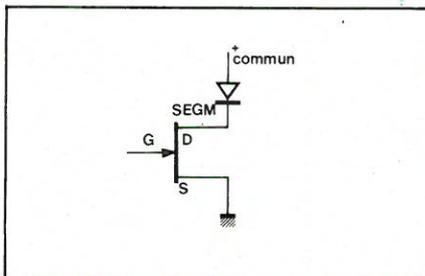


Fig. 18

courant du collecteur de sortie de l'inverseur est au niveau haut d'où illumination de la LED.

De la même manière, on verra que le montage de la **figure 17** fonctionnera, au point de vue de l'allumage et de l'extinction des LED, comme celui de la **figure 15**, mais avec des LED à anodes communes reliées au + de l'alimentation.

A noter que des CI spéciaux contiennent six éléments inverseurs à fonctionnement indépendant, dans les séries TTL ou C.MOS (par exemple le 7404).

Lorsque la LED est commandée par un transistor à effet de champ, comme on le montre à la **figure 18**, les LED à adopter sont celles à anodes réunies, on les connectera au + de l'alimentation.

Chaque drain de FET sera connecté

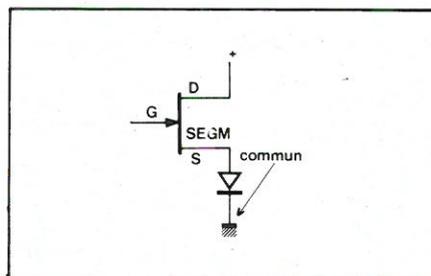


Fig. 19

à une cathode de LED. Le montage équivalent est donné à la **figure 19**. Les LED à cathodes communes sont montées dans les circuits des sources des FET, la ligne des cathodes étant aussi à la masse.

Remarquons qu'au lieu de LED de présentation habituelle, il peut s'agir de « display » à segments a, b, c... Chaque segment sera traité comme une électrode de LED. Dans le même POP. Electronics (vol. 15 n° 15), Harry S. Miller rappelle un emploi classique de transformateur secteur à 6,3 V comme survolteur ou dévolteur.

Le schéma proposé est à la **figure 20**.

On suppose que le transformateur est à primaire de 117 V et que le secondaire est de 6,3 V.

Il s'agit tout simplement de brancher P et S en série, dans le bon sens de

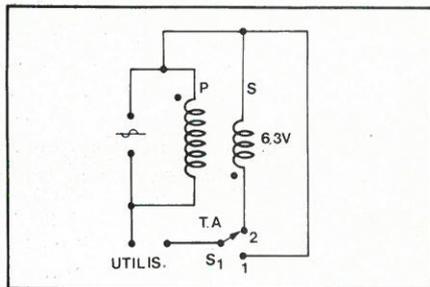


Fig. 20

manière à ce que la tension s'ajoutent. Dans ce cas, le survoltage est obtenu lorsque  $S_1$  est en position 1 et la tension normale en position 2.

Avec un inverseur bipolaire, il doit être possible de brancher le secondaire  $S$  en sens opposé. Dans ce cas, on aura dévoltage. Selon le même principe, si le transformateur passe de plusieurs secondaires à basse tension, on pourra le connecter en série pour obtenir diverses tensions supérieures ou inférieures à celles du secteur. Des combinaisons sont possibles avec primaire à prises.

## Opto-isolateur bidirectionnel à deux LED face à face

Dans Electronics, vol.52 n° 10 (10 mai 1979), Forest M. Mims III propose un montage optoélectronique original dont le schéma est donné à la figure 21 (A).

Ce dispositif comporte deux opto-isolateurs H11 A1, trois éléments inverseurs d'un CI 7404 qui en contient six, un opto-isolateur spécial rendu bidirectionnel réalisé par l'expérimentateur avec deux LED du type PO-195 montées face à face (ou « nez à nez » comme le dit F.M. Mims III dans son texte américain) de la manière indiquée en (B) de la même figure. L'examen du schéma permet de voir que le signal d'entrée est appliqué sous forme de courant électrique, au collecteur du phototransistor  $Q_1$ , par l'intermédiaire de  $R_1$ . Il est transmis par ce transistor à la sortie 1, et, également, à la LED 1 OP-195 (1).

On dispose, par conséquent, de deux voies pour la transmission du signal 1. La première est une voie directe vers la sortie correspondante 2, sans intervention des dispositifs optoélectroniques. La seconde transmet le signal électrique à la LED 1 de l'opto-isolateur bidirectionnel.

Cette LED fonctionne comme une diode électroluminescente émettrice donc, fonctionnant normalement. Les rayons se dirigent vers la LED 2 qui fonctionne comme une photodiode

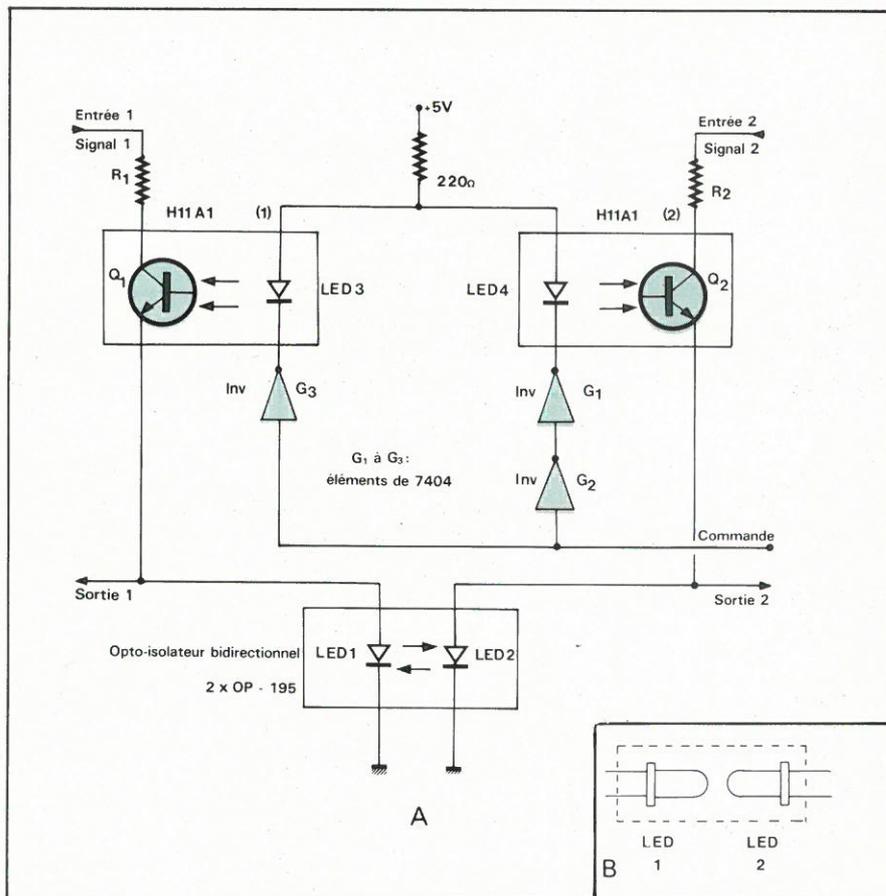


Fig. 21

réceptrice. Dans ces conditions, le signal 1 passe, de la LED 2, à la sortie 2.

Le même processus est suivi par le signal 2 appliqué à l'entrée 2. Il passe par  $R_2$ , par  $Q_2$  et parvient à la sortie 2 et, également, le signal parvient à la LED 2 qui le transmet optiquement à la LED 1 qui la transmet à la sortie 1.

La commande du choix des chemins parcourus par les signaux s'effectue à partir de l'entrée « COMMANDE » de la manière suivante :

- niveau 0, entrée 2 sortie 1
- niveau 1, entrée 1 sortie 2.

Les niveaux sont logiques donc de 0 V et 3 à 4 V.

Considérons le cas a) :

Les entrées des inverseurs  $G_1$  et  $G_3$  étant à 0 V, les chemins passant par les inverseurs et les LED 3 et LED 4 sont conducteurs. En effet, l'entrée de  $G_3$  étant au niveau 0, celle de  $G_2$  sera au niveau 1 et la sortie de ce même inverseur, ainsi que la cathode de LED 4, au niveau 0. Le signal 2 passera alors à la LED 2 qui sera également illuminée, fonctionnant comme émettrice.

Le signal 2 passera à la LED qui doit, dans ces conditions, fonctionner comme réceptrice.

En effet, il faut pour cela qu'elle ne soit pas polarisée. Dans ce cas, elle devient un élément photovoltaïque.

Revenons au niveau 0 de la com-

mande. L'entrée de  $G_1$  étant au niveau 0, sa sortie et la cathode de LED 3 sont au niveau 1 donc LED 3 ne conduit pas et  $Q_1$  est bloqué. Cela étant, LED 1 est bien en mode de fonctionnement photovoltaïque.

Si le niveau de la commande est 1, on verra de la même manière que le signal 1 est transmis à la sortie 2, en tenant compte des niveaux des inverseurs.

La diode OP-195 possède un émetteur d'infrarouge. Elle peut effectuer la transmission ou la réception des signaux en disposant les deux LED très proches l'une de l'autre comme en (B) de la figure 21.

Le montage se fait dans un tube isolant de faible longueur et se rétrécissant à la chaleur.

On pourra aussi coupler les deux OP-195 par des fils en fibre optique ou par un plastique guide de lumière.

A noter que le transfert de courant dans l'opto-isolateur bidirectionnel LED 1 - LED 2 est de 6 % donc très faible, le courant de la LED illuminée étant de 20 V. Rien de s'oppose à ce que les signaux de sortie soient amplifiés.

A la figure 22, on donne le transfert de courant de l'opto-isolateur à deux OP-195, l'un fonctionnant en mode photovoltaïque.

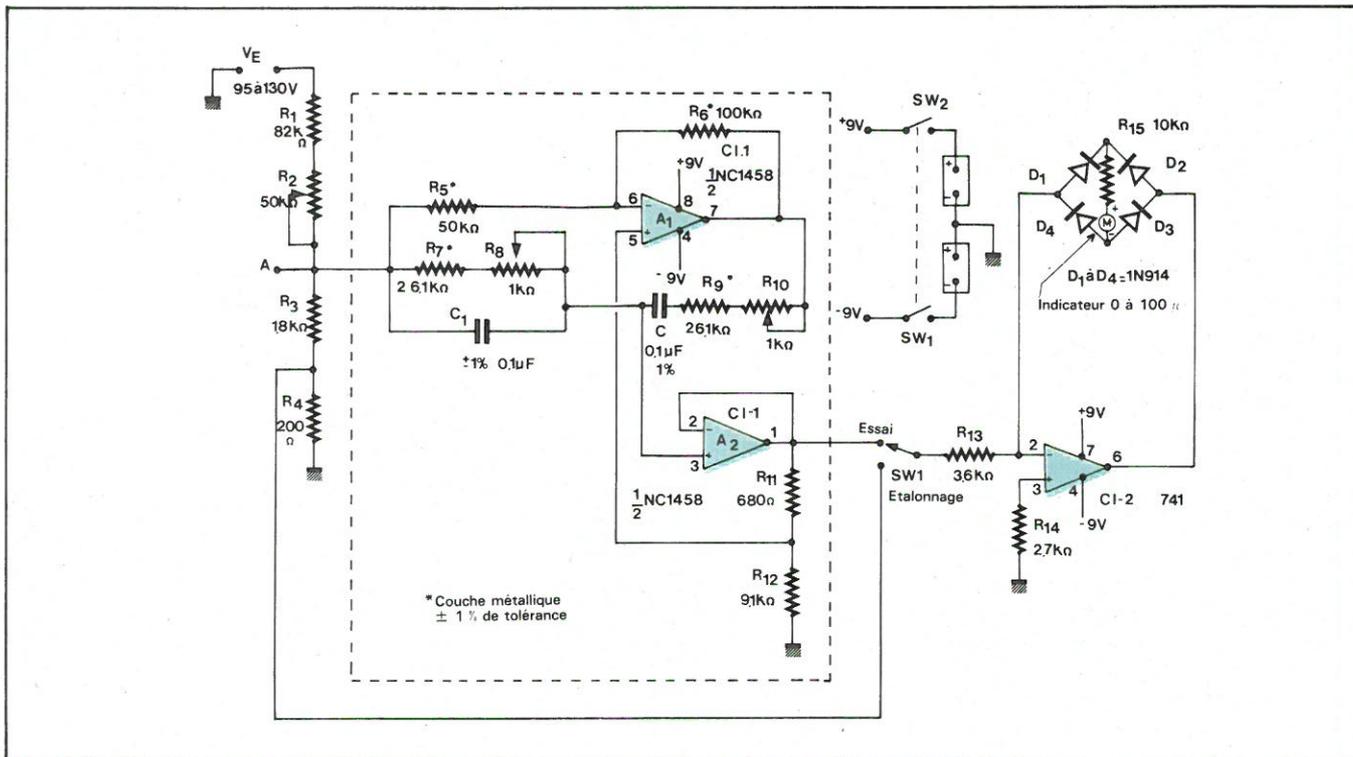


Fig. 23

En ordonnées le courant de la LED émettrice, en milliampères.

En abscisses le courant de la LED réceptrice, en microampères.

Par exemple, si le courant de la LED émettrice, est de l'ordre de 20 mA, celui de la LED réceptrice est de l'ordre de 10 µA.

Le rapport est alors :

$$r = \frac{10 \cdot 10^{-6}}{20 \cdot 10^{-3}} = 0,5 \cdot 10^{-3}$$

donc  $r = 0,05$  de l'ordre de 0,06 ou 6 % comme indiqué par l'auteur.

Les deux courbes présentent une petite différence due au fait qu'il y a une certaine dispersion des caractéristiques des LED 1 et 2 essayées. Il faut plus de courant émetteur dans le sens LED 2 — LED 1 que dans le sens opposé avec les deux LED dont a disposé l'expérimentateur.

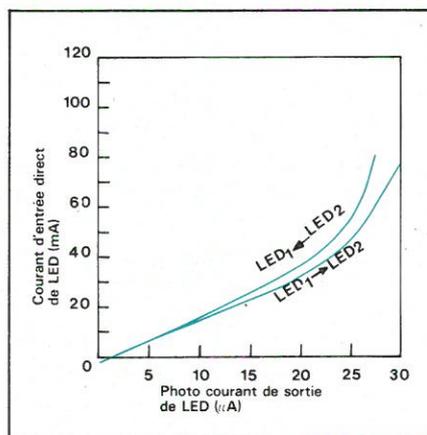


Fig. 22

complet à 60 Hz (aux USA) est appliqué à un filtre éliminateur qui supprime la composante du signal à cette fréquence fondamentale. De ce fait, ne restent que les composantes harmoniques du signal qui sont mesurées d'où obtention du THD. La distorsion peut se mesurer dans la gamme 0 à 10 %. On a choisi comme filtre éliminateur pour 60 Hz un pont de Wien à Q ajustable. Ce pont de Wien a été décrit dans un précédent Electronics (7 décembre 1978, page 124).

Les résistances  $R_{11}$  et  $R_{12}$  de ce pont (voir schéma, partie encadrée par un pointillé) sont déterminées pour obtenir un coefficient de surtension  $Q = 10$ . L'indication zéro est obtenu lorsqu'un signal à 180 Hz (H3) passe sans atténuation, les composants harmoniques moindres apparaissent aussi comme composants de distorsion.

Les valeurs de  $C_1$  et  $C_2$  permettent une bonne élimination effectuée par ce filtre, ils sont précis à  $\pm 1\%$  près. De

même les résistances désignées par les astérisques doivent avoir la même précision, c'est-à-dire une tolérance de  $\pm 1\%$ . Les résistances doivent être à couche métallique et les condensateurs doivent être en polycarbonate. Pour la mise au point initiale, on appliquera en (A) un signal à 60 Hz de 2 V, à faible distorsion. Placer SW1 en position « ESSAI » et ajuster  $R_8$  et  $R_{10}$  pour obtenir la lecture zéro du microampèremètre M, de 0 à 100 µA.

Placer ensuite SW1 en position « ETALONNAGE » et appliquer la tension du secteur à l'entrée  $V_c$ . Régler  $R_2$  de manière à ce que M indique le maximum 100 µA. Remettre SW1 en position « ESSAI » de sorte que le signal passe par le filtre éliminateur.

Le pourcentage de distorsion sera lu directement sur M.

A noter que la précision dépend de celle du rapport 10/1 du diviseur de tension  $R_3 - R_4$ .

Pour un maximum de précision, on devrait utiliser un indicateur gradué en valeurs efficaces. Un appareil précis à 10 % près peut convenir dans la plupart des applications.

Le pont des diodes utilise quatre 1N914. Le microampèremètre est monté en série avec une résistance de 10 kΩ.

Comme CI, on a utilisé un MC1458 qui contient deux amplificateurs opérationnels et un 741. Le MC 1458 est monté dans un boîtier à 8 broches et il en est de même du 741. L'alimentation est de  $\pm 9$  V avec point commun représentant la masse.

F. JUSTER

## Mesure des harmoniques du signal du réseau électrique

Lorsqu'on mesure les pertes dans les tôles d'un transformateur de secteur et autres dispositifs magnétiques, il est nécessaire de connaître la distorsion harmonique THD qui généralement ne doit pas dépasser 3 %.

L'appareil proposé par Hanno Normet dans Electronics (vol.25 n° 10 - 10 mai 1979) dont le schéma est donné à la figure 23, a été conçu dans ce sens.

Son principe est classique. Le signal

Dans la plupart des applications des semi-conducteurs, on trouve la notion de jonction.

Dans le cas d'une jonction P-N, la région N se charge positivement et la région P négativement. Il apparaît à la jonction une différence de potentiel de contact. En l'absence de tension extérieure il s'établit un équilibre statistique et la différence de potentiel entre les régions N et P demeure constante.

La double couche électrique qui se forme à la jonction constitue une barrière de potentiel. Le champ électrique qui règne dans la jonction en chasse les porteurs de charge ; la jonction est donc une région de charge d'espace.

La hauteur de la barrière de potentiel et le champ électrique de la jonction diminuent lorsqu'une tension extérieure est appliquée dans le sens direct.

Un contact métal-métal se comporte comme une jonction.

# L'effet zener et l'effet Branly

Dans les conducteurs, il existe une barrière superficielle qui s'oppose au départ spontané des électrons de conduction et dont on mesure la hauteur par le potentiel de sortie. Pour franchir cette barrière, les électrons doivent acquérir une énergie supplémentaire. La charge d'espace ne peut exister qu'à l'extérieur du conducteur.

Quand on place un conducteur dans un champ électrique on provoque un déplacement des électrons libres qui, selon le sens du champ, affluent vers la surface ou, au contraire, sont repoussés. Il y a, dans les deux cas, développement d'une charge électrique à la surface.

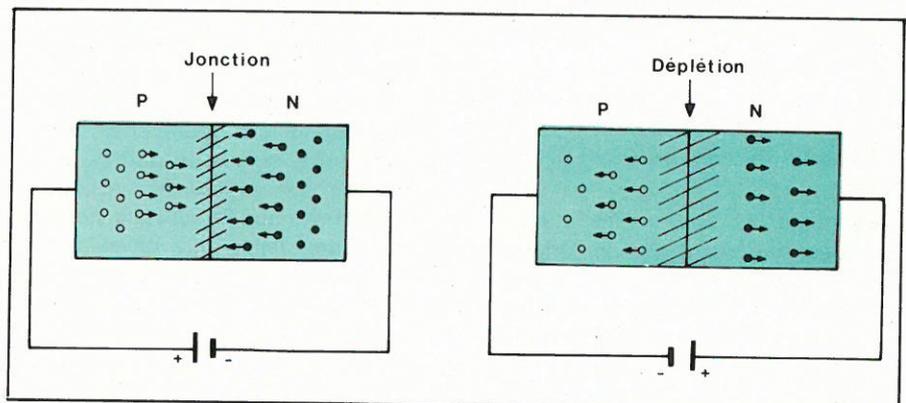


Fig. 1. - Diode à semi-conducteur, jonction P-N. A gauche : jonction sous tension directe conductrice. A droite : jonction sous tension inverse isolant.

## L'effet Zener

L'application d'une tension inverse à une jonction P-N éloigne les porteurs de charge ce qui crée une zone de déplétion accompagnée d'une augmentation des charges d'espace, de la hauteur de la barrière de potentiel et du champ électrique aux bornes de cette région (fig. 1).

Cette zone, dont l'épaisseur augmente avec la tension inverse, est parcourue par un faible courant constitué par des porteurs de charge expulsés; il porte le nom de courant résiduel.

Le schéma équivalent de la diode de Zener comprend une capacité non linéaire shuntée par une conductance non linéaire en série avec une petite résistance.

Lorsque la faible épaisseur de la jonction se concentre sur la surface, la tension négative produit un champ élevé dans la région de la charge d'espace.

Au-dessus d'une valeur critique ce champ, proportionnel à la résistivité de la région N, rompt des liaisons de covalence et libère un grand nombre d'électrons de valence entraînant une diminution considérable de la résistivité.

On admet aussi que les électrons, accélérés par l'augmentation du champ dans la charge d'espace, acquièrent une énergie suffisante pour arracher, par collision, des électrons aux atomes du matériau.

Le phénomène est cumulatif, il est dû à une ionisation dans la zone de déplétion.

Le claquage par champ électrique porte le nom d'effet Zener.

La décharge ne détruit pas la diode, le phénomène est réversible.

## L'effet Branly

Un contact électrique est considéré comme bon lorsqu'une force mécanique suffisante applique deux surfaces conductrices parfaitement propres l'une contre l'autre.

Les électrons libres passent alors aussi facilement à travers l'interface qu'à travers un joint de grain dans le métal.

Appliquant la théorie électronique aux mauvais contacts, H. Pelabon signalait la différence des vitesses de passage des électrons dans un contact dit parfait et dans un mauvais contact.

« Deux conducteurs, écrivait-il, sont dits en contact imparfait quand ils sont amenés à une distance suffisamment faible pour que les couches électro-

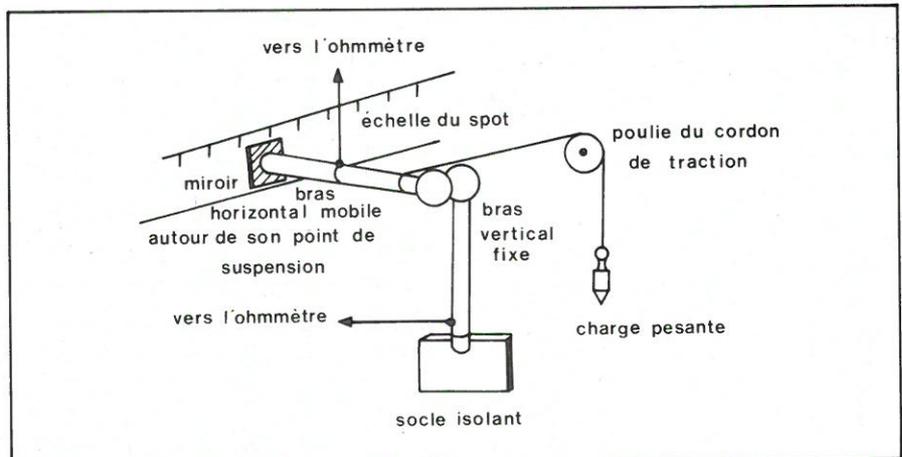


Fig. 2.

ques qui tapissent les surfaces en regard s'abordent ».

« Que se passe-t-il quand on établit une force électromotrice dans un tel circuit ? »

« En un temps très court un courant devrait s'établir mais le contact imparfait agit comme une barrière où s'accumulent les électrons qui ne peuvent passer à travers la couche diélectrique que par évaporation sur l'une des faces du contact et condensation sur l'autre ».

« La densité de la couche électronique est proportionnelle à la capacité du condensateur et à la force électromotrice ».

Nous retrouvons dans cette description, la notion de barrière de potentiel et une zone de déplétion traversée par un faible courant comme c'était le cas de la diode de Zener.

Le schéma équivalent de cette jonction P-N polarisée en sens inverse est le même que celui du contact électrique imparfait: capacité shuntée par une conductance en série avec une résistance.

Au cours de ses travaux sur les propriétés rectifiantes des contacts, H. Pelabon constata qu'un contact symétrique peut donner un courant rectifié à condition que l'une des deux pièces en présence soit plus mobile que l'autre.

« La pression électrostatique a pour effet de rapprocher périodiquement l'électrode mobile de l'électrode fixe ».

Poursuivant ses recherches, il se rendit compte qu'aux propriétés rectifiantes de son redresseur, s'ajoutait une sensibilité aux impulsions électromagnétiques telles que celles qu'on obtient quand un extra-courant de rupture est déclenché à proximité.

Une brusque et importante diminution de la résistance du contact se produit alors. Un léger choc mécanique annule l'effet de l'impulsion électromagnétique.

La première phase du phénomène reçut le nom de Cohération; la seconde phase, celui de Décohération.

On retrouve la réversibilité de principe caractérisant la diode de Zener dans ce que nous appellerons « effet Branly ».

H. Pelabon attribuait « l'effet Branly » aux propriétés élastiques des conducteurs en présence, thèse soutenue également par l'auteur.

Selon nous, les contacts électriques imparfaits sont des systèmes à un degré de liberté leur permettant d'être sensibles à des forces antagonistes de très faibles puissances.

Dans ces conditions, l'interpénétration géométrique des atmosphères électroniques superficielles se traduit par des variations de densité comme cela se passe lors de l'ionisation expliquant l'effet Zener. L'intensité du courant révèle ces variations.

## Les expériences

Notre hypothèse reposant sur les variations de la distance séparant les surfaces des deux conducteurs soumis à des influences extérieures, nous avons réalisé un appareil copié sur la balance de Coulomb rendant les phénomènes perceptibles.

Le dispositif se compose d'un fil de torsion auquel est suspendu un équipage mobile horizontal se terminant par une bille en bronze chromé pouvant entrer en contact avec une autre bille du même métal fixée à l'extrémité d'un tube de laiton vertical (fig. 2). Le fil de torsion joue le rôle d'antenne lorsque l'équipage mobile répond à une impulsion électromagnétique émise dans le voisinage. Dans ce cas, le déplacement de la bille mobile est imperceptible mais il correspond à une diminution importante de la résistance du contact.

Par contre, son entrée en contact

avec la bille fixe se voit à l'œil nu si c'est la charge électrostatique négative d'un bâton de résine synthétique qui agit à distance.

L'appareil est complété par un ensemble comprenant un cordon souple fixé près de la bille mobile et passant de l'horizontale à la verticale grâce à une poulie. A l'extrémité libre du cordon peuvent être accrochées des masses pesantes communiquant à l'équipage mobile des forces s'exerçant sur le contact.

Les possibilités d'obtenir la cohérence en fonction de la force mécanique ont été recherchées.

1° Cette force est suffisamment faible pour permettre au fil de torsion de rétablir la pression qui s'exerçait au point de contact avant la cohérence : c'est l'autodécohérence comparable à l'élasticité.

2° La force mécanique maintient un état d'équilibre qui est rompu par la cohérence. Laquelle peut être obtenue sans tension extérieure. Un léger choc manuel provoque un rebondissement visible de la bille mobile ; c'est la décohérence.

3° La force mécanique est suffisante pour supprimer les positions intermédiaires entre le bon contact et l'isolement. Le contact n'agissant plus

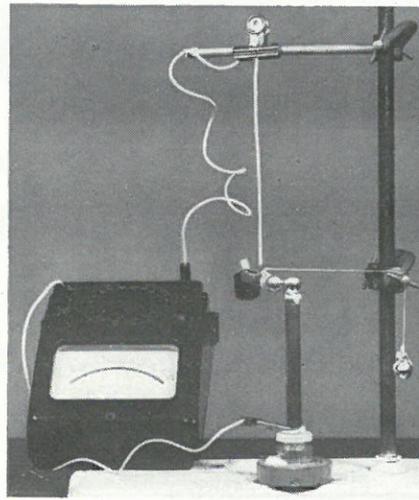


Fig. 3.

comme une barrière de potentiel, la cohérence n'est plus possible. Un seuil est ainsi atteint. Un autre seuil peut être la conséquence d'un claquage de la jonction survenant au moment du branchement d'une tension extérieure provoquant un courant relativement important.

### Conclusion

Un contact métal-métal présente donc avec une diode polarisée en sens inverse des analogies fonctionnelles.

Cependant, le contact métal-métal a la particularité de diminuer considérablement de résistance en l'absence de tension extérieure et malgré la distance relativement grande le séparant du générateur de champ électrique.

Le retour de la résistance à sa valeur primitive peut s'effectuer spontanément si l'entrée en contact franc est assez brusque pour être suivie d'un rebondissement.

L'application de ces propriétés à des dispositifs électroniques pourrait être fort intéressante en raison du prix de revient.

### Bibliographie sommaire

Pelabon H. – Application de la théorie électronique aux mauvais contacts. L'Onde électrique. Vol. 8. N° 88.

Mounic M. – Semi-conducteurs. Première partie. Foucher.

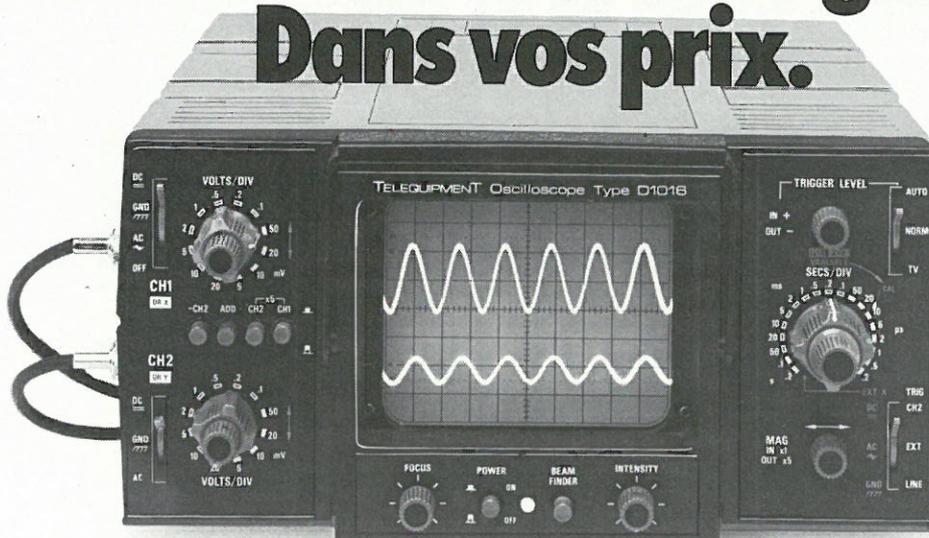
Copin H. – Les contacts électriques imparfaits. Electronique Applications N° 7.

Copin H. – Cohérence et décohérence. Electronique Applications N° 10.

H. Copin

Ancien Inspecteur Principal  
d'Etudes des Transmissions

# Performances haut de gamme. Dans vos prix.



D 1016, 2 voies,  
15 MHz, véritable XY

Monoblocs, compacts, robustes, faciles à utiliser et à transporter, les 4 appareils de la série 1000 vous offrent à des prix très accessibles, des oscilloscopes bénéficiant d'excellentes performances. Par exemple : l'adoption du mode de déclenchement "crête à crête" automatique, le choix de la source de ce

déclenchement (CH 1, CH 2 ou extérieur), la facilité d'utilisation : recherche automatique de trace (beam finder), etc. Une garantie supplémentaire : TELEQUIPMENT, du fait de son appartenance au groupe TEKTRONIX, vous offre un service après-vente réputé et efficace.

Découvrez TELEQUIPMENT une gamme complète d'oscilloscopes, comprenant également des oscilloscopes à tiroirs, à mémoire, alimentés par batterie incorporée, simple ou double base de temps, etc. Leurs performances sont dans vos prix.

## TELEQUIPMENT

— GROUPE TEKTRONIX —

Division Mesure Electronique - B.P. 13 - 91401 Orsay - Tél. : 907.78.27  
Centres régionaux : Aix-les-Milles Tél. : (42) 26.62.03 - Lyon Tél. : (78) 76.40.03 - Rennes Tél. : (99) 51.21.16  
Strasbourg Tél. : (88) 39.49.35 - Toulouse Tél. (61) 40.24.50

Coupon-réponse  
à retourner à TEKTRONIX  
Division Mesure Electronique  
Promotion des Ventes,  
B.P. 13 - 91401 ORSAY - Tél. : 907.78.27

M. \_\_\_\_\_  
Société : \_\_\_\_\_  
Activité : \_\_\_\_\_  
Fonction : \_\_\_\_\_  
Adresse : \_\_\_\_\_  
Tél. : \_\_\_\_\_

désire recevoir sans engagement de sa part :  
 une documentation sur la gamme  
TELEQUIPMENT  
 la brochure "PRINCIPE DE L'OSCILLOSCOPE"  
 la visite d'un ingénieur commercial.

EA CPV. Photo André Versailles



# ALLEMAGNE: UN SYSTEME D'AIDE AUX AUTOMOBILISTES

*Ce système utilise un réseau existant d'émetteurs FM pour transmettre de façon sélective des informations parlées à l'usage des automobilistes.*

La tendance actuelle en matière de circulation automobile est de fournir au conducteur un maximum d'informations sur les conditions du moment afin de lui permettre de prendre à temps les décisions nécessaires. En France, un système relativement efficace fonctionne depuis plusieurs années en région parisienne : des annonces de « radioguidage » sont intercalées dans le programme de la station musicale FIP, pouvant contribuer à la limitation de l'importance de certains bouchons. L'intérêt du procédé est qu'il utilise un autoradio non modifié. En contrepartie, le conducteur désirant utiliser ce service se voit dans l'obligation de « subir » le programme imposé, alors qu'il dispose peut-être de cassettes personnelles, ou bien alors que le programme des autres chaînes l'intéresserait peut être davantage.

Depuis environ 3 ans existe en RFA un système plus évolué fonctionnant d'ailleurs sur l'ensemble du pays et non sur une région favorisée.

Il nous a semblé intéressant de décrire succinctement le procédé, car il n'est nullement exclu que la France adopte tôt ou tard une solution voisine.

## Position du problème

Le problème consiste à faire parvenir un message parlé aux conducteurs circulant dans une zone déterminée, à l'exclusion de tous les autres. En France, par exemple, l'automobiliste Bordelais se dispenserait fort bien de

connaître la position et la largeur d'un bouchon situé à la Porte de la Chapelle. Malgré tout, il sera copieusement informé de ce genre d'incidents s'il écoute France Inter ou une station dite périphérique.

En plus de cette question de distinction géographique, il apparaît nécessaire de pouvoir également diffuser les

messages importants auprès des conducteurs écoutant une cassette ou même conduisant en silence.

Les réseaux d'émetteurs FM se prêtent fort bien à la mise en place de services répondant à ces besoins. En effet la bande passante étendue des équipements de radiodiffusion FM (stéréo notamment) autorise la transmission de signaux ultrasonores et infrasonores capables d'assurer toutes les fonctions de télécommande souhaitables. En AM, par contre, de telles signalisations doivent se faire dans le spectre audible. Citons le cas de telle chaîne périphérique qui télécommande la mise en service des récepteurs lors de la diffusion des titres des informations.

## Le système ARI

Le système fonctionnant en RFA porte le nom d'ARI (Autofahrer Rundfunk Information c'est-à-dire Information Radiodiffusée pour Automobilistes). Il exploite un réseau extrêmement dense d'émetteurs FM existants et un type spécial d'autoradio commercialisé par de grandes marques allemandes et utilisant de trois à quatre circuits intégrés supplémentaires.

En plus du programme normal, les émetteurs participant à ce service diffusent en permanence un signal à 57 kHz. Celui-ci éclaire un voyant sur

le récepteur à la manière du pilote 19 kHz des émissions stéréo. Ceci permet au conducteur (ou à un système de recherche automatique) de choisir un émetteur susceptible de diffuser des messages « ARI ».

Pendant toute la durée de ces messages, un signal à 125 Hz est superposé à l'émission. Ce signal, décodé, actionne des commutateurs analogiques incorporés au récepteur et chargés de commander le passage sur haut-parleur du message à la place du programme en cours (radio, cassette, voire le silence). En fin de message tout redevient normal dès la disparition du 125 Hz.

Enfin, une fréquence infrasonore de 23,75 à 55,98 Hz est également émise lors de la diffusion d'un message. Cette fréquence peut prendre une valeur parmi cinq selon la région à laquelle est destiné le message. De ce fait, bien que tous les émetteurs puissent transmettre les messages destinés à toutes les régions (nécessité d'un seul studio centralisé), le conducteur ayant sélectionné sur son récepteur la région dans laquelle il circule ne verra son programme musical interrompu que lors de la diffusion d'un message le concernant. En effet, les messages sont transmis sans interruption du programme en cours, par modulation en amplitude du signal à 57 kHz. Ainsi donc, l'auditeur non automobiliste ne sera pas inutilement dérangé par des messages ne le concernant pas, puisque seuls les autoradios sont équipés des décodeurs appropriés. Ceci n'est pas sans rappeler le système américain « SCA » qui consiste à diffuser sur une sous-porteuse (67 kHz) modulée en AM et incorporée à une émission FM normale, une musique d'ambiance ininterrompue utilisée par exemple pour la sonorisation des grands magasins au moyen d'un décodeur approprié.

La figure 1 montre un exemple d'organisation pouvant être adoptée à l'émission : un studio simplifié implanté au PC national de la circulation routière (disposant de toutes les informations utiles) élabore les messages et les envoie par ligne téléphonique ou faisceau hertzien au centre nodal recevant par ailleurs les modulations des divers studios de radiodiffusion. Les signaux infrasonores décidant de la région intéressée par le message pouvant être incorporés dès l'origine, il ne reste qu'à moduler la porteuse 57 kHz et à l'incorporer aux signaux multipléx stéréo déjà élaborés. L'ensemble peut alors être dirigé comme à l'accoutumée sur des émetteurs prévus pour la stéréo, donc à large bande passante.

Côté réception, la figure 2, montre le cheminement des signaux décodés à

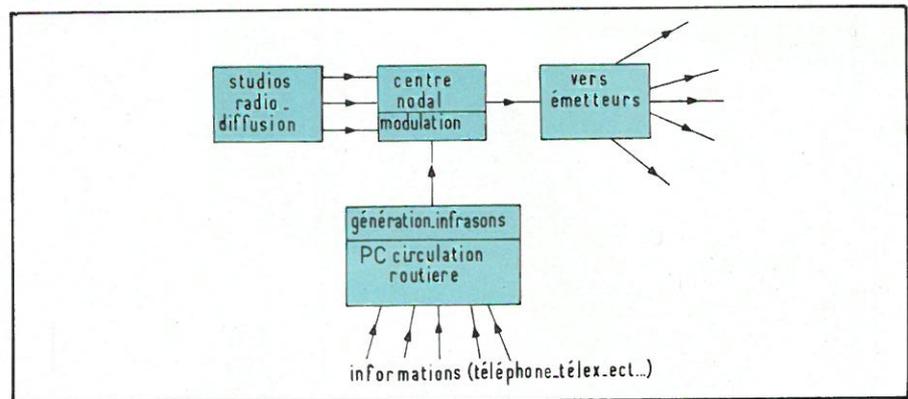


Fig. 1

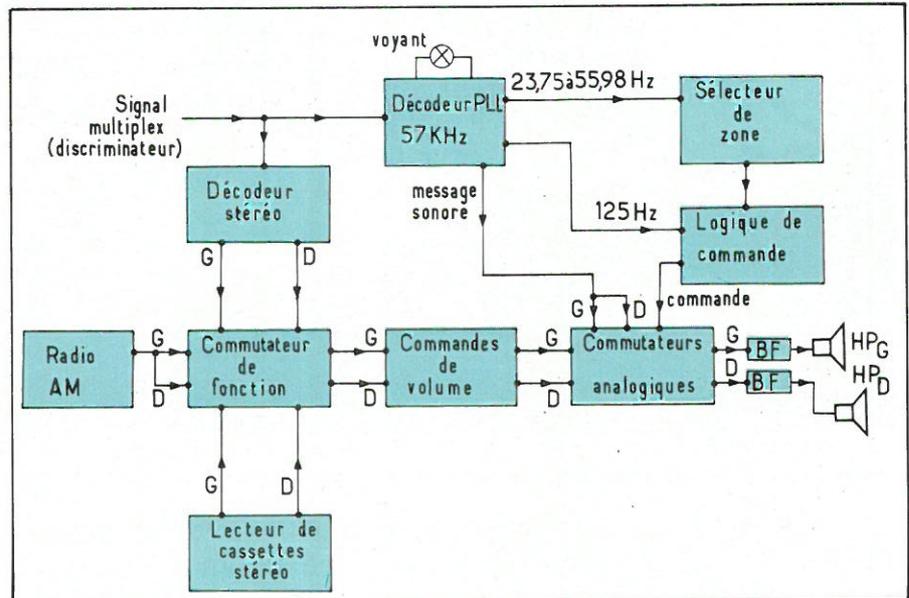
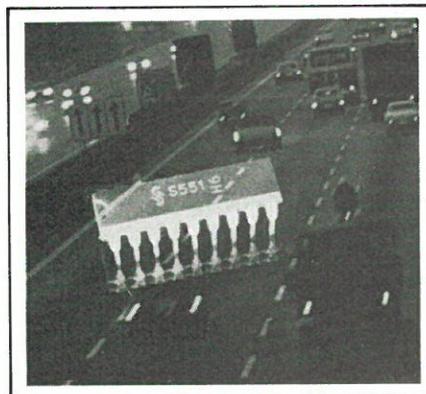


Fig. 2

l'intérieur de l'autoradio. Injecté en aval des commandes de volume et de fonction, le message est donc diffusé dans tous les cas de figure lorsque la logique de sélection a donné son feu vert, après examen de la programmation du sélecteur de zone.

## Conclusion

Ce système donne depuis déjà longtemps satisfaction aux Allemands de l'Ouest. L'existence de circuits intégrés spécifiques pour ces fonctions permet l'incorporation des décodeurs dans les



autoradios de haut de gamme sans en grever exagérément le prix de vente. Côté émission, l'infrastructure supplémentaire est des plus réduite puisqu'un seul studio peut suffire et que les émetteurs existants sont utilisés.

En France, deux problèmes se posent : d'une part, le public n'est pas forcément prêt à s'équiper de ce genre de système, d'autant que le parc d'autoradios est loin d'être comparable à celui de nos voisins. Certains projets de taxes ne sont d'ailleurs pas de nature à faire évoluer favorablement la situation.

D'autre part, un système semblable exigerait chez nous la modification d'un certain nombre d'émetteurs FM dont la bande passante, suffisante pour la monophonie, ne suffirait ni à la stéréo ni à la diffusion de la sous-porteuse 57 kHz.

Cependant, d'autres projets sont actuellement à l'étude, basés sur des principes parfois fort différents, mais susceptibles de rendre des services comparables et donc d'améliorer notablement les conditions de circulation, en zones urbaines notamment.

J. Dufourquet

## Circuits intégrés pour récepteurs radio

## ampli Fi et démodulateur pour FM

Fabricants : Fairchild

Équivalents  
LM 3075 (National)

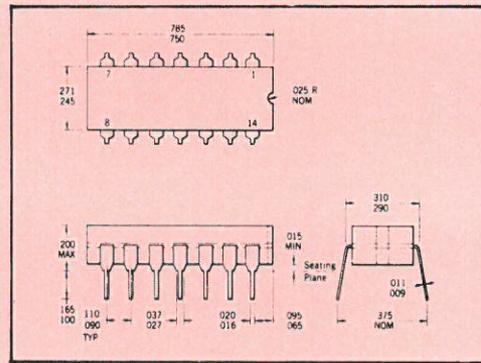
### Généralités

Le CA 3075 contient un amplificateur-limiteur à trois étages alimenté par un circuit à diode zener, un démodulateur différentiel et un préampli BF. L'ampli Fi présente un gain typique de 60 dB à 10,7 MHz, il est suivi d'un limiteur différentiel à source de courant présentant d'excellentes caractéristiques de limitation. Le démodulateur en quadrature n'utilise qu'une seule bobine ce qui simplifie l'éloignement et réduit le nombre des composants extérieurs. Les applications de ce circuit sont les récepteurs FM d'appartement, les autoradios, les radiotéléphones et les chaînes son des téléviseurs. Il se caractérise par les points suivants :

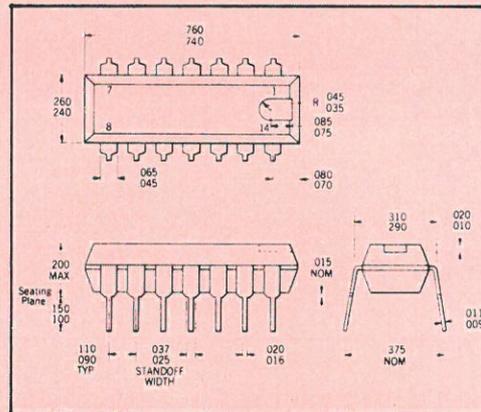
- Seuil de limitation 250  $\mu$ V à 10,7 MHz (125  $\mu$ V à 4,5 MHz).
- Réjection AM de 50 dB à 10,7 MHz.
- Alignement en un seul point.
- Démodulateur en quadrature.
- Alimentation stabilisée incorporée pour la partie Fi.

### Brochage

### Boîtiers



CA 3075 D (céramique)



CA 3075 E Plastique)

### Valeurs limites absolues

Tension d'alimentation : 18 V

Tension d'entrée (br. 1 et 2) :  $\pm 3$  V

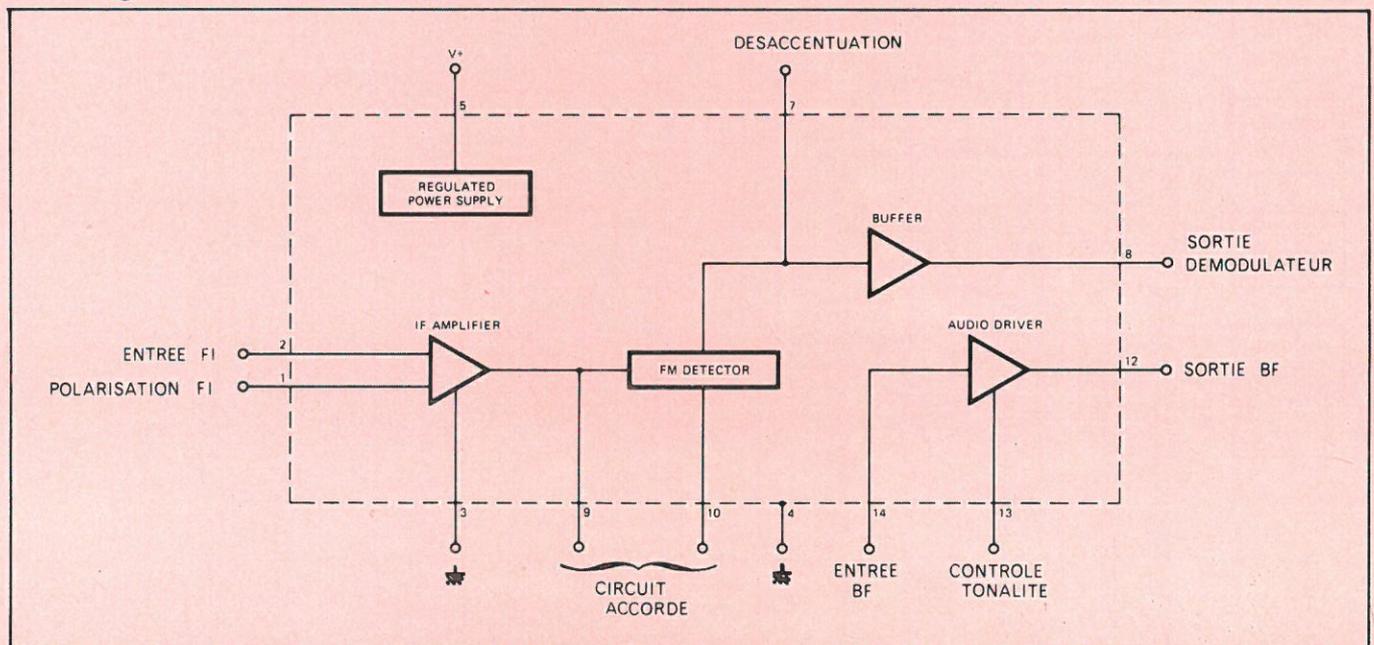
Dissipation : 670 mW

Températures de fonctionnement : -40 à +85 °C

Températures de stockage : -55 à +125 °C

Température des broches :  
CA 3075 D 300 °C (60 sec.)  
CA 3075 E 260 °C (10 sec.)

(derating : 8,3 mW/°C).

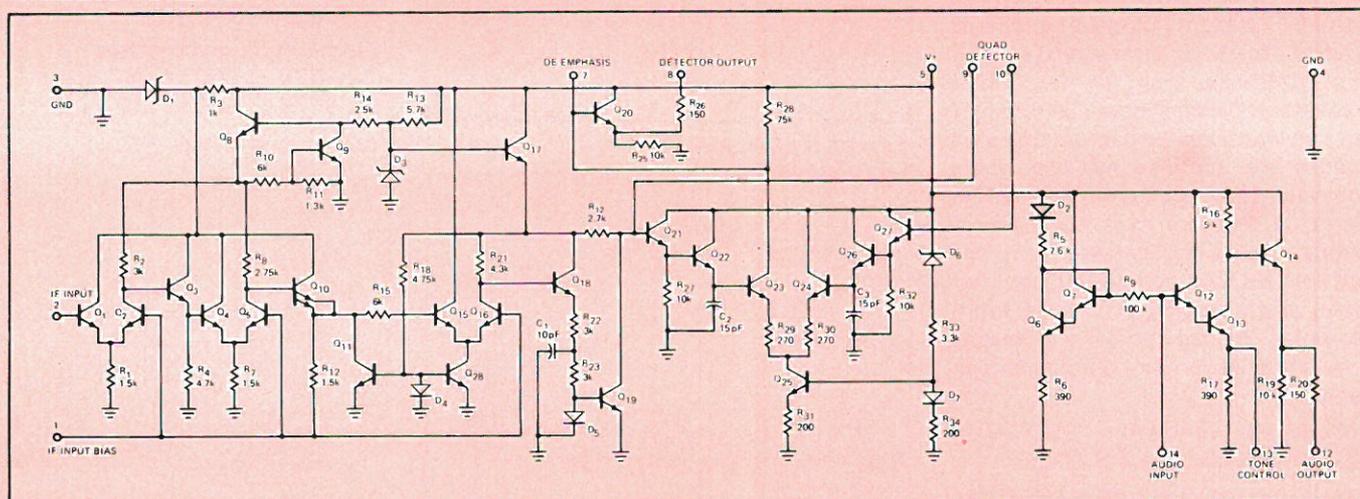


## Caractéristiques générales

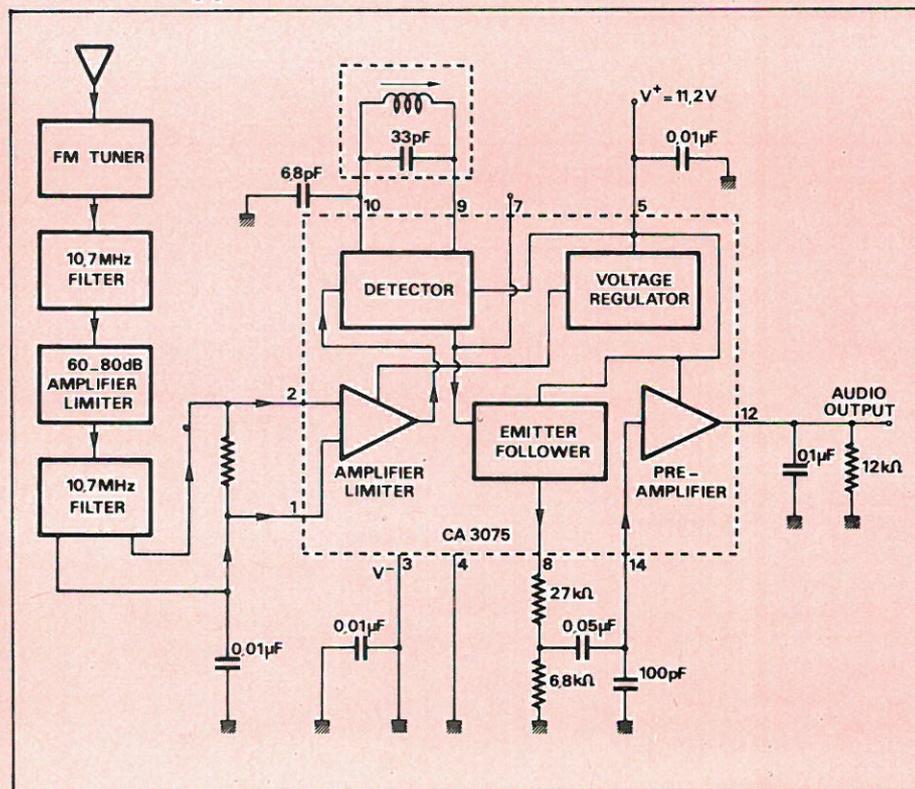
( $T_{amb} = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$   $V_+ = 12\text{ V}$ )

	Min.	Typ.	Max.	Unités			
Consommation	8.0	11	28	mA			
					12	17	35
Dissipation				mW			
Tensions normales	- 600	6.0	+ 600	V			
					5.5	5.0	
Variation de tension broche 8 pour $V_+ 10\text{ V} - 16\text{ V}$				$\mu\text{V}$			
10,7 MHz	0.5	0.7	600	$\text{V}_{\text{RMS}}$			
					40	50	2.0
Impédance d'entrée broche 14	40			$\text{k}\Omega$			
Gain en tension du préampli	10	12	17	V/V			
Distorsion harmonique pour $V_{12} = 2\text{ V}_{\text{eff}}$		2.0	4.0	%			
Excursion maximum en sortie du préampli	8.4			$\text{V}_{\text{pp}}$			

## Schéma interne



## Schéma d'application



## Circuits intégrés pour récepteurs radio

## ampli FI pour FM

Fabricant : Fairchild

Boîtier et brochage

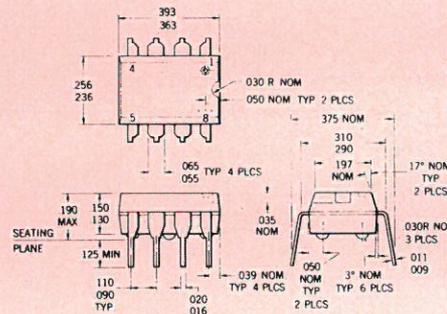
Équivalents  
ULN 2209 Sprague

### Généralités

Le  $\mu$ A 753 contient un amplificateur à trois étages travaillant également en limiteur. Les impédances d'entrée et de sortie sont de  $330 \Omega$ , ce qui convient parfaitement aux filtres céramique courants 10,7 MHz. Un régulateur de tension délivrant 7,8 V sous 10 mA est prévu pour l'alimentation d'une tête HF par exemple.

L'amplificateur comme le régulateur de tension sont compensés en température. La forte réjection de l'alimentation rend inutile toute stabilisation extérieure. Une sortie au niveau du second étage est prévue pour les circuits de CAG. Ce circuit se caractérise par les points suivants :

- gain de 50 dB à 10,7 MHz
- entrée et sortie  $330 \Omega$
- protection totale contre les courts-circuits.



- 1 Entrée Fi
- 2 Découplage d'entrée
- 3 Découplage d'alimentation
- 4 Masse
- 5 Sortie Fi
- 6 Sortie 7,8 V
- 7 Sortie Fi bas niveau
- 8 + alimentation

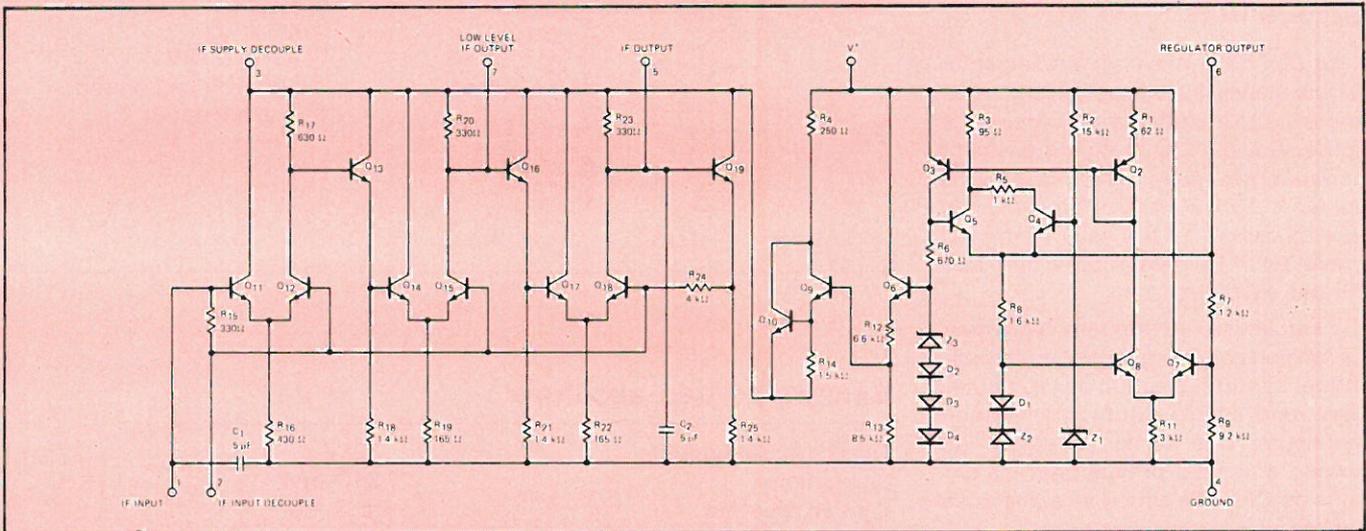
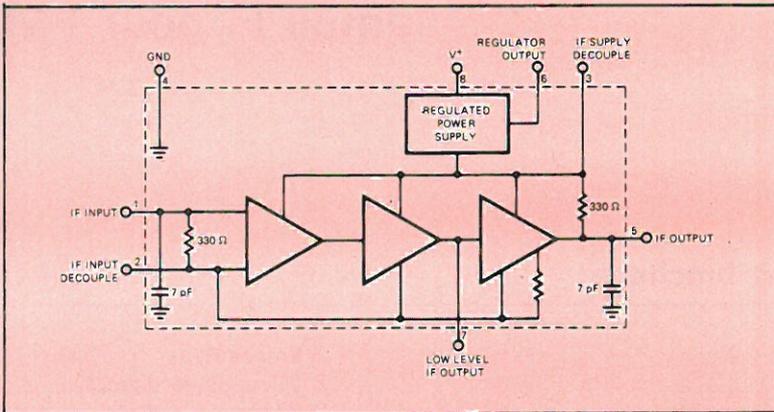
### Valeurs limites absolues

Tension d'alimentation	18 V
Dissipation	310 mW
Tension d'entrée	$\pm 3$ V
Courant du régulateur	10 mA
Durée du court-circuit du régulateur	illimitée
Température de fonctionnement	- 40 à + 85 °C
Température de stockage	- 55 à + 125 °C
Température des broches	260 °C (10 sec.)

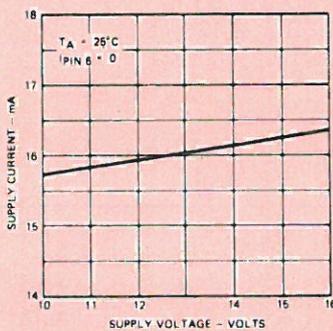
### Caractéristiques générales

	min	typ	max	
Tension d'alimentation	10		16	V
Consommation	11	16	19	mA
Dissipation		190	230	mW
		210	255	mW
Tensions normales		1.4		V
Broches		2.6		V
		2.0		V
		7.2	8.3	V
		2.0		V
		900		$\mu$ V
Seuil de limitation à - 3 dB		1.1		V <sub>pp</sub>
Excursion en sortie		1.4		V <sub>pp</sub>
Gain	40	50	56	dB
Variation de gain	- 40 °C $\leq$ T <sub>amb</sub> $\leq$ + 25 °C		6.0	dB
		+ 25 °C $\leq$ T <sub>amb</sub> $\leq$ + 85 °C	1.0	dB
Impédance d'entrée	230	330	440	$\Omega$
	5.0	9.0	14	pF
Impédance de sortie	230	330	440	$\Omega$
	5.0	9.0	14	pF
Niveau de bruit en sortie		5.0		mV <sub>RMS</sub>
Régulation amont		3.0	30	mV
Régulation aval	régulateur 7,8 V		- 10	mV
Coefficient de température			- 0.15	mV/°C

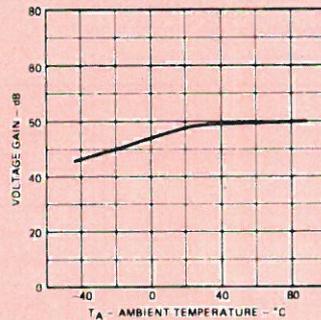
## Schéma interne



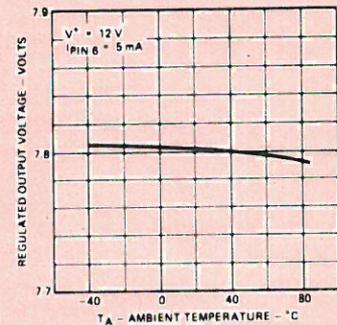
## Courbes



Consommation en fonction de la tension d'alimentation

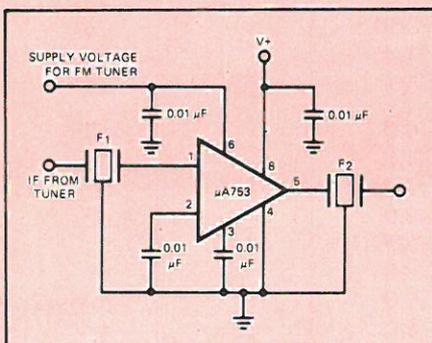


Gain en fonction de la température



Tension régulée en fonction de la température

## Schéma d'application



F<sub>1</sub> et F<sub>2</sub> portent les références SFE 10,7 MA Murata/Stettner

## Circuits intégrés pour récepteurs radio

## récepteur AM

Fabricant : Signetics (RTC)

Boîtier et brochage

### Equivalents

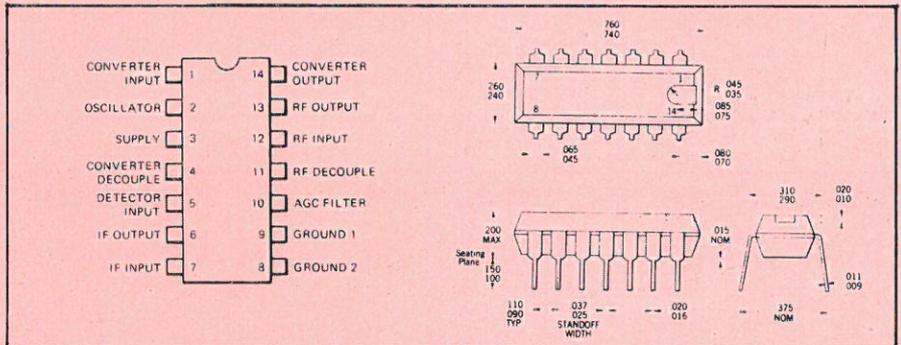
$\mu$ A 720 Fairchild  
CA 3123 RCA  
ULN 2137 Sprague

### Généralités

Le NE 546 est un circuit intégré contenant un amplificateur HF, un amplificateur Fi, un mélangeur, un oscillateur, un circuit de CAG et un régulateur de tension. Il est prévu pour la construction de récepteurs AM superhétérodynes et spécialement d'autoradios.

Il se caractérise par les points suivants :

- faible bruit
- circuit de CAG incorporé
- amplificateurs utilisables séparément
- oscillateur-mélangeur à réaction interne
- sélectivité élevée
- bonne réjection de la fréquence image.



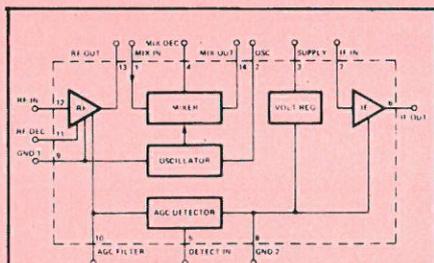
### Valeurs limites absolues

Tension d'alimentation	16 V après régulation
Tension d'alimentation	40 V avant régulation
Courant d'alimentation	35 mA
Dissipation	750 mW
Température des broches	300 °C
Température de fonctionnement	- 40 à + 85 °C
Température de stockage	- 65 à + 150 °C

### Caractéristiques générales

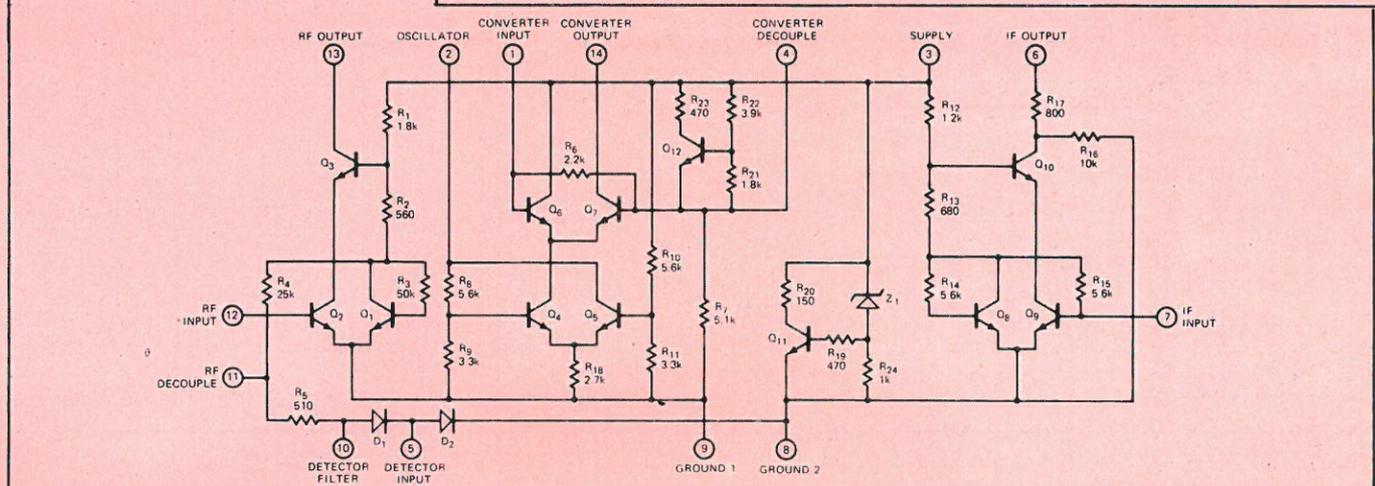
	min	typ	max	unités
Tension d'alimentation	9		15	V
Tension de zener	5,5	6	7	V
Tension de CA (broche 5)	0,1	0,25	0,4	V
Consommation	15	18	22	mA
Courant d'oscillateur		1		mA
Courant de zener	12	14	16	mA
Seuil de saturation	500			mV
Sensibilité		2,5	5	$\mu$ V
Rapport signal/bruit à 100 $\mu$ V	34	40		dB

### Schéma interne

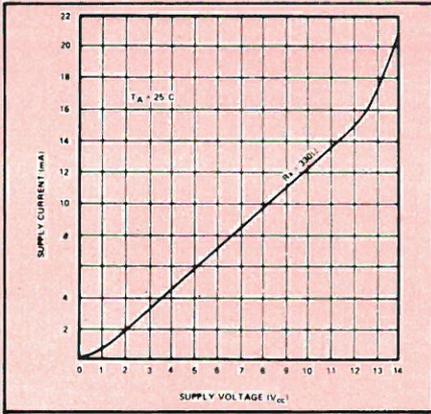


### Impédances

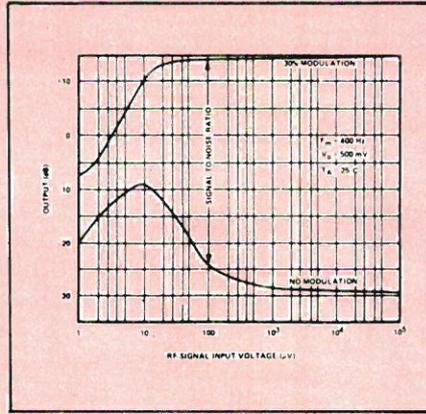
	entrée	sortie
ampli HF	2 M $\Omega$ // 6 pF	670 $\Omega$ // 20 pF
ampli Fi	10 k $\Omega$ // 3,5 pF	850 $\Omega$ // 35 pF
mélangeur	2 M $\Omega$ // 2 pF	2 k $\Omega$ // 4 pF



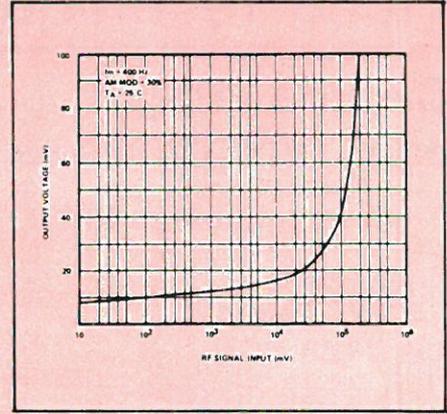
# Courbes



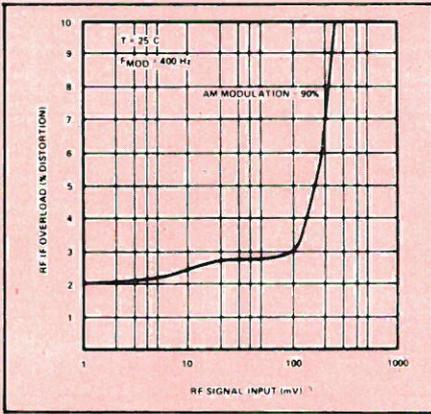
Consommation en fonction de la tension d'alimentation.



Rapport S/B en fonction du niveau d'entrée.



Distorsion en fonction du niveau d'entrée.

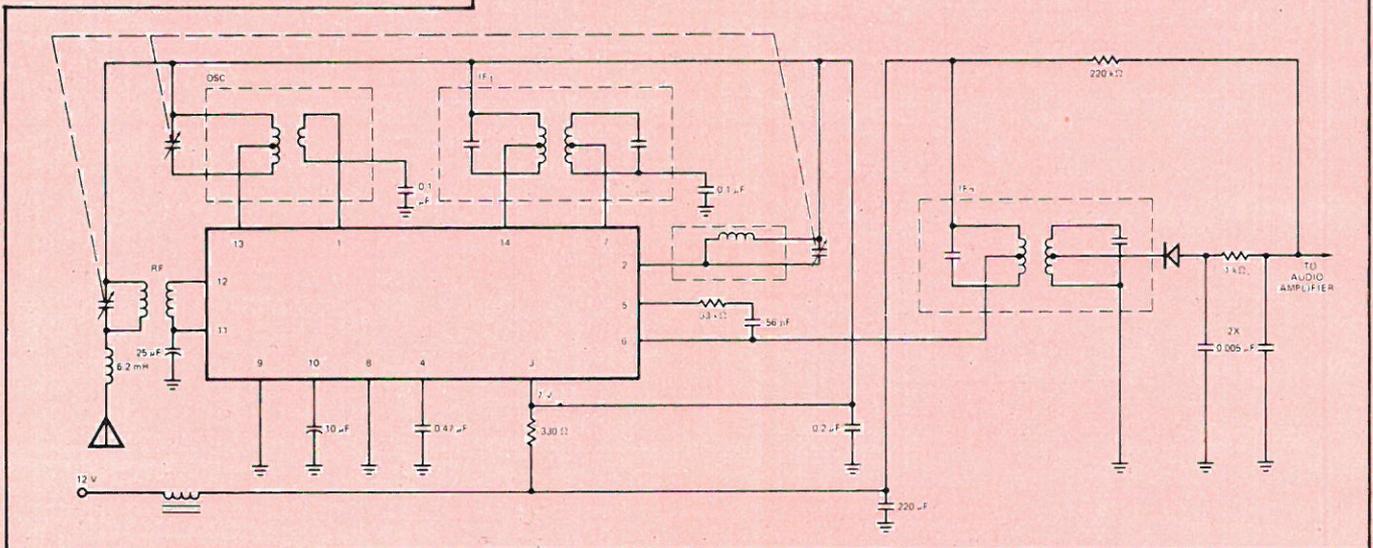


Courbe de CAG.

	<p>HF:</p> <ul style="list-style-type: none"> <li>1-2 44 spires</li> <li>2-3 81 spires</li> <li>4-5 8 spires</li> </ul>
	<p>Oscillateur:</p> <ul style="list-style-type: none"> <li>1-3 95 spires</li> </ul>
	<p>MF N° 1</p> <ul style="list-style-type: none"> <li>1-2 120 spires</li> <li>2-3 80 spires</li> <li>9-10 15 spires</li> <li>9-8 185 spires</li> </ul> <p>pot ferrite k = 0,02</p>
	<p>MF N° 2</p> <ul style="list-style-type: none"> <li>1-2 120 spires</li> <li>2-3 80 spires</li> <li>9-10 30 spires</li> <li>9-8 170 spires</li> </ul> <p>pot ferrite k = 0,021</p>

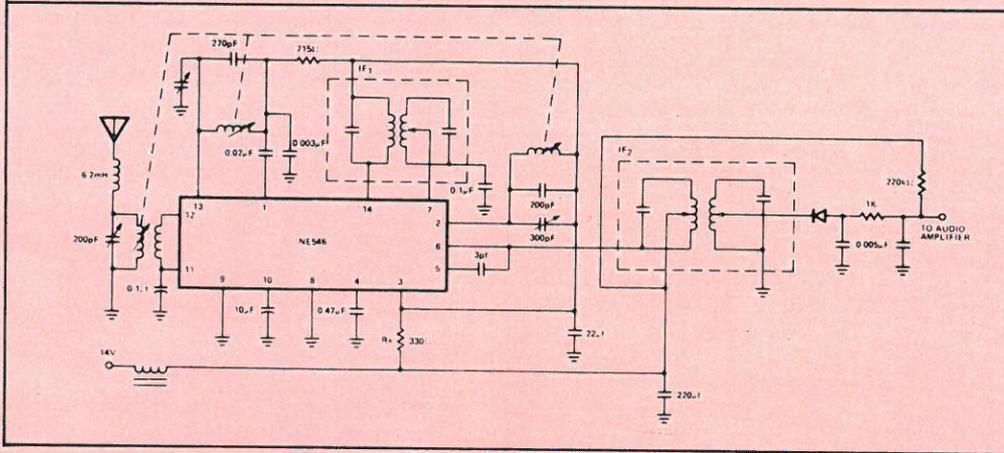
# Schémas d'application

## 1) Récepteur AM à accord par CV



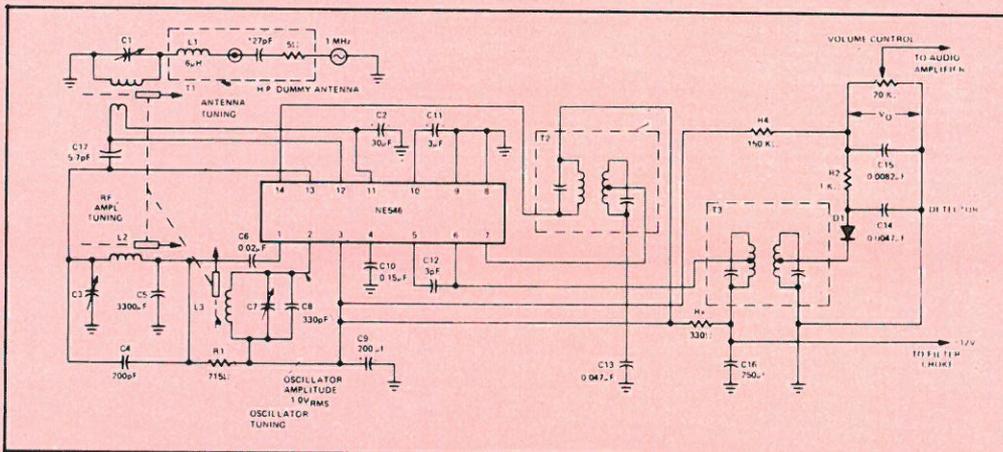
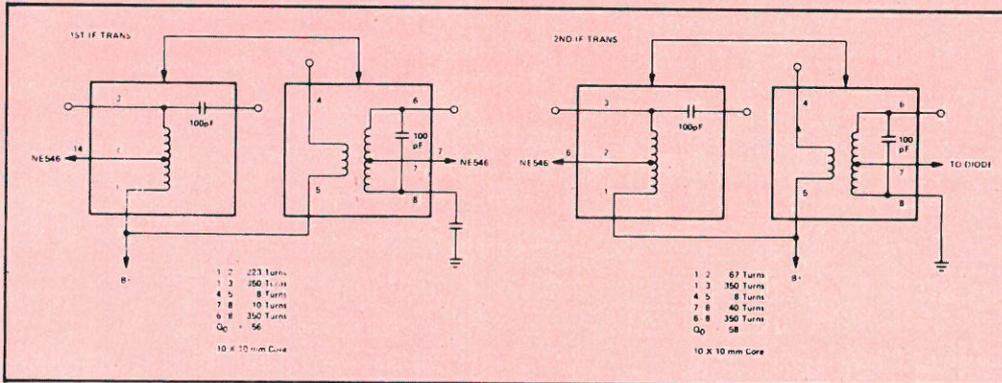
CV: 13 à 190 pF + 12 à 80 pF  
cadre ferrite: 10 mm x 120 mm

## 2) Récepteurs AM à accord par noyaux plongeurs :



MF N° 1

MF N° 2



## Circuits intégrés pour récepteurs radio

## ampli FI et démodulateur pour FM

Fabricant : Siemens

### Généralités

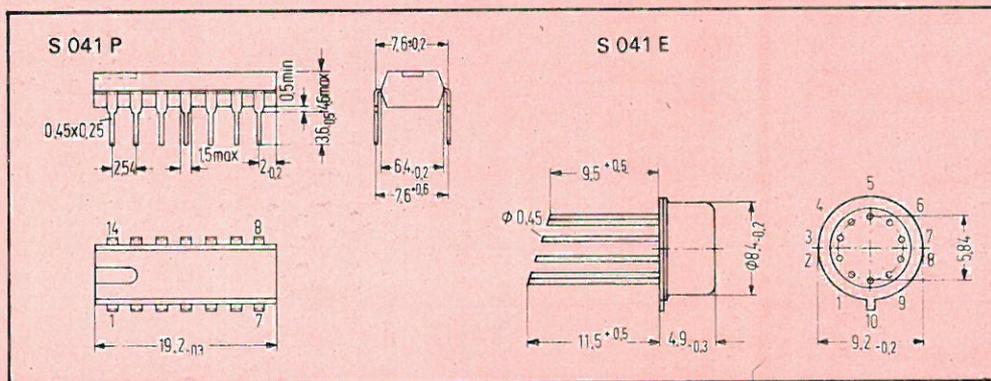
Le SO 41 est un amplificateur symétrique à six étages associé à un démodulateur à coïncidence symétrique, prévu pour l'amplification, la limitation et la démodulation de signaux modulés en fréquence. Le SO 41 est particulièrement adapté aux cas où une très fai-

ble consommation est de rigueur, ou bien lorsque d'importantes fluctuations de la tension d'alimentation sont à craindre.

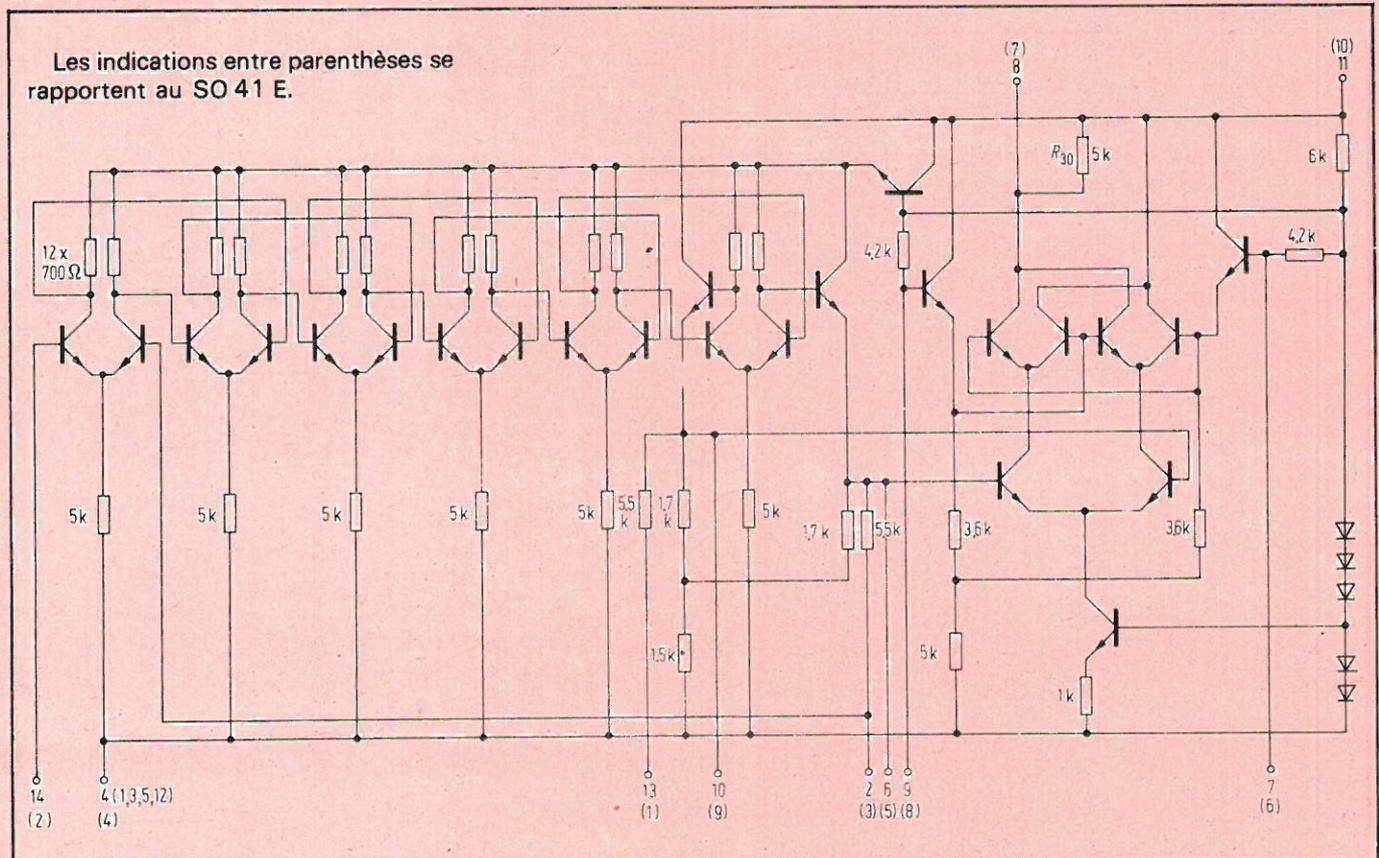
Ce circuit intégré convient aussi bien aux applications en bande étroite (Fi de 455 kHz) qu'en large bande (Fi de 10,7 MHz).

Différents types : SO 41 P SO 41 E

### Boîtiers



### Schéma interne et brochage



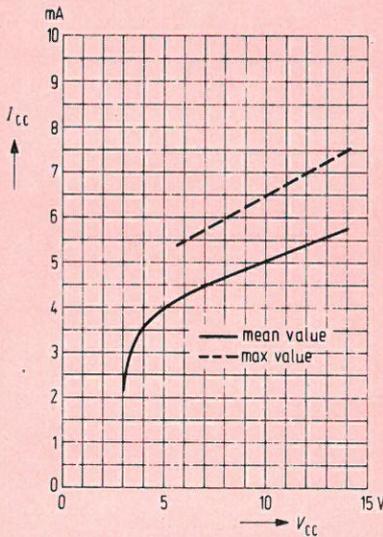
## Valeurs limites absolues

Tension d'alimentation	$V_{CC}$	15	V
Température de fonctionnement	$T_{amb}$	- 25 à + 85	°C
Température de stockage	$T_s$	- 40 à + 125	°C
Domaine de fonctionnement	$V_{CC}$	4 à 5	V
	$f$	0 à 35	MHz

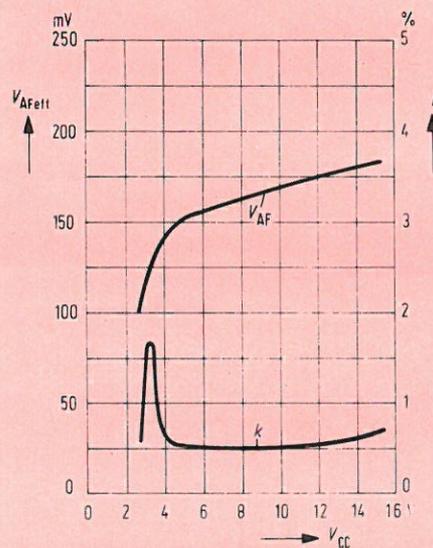
## Caractéristiques générales

		Min.	Typ.	Max.	Unité
Courant d'alimentation	$I_S$	4,0	5,4	6,8	mA
Tension de sortie BF (10,7 MHz $\Delta f = \pm 50$ kHz 10 mV)	$U_{q\text{ eff}}$	100	170		mV
Distorsion harmonique	$k$		0,55	1,0	%
Variation du niveau de sortie (alim. 15 V — 4 V)	$\Delta U_q$		1,5		dB
Seuil de limitation à l'entrée	$U_{i\text{ Begr}}$		30	60	$\mu$ V
Gain en tension à 10,7 MHz	$V_U$		68		dB
Seuil de limitation à la sortie	$V_{qss}$		130		mV
Impédance d'entrée 10,7 MHz	$Z_i$		20/2		$k\Omega/pF$
	$Z_i$		50/4		$k\Omega/pF$
Impédance de sortie (broche 8)	$R_q$	3,5	5	8,5	$k\Omega$
Chute de tension dans $R_{30}$	$U_{11-8}$		1,5		V
Réjection AM ( $m = 30\%$ $\Delta f = \pm 50$ kHz 10 mV)	$a_{AM}$		60		dB

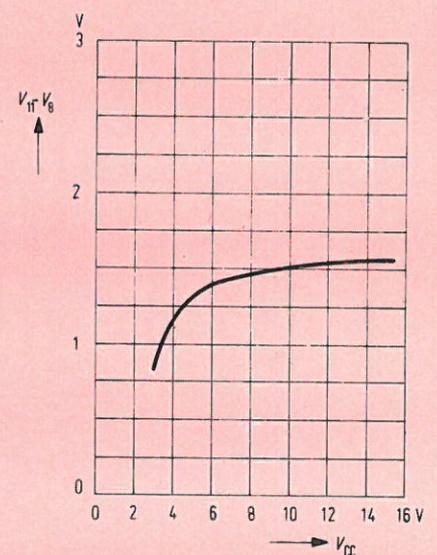
## Courbes



Consommation en fonction de la tension d'alimentation.



Niveau de sortie BF et distorsion harmonique en fonction de la tension d'alimentation.



Composante continue en sortie en fonction de la tension d'alimentation.

## Schémas d'application

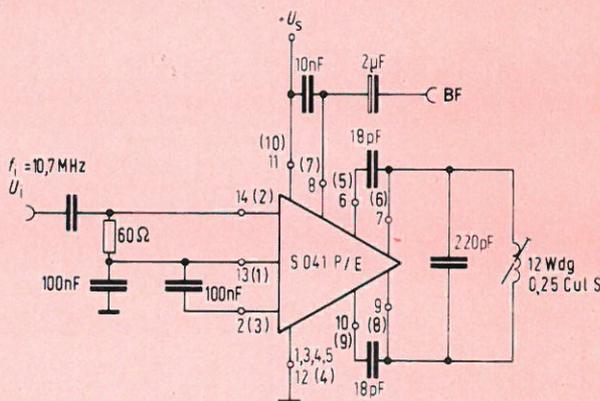


Schéma simplifié.

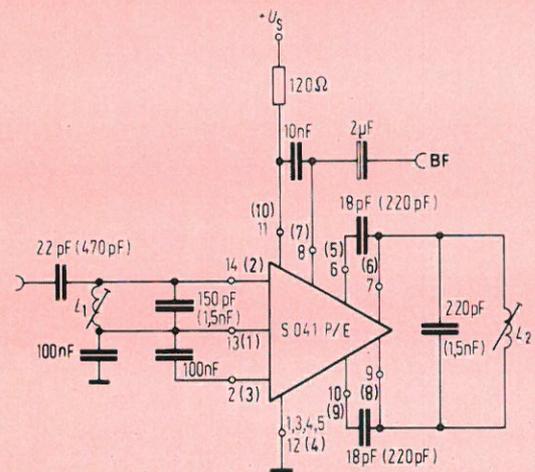


Schéma typique.

(Les valeurs de composants entre parenthèses sont pour 455 kHz au lieu de 10,7 MHz).

## Circuits intégrés pour récepteurs radio

## oscillateur-mélangeur 200 MHz

Fabricant : Siemens

### Généralités

Le SO 42 est un modulateur en anneau d'application universelle pour tous usages jusqu'à 200 MHz. Il peut ou non faire appel à son oscillateur incorporé. Le signal de sortie est

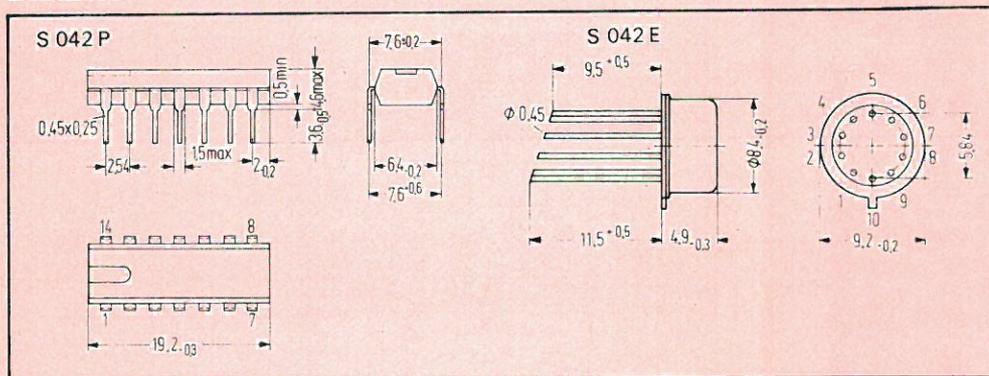
débarassé des signaux d'entrée. Parallèlement à ses utilisations de base en mélangeur, convertisseur de fréquence et démodulateur dans les récepteurs FM/AM, le SO 42 peut être utilisé en tant qu'inverseur de polarité, multiplicateur, etc.

Il se caractérise par les points suivants :

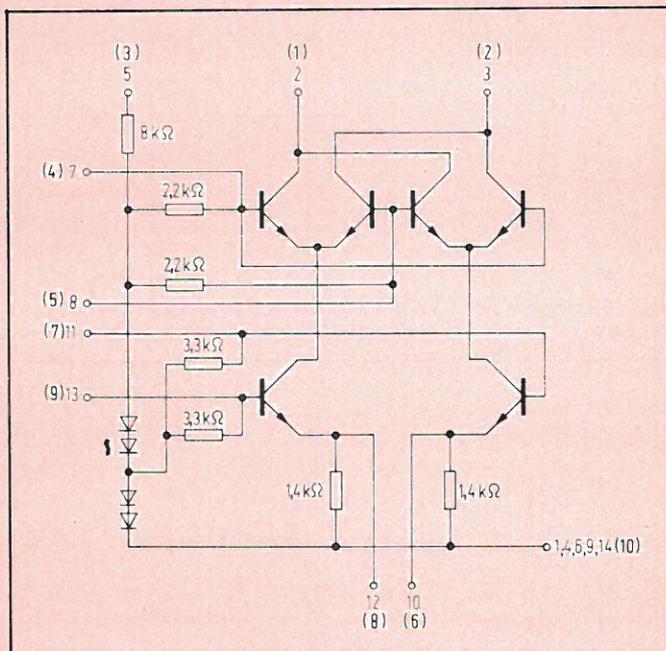
- large gamme de tensions d'alimentation
- nombreuses applications
- peu de composants externes
- gain de conversion élevé
- faible bruit

Différents types : SO 42 P SO 42 E

### Boîtiers



### Schéma interne et brochage



Les indications entre parenthèses se rapportent au SO 42 E.

### Valeurs limites absolues

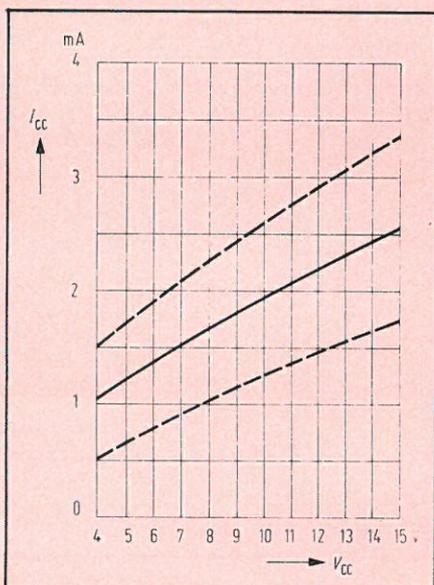
Tension d'alimentation	$V_{cc}$	15	V
Température de fonctionnement	$T_{amb}$	- 15 à + 70	°C
Température de stockage	$T_s$	- 40 à + 125	°C
Résistance thermique SO 42 P	$R_{thSA}$	110	K/W
SO 42 E	$R_{thSA}$	190	K/W
Domaine de fonctionnement	$V_{cc}$	4 à 15	V

## Caractéristiques générales

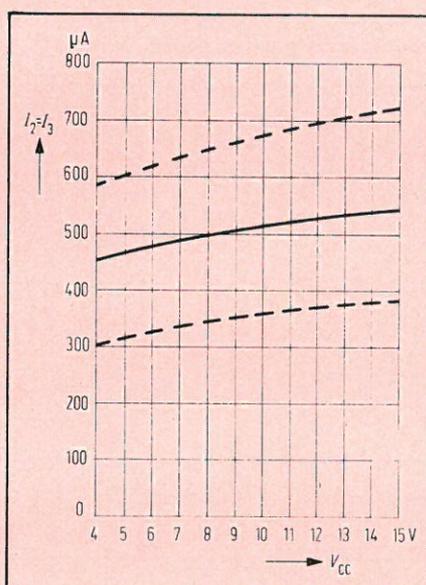
( $V_{CC} = 12\text{ V}$   $T_{amb} = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$ )

		Min.	Typ.	Max.	Unité
Consommation totale	$I_{CC} = I_2 + I_3 + I_5$	1.4	2.15	2.9	mA
Courant de sortie	$I_2 = I_3$	.36	.52	.68	mA
Courant de sortie différentiel	$I_3 - I_2$	- 60		+ 60	mA
Courant de polarisation	$I_5$	.7	1.1	1.6	mA
Gain en puissance ( $f_E = 100\text{ MHz}$ , $f_{OSC} = 110,7\text{ MHz}$ )	$G_P$	14	16.5		dB
Tension de claquage ( $I_{2,3} = 10\text{ mA}$ , $V_{7,8} = 0\text{V}$ )	$V_2, V_3$	25			V
Capacité de sortie	$C_{2-M}, C_{3-M}$		6		pF
Gain de conversion	$S = \frac{I_2}{V_1 - V_8} = \frac{I_3}{V_7 - V_8}$		5		mS
Facteur de bruit	$F$		7		dB

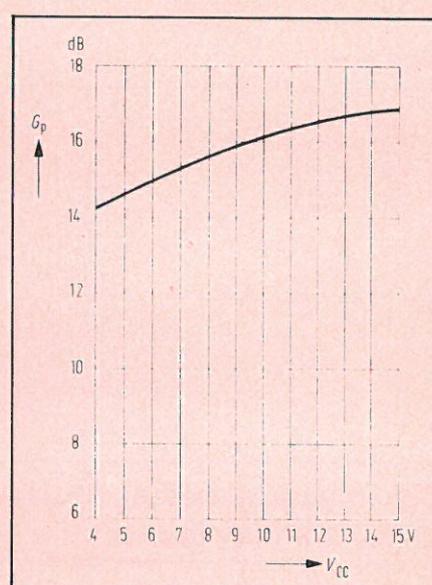
## Courbes



Consommation en fonction de la tension d'alimentation.

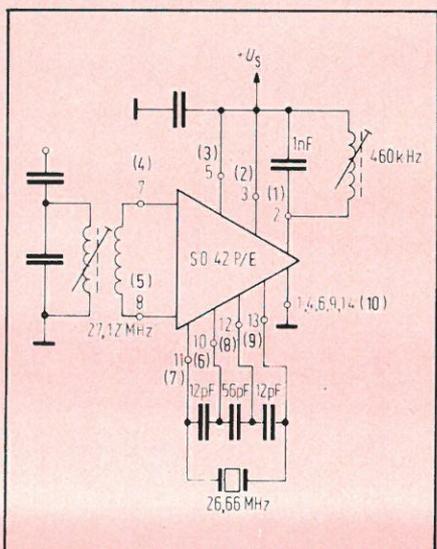


Courant de sortie en fonction de la tension d'alimentation.

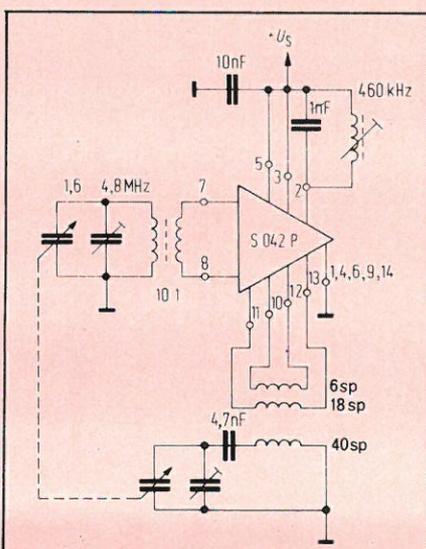


Gain en puissance en fonction de la tension d'alimentation.

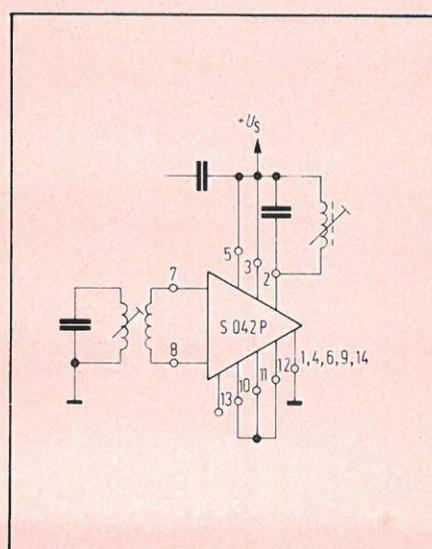
## Schémas d'application



Oscillateur-mélangeur à quartz pour radiocommande 27 MHz.



Oscillateur-mélangeur à accord par CV pour réception des ondes courtes.



Amplificateur-limiteur 50 MHz.

# Fiche technique

# TBA 120

Circuits intégrés  
pour récepteurs radio

ampli FI et démodulateur  
pour FM

Fabricant : Siemens

## Généralités

### Équivalents

TBA 120 National  
Motorola  
Plessey  
Signetics  
Telefunken

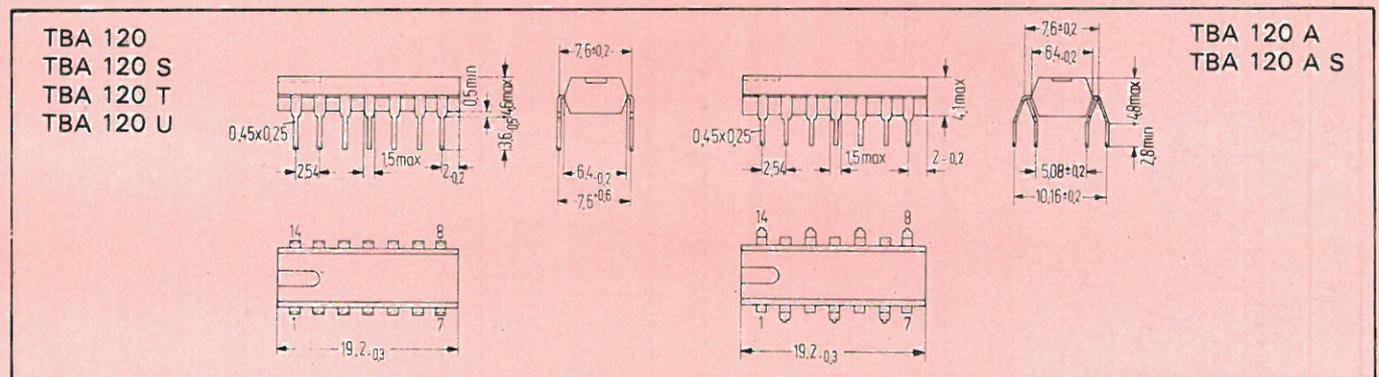
Le TBA 120 est un amplificateur symétrique à six étages associé à un démodulateur à coïncidence symétrique prévu pour l'amplification, la limitation et la démodulation de signaux modulés en fréquence. Initialement prévu pour équiper les récepteurs radio et TV, ce circuit peut être utilisé dans toutes sortes de limiteurs-amplificateurs, modulateurs, démodulateurs ou mélangeurs avec une excellente réjection des signaux d'entrée. Il se caractérise par les points suivants :

- Caractéristiques de limitation exceptionnelles
- Très bonne stabilité en fréquence de la caractéristique de conversion
- Large gamme de tensions d'alimentation (5 à 15 V)
- Peu de composants externes

## Différents types

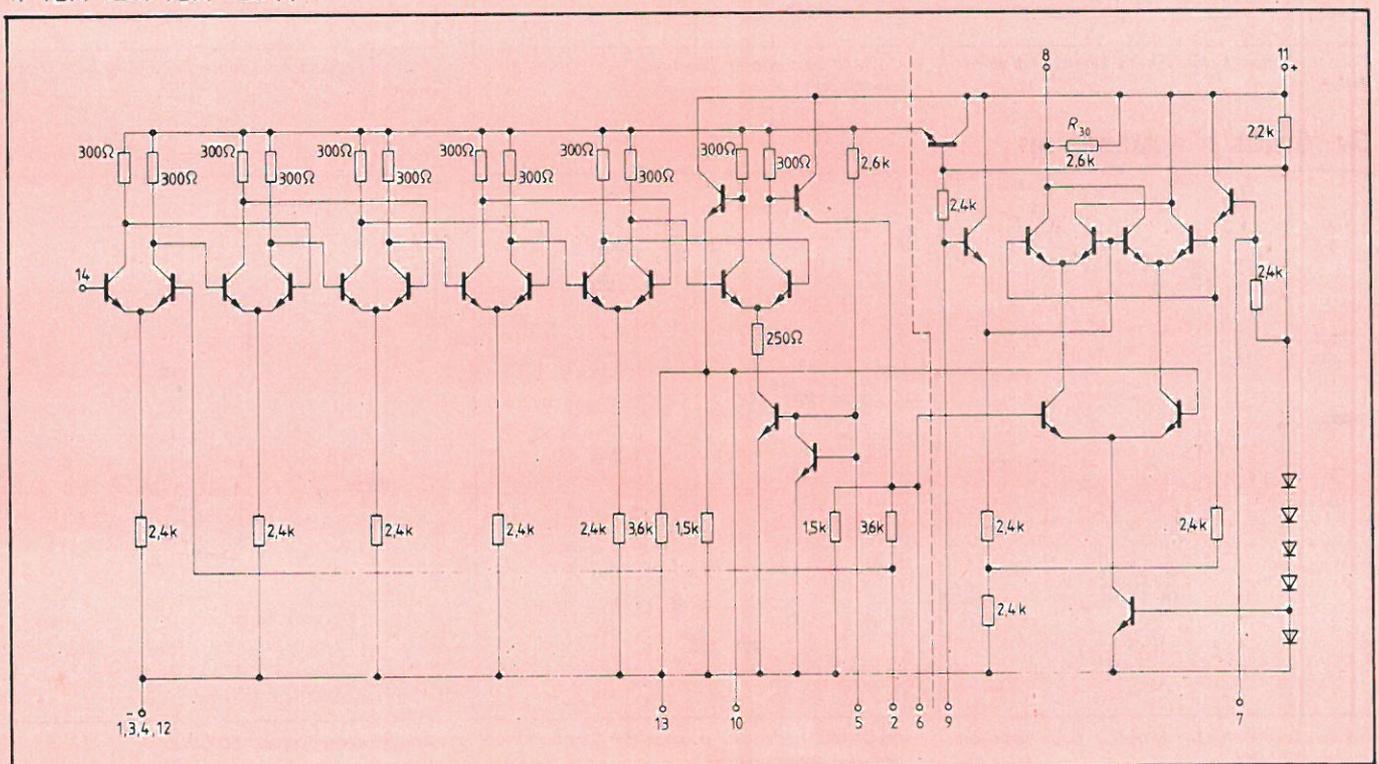
TBA 120	TBA 120 A
TBA 120 S	TBA 120 A S
TBA 120 T	
TBA 120 U	

## Boîtiers

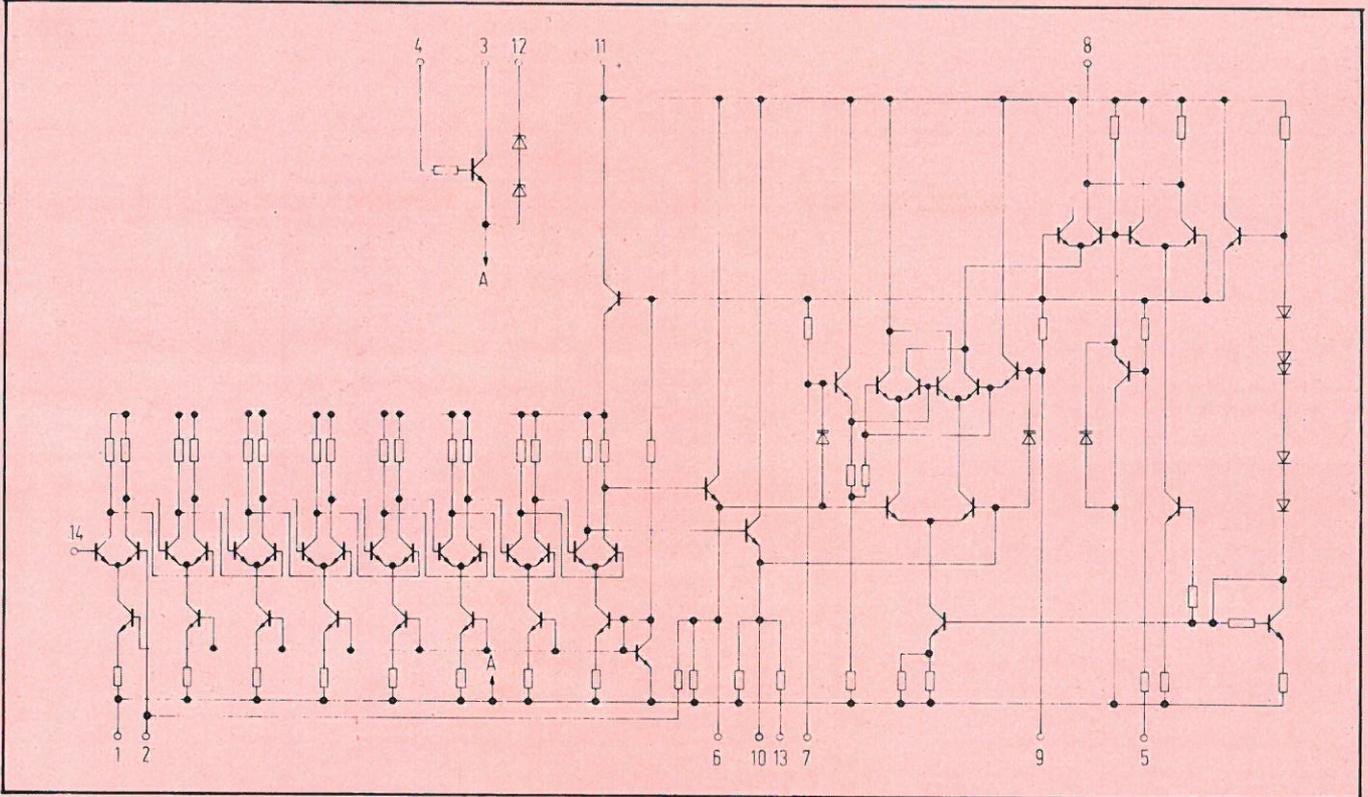


## Schémas internes et brochages

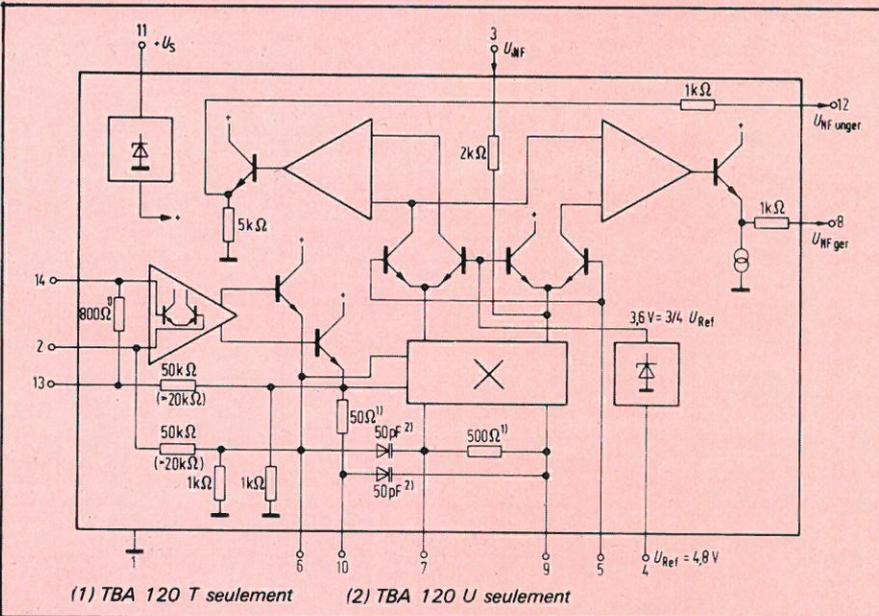
1) TBA 120/TBA 120 A



2) TBA 120 S/TBA 120 AS



3) TBA 120 T/TBA 120 U



**Valeurs limites absolues**

Tension d'alimentation	V <sub>cc</sub>
Température ambiante	T <sub>amb</sub>
Température de stockage	T <sub>s</sub>
Dissipation totale	P <sub>tot</sub>
Tension broche 5	V <sub>5</sub>
Courant broche 12	I <sub>12</sub>
Courant broche 3	I <sub>3</sub>
Courant broche 4	I <sub>4</sub>
Résistance broches 13/14	R <sub>13-14</sub>
Résistance thermique	R <sub>th SA</sub>
Domaine de tension	V <sub>cc</sub>
Domaine de fréquence	f

TBA 120 (A)			TBA 120 T/U			TBA 120 S (AS)		
V <sub>cc</sub>	15	V	V <sub>cc</sub>	18	V	V <sub>cc</sub>	18	V
T <sub>s</sub>	-40 à +125	°C	T <sub>amb</sub>	-15 à +70	°C	T <sub>amb</sub>	-15 à +70	°C
T <sub>amb</sub>	-15 à +70	°C	T <sub>s</sub>	-40 à +125	°C	T <sub>s</sub>	-40 à +125	°C
V <sub>cc</sub>	5 à 15	V	P <sub>tot</sub>	400 <sup>m</sup>	mW	P <sub>tot</sub>	400	mW
f	0 à 35	MHz	P <sub>tot</sub>	500 (1mn)	mW	P <sub>tot</sub>	500 (1mn)	mW
			V <sub>5</sub>	6	V	I <sub>12</sub>	15	mA
			I <sub>4</sub>	5	mA	I <sub>12</sub>	20 (1mn)	mA
			R <sub>13-14</sub>	≤ 1	kΩ	V <sub>5</sub>	4	V
			R <sub>thSA</sub>	≤ 120	K/W	I <sub>3</sub>	5	mA
			V <sub>cc</sub>	10 à 18	V	I <sub>4</sub>	2	mA
			f	0 à 12	MHz	R <sub>13-14</sub>	≤ 1	kΩ
						R <sub>thSA</sub>	≤ 120	K/W
						V <sub>cc</sub>	6 à 18	V
						f	0 à 12	MHz

## Caractéristiques générales

**TBA 120 / TBA 120 A** ( $T_{amb} = 25\text{ °C}$ ,  $V_{cc} = 12\text{ V}$ )

		min	typ	max	
Consommation totale	$I_{cc}$	12.5	16.5	20.5	mA
Gain en tension à 5,5 MHz	$G_v$		60		dB
Seuil de limitation à la sortie	$V_{qpp}$		240		mV
Niveau de sortie BF	$V_{AFeff}$	.6	.85		V
	$V_{AFeff}$	1.2	1.7		V
Distorsion harmonique	$k$		1.8	3	%
Seuil de limitation à l'entrée	$V_{i\ lim}$		50	100	$\mu\text{V}$
Impédance d'entrée 5,5 MHz	$Z_i$		15/7.8		$\text{k}\Omega/\text{pF}$
Impédance d'entrée 10,7 MHz	$Z_i$		7.2/6.2		$\text{k}\Omega/\text{pF}$
Impédance de sortie	$R_q$	1.9	2.6	3.3	$\text{k}\Omega$
Plage de réglage du volume	$V_{AFmax}$		60		dB
	$V_{AFmin}$				
Composante continue en sortie ou niveau Fi résiduel	$V_8$ ou $V_{12}$	6.1	7.3	8.6	V
Réjection AM	$a_{AM}$		55		dB
Gain BF	$V_8/V_3$				
Régulation	$V_{AF/8}$				
Résistance entre broches 4 et 5	$R_{4/5}$				
Réjection du souffle	$V_8/V_{11}$				
	$V_{12}/V_{11}$				

**TBA 120 S / TBA 120 AS** ( $V_{cc} = 12\text{ V}$ ,  $T_{amb} = 25\text{ °C}$ )

		min	typ	max	
	$I_{cc} R5=\infty$	10	14	18	mA
	$I_{cc} R5=0$	11	15.2	20	mA
	$G_v$		68		dB
	$V_{qpp}$	170	250		mV
	$V_{AFeff}$	.7	1.0		V
	$k$	1.3	2.5		%
	$V_{i\ lim}$		30	60	$\mu\text{V}$
	$Z_i$		40/4.5		$\text{k}\Omega/\text{pF}$
	$Z_i$		20/4		$\text{k}\Omega/\text{pF}$
	$R_q$	1.9	2.6	3.3	$\text{k}\Omega$
	$V_{AFmax}$	70	75		dB
	$V_{AFmin}$				
	$V_8$	6.2	7.4	8.5	V
	$a_{AM}$	45	55		dB

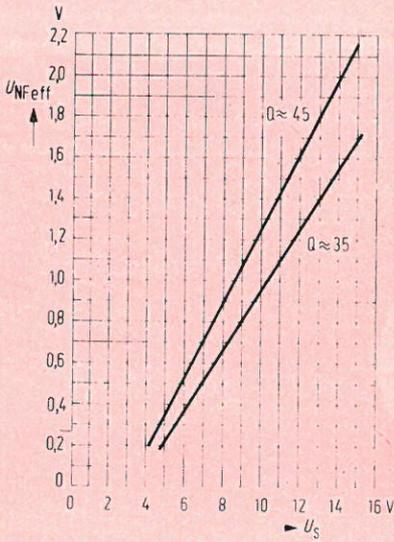
**TBA 120 T / TBA 120 U** ( $V_{cc} = 12\text{ V}$ ,  $T_{amb} = 25\text{ °C}$ )

		min	typ	max	
	$I_{cc}$	9.5	13.5	17.5	mA
	$G_v$		68		dB
	$V_{qpp}$		250		mV
	$R_{q8}$		1.1		$\text{k}\Omega$
	$R_{q12}$		1.1		$\text{k}\Omega$
	$R_{i3}$		2		$\text{k}\Omega$
	$R_{i4}$		12		$\Omega$
	$V_8$		4		V
	$V_{12}$		5.6		V
	$V_4$	4.2	4.8	5.3	V
	$V_8$		20		mV
	$V_{12}$		30		mV
	$V_8/V_3$		7.5		
	$V_{AF/8}$	20	28	36	dB
	$V_{AFmax}$				
	$V_{AFmin}$	70	85		dB
	$R_{4-5}^{(1)}$	1		10	$\text{k}\Omega$
	$V_{i\ lim}$		30	60	$\mu\text{V}$
	$V_8/V_{11}$		35		dB
	$V_{12}/V_{11}$		30		dB

# Courbes

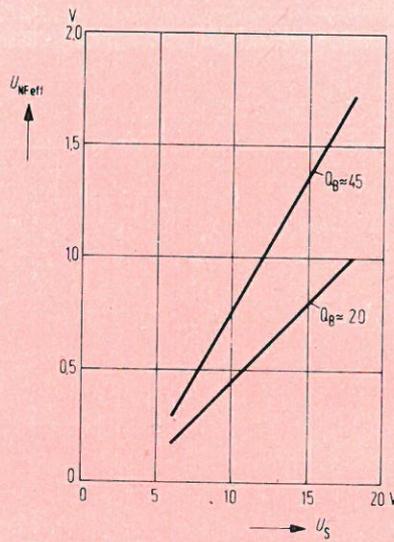
1) Niveau BF en fonction de la tension d'alimentation :

$f_z=5,5 \text{ MHz}$ ,  $\Delta f=\pm 50 \text{ kHz}$ ,  $f_{\text{mod}}=1 \text{ kHz}$ ,  
 $U_{i, \text{eff}}=10 \text{ mV}$

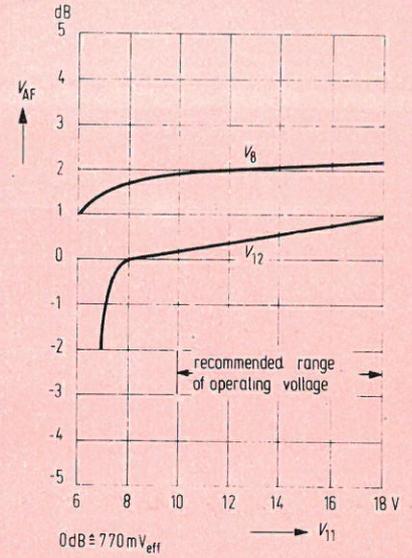


TBA 120 (A)

$f_z=5,5 \text{ MHz}$ ;  $\Delta f=\pm 50 \text{ kHz}$ ,  
 $f_{\text{mod}}=1 \text{ kHz}$ ;  $U_i=10 \text{ mV}$



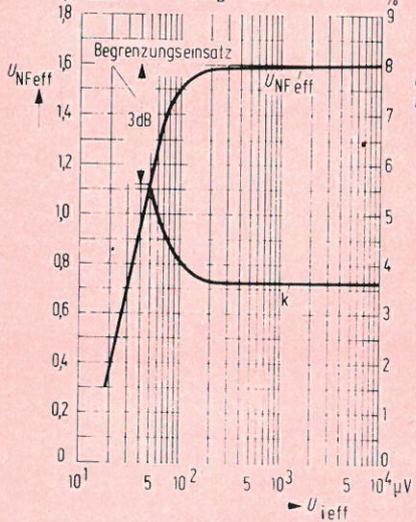
TBA 120 S (AS)



TBA 120 T/U

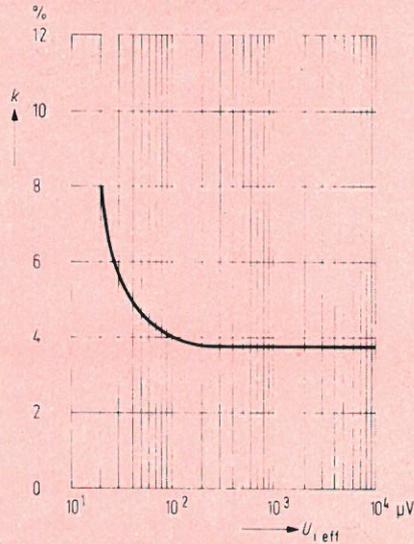
2) Niveau BF et distorsion en fonction du niveau d'entrée Fi :

$U_S=12 \text{ V}$ ,  $f_z=5,5 \text{ MHz}$ ,  $\Delta f=\pm 50 \text{ kHz}$ ,  
 $f_{\text{mod}}=1 \text{ kHz}$ ,  $Q_B \approx 45$

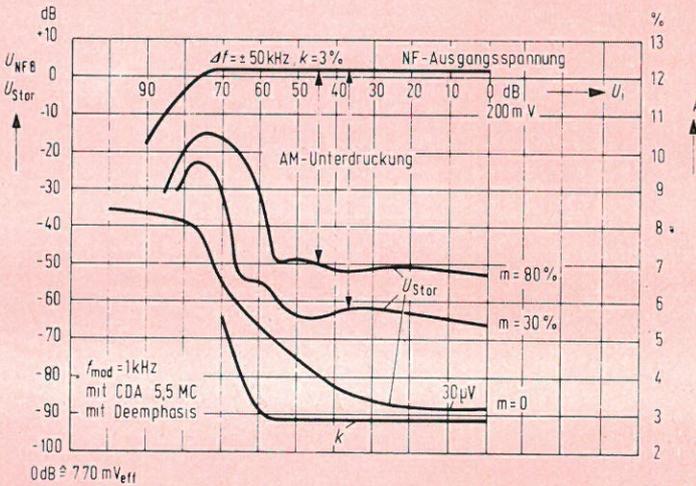


TBA 120 (A)

$U_S=12 \text{ V}$ ;  $f_z=5,5 \text{ MHz}$ ;  $\Delta f=\pm 50 \text{ kHz}$ ;  
 $f_{\text{mod}}=1 \text{ kHz}$ ;  $Q_B \approx 45$



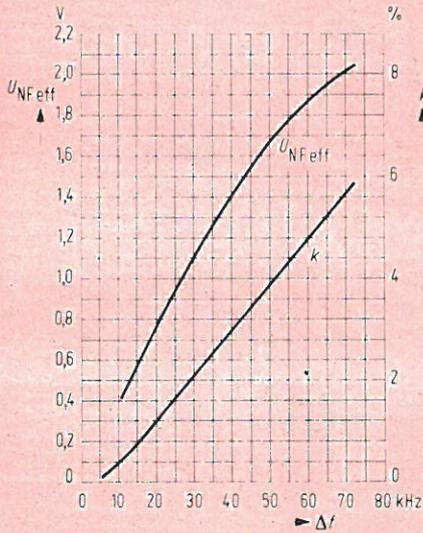
TBA 120 S (AS)



TBA 120 T/U

3) Niveau BF et distorsion en fonction de la déviation :

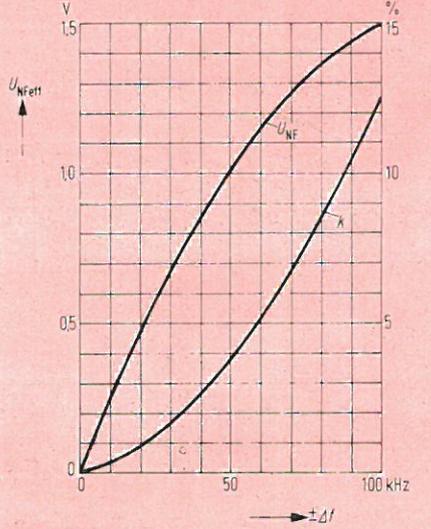
$U_S = 12 \text{ V}$ ,  $f_z = 5,5 \text{ MHz}$ ,  $f_{\text{mod}} = 1 \text{ kHz}$ ,  
 $U_{i, \text{eff}} = 10 \text{ mV}$ ,  $Q_B \approx 45$



TBA 120 (A)

$U_S = 12 \text{ V}$ ;  $f_z = 5,5 \text{ MHz}$ ;  $f_{\text{mod}} = 1 \text{ kHz}$   
 $U_i = 10 \text{ mV}$ ;  $Q_B \approx 45$

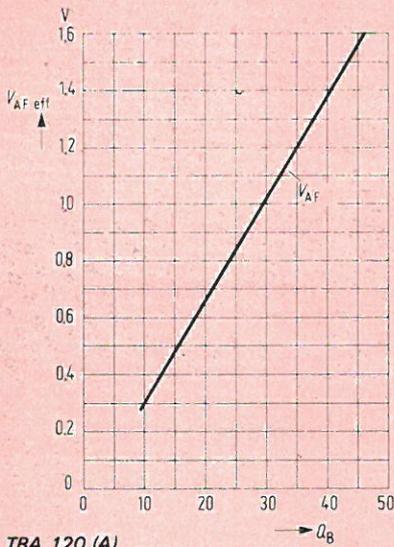
TBA 120 T/U : non spécifié



TBA 120 S (AS)

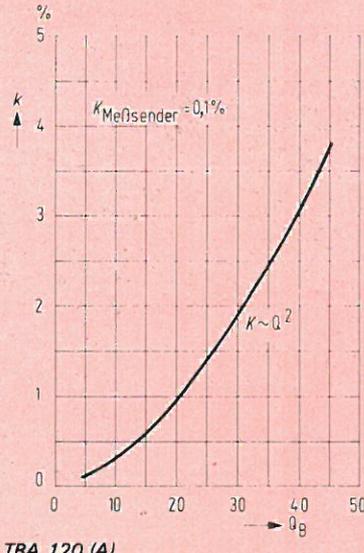
4) Niveau BF et distorsion en fonction du coefficient de qualité du circuit accordé du démodulateur :

$V_{cc} = 12 \text{ V}$ ,  $f_{IF} = 5,5 \text{ MHz}$ ,  $\Delta f = \pm 50 \text{ kHz}$ ,  
 $f_{\text{mod}} = 1 \text{ kHz}$ ,  $V_{AF, \text{eff}} = 10 \text{ mV}$   
 $V_{AF, \text{prop}} (V_{cc} = 4 \text{ V})$



TBA 120 (A)

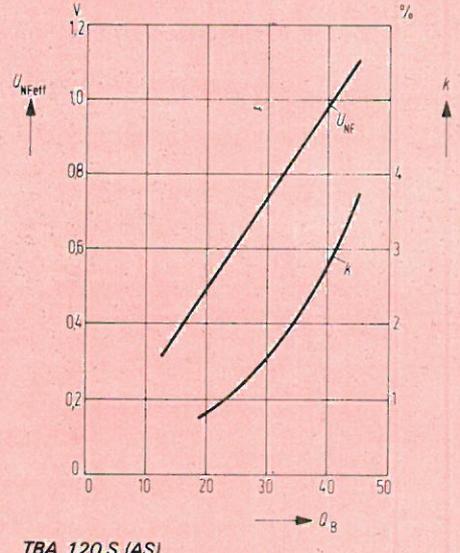
$U_S = 12 \text{ V}$ ,  $f_z = 5,5 \text{ MHz}$ ,  $\Delta f = \pm 50 \text{ kHz}$ ,  
 $f_{\text{mod}} = 1 \text{ kHz}$ ,  $U_{i, \text{eff}} = 10 \text{ mV}$



TBA 120 (A)

TBA 120 T/U : non spécifié

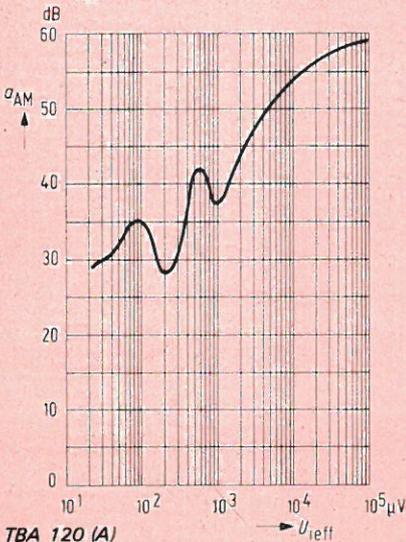
$U_S = 12 \text{ V}$ ;  $\Delta f = \pm 50 \text{ kHz}$ ;  
 $f_{\text{mod}} = 1 \text{ kHz}$ ;  $U_i = 10 \text{ mV}$



TBA 120 S (AS)

5) Réjection AM en fonction du niveau d'entrée :

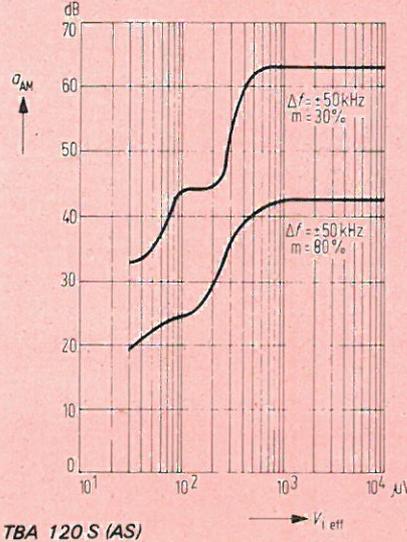
$U_S = 12 \text{ V}$ ,  $f_z = 5,5 \text{ MHz}$ ,  $\Delta f = \pm 50 \text{ kHz}$ ,  
 $f_{\text{mod}} = 1 \text{ kHz}$ ,  $m = 30\%$ ,  $Q_B \approx 45$



TBA 120 (A)

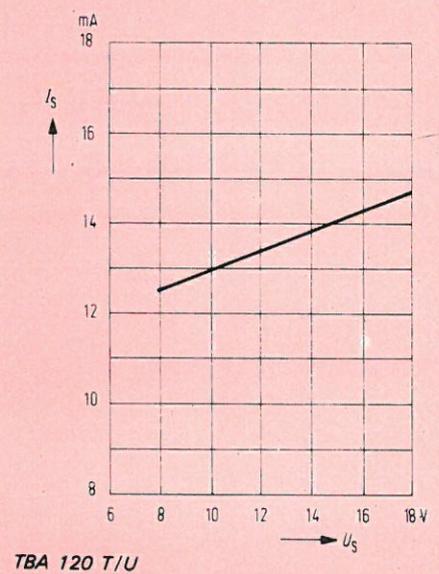
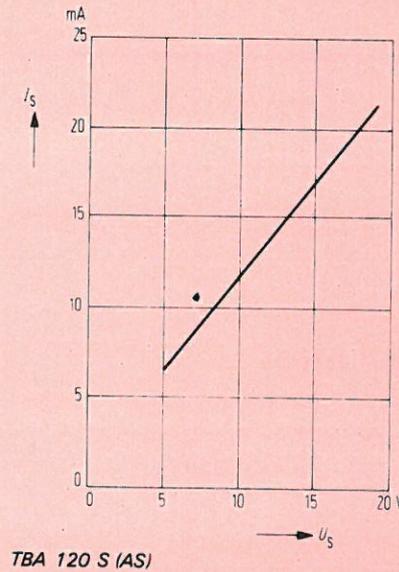
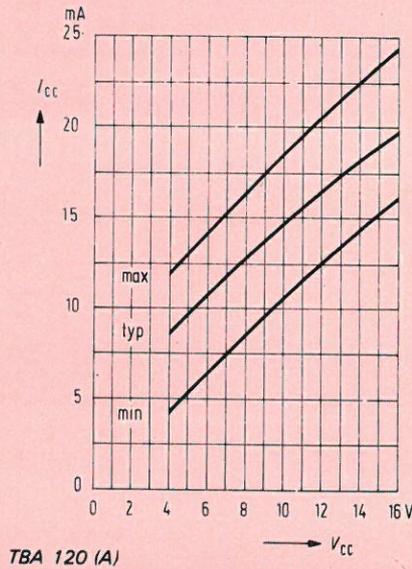
$V_{cc} = 12 \text{ V}$ ,  $f_{IF} = 5,5 \text{ MHz}$ ,  $\Delta f = \pm 50 \text{ kHz}$ ,  
 $f_{\text{mod}} = 1 \text{ kHz}$ ,  $Q_B \approx 45$

TBA 120 T/U : voir courbes § 2



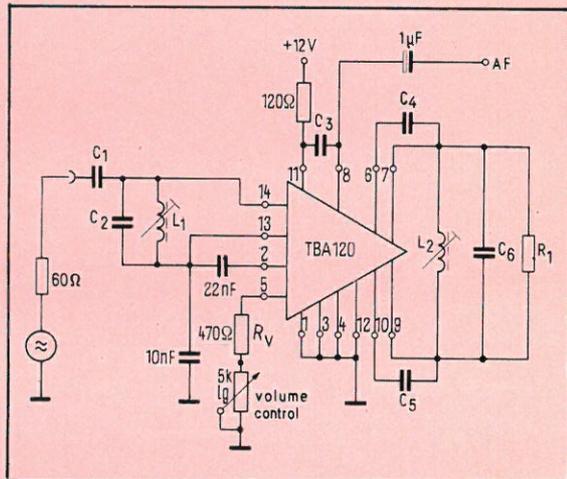
TBA 120 S (AS)

## 6) Consommation en fonction de la tension d'alimentation :



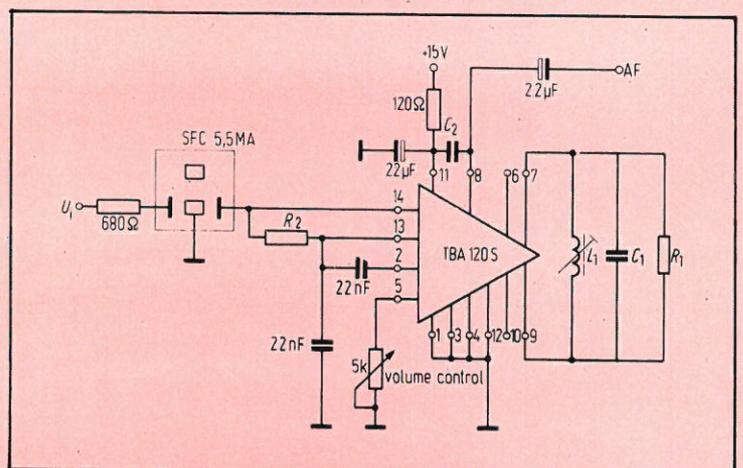
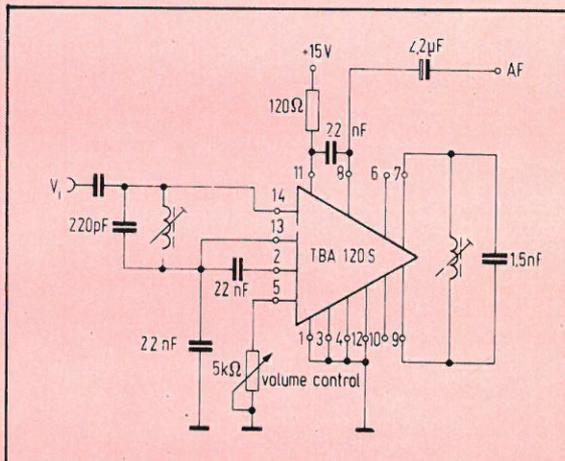
## Schémas d'application

### 1) TBA 120/TBA 120 A



	TV	Radio FM	
	5.5 MHz	10.7 MHz Mono	10.7 MHz Stereo
$C_1$	47 pF	27 pF	47 pF
$C_2$	220 pF	120 pF	150 pF
$C_3$	22 nF	22 nF	470 pF
$C_4$	56 pF	27 pF	30 pF
$C_5$	56 pF	27 pF	30 pF
$C_6$	1,5 nF	470 pF	330 pF
$L_1$	20 spires	20 spires	15 spires
$L_2$	8 spires	8 spires	12 spires
$R_1$	$\infty$	$\infty$	1k

### 2) TBA 120 S/TBA 120 AS :



Montage avec filtre LC en entrée :

Montage avec filtre céramique en entrée.

	5,5 MHz (TV)	4,5 MHz (TV USA)	FM mono	FM stéréo
$C_1$	1,5 nF	2,2 nF	470 pF	330 pF
$C_2$	22 nF	22 nF	22 nF	470 pF
$L_1$	8 spires	8 spires	8 spires	12 spires
$R_1$	$\infty$	$\infty$	$\infty$	1 kΩ
$R_2$	680 Ω	1 kΩ	330 Ω	330 Ω
Filtre (Murata)	SFE 5.5 MA	SFE 4.5 MA	SFE 10.7 MA	SFE 10.7 MA

## Circuits intégrés pour récepteurs radio

## récepteur AM 0 à 30 MHz

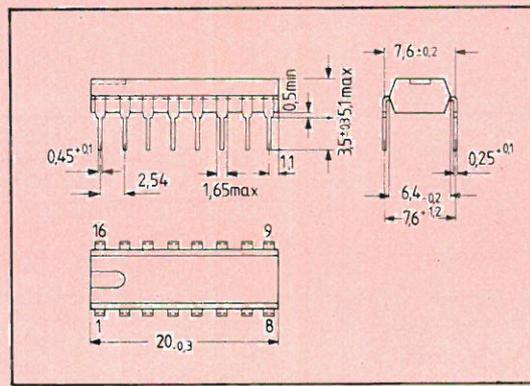
Fabricant : Siemens

- CAG internes
- bon comportement en forts signaux
- démodulateur incorporé
- filtrage BF incorporé
- commande directe d'un indicateur
- logarithmique de champ (90 dB)
- faible nombre de composants extérieurs
- possibilité d'ajouter un circuit accordé HF supplémentaire.

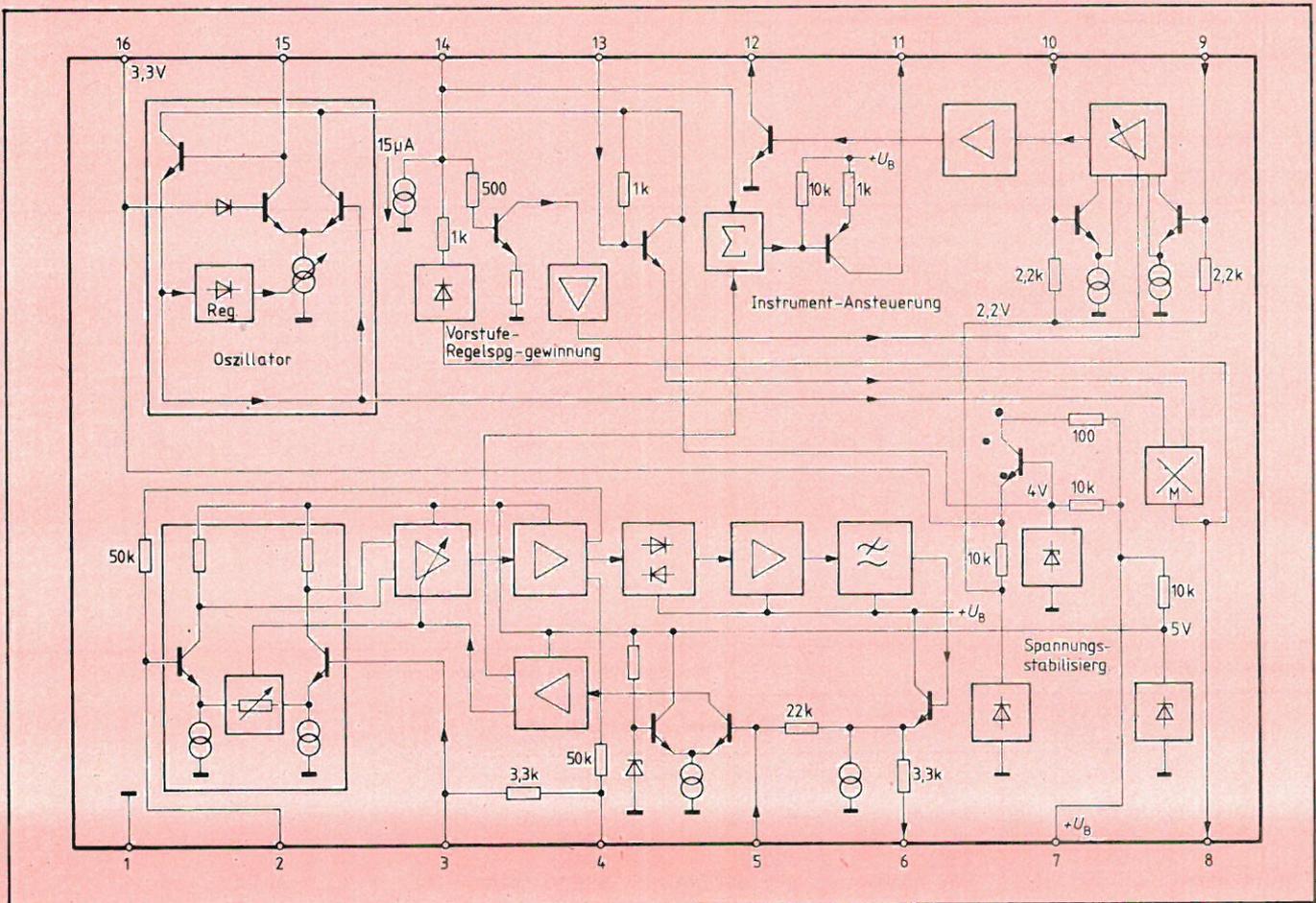
### Généralités

Ce circuit intégré est destiné à la construction d'autoradios et de récepteurs secteur. Il comprend deux étages HF à CAG, un mélangeur multiplicatif avec oscillateur indépendant, un détecteur à double alternance, un filtre actif passe-bas et un circuit de commande pour indicateur de champ. Le TDA 1046 convient particulièrement bien aux récepteurs à diodes varicap du fait de la régulation de niveau de son oscillateur. L'ensemble du circuit est construit selon une architecture symétrique. Le circuit se caractérise par les points suivants :

### Boîtier



### Schéma interne et brochage



## Valeurs limites absolues

Tension d'alimentation	$U_S$	18	V
Résistance thermique	$R_{thSU}$	90	K/W
Température de jonction	$T_j$	150	°C
Température de stockage	$T_s$	- 40 à + 125	°C

## Domaine de fonctionnement

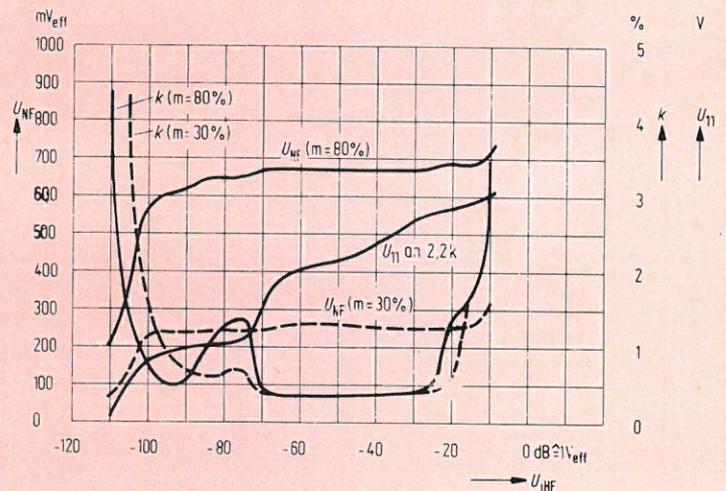
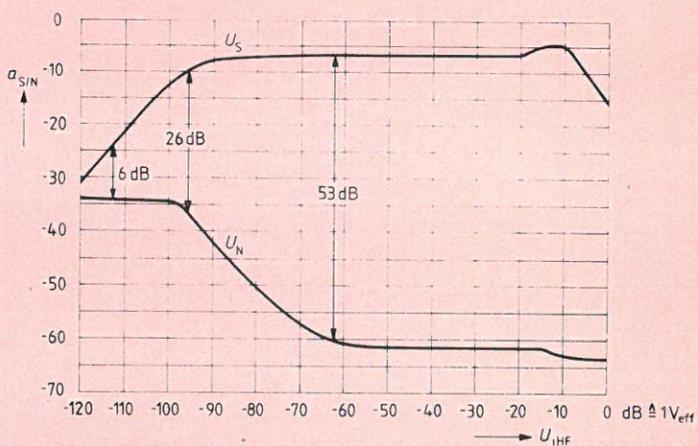
Tension d'alimentation	$U_S$	8 à 18	V
Fréquence d'oscillateur	$f_{osz}$	0,5 à 31	MHz
Fréquence d'entrée HF	$f_{i HF}$	0 à 30	MHz
Fréquence d'entrée FI	$f_{i ZF}$	0,2 à 1	MHz
Température de fonctionnement	$T_U$	- 15 à + 85	°C

## Caractéristiques générales

		Min.	Typ.	Max.	Unité	
Consommation						
Niveau de sortie BF et distorsion harmonique	$m = 80\%$ , $V = 1\text{ mV}_{eff}$	$I_S$	15	20	25	mA
	$m = 80\%$ , $V = 25\text{ mV}_{eff}$	$U_{NF}$	600	800	1000	$\text{mV}_{eff}$
	$m = 30\%$ , $V = 1\text{ mV}_{eff}$	$k$		0,8	1	%
	$m = 30\%$ , $V = 45\text{ mV}_{eff}$	$U_{NF}$	600	800	1000	$\text{mV}_{eff}$
Plage de résolution de la CAG	avec circuit accordé	$k$		1,5	2	%
		$U_{NF}$	200	300	400	$\text{mV}_{eff}$
	avec circuit apériodique	$k$			0,6	%
		$U_{NF}$	200	300	400	$\text{mV}_{eff}$
Seuil de la CAG		$\Delta V$	85		dB	
Sensibilité	S/N = 6 dB	$U_{i 9-10}$		19	$\mu\text{V}$	
	S/N = 26 dB	$U_{i 9-10}$		28	$\mu\text{V}$	
	S/N = 53 dB	$U_{i HF}$		2,5	$\mu\text{V}$	
Courant de commande du galva de champ		$U_{i HF}$		14	$\mu\text{V}$	
Impédance de sortie BF		$U_{i HF}$		1	mV	
		$I_{11}$	1,0	1,5	mA	
		$R_6$	2,25	3	3,75	$k\Omega$

## Courbes

Comportement en fonction du signal d'entrée.



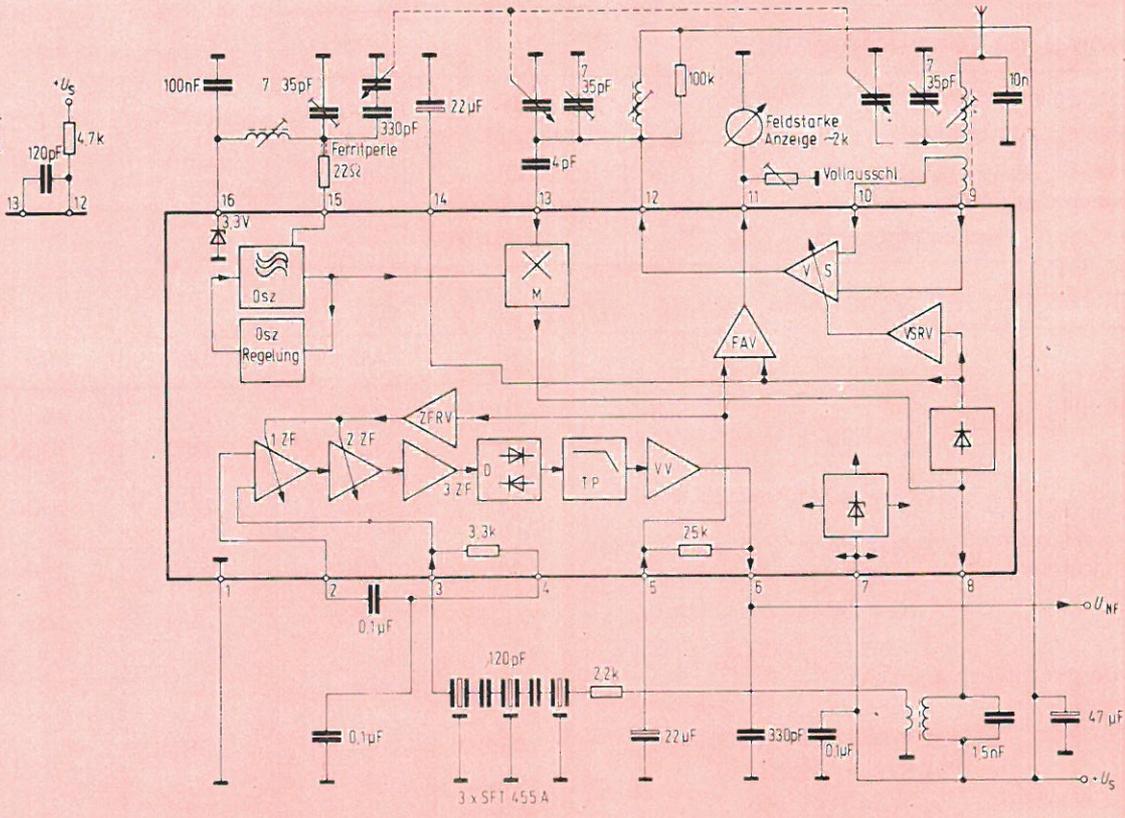
# Schémas d'application

Osz = oscillateur  
 M = mélangeur  
 VS = étage HF  
 VSRV = ampli de CAG HF

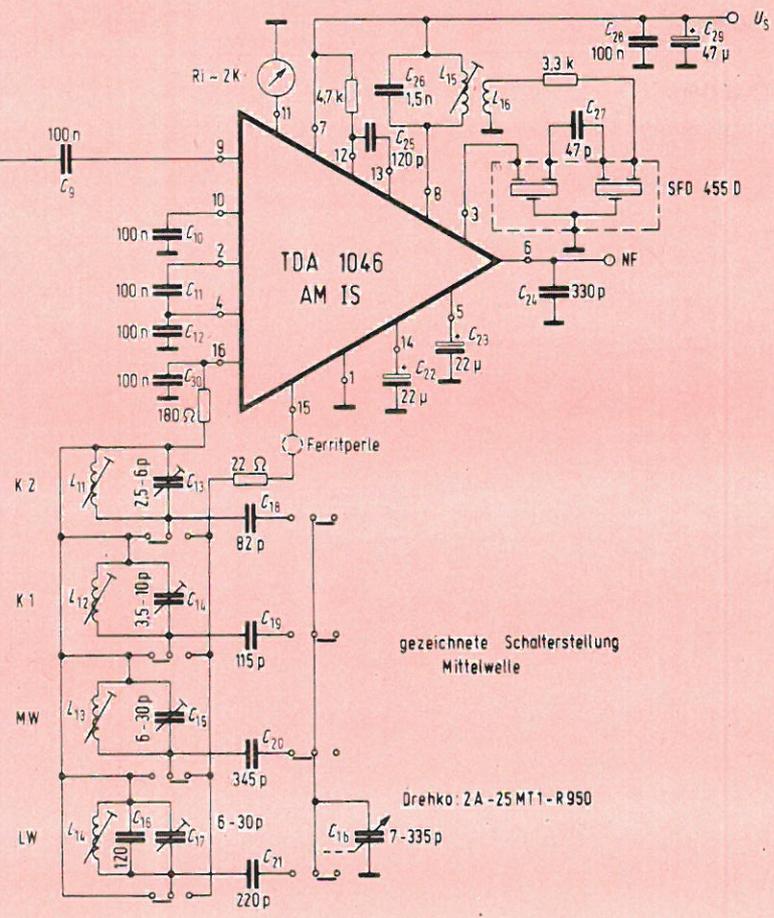
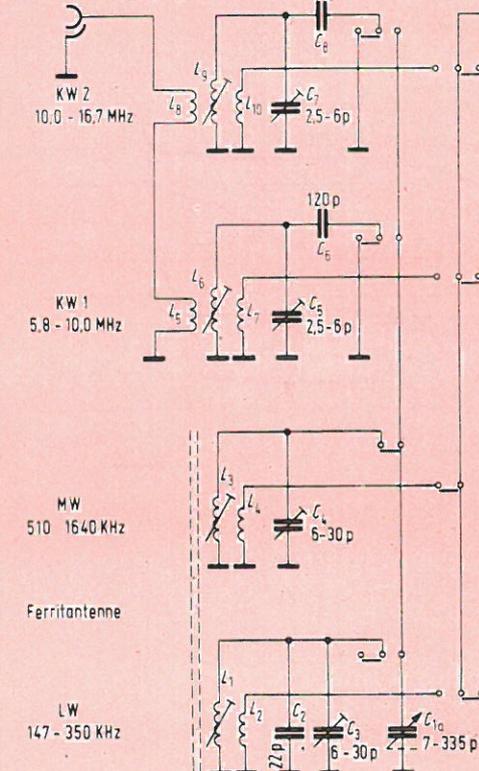
FAV = ampli de galva  
 ZF = ampli Fi  
 ZFRV = ampli de CAG Fi  
 D = démodulateur

TP = filtre passe-bas  
 VV = préampli BF

CIRCUIT APERIODIQUE



KW1 und KW2 Eingang



gezeichnete Schalterstellung Mittelwelle

Drehko: 2A-25 MT1-R 950

## Circuits intégrés pour récepteurs radio

## ampli FI et démodulateur pour FM

Fabricant : Siemens

### Généralités

Le TDA 1047 est un amplificateur symétrique à huit étages associé à un démodulateur à coïncidence symétrique, prévu pour l'amplification, la limitation et la démodulation de signaux modulés en fréquence. Particulièrement adapté à la construction de radiorécepteurs FM, le TDA 1047 permet la commande directe d'un galvanomètre de champ, la suppression automatique du décodage stéréo pour champs faibles, fournit une information de CAF avec déconnexion automatique et squelch. Il se caractérise par les points suivants :

- excellentes caractéristiques de limitation
- excellente stabilité en fréquence de la caractéristique de démodulation .

- large gamme de tension d'alimentation (4 à 18 V)

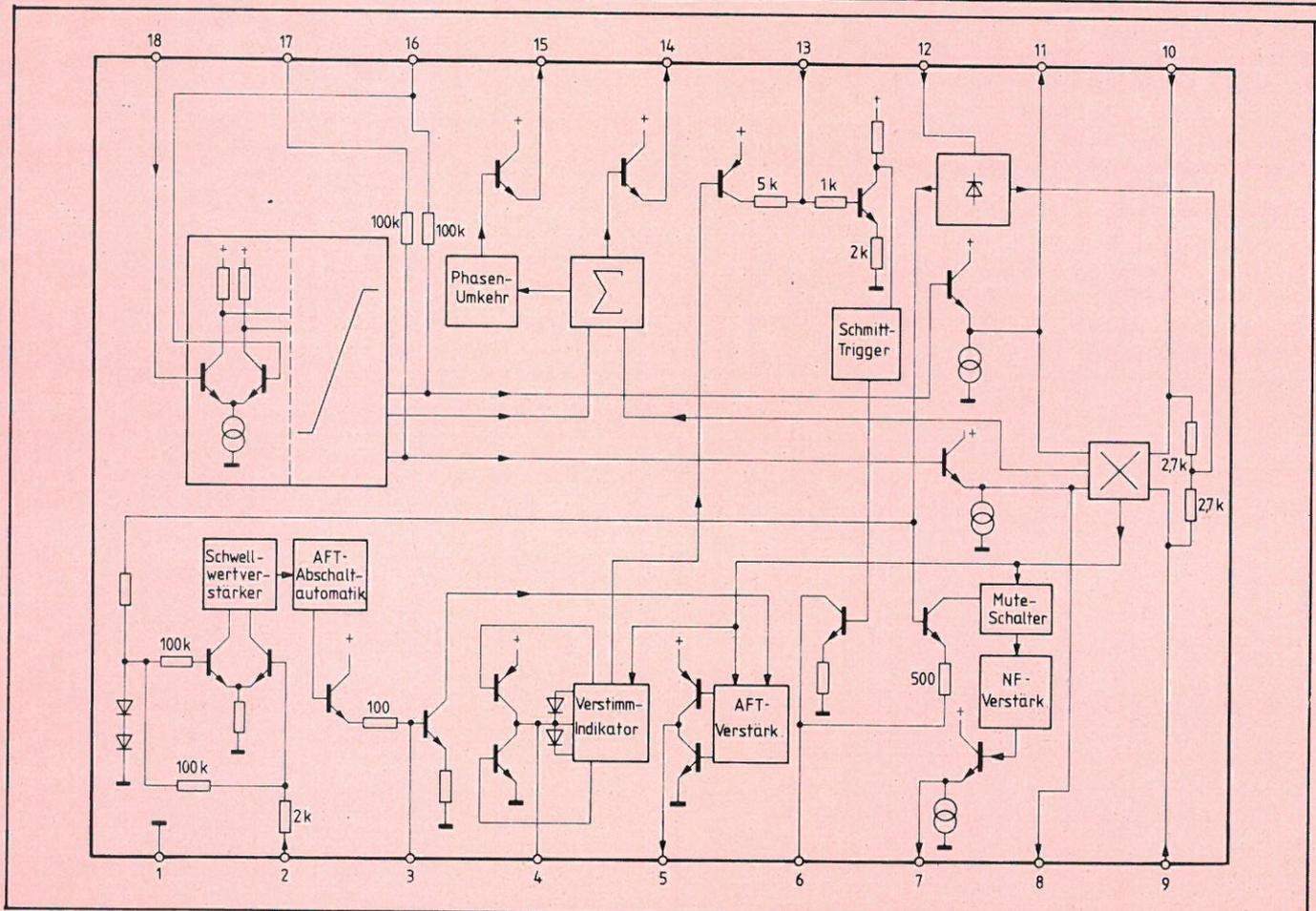
- faible consommation

- squelch ajustable extérieurement

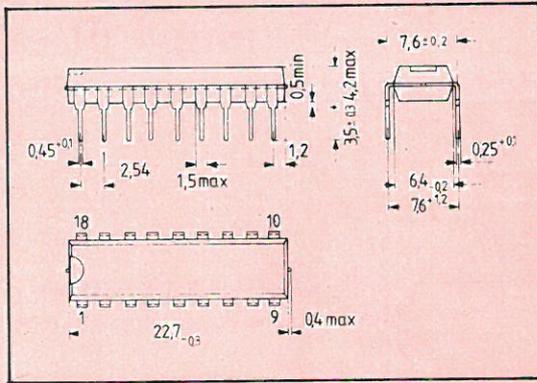
- faible nombre de composants extérieurs.

### Schéma interne et brochage

Broche 1	Masse
Broche 2	Entrée de déconnexion de la CAF
Broche 3	Retard à la déconnexion de la CAF
Broche 4	Filtre passe-bas du squelch
Broche 5	Sortie CAF
Broche 6	Condensateur de suppression des bruits de commutation
Broche 7	Sortie BF
Broche 8	Sortie du limiteur-amplificateur
Broche 9	Circuit accordé déphaseur du démodulateur
Broche 10	
Broche 11	Sortie du limiteur-amplificateur
Broche 12	+ alimentation
Broche 13	Entrée squelch
Broche 14	Galvanomètre et suppression stéréo
Broche 15	Suppression stéréo
Broche 16	Découplages entrée Fi
Broche 17	
Broche 18	Entrée Fi



## Boîtier



## Valeurs limites absolues

Tension d'alimentation	18 V
Résistance thermique	90 °C/W
Température de jonction	150 °C
Température de stockage	- 40 à + 125 °C

## Domaine de fonctionnement

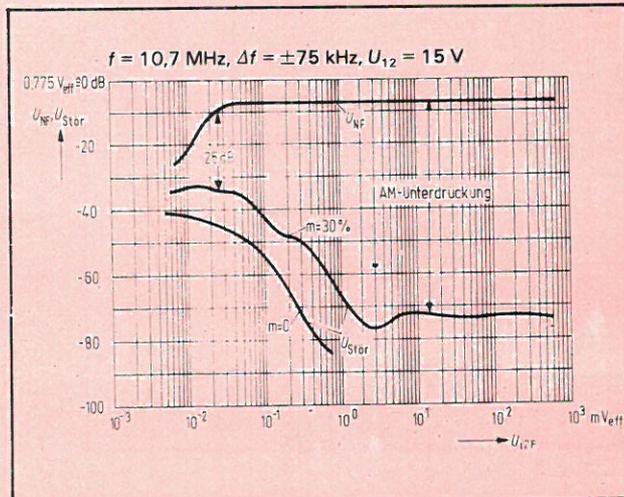
Tension d'alimentation	4 à 18 V
Fréquence	0 à 15 MHz
Température de fonctionnement	- 25 à + 85 °C

## Caractéristiques générales

Consommation	
Tension au galvanomètre	entrée 160 mV <sub>eff</sub> entrée 16 μV <sub>eff</sub>
Courant galvanomètre	
Tension de squelch	entrée 8 mV <sub>eff</sub> entrée 16 μV <sub>eff</sub>
Courant squelch	
Composante continue en sortie	
Niveau de sortie BF	
Courant continu en sortie	
Distorsion harmonique	
Seuil de limitation en entrée	
Impédance d'entrée	
Impédance de sortie BF	
Seuil du squelch	
Tension de suppression de la CAF	
Impédance d'entrée	
Tension de suppression de la CAF	
Excursion sur la sortie CAF	
Seuil de limitation en sortie	
Impédance d'entrée du démodulateur	
Niveau recommandé en entrée du démodulateur	
Seuils du squelch	
Hystérésis du squelch	
Résistance interne pour retard CAF	
Réjection AM (10 mV m = 30 %)	
Rapport S/B (10 mV)	
Efficacité du squelch	

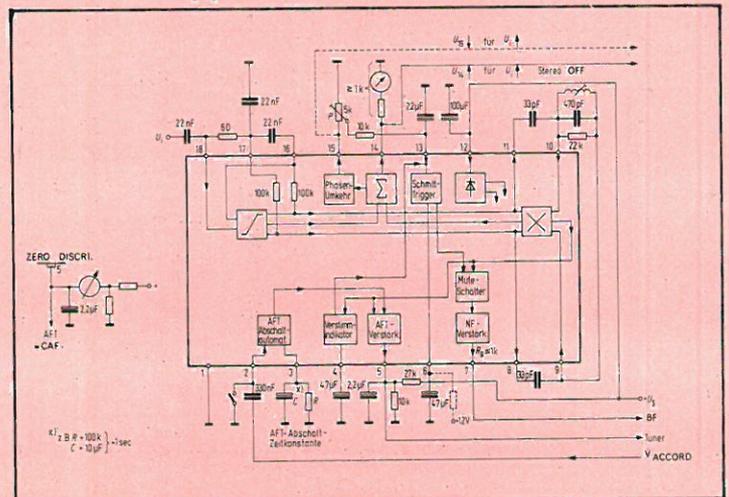
	min	typ	max	
$I_{12}$	9	12	15	mA
$U_{14}$	1,6	2,0		V
$U_{14}$		10	20	mV
$I_{14}$			3,6	mA
$U_{15}$		0		V
$U_{15}$	2,2	2,5		V
$I_{15}$			3,6	mA
$U_7$		2,1		V
$U_7$	270	300		mV <sub>eff</sub>
$I_7$	180	200		μA
$k$		0,4	0,8	%
$U_i$		30	50	μV
$R_{i18}$	10			kΩ
$R_{a7}$		0,3	1	kΩ
$\Delta f$	± 70	± 100	± 150	kHz
$U_2$			20	mV <sub>os</sub>
$R_{i2}$	40	100		kΩ
$U_3$	0,8			V
$\Delta_{15}$		± 150		μA
$U_{8-11}$		500		mV <sub>ss</sub>
$R_{9-10}$		5,4		kΩ
$U_{9-10}$		500		mV <sub>ss</sub>
$U_{13}$	0,5	0,85	0,95	V
$U_{13}$		0,6		V
$\Delta U_{13}$		120	200	mV
$R_{a6}$		500		Ω
$a_{AM}$	60			dB
$a_{S/N}$	70			dB
$a_{NF}$		60		dB

## Courbe



Niveau de sortie BF et tension de bruit en fonction du niveau d'entrée.

## Schéma d'application



Ce composant, qui peut être bloqué en polarisant la gâchette négativement par rapport à la cathode, a un comportement voisin de celui d'un thyristor. Il peut en effet supporter une tension directe de 800 V et un courant continu de 30 A. Par ailleurs, sa tenue aux tensions inverses voisines de 700 V permet de le relier directement au réseau 220/380 V.

Le blocage du composant s'effectue à partir d'une source basse tension (10 à 20 V) et le même circuit peut permettre de bloquer deux GTS disposés en parallèle.

L'intérêt de ce composant est de supporter des tensions inverses de plusieurs centaines de volts, ce que ne permet pas l'association de deux transistors complémentaires qui aurait pourtant sensiblement les mêmes propriétés par ailleurs.

Les thyristors nécessitent, pour être bloqués, des circuits d'extinction coûteux et encombrants alors que le transistor de puissance ne supporte aucune tension inverse et

# Un thyristor blocable par la gâchette : caractéristiques du GTS 830

exige en outre un signal de commande sur sa base pendant tout le temps où il est conducteur. Il est donc intéressant de disposer d'un composant ayant les mêmes propriétés que le thyristor en ce qui concerne les tenues aux tensions directes et inverses et qui puisse être bloqué ou amorcé au moyen d'impulsions appliquées entre gâchette et cathode. Un tel composant peut permettre d'alimenter un moteur à courant continu directement à partir du réseau monophasé en choisissant par exemple les durées de conduction de telle manière que le fondamental du courant monophasé soit en phase avec la tension correspondante et éventuellement que certains harmoniques soient éliminés ou tout au moins fortement réduits (1).

## Description et caractéristiques statiques

Ce composant de référence GTS 830 \* se présente sous la forme d'un boîtier à deux broches (fig. 1). Il est constitué, comme le thyristor, de quatre couches NPNP disposées comme l'indique la figure 2 sur laquelle on a reporté son schéma équi-

valent (2), la diode zener traduisant le phénomène d'avalanche de la jonction gâchette-cathode polarisée en inverse.

Les seules caractéristiques données par le constructeur concernent la tension directe qui ne doit pas dépasser 800 V en continu et 900 V en crête et l'intensité maximale qui est de 30 A en régime continu.

On a tout d'abord déterminé la

\* Commercialisé par « Sabor Corporation », 22597 Crenshaw Blvd, Hawthorne, CA 90250.

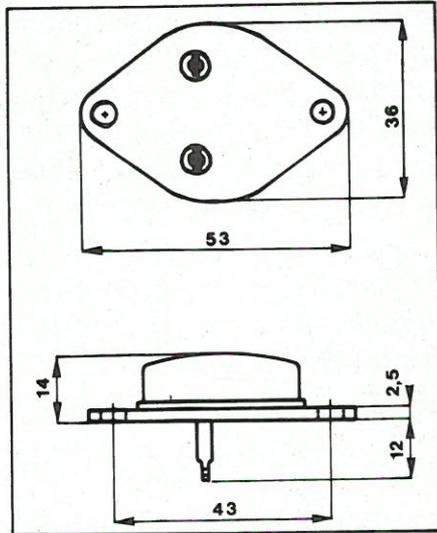


Fig. 1. - Schéma du boîtier.

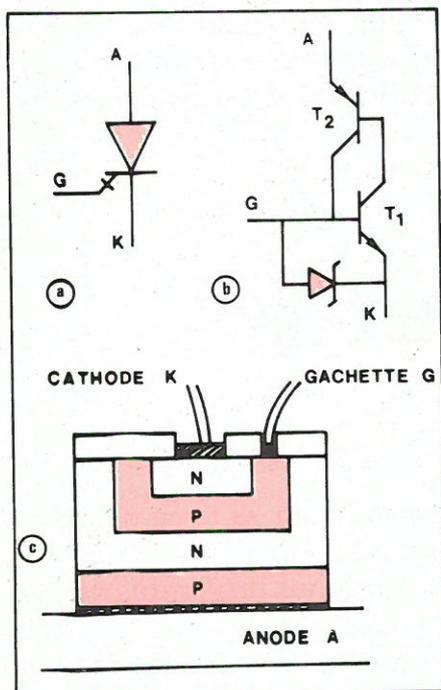


Fig. 2. - a) Représentation symbolique  
b) Schéma équivalent  
c) Structure.

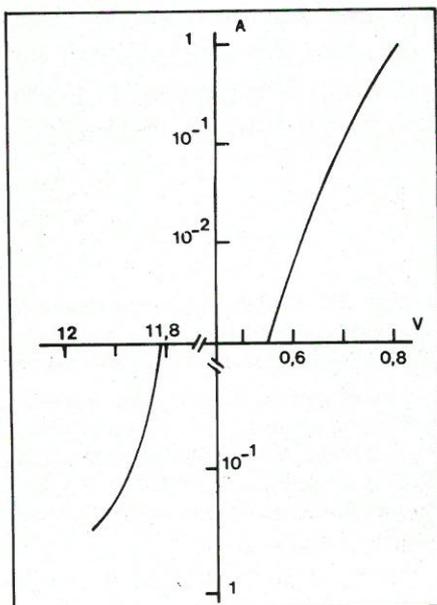


Fig. 5. - Caractéristique gâchette-cathode.

caractéristique  $I_a (V_{ak})$  (fig. 3), en maintenant la gâchette isolée. Des essais préliminaires ayant montré que les valeurs trouvées restent les mêmes que cette électrode soit ou non reliée à la cathode. Tant que le composant n'est pas amorcé, le courant anodique est au plus égal à  $1 \mu A$  et cela pour une tension supérieure à 700 V. Lorsqu'il est conducteur, la chute de tension directe varie de 0,67 V pour un courant de 0,1 A à 1,1 V à 30 A, ce qui est faible pour ce type de composant (3). Par ailleurs, il n'est pas apparu de différence appréciable entre les divers composants essayés. En ce qui concerne le courant de maintien, il est d'environ 10 mA.

Le tracé de la caractéristique inverse (fig. 4) montre que le courant passe de  $10^{-6}$  A sous 100 V à  $10^{-2}$  A quand la tension atteint 700 V.

La caractéristique  $I_g (V_{gk})$  relevée en maintenant l'anode isolée, est représentée sur la figure 5. Quel que soit le composant essayé, la tension de coude de la caractéristique directe est voisine de 0,5 V pour un courant de 1 mA et elle diminue à raison de 2,3 mV/°C lorsque la température croît. Par contre, la tension d'avalanche n'est pas la même d'un composant à l'autre. Pour le lot considéré, elle est comprise entre 11,0 et 11,8 V et elle croît avec la température à raison de 0,07 %/°C.

### Caractéristiques dynamiques

Pour toutes les études de blocage et d'amorçage, le composant a été protégé au moyen d'un « réseau d'aide à la commutation » (fig. 6). Par ailleurs, la charge qui peut être considérée comme essentiellement résistive a été munie d'une diode de « roue libre » et les courants ont été mesurés au moyen d'une sonde de courant (Tektronix P 6302).

On a représenté sur la figure 7, les caractéristiques qui relient le temps d'amorçage à l'amplitude et à la largeur de l'impulsion du courant de gâchette. Ces caractéristiques, tracées pour une tension anodique de 100 V et un courant dans la charge de 10 A montrent que, selon les conditions le temps d'amorçage peut varier de quelques  $\mu s$  à quelques centaines de  $\mu s$ . Il convient d'ailleurs de remarquer que ce temps dépend essentiellement du temps de retard; le temps de montée du courant anodique étant toujours inférieur à 2  $\mu s$ . Pour obtenir de bonnes performances en fréquence, il convient donc d'utiliser des impulsions du courant de gâchette d'intensité de crête voisine ou supérieure à 100 mA.

On a tout d'abord effectué une étude du blocage du composant au moyen d'une impulsion de tension délivrée pour une source de faible impédance, inférieure à la tension d'avalanche de la jonction gâchette-cathode. Le circuit d'extinction utilisé (fig. 8) comprend en particulier un relais à contact mouillé au mercure afin que les temps de commutation soient aussi brefs que possible, et il est relié à une source de tension de 10 V. La température du boîtier étant maintenue à 40 °C, il apparaît que tant que le courant anodique  $I_a$  ne dépasse pas 10 A, le courant cathodique s'annule en 1  $\mu s$  environ et le courant de gâchette présente au bout du même temps un maximum égal à  $I_a$  (fig. 9). A partir de cet instant, le courant qui traverse le composant circule entre anode et gâchette pendant toute la durée de l'extinction. Le temps que met le courant anodique pour décroître de 90 à 10 % de sa valeur initiale est d'environ 20 à 25  $\mu s$ .

Lorsque l'intensité du courant anodique croît, le courant  $I_k$ , après s'être annulé en 1  $\mu s$  environ, augmente à nouveau et présente un maximum avant de disparaître (fig. 10). Pour une intensité encore plus élevée, le courant dans la connexion de cathode présente un maximum pratiquement égal au courant anodique à interrompre et subsiste pendant quelques centaines de  $\mu s$  (fig. 11). La puissance dissipée dans le composant prend alors des valeurs importantes et entraîne rapidement sa destruction.

Au cours des essais, il est apparu une grande dispersion dans les valeurs des courants que les divers composants sont à même d'interrompre et une influence très marquée de la température du boîtier. Ainsi, il suffit d'abaisser cette température de 40 à 30 °C pour que le courant interrompu passe de 10 à 15 A sans que le courant  $I_k$  réapparaisse après la première  $\mu s$ . Aussi par la suite, le boîtier a-t-il été disposé sur un radiateur de grandes dimensions afin que sa température soit aussi proche que possible de la température ambiante.

Pour interrompre, sans risque de destruction, des courants d'intensité comprise entre 15 et 30 A, on a cherché à adapter le principe d'extinction proposé pour le GTS 815 (2). C'est ainsi que le blocage du composant est obtenu en appliquant entre la gâchette et la cathode, un condensateur chargé sous une tension supérieure à la tension d'avalanche de cette jonction. Le condensateur est chargé à partir, soit d'une source de tension de valeur convenable par l'intermédiaire d'un diviseur potentiométrique (fig. 12), soit d'une source d'environ 10 V et

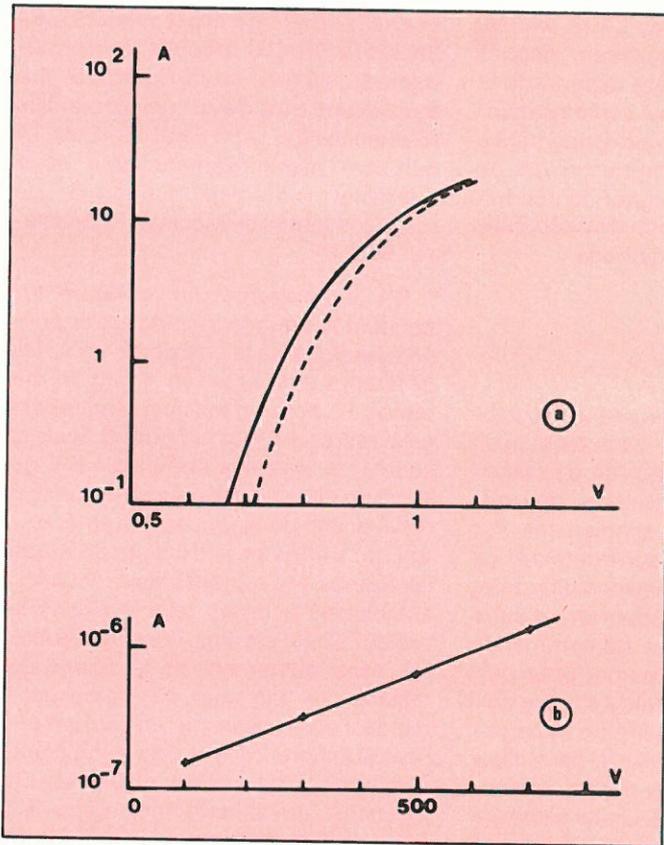


Fig. 3. - Caractéristiques directes

a) Composant conducteur. Boîtier à 50 °C —, boîtier à 25 °C - - - -  
b) Composant bloqué.

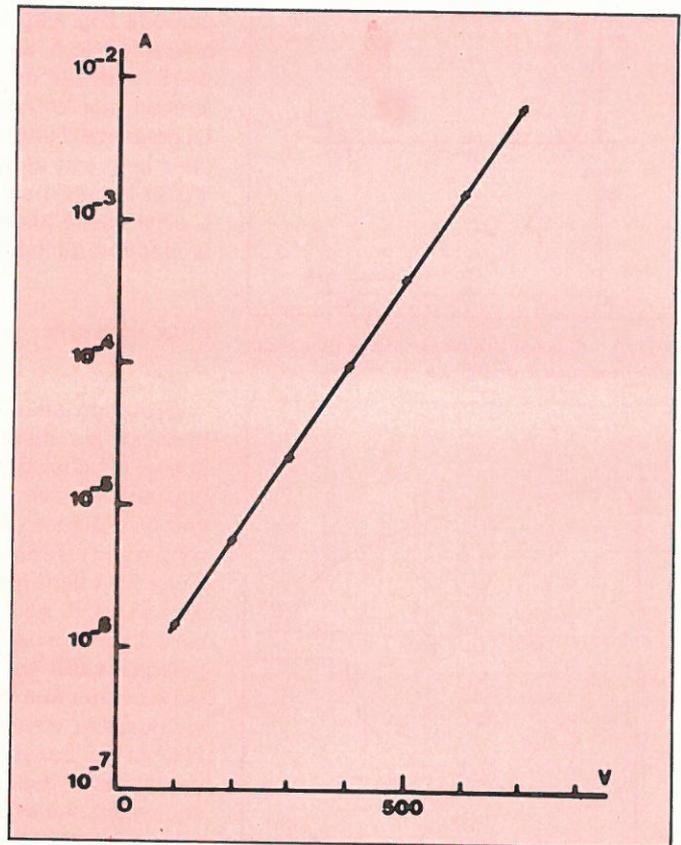


Fig. 4. - Caractéristique inverse. Boîtier à 25 °C.

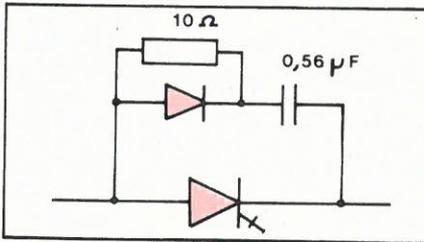


Fig. 6. - Réseau d'aide à la commutation.

d'une bobine d'inductance réalisant ainsi un circuit résonnant (fig. 13). Des essais préliminaires ont montré que le condensateur, au polyester, ne doit pas être inférieur à 10  $\mu$ F. En effet, un condensateur de 4,7  $\mu$ F ne permet pas de bloquer le composant lorsque le courant anodique dépasse 4 à 5 A. En revanche, un condensateur de 20  $\mu$ F permet seulement de réduire d'environ 2 V la tension entre ses bornes.

Il apparaît que, si la tension aux bornes du condensateur est fixée à une valeur telle qu'elle devienne inférieure à la tension d'avalanche dès que le courant  $I_k$  s'est annulé, il est possible avec les meilleurs GTS, d'interrompre des courants de 25 à 30 A. L'intensité de crête du courant de gâchette est alors sensiblement égale à celle du courant interrompu; par contre, l'insertion d'une bobine d'inductance (4) de l'ordre du  $\mu$ H en série dans le circuit de gâchette permet de réduire l'intensité de crête du courant correspondant comme le montre la figure 14. Il en résulte en outre un élargissement de

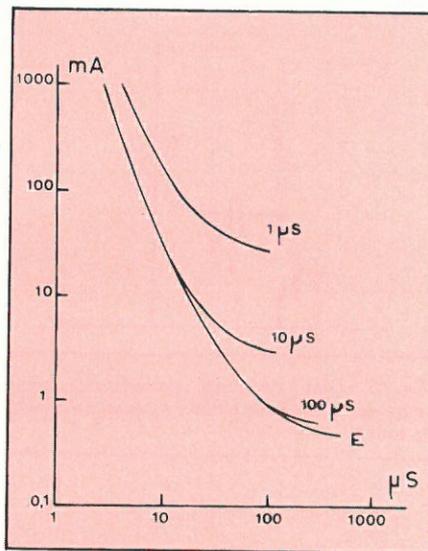


Fig. 7. - Caractéristiques d'amorçage pour différentes largeurs de l'impulsion du courant de gâchette.

l'impulsion du courant de gâchette et une augmentation de la durée du blocage, bien que le courant anodique disparaisse toujours sensiblement dans le même temps, soit environ 25  $\mu$ s. En revanche, la puissance dissipée dans la jonction gâchette-cathode pendant la commutation se trouve sensiblement divisée par deux avec une bobine de 5  $\mu$ H.

Certains GTS ne peuvent être bloqués qu'en faisant passer la jonction gâchette-cathode en régime d'avalanche. Le courant dans la connexion de

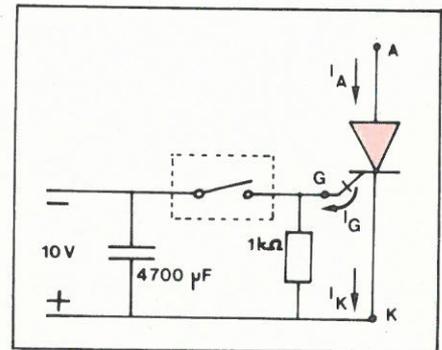


Fig. 8. - Circuit d'extinction basse impédance.

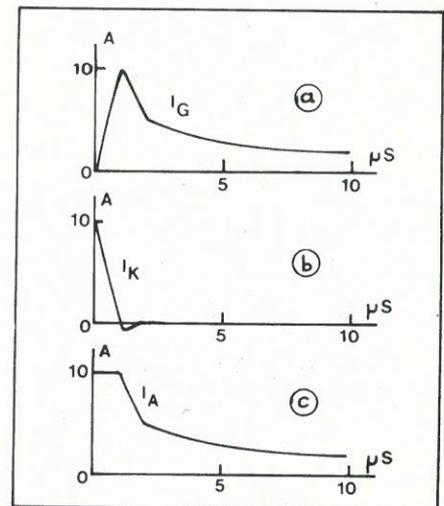


Fig. 9. - Courants dans le composant au moment du blocage

a) Courant de gâchette  
b) Courant de cathode  
c) Courant d'anode.

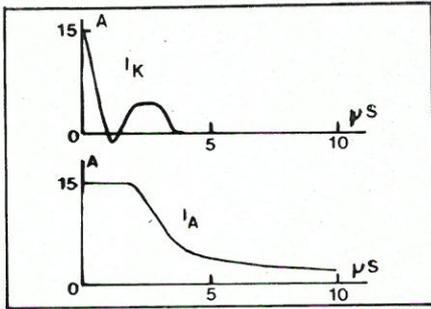


Fig. 10. - Courants dans le composant dans le cas d'une commande de blocage insuffisante.

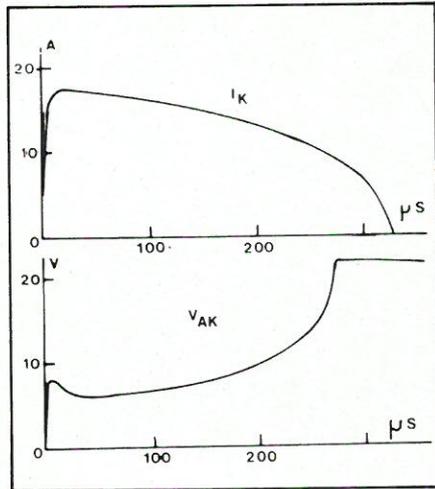


Fig. 11. - Blocage défectueux entraînant la destruction du composant.

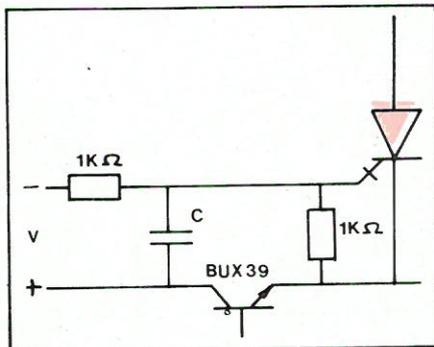


Fig. 12. - Circuit de blocage utilisant un diviseur potentiométrique.

cathode (fig. 15), après s'être annulé, présente alors un maximum négatif dont l'intensité de crête dépend de la tension aux bornes du condensateur. La présence d'une bobine d'inductance dans le circuit de gâchette permet de limiter le maximum négatif du courant  $I_k$  ainsi que la puissance dissipée dans la jonction gâchette-cathode.

## Discussion

Le composant étudié possède sensiblement les mêmes caractéristiques que celles d'un thyristor de puissance équivalente, avec l'avantage de pouvoir être bloqué plus simplement. Par rapport au transistor, son intérêt réside d'une part dans les tensions directe et inverse qu'il peut supporter, d'autre part dans la puissance de commande puisqu'il suffit de l'amorcer pour qu'il reste conducteur. En fait, il s'avère qu'il est possible, en associant un transistor PNP et un transistor NPN, de réaliser un système ayant le même schéma équivalent que le GTS. Un tel dispositif peut également être amorcé au moyen d'une impulsion et bloqué par une impulsion de signe contraire. Pour sa réalisation, on a choisi une paire de

transistors complémentaires 2N3055/BDX18 associés conformément au schéma de la figure 16. Il a été adjoint aux deux transistors des résistances  $R_{B1}$  (150  $\Omega$ ) et  $R_{B2}$  (120  $\Omega$ ) qui sont respectivement pour effet d'éliminer l'amorçage naturel et de réduire le temps de blocage du transistor BDX18.

On a représenté sur la figure 17, pendant la période du blocage et pour un courant dans la charge de 10 A, les différents courants en fonction du temps. Le circuit d'extinction utilisé est celui représenté sur la figure 8, mais la source de tension a été fixée à 6 V de sorte qu'elle soit inférieure à la tension d'avalanche de la jonction base-émetteur du transistor NPN. Il apparaît que les formes des courants sont tout à fait semblables à celles relevées dans le cas du GTS. Il est ainsi possible d'assurer, sans ajustement de la source de tension, le blocage du composant lorsqu'il est traversé par un courant qui peut atteindre 20 A et cela jusqu'à une fréquence d'au moins 4000 Hz. En revanche, un tel système, même s'il était réalisé à partir de transistors capables de supporter des tensions directes élevées ne pourrait être relié directement au réseau.

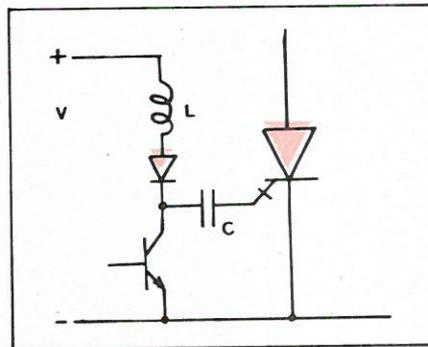


Fig. 13. - Circuit de blocage permettant de charger le condensateur à une tension supérieure à celle de la source.

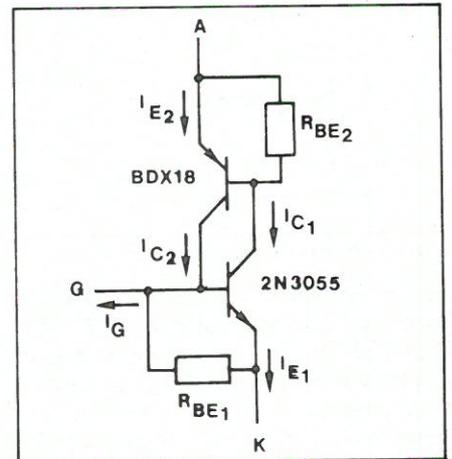


Fig. 16. - Association d'une paire de transistors complémentaires 2N3055/BDX 18.

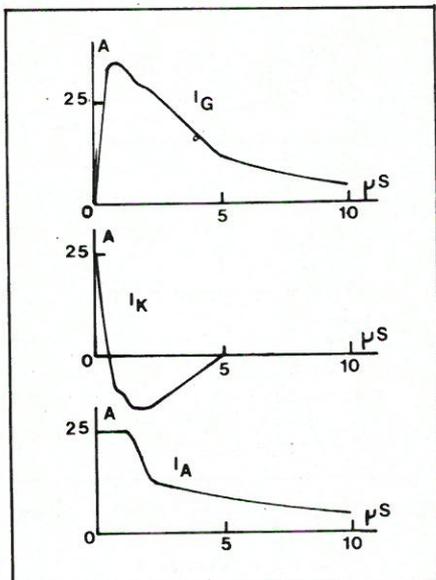


Fig. 15. - Blocage avec avalanche de la jonction gâchette-cathode.

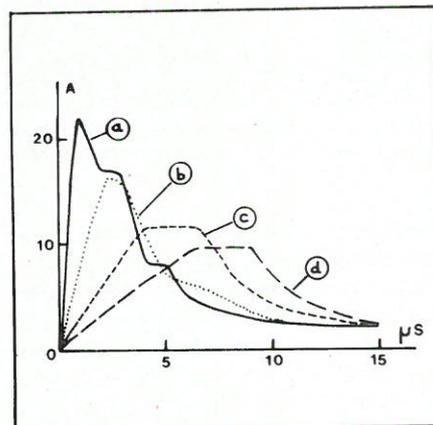


Fig. 14. - Impulsion du courant de gâchette dans le cas d'un courant anodique de 25 A pour différentes inductances dans le circuit de gâchette.  
a) Sans bobine additionnelle  
b) Avec une bobine de 1  $\mu$ H  
c) Avec une bobine de 5  $\mu$ H  
d) Avec une bobine de 10  $\mu$ H.

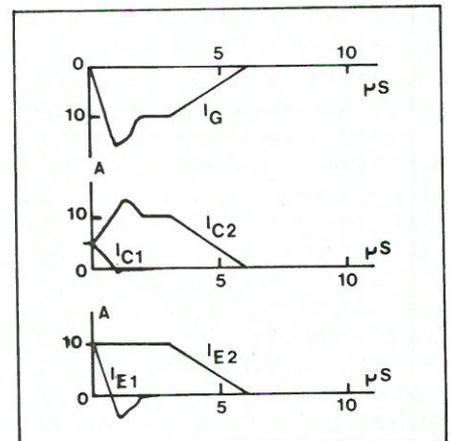


Fig. 17. - Courant au moment du blocage du dispositif réalisé en associant les deux transistors complémentaires.

## Conclusion

Le composant étudié possède sensiblement les mêmes caractéristiques que celles d'un thyristor, notamment en ce qui concerne, la chute de tension directe, le temps de commutation et les tensions directe et inverse qu'il peut supporter. Il apparaît par contre que les conditions de blocage varient beaucoup d'un composant à un autre et seuls les meilleurs permettent effectivement d'interrompre des courants de 30 A de façon sûre. En effet, aux intensités élevées, tout défaut de commutation entraîne la destruction du composant. Son intérêt, par rapport au transistor ou à une association de deux transistors complémentaires, est de pouvoir supporter des tensions inverses élevées et, par rapport au thyristor, de nécessiter des circuits d'extinction beaucoup moins onéreux et plus simples.

## Auteurs :

### ● M. Dailier

Professeur sans chaire, chef de dépt génie électrique à l'IUT2 de l'université Lyon I.

### ● H. Darnand

Docteur Ingénieur, maître-assistant à l'IUT de Saint-Étienne.

### ● J.-C. Vialle

Ingénieur INSA, assistant à l'IUT2 de l'université Lyon I.

Ce travail a été effectué au sein de l'équipe d'électronique de puissance du laboratoire de spectroscopie et luminescence de l'université Lyon I.

## Bibliographie

- 1 - KRISHNAMURTHY K. A., TECH M., DUBEY G.K. et REVANKAR G.N., proc. IEE, vol.125 n° 2 (1978) 141.
- 2 - OHKA K.P. et LUCAS E.D., Electronic Design 26 (1976) 60.
- 3 - JUNJI SHIMIZU, HISAO OKA, SHIGERU FUNAKAWA, KIROSHI GAMO, TAKAHIKO IIDA et AKIRA KAWAKAMI, IEEE Transactions on electron devices, vol. ED23, n° 8 (1976) 883.
- 4 - NEW T.C., FROBENIUS W.D., DESMOND T.J. et HAMILTON D.R., IEEE Transactions on elctron Devices, vol. ED17, n° 9 (1970) 706.



## Circuits imprimés

- simple ou double face
- du prototype à la grande série
- des prix étudiés
- délais de livraison très courts
- études de mylars
- réalisation de schémas techniques, notices, dossiers, catalogues

## Transformateurs

- plus de 150 modèles standard de 1,8 à 500 VA
- sorties à cosses ou à picots
- imprégnation par vernis classe B
- modèles spéciaux sur demande
- selfs à air ou à fer
- prix compétitifs
- transfos pour jeux de lumière
- transfos miniatures B.F.

Catalogue sur demande à :

**circé**

Z.I. Route de Challes  
72150 - Le Grand Lucé  
Tél. : (43) 27-94-66

Dans la première partie de notre étude, nous nous sommes d'abord intéressés à la propagation des ondes sur une ligne à microruban à diélectrique hétérogène. Nous avons ensuite abordé les phénomènes de couplage qui peuvent exister entre deux lignes adjacentes.

Dans une troisième et dernière partie, nous nous proposerons d'approfondir ce problème à la lumière d'une série de mesures dont les résultats seront interprétés et commentés.

Mais il ne sera sans doute pas inutile d'examiner en premier lieu les phénomènes de réflexion et les régimes transitoires qui peuvent apparaître sur une ligne isolée.

# Les lignes à microruban

(suite du précédent numéro)

## La ligne microstrip » 50 Ω »

Dans notre précédent article nous avons décrit la réalisation d'une ligne à microruban repliée dont l'impédance caractéristique était de 90 Ω.

Afin de faciliter certaines mesures qui seront exposées plus loin, nous avons construit une ligne repliée d'impédance caractéristique voisine de 50 Ω, se caractérisant par les paramètres suivants :

- largeur du ruban :  $w = 3,1$  mm
- épaisseur du support époxy :  $h = 1,6$  mm
- distance  $s$  entre deux conducteurs repliés : 12 mm
- longueur total de la ligne :  $l = 1$  mètre.

Les courbes de la **figure 8** (1<sup>re</sup> partie \*) montrent qu'une ligne à microruban de rapport  $w/h = 1,94$  réalisée sur un support dont la permittivité relative  $\epsilon_r$  est comprise entre 4 et 5, aura bien une impédance caractéristique d'environ 50 Ω.

Cette ligne pourra être raccordée tant au générateur d'excitation d'impédance interne de sortie 50 Ω qu'à l'entrée 50 Ω de l'oscilloscope à échantillonnage, par des câbles coaxiaux de 50 Ω d'impédance caractéristique.

\* Dans cette deuxième partie, les numéros des formules et des figures seront affectés d'un (') afin de les distinguer de ceux qui se rapportent au texte de la première partie.

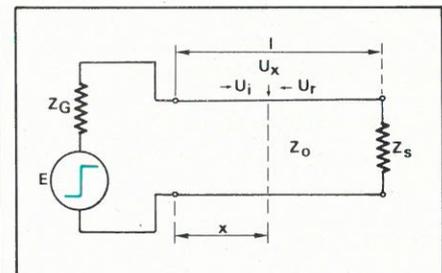


Fig. 1'. - Le signal en un point quelconque  $x$  le long d'une ligne est en général la résultante de l'onde incidente et de l'onde réfléchie si  $Z_s = Z_0$ .

## Rappels sur les phénomènes de réflexion

Les notions qui seront succinctement exposées ci-après s'appliquent à toutes les lignes de transmission, peu importe leur configuration.

On sait que si un générateur de f.é.m.  $E$  et d'impédance interne de sortie  $Z_G$  applique son signal à l'entrée d'une ligne de longueur  $l$  et d'impédance caractéristique  $Z_0$ , bouclée à son extrémité sur une impédance  $Z_s$  (fig. 1') :

- une onde de tension, accompagnée d'une onde de courant, se propage avec une vitesse  $v$  de l'entrée vers la sortie de la ligne ;
- au bout d'un temps  $\Delta t = l/v$  (= temps de propagation), ces ondes atteignant l'impédance terminale  $Z_s$  ;
- si la ligne est adaptée à son extrémité, soit  $Z_s = Z_0$ , toute l'énergie incidente est absorbée par la charge : il n'y a pas de réflexion.

## Réflexion

à la sortie de la ligne

Par contre, si  $Z_s = Z_0$ , une fraction plus ou moins grande de l'onde incidente  $u_i$ , est réfléchiée vers l'entrée.

On définit le **coefficient de réflexion de la tension à la sortie** de la ligne par le rapport :

$$K_s = \frac{u_r}{u_i} = \frac{Z_s \cdot S_0}{Z_0 + Z_s} \quad (1')$$

$u_r$  est l'amplitude de l'onde réfléchiée.

On remarquera que  $K_s$  peut prendre toutes les valeurs comprises entre 1 et + 1. D'une manière générale,  $K_s$  sera un nombre complexe, mais si nous admettons que les impédances sont des résistances purement ohmiques, le coefficient de réflexion sera un nombre réel positif ou négatif.

Les cas suivants sont particulièrement intéressants (\*):

### 1) Ligne en court-circuit ( $Z_s = 0$ )

Dans ce cas,  $K_s = 1$  : il y a réflexion totale de l'onde de tension, avec changement de signe, soit donc encore :

$$U_{rs} = -U_{is}$$

la tension résultante  $U_s = U_{is} + U_{rs} = 0$  (la tension aux bornes d'un court-circuit est nécessairement nulle).

### 2) Ligne adaptée ( $Z_s = Z_0$ )

Dans ce cas, il n'y a évidemment pas de réflexion :  $K_s = 0$ .

### 3) Ligne ouverte ( $Z_s = \infty$ )

Dans ce cas,  $K_s = 1$  : il y a encore réflexion totale de l'onde de tension, mais sans changement de signe :

$$U_{rs} = U_{is}$$

Il y aura un maximum de tension  $U_s = U_{is} + U_{rs}$  à la sortie ouverte de la ligne.

Si une onde réfléchiée  $U_r$  existe à l'extrémité de la ligne, elle se propage encore avec la vitesse  $v$  vers la source (générateur).

En tout point X le long de la ligne, la tension  $U_x$  à un instant  $t$  sera la résultante de l'onde incidente et de l'onde réfléchiée en ce point à l'instant considéré.

## Réflexion à l'entrée de la ligne

Lorsque l'onde réfléchiée sur  $Z_s = Z_0$  atteint l'entrée de la ligne (ceci après un temps  $2 \Delta t = 2 l/v$ , correspondant à un aller-retour); deux cas sont possibles :

- ou bien, le générateur lui présente une impédance  $Z_G$  égale à  $Z_0$  : l'onde réfléchiée est alors absorbée par le générateur ;

(\* Dans tout ce qui suit, nous supposons les impédances  $Z_G$ ,  $Z_0$  et  $Z_s$  purement ohmiques.

- ou bien,  $Z_G \neq Z_0$ , et dans ce cas, l'onde réfléchiée venant de  $Z_s$  est encore partiellement réfléchiée sur l'impédance de source, vers la sortie, avec un **coefficient de réflexion de la tension à l'entrée** de la ligne :

$$K_e = \frac{Z_G - Z_0}{Z_G + Z_0} \quad (2')$$

Ici encore,  $-1 \leq K_e \leq 1$  et les conclusions énoncées au sujet de  $K_s$  s'appliquent intégralement à  $K_e$ .

## Réflexions multiples

Dans le cas général :

$$Z_G = Z_0 = Z_s$$

la ligne sera donc le siège de **réflexions multiples** qui se produisent aussi bien à l'entrée qu'à la sortie.

Si, nous supposons que  $Z_G$ ,  $Z_0$  et  $Z_s$  sont des résistances purement ohmiques, les coefficients de réflexion  $K_e$  et  $K_s$  sont des grandeurs réelles, et la tension en tout point X de la ligne est alors à chaque instant, la somme d'une série de tensions, toutes de même forme que la tension  $U_e(t)$  à l'entrée de la ligne, mais d'amplitudes différentes, et apparaissant à des instants successifs.

## Les lignes en régime impulsionnel

Nous nous intéressons plus particulièrement aux signaux résultants qui se manifesteront, soit à l'entrée de la ligne, soit à sa sortie.

Sans entrer dans le détail des calculs (Bibl. 5 et 17), nous donnons les expressions de la tension à l'entrée d'une ligne d'impédance caractéristique  $Z_0$ , excitée par un générateur de f.é.m.  $E$  d'impédance  $Z_G$ , et bouclée à sa sortie sur  $Z_s$  :

$$U_e(t) = \frac{Z_0}{Z_G + Z_0} \cdot E \left[ \gamma(t) + \left(1 + \frac{1}{K_e}\right) \sum_{n=1}^{\infty} K_e^n \cdot K_s^n \cdot \gamma(t - 2n \Delta t) \right] \quad (3')$$

La tension à la sortie est donnée par :

$$U_s(t) = \frac{Z_0}{Z_G + Z_0} \cdot E (1 + K_s) \sum_{n=0}^{\infty} K_e^n \cdot K_s^n \cdot \gamma[t - (2n + 1) \Delta t] \quad (4')$$

Dans ces expressions :

$E$  est la valeur de la f.é.m. du générateur.

$\gamma(t)$  est la fonction d'Heaviside, ou fonction échelon-unité, telle que **figure 2'** :

$$\gamma(t) = 0 \text{ pour } t < 0 \\ = 1 \text{ pour } t > 0$$

Dans les formules (3') et (4'), nous supposons toujours que les impédances sont purement ohmiques, ce qui implique aussi en ce qui concerne l'impédance caractéristique, que la ligne n'a pas de pertes.

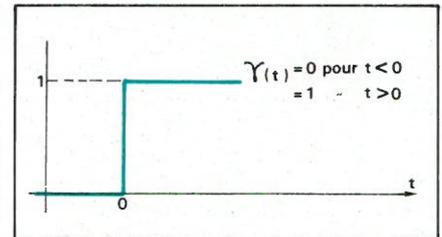


Fig. 2'. - La fonction échelon-unité est nulle pour  $t < 0$  et égale à l'unité pour  $t > 0$ .

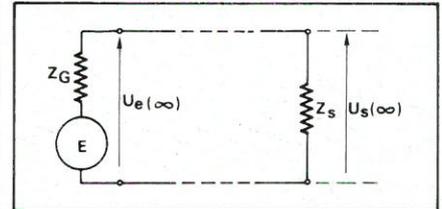


Fig. 3'. - La tension  $U_e$  à l'entrée d'une ligne terminée sur  $Z_s$  et excitée par un échelon, tend vers la tension de sortie  $U_s$  lorsque le temps tend vers l'infini.

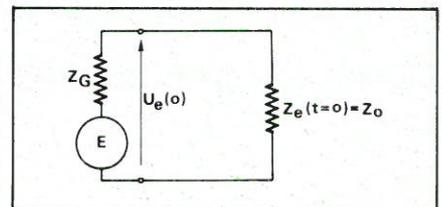


Fig. 4'. - Dans l'intervalle compris entre  $t = 0$  et  $t = 2 \Delta t$ , la tension à l'entrée d'une ligne est indépendante de l'impédance de terminaison.

L'application de ces formules est assez fastidieuse, mais nous pouvons cependant en déduire quelques conclusions dont le sens physique est évident :

- Pour un temps suffisamment long ( $t \rightarrow \infty$ ), l'application d'une tension en échelon  $E \cdot \gamma(t)$  d'amplitude constante  $E$  conduit à la valeur en régime établi :

$$U_e(\infty) = E \frac{Z_s}{Z_G + Z_s}$$

La f.é.m.  $E \cdot \gamma(t)$  de durée  $t \rightarrow \infty$  est en fait une tension continue qui fait apparaître aux bornes de la source la tension  $U_e$  qui n'est autre que celle qui existe également aux bornes de l'utilisation  $Z_s$  si l'on admet qu'il n'y a pas de chute de tension le long de la ligne (**fig. 3'**).

- De même, la valeur finale à la sortie de la ligne est donnée par l'expression :

$$U_s(\infty) = U_e(\infty) = E \frac{Z_s}{Z_G + Z_s} \quad (5')$$

- Si une onde est envoyée sur une ligne (sans pertes), terminée sur une impédance  $Z_s$  quelconque, cette ligne se comporte, à son entrée, comme une résistance égale à  $Z_0$  pendant le temps nécessaire à la perturbation d'excitation pour se propager jusqu'à la sortie, et revenir à l'entrée.

En d'autres termes, l'impédance d'entrée d'une ligne non adaptée est

égale à son impédance caractéristique pendant l'intervalle  $0 \leq t \leq 2 \Delta t$ .

Cette propriété permet d'écrire directement l'expression de la tension à l'entrée d'une ligne non adaptée dans l'intervalle considéré (fig. 4').

$$U_e(0 \leq t \leq 2 \Delta t) = E \cdot \gamma(t) \frac{Z_0}{Z_G + Z_0} \quad (6')$$

- De même, une onde réfléchie à l'extrémité se propage en direction de la source en « voyant » la ligne comme lui présentant son impédance caractéristique.

### Solution graphique des problèmes de réflexion d'impulsions

Une méthode graphique, due à Bergeron, permet de déterminer très facilement les signaux à l'entrée et à la sortie d'une ligne lorsque celle-ci est excitée par un échelon de tension (Bibl. 18, 19, 20 et 21).

On suppose toujours que les impédances  $Z_G$ ,  $Z_0$  et  $Z_s$  sont purement ohmiques. La procédure sera succinctement décrite en appendice.

La méthode est parfaitement applicable si la ligne est attaquée par un générateur d'impulsions dont la durée est grande par rapport au temps de propagation  $\Delta t$  de la ligne considérée.

Soit une ligne à microruban de longueur  $l = 1$  m, d'impédance caractéristique  $Z_0$ , alimentée par un générateur de f.é.m. 2,4 V et d'impédance de sortie  $50 \Omega$  (fig. 5').

La ligne est bouclée sur une résistance  $Z_s$  qui peut prendre toutes les valeurs comprises entre 0 et  $\infty$ .

Pour accentuer les phénomènes de réflexions multiples, nous connectons la ligne aux bornes de deux résistances coaxiales de  $50 \Omega$  en parallèle; un oscilloscope à échantillonnage de  $50 \Omega$  d'impédance d'entrée mesure la tension d'entrée  $u_e(t)$  à l'entrée de la ligne.

Ce montage conduit donc à un générateur équivalent de f.é.m.  $E = 0,6$  V avec

$$Z_G = 50 // 50 // 50 // 50 \Omega = 12,5 \Omega \quad (\text{Fig. 5'b})$$

La figure 6' montre en (a) le diagramme correspondant à  $Z_s = \infty$  (ligne ouverte), soit  $K_s = 1$ , et  $K_G = -0,6$ , et en (b) l'évolution théorique de la tension  $u_e(t)$  à l'entrée de la ligne et de la tension  $u_s(t)$  à la sortie, les temps étant exprimés en « temps de propagation  $\Delta t$  ». Pour la ligne microstrip utilisée, nous avons mesuré  $\Delta t = 6,5$  ns.

On observe que :

- le décalage entre les fronts de  $u_s$  et de  $u_e$  est égal au temps de propagation  $\Delta t$ ;

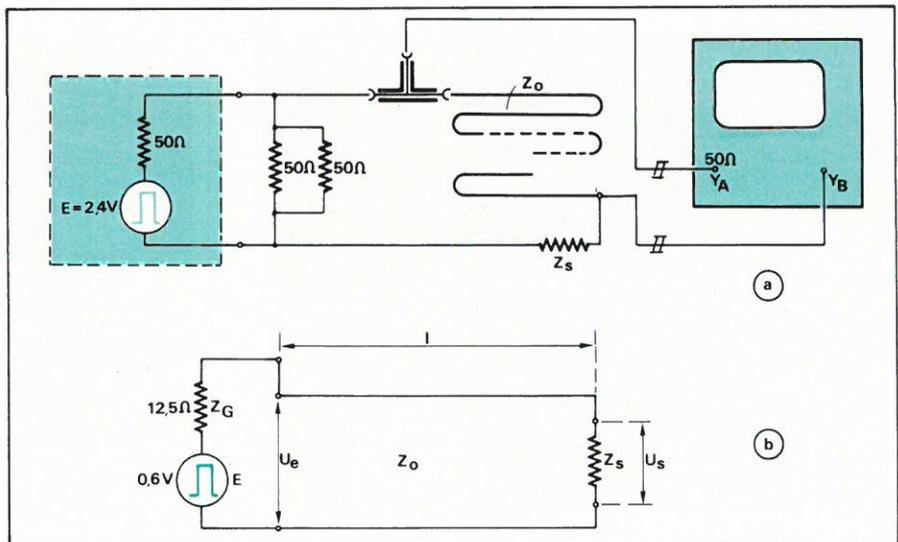


Fig. 5'. - a) Montage de mesure pour l'étude des phénomènes de réflexion d'impulsions sur ligne à micro-ruban; b) schéma équivalent du système.

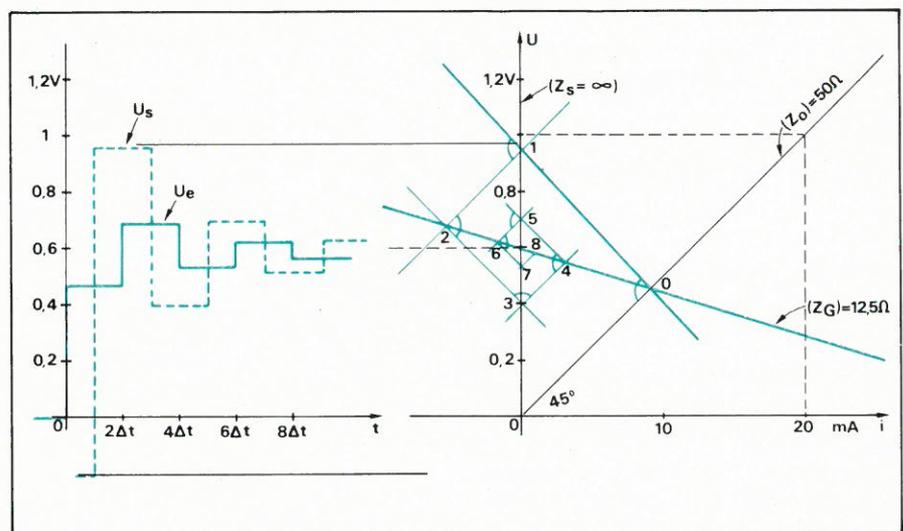


Fig. 6'. - Construction des chronogrammes des tensions à l'entrée et à la sortie de la ligne par application du diagramme de Bergeron.

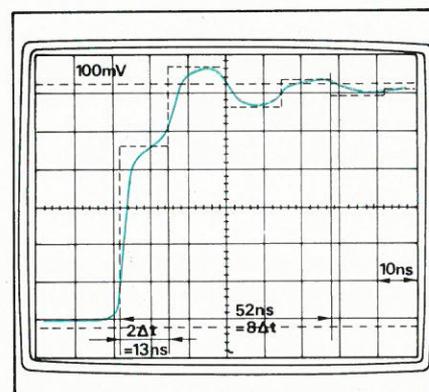


Fig. 8'. - Superposition de l'oscillogramme de la figure 7' et du chronogramme idéalisé de  $u_e(t)$ .

- que  $u_s$  et  $u_e$  tendent vers la valeur  $E = 0,6$  V pour  $t \rightarrow \infty$ ;

- que  $u_s$  atteint une valeur maximum entre les instants  $\Delta t$  et  $3 \Delta t$  :

$$u_s(\Delta t \leq t \leq 3 \Delta t) = E \frac{(1 + K_s) Z_0}{Z_G + Z_0} = 0,6 \frac{(1 + 1) 50}{12,5 + 50} = 0,96 \text{ V}$$

La photo 7' montre l'oscillogramme relevé à l'entrée de la ligne : on notera l'excellente correspondance en ce qui concerne les amplitudes prédéterminées par le chronogramme construit à l'aide du diagramme et les valeurs mesurées. Ceci apparaît encore mieux à la figure 8' où nous avons superposé le transparent du cliché de la photo et le chronogramme théorique de  $u_e(t)$ .

- La photo 9' montre la tension à l'entrée de la même ligne à micro-ruban, court-circuitée à la sortie. La trace inférieure correspond à la tension mesurée à la sortie de cette ligne : la valeur non nulle de cette tension au début du régime transitoire est due au fait que la sonde de mesure n'a pu être mise exactement sur le court-circuit lui-même.

La figure 10' montre, en a, le diagramme de Bergeron correspondant à  $Z_s = 0$ , et en b, le chronogramme de  $u_e(t)$ .

Ici encore, la correspondance entre les prévisions théoriques et les valeurs mesurées est remarquable.

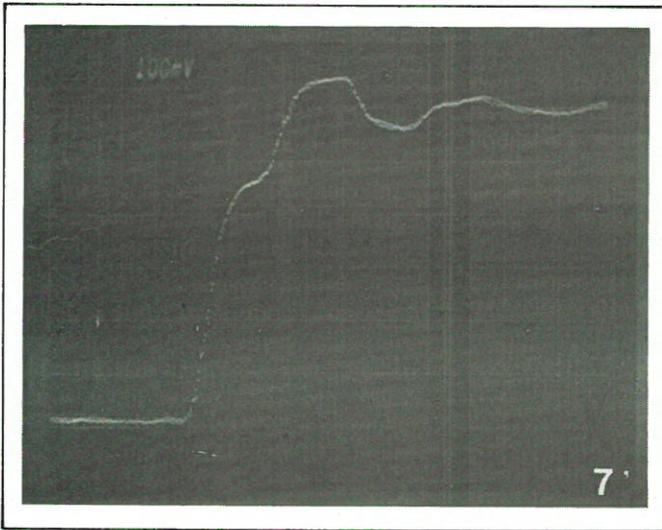


Fig. 7'. - Oscillogramme de la tension à l'entrée de la ligne ouverte (sensibilité Y : 100 mV/div. ; base de temps : 10 ns/div.).

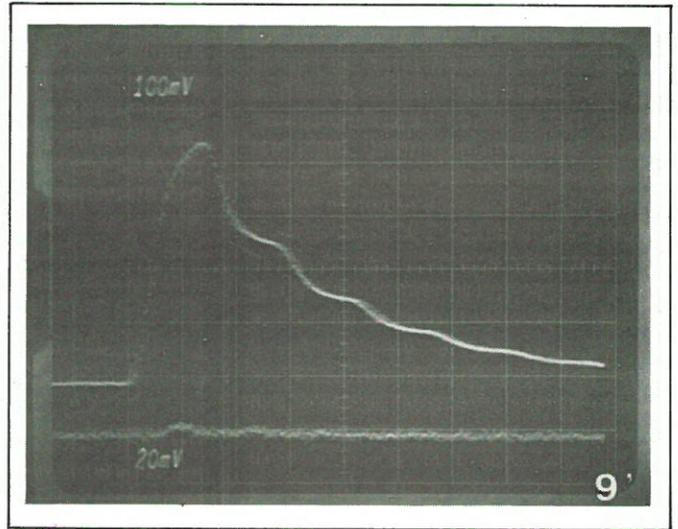


Fig. 9'. - Oscillogramme de la tension à l'entrée de la ligne avec  $Z_s = 0$ .

L'amplitude de la première crête est de 0,47 V, la valeur théorique étant (éq. 6') :

$$E \frac{Z_0}{Z_G + Z_0} = 0,6 \frac{50}{50 + 12,5} = 0,48 \text{ V}$$

## La déformation des signaux

La méthode graphique rend particulièrement bien compte de l'allure générale des phénomènes étudiés.

Les différences les plus apparentes entre la solution théorique et les résultats de mesure se manifestent aux passages des fronts qui sont détériorés, et les angles vifs qui sont déformés.

Ceci est dû :

- d'une part, au temps de montée non nul des impulsions fournies par le générateur (dans le cas présent,  $\tau_m = 6 \text{ ns}$ , générateur Philips PM 5716) ;

- et, d'autre part, aux pertes de la ligne à microruban utilisée, plus particulièrement à cause de l'effet pelliculaire qui fait qu'au début du régime transitoire, les courants ne circulent que dans une faible couche superficielle des conducteurs. (Au bout de quelques trajets aller-retour de l'onde, l'influence des réflexions multiples devient de plus en plus faible par suite de la diminution rapide des ondes réfléchies.)

Une impulsion transporte la majorité de son information à l'instant auquel elle apparaît, donc sur son front de montée, et par conséquent dans la zone des hautes fréquences de son spectre.

C'est ainsi qu'une impulsion, appliquée à l'entrée d'une ligne adaptée à sa

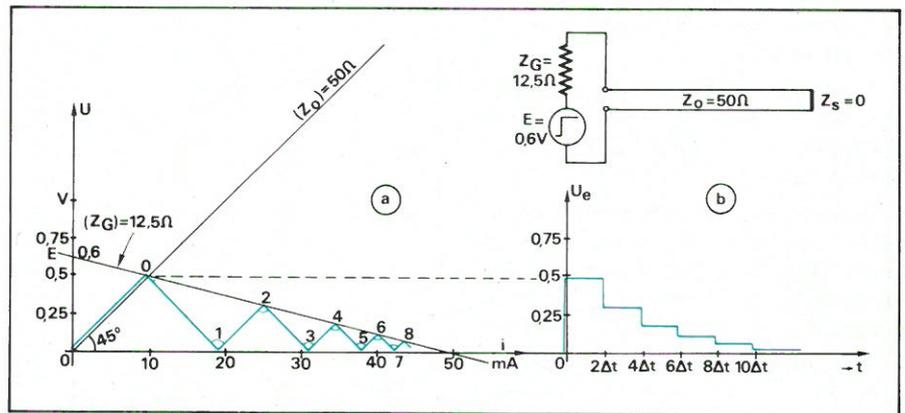


Fig. 10'. - Diagramme de Bergeron et chronogrammes correspondants pour  $E =$  échelon de 0,6 V ;  $Z_G = 12,5 \Omega$ ,  $Z_0 = 50 \Omega$  et  $Z_s = 0$ .

sortie est déformée lorsqu'elle apparaît à la sortie à cause de l'effet pelliculaire (fig. 11').

On démontre que le temps  $T_{0,5}$  au bout duquel la tension à la sortie d'une ligne adaptée atteint 50 % de l'amplitude de l'échelon d'entrée est de la forme suivante (Bibl. 24 et 25) :

$$T_{0,5} = \frac{b^2 \cdot l^2}{4 Z_0^2}$$

b étant une constante qui dépend des caractéristiques électriques et géométriques de la ligne.

En réalité  $u_s(t)$  croît d'abord lentement pendant un court intervalle de temps, jusqu'à 3 à 5 % de l'amplitude finale ; elle augmente ensuite rapidement jusqu'à environ 50 % de l'amplitude et évolue enfin très lentement vers l'amplitude finale qui est celle de l'échelon appliqué.

J. de Neef  
Ingénieur industriel  
Chargé de cours à  
l'Institut Supérieur  
de l'Etat, Bruxelles.

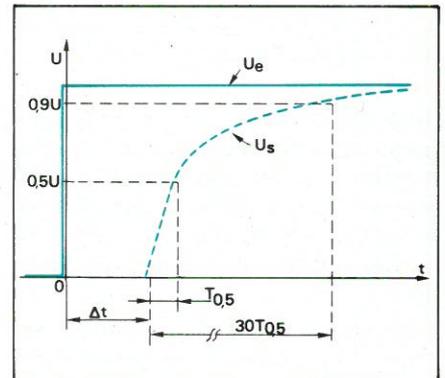


Fig. 11'. - L'impulsion à la sortie d'une ligne est non seulement décalée de  $\Delta t = l/v$  par rapport à l'origine de l'impulsion d'entrée, mais elle est également déformée sur son front de montée par suite de l'effet pelliculaire.

La fin de cette importante étude sera publiée dans notre prochain numéro. Elle inclura la bibliographie complète dont il est fait mention dans ce numéro.

Les radioéléments occupent à l'heure actuelle une place importante que ce soit dans le domaine de la recherche ou dans le domaine industriel. Pour cette raison, la connaissance des techniques de mesures nucléaires et des appareils électroniques associés est importante. L'article qui va suivre est relatif aux appareils détecteurs de particules nucléaires.

On sait que la nature renferme un certain nombre d'éléments radioactifs ; ceux-ci émettent alors diverses particules telles que les particules alpha, bêta, gamma. La particule alpha est un noyau d'hélium, la particule bêta est un ion positif ou négatif ; et le rayonnement gamma est de nature électromagnétique.

# Etude des détecteurs de radiations nucléaires

## Conductibilité électrique des gaz

Cette étude est très importante, car elle donne les principes physiques de bases de la détection des rayonnements nucléaires.

Soit une tube (fig. 1) comprenant une anode et une cathode dans lequel est enfermé un gaz. Sous l'action d'un rayonnement ionisant, il va se créer par ionisation des charges électriques qui vont migrer vers les électrodes du fait du champ électrique existant entre elles. Il va donc circuler dans le circuit un courant « I » qui est fonction de la d.d.p. interélectrodes comme l'indique la figure 2.

Au départ, le courant d'ionisation augmente jusque «  $V_1$  » pour devenir constant entre «  $V_1$  » et «  $V_2$  ». Entre ces deux valeurs, tous les ions produits sont collectés par les électrodes, on est alors dans le régime de saturation. A partir de «  $V_2$  », l'augmentation du courant dans le circuit provient du fait que les électrons libérés par l'ionisation primaire vont, grâce au champ électrique important, ioniser des atomes neutres du milieu. Notons que de «  $V_1$  » à «  $V_3$  », il y a proportionnalité entre l'intensité de la source ionisante et l'intensité du courant dans le circuit (courbes 1 et 2). Cette proportionnalité disparaît à partir de «  $V_3$  » et les courbes convergent alors vers un point atteint pour une valeur «  $V_4$  » de la tension. A partir de ce point, le courant dans le circuit est dû à l'ionisation primaire, mais également à l'ionisation secondaire provenant tant des électrons que des ions.

Notons que jusque «  $V_4$  », la décharge est non-autonome, c'est-à-dire que si l'action ionisante cesse, le courant dans le circuit devient nul. Pour une valeur supérieure du champ électrique, la décharge est autonome et ne s'éteint pas si l'action ionisante cesse. «  $V_4$  » est appelé seuil de décharge autonome. La tension «  $V_5$  » est une valeur à ne pas dépasser sous peine de claquage du tube.

Les différentes zones délimitées par les tensions caractéristiques ont été

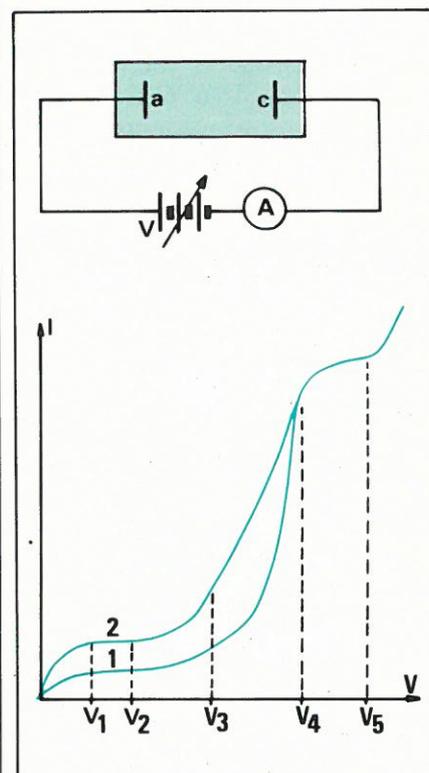


Fig. 1 et 2. - Relevé de  $I = f(V)$ .

mises à profit pour la réalisation des tubes détecteurs de particules nucléaires.

## Étude des détecteurs

Les rayonnements à détecter sont soit des particules chargées électriquement telles que les particules alpha et bêta, soit des particules neutres tels que les rayons « x » et « gamma », ainsi que les neutrons.

Le principe de la détection est basé sur les effets secondaires que ces particules produisent lors de leurs interactions avec la matière. Ces effets secondaires sont principalement l'ionisation pour les particules chargées, l'effet photoélectrique, Compton et formation de paires pour les rayons gamma, et les particules émises lors des réactions nucléaires dans le cas des neutrons.

### La chambre d'ionisation

Une chambre d'ionisation est constituée de deux électrodes, une anode et une cathode, enfermées dans une enceinte métallique remplie d'un gaz adéquat (fig. 3). Les électrodes sont isolées de l'ensemble par des supports présentant de très bonnes qualités du point de vue isolation. L'ensemble a généralement une forme cylindrique et une mince fenêtre permet le passage des particules.

Le condensateur ainsi constitué possèdera une charge  $Q = C.V$  s'il est chargé sous une d.d.p.  $V$ .

Un rayonnement ionisant traversant la chambre va créer dans celle-ci des charges positives et négatives qui vont être collectées par les électrodes. Il y aura donc une évolution de la d.d.p. entre elles suivant la relation

$$\frac{dV}{dt} = -\frac{1}{C} \frac{dQ}{dt}$$

Le terme  $dQ/dt$  est la charge totale des ions de chaque espèce créé par unité de temps et est proportionnelle à l'intensité du rayonnement. Une mesure de la d.d.p. aux bornes de la chambre entre deux instants est donc une mesure de l'intensité du rayonnement.

Un autre procédé de mesure de l'intensité d'un rayonnement est de mesurer la d.d.p. créée par le passage du courant d'ionisation à travers une résistance (fig. 4). Cette dernière aura pour avoir une d.d.p. mesurable une

valeur de l'ordre de  $10^{10} \Omega$ , le courant dans le circuit étant de l'ordre de  $10^{-10} A$ .

Le potentiel de travail d'une chambre d'ionisation se situe dans la zone de saturation entre  $V_1$  et  $V_2$  (fig. 2).

Cette chambre peut s'utiliser pour la mesure des particules alpha, bêta, gamma et « X » en adoptant des dimensions géométriques adéquates. On l'utilise pour ces travaux de recherche en physique nucléaire, mais également pour la protection du personnel soumis à des radiations. Ce sont par exemple les dosimètres de poches qui donnent une mesure intégrée un certain temps de l'intensité d'un rayonnement ou les moniteurs qui en donnent une mesure instantanée.

### La chambre d'ionisation compteur

En rapprochant les électrodes d'une chambre d'ionisation simple, et en augmentant la d.d.p. à ses bornes, chaque particule ionisante sera détectée individuellement. Le circuit d'utilisation (fig. 4) sera alors parcouru par de brèves impulsions de tension qui seront dirigées vers un amplificateur linéaire suivi d'un compteur d'impulsions.

L'amplitude du pulse aux bornes de la charge a pour valeur

$$\Delta V = \frac{1}{C} \cdot \Delta Q$$

$\Delta Q$  étant la charge libérée par chaque particule.

La mesure de l'énergie des particules est possible à condition qu'elles effectuent leur parcours complet dans le tube compteur. Prenons par exemple une chambre munie d'argon où il faut en moyenne 25,4 eV (électron-volt) pour produire une paire d'ions. Si la chambre est soumise à une source alpha d'énergie égale à 10 MeV, le nombre d'ions produit vaut :

$$\frac{10 \cdot 10^6}{25,4} = 393 \cdot 10^3 \text{ paires d'ions}$$

Ceci correspond à une charge de  $393 \cdot 10^3 \cdot 1,6 \cdot 10^{-19} = 629 \cdot 10^{-16}$  coulomb

Si la capacité de la chambre vaut 20 pF, l'impulsion de tension aura une amplitude de

$$\frac{629 \cdot 10^{-16}}{20 \cdot 10^{-12}} = 3,1 \text{ mV}$$

La figure 5 donne le profil des impulsions issues d'une chambre d'ionisation compteur. La figure 5a est relative à une chambre munie d'un gaz électro-négatif ; le temps de montée de l'impulsion est de l'ordre de la ms cor-

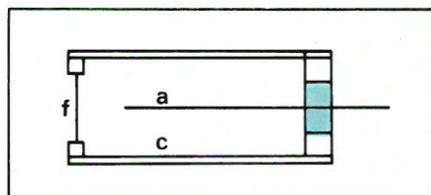


Fig. 3. - Chambre d'ionisation.

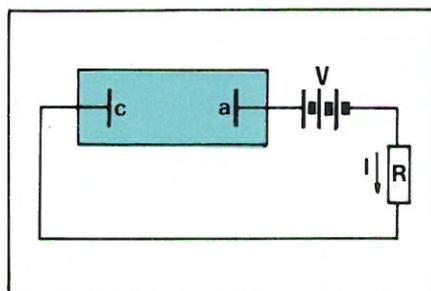


Fig. 4. - Circuit de mesure.

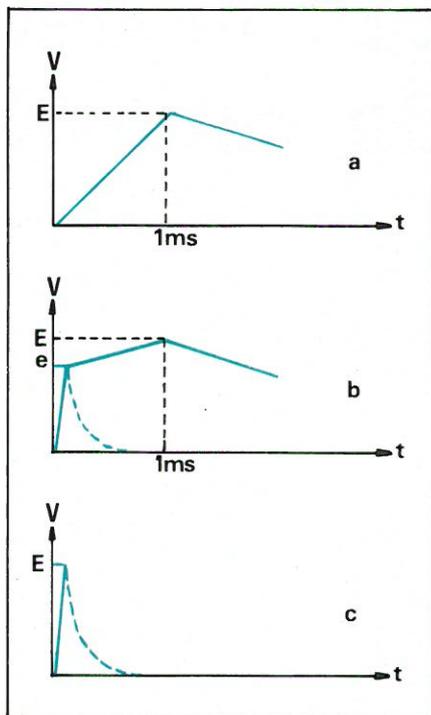


Fig. 5. - Profils des impulsions.

respondant au temps de collection des ions positifs et négatifs. La figure 5b est relative à un gaz électro-positif. Dans ce cas, la montée de l'impulsion se fait en deux temps correspondant au temps de collection des électrons ( $\mu s$ ) et des ions positifs.

La courbe en pointillés est valable pour une constante de temps faible ; dans ce cas la mesure des énergies n'est pas possible, l'amplitude  $E$  n'étant pas atteinte. La présence d'une grille au voisinage de l'anode permettra d'atteindre l'amplitude théorique comme montré figure 5c valable pour un gaz électro-positif.

Ce type de chambre est utilisé non seulement pour la détection, mais aussi pour la mesure des énergies des particules alpha, des fragments de fission et des protons d'énergies moyennes.

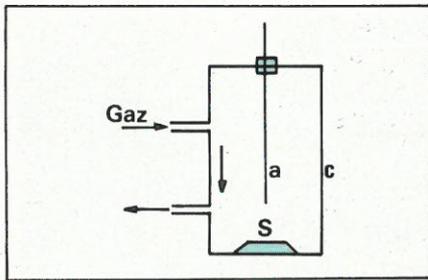


Fig. 6. - Compteur à courant gazeux.

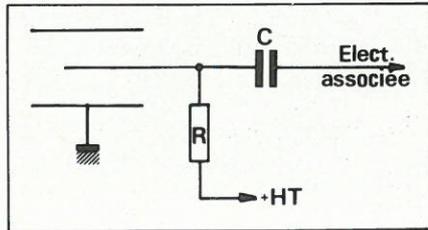


Fig. 7. - Extinction de la décharge par chute de la tension anodique.

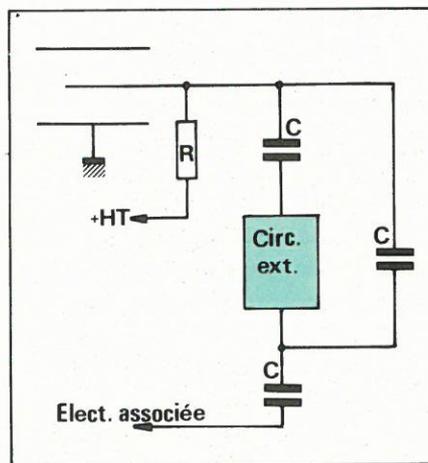


Fig. 8. - Extinction de la décharge par circuit extinc-teur.

## Le compteur proportionnel

La différence essentielle entre un compteur proportionnel et ceux étudiés précédemment réside dans la valeur du potentiel entre les électrodes qui se situera entre  $V_2$  et  $V_3$  (fig. 2). L'amplitude de l'impulsion de tension aux bornes de la charge vaut

$$\Delta V = A \cdot \Delta Q / C$$

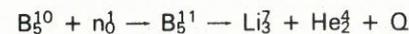
ou « A » est le facteur d'amplification du tube qui peut atteindre une valeur de 1000. Ceci a pour conséquence que l'amplificateur linéaire suivant le tube aura un gain moindre, d'où une construction plus aisée. L'amplitude du pulse est toujours proportionnelle à l'énergie et, là spectrométrie d'impulsion est possible. La fréquence de comptage de tels tubes peut atteindre  $10^7$  impulsions par seconde. Du point de vue géométrique, l'ensemble sera généralement de forme cylindrique avec une anode filiforme axiale.

Le gaz de remplissage sera électro-positif ; c'est habituellement un

mélange de 10 % de méthane et de 90 % d'argon ou d'hélium.

Il existe également des compteurs proportionnels à courant gazeux : le tube est alors relié en permanence à une bouteille de gaz comprimé (méthane ou argon). Il y a possibilité de placer la source radioactive à l'intérieur du tube, ce qui supprime les problèmes inhérents au placement d'une fenêtre (fig. 6).

Ces compteurs permettent non seulement de faire de la spectrométrie d'impulsions, mais aussi de détecter les neutrons. Dans ce cas, le tube contient par exemple du trifluorure de bore  $BF_3$ . Les neutrons thermiques entrant dans le tube vont donner lieu à une réaction nucléaire :



Les produits de la réaction Li et He vont ioniser le gaz de remplissage conduisant ainsi au phénomène de détection.

D'autres substances que le bore peuvent être utilisées ; il suffit que leurs sections efficaces pour les réactions  $(n, \alpha)$ ,  $(n, p)$ ,  $(n, j)$  soient élevées. Dans le cas des neutrons rapides, un moyen simple consiste à les ralentir à l'aide de la paraffine ; on est alors ramené au cas précédent. Une méthode consiste à détecter les effets secondaires lors de l'interaction des neutrons rapides avec le gaz de remplissage, mais aussi avec les parois du tube. La sensibilité de tels détecteurs est faible, de l'ordre de un neutron rapide détecté pour  $10^4$  neutrons incidents.

## Le compteur Geiger-Müller

Pour ce type de tube, la tension de travail sera fixé au-dessus de  $V_4$  (fig. 2). Pour ces valeurs du champ électrique à l'intérieur du tube, le coefficient d'amplification à une valeur telle que l'impulsion de tension aux bornes de la charge peut atteindre plusieurs volts. Il n'y a pas possibilité de faire de la spectrométrie d'impulsion car l'amplitude des pulses est indépendante de l'énergie du rayonnement incident. De plus, la décharge est autonome et un dispositif d'extinction devra être prévu.

Un premier procédé est d'abaisser la valeur de la différence de potentiel entre les électrodes au-dessous du seuil d'entretien de décharge autonome. Pour ce faire, une résistance de valeur élevée ( $10^9 \Omega$ ) est installée dans le circuit anodique du tube ; l'impulsion de tension résultant d'un événement ionisant fait chuter la tension anodique

si bien qu'il y a extinction de la décharge (fig. 7). Cette méthode a comme inconvénient de limiter la fréquence maximum de comptage du fait de la constante de temps R.C. élevée. En effet tant que le potentiel anodique n'est pas rétabli, le tube est insensible aux événements ionisants ; c'est le temps mort du compteur.

Un deuxième procédé d'étouffement de la décharge est montré figure 8, où le principal avantage est la durée d'insensibilité très courte. L'impulsion de tension est transmise à un circuit extinc-teur qui produit une impulsion négative transmise à l'anode du tube. Cette impulsion a une hauteur telle que le potentiel anodique tombe en dessous du seuil de Geiger pendant une durée légèrement supérieure aux temps de collecte des ions.

Une troisième méthode très employée est d'introduire une vapeur de rupture au sein du gaz ; cette vapeur assure elle-même l'extinction de la décharge ; les tubes ainsi équipés sont dits auto-coupeurs. Les gaz généralement utilisés sont 90 % d'argon et 10 % de vapeur d'alcool éthylique, ou encore néon, argon et halogène comme gaz de coupure.

## Plateau d'un compteur G.M.

La figure 9 représente pour une source de rayonnement donnée, le taux de comptage (nombre d'impulsions enregistrées par unité de temps) en fonction de la différence de potentiel entre les électrodes. Le tube commence à compter à partir d'une tension  $V_1$  ; le nombre de pulses enregistrés augmente ensuite pour devenir constant entre  $V_2$  et  $V_3$ . La zone entre ces deux valeurs de tension est appelée « plateau » du tube. Pratiquement, le plateau n'est pas parallèle à l'axe des potentiels, mais présente une légère pente de l'ordre de 0,1 à 0,3 % par volt pour un tube de bonne qualité. La tension de travail du tube est choisie dans le plateau, en général à une valeur de 10 % supérieure au seuil de Geiger. Celui-ci se situe aux environs de 800 V pour les tubes courants et les plateaux s'étendent sur environ 200 à 300 V.

## Temps mort

Plusieurs méthodes peuvent être utilisées pour déterminer le temps mort d'une installation de comptage.

Celle décrite ci-dessous utilise un oscilloscope (fig. 10) qui reçoit sur l'amplificateur vertical les impulsions venant du tube. On utilisera l'appareil en déclenché, c'est-à-dire que se sont les impulsions elles-mêmes qui mettent en route le balayage. L'oscillo-

gramme relevé à la forme de la **figure 11** ou :

A : amplitude des pulses

a : amplitude minimum pour qu'un pulse soit enregistré

$t_1$  : temps mort du circuit de détection

$t_2$  : temps mort de l'installation

$t_3$  : temps de restitution du circuit de détection.

On constate que le temps entre deux pulses successifs ne peut être inférieur à  $t_1$  ; le numérateur étant sensible à un pulse d'amplitude à une impulsion qui en suit une autre en un temps inférieur à  $t_2$  ne sera pas comptée. Notons que dans les expériences de comptage nucléaire, il faut tenir compte du temps mort puisqu'il introduit une perte de comptage ; des calculs de correction devront donc être fait.

## Les compteurs à scintillations

Le compteur à scintillation se compose essentiellement de deux organes : un scintillateur et un photomultiplicateur. Le scintillateur est fait d'une substance ayant la propriété d'émettre un bref éclair lumineux lorsqu'il est traversé par un rayonnement nucléaire. Cet éclair ira frapper la photocathode d'un tube photomultiplicateur qui donnera à sa sortie une impulsion de courant mesurable. On voit donc que le principe de la détection n'est plus ici basé sur l'ionisation d'un gaz par une particule nucléaire mais sur les effets lumineux produits par ces particules pénétrant dans un milieu luminescent. Le principe physique est basé sur le fait que le rayonnement incident va produire au sein du cristal scintillant des ionisations et des excitations.

Dans ces deux cas, l'atome tend à redevenir stable et il s'établit un processus de réarrangement des couches électroniques par des sauts d'électrons des orbites extérieures vers celles laissées libres par les phénomènes cités plus haut. Ce réarrangement s'accompagne d'une émission de rayonnements électromagnétiques de longueur d'onde déterminée. Un schéma de principe d'une sonde à scintillation est donné **figure 12** où :

C : cristal détecteur

PM : tube photomultiplicateur

PH : photocathode

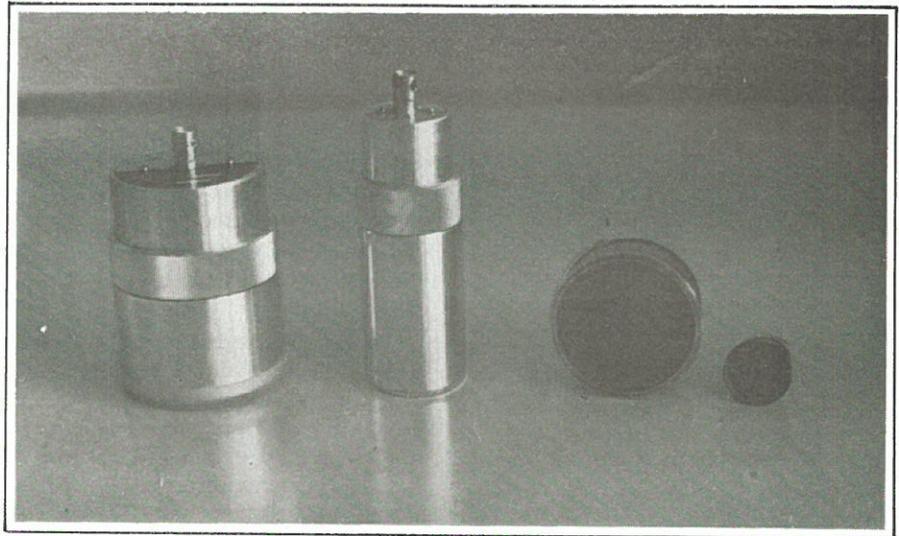
F : fenêtre

B : boîtier métallique

R : pont diviseur

Ca : capacité de couplage

A : amplificateur.



Tubes Geiger-Müller avec probes (Philips)

### Milieu scintillant

Le milieu détecteur pour les particules alpha est habituellement du sulfure de zinc activé au cuivre ou à l'argent.

En ce qui concerne les particules bêta, on utilise des monocristaux d'antracène, de naphthalène de stilbène. On peut également utiliser pour ces particules du terphényl, tétraphénylbutadiène dans un milieu plastique tel que polystyrène ou polyvinyltolldène. Des cristaux d'iodure de sodium conviennent également, mais il présentent le grave inconvénient d'être très hygroscopique.

Pour la détection des gamma, le scintillateur idéal est un monocristal d'iodure de sodium activé au thallium. Pour la détection des neutrons lents, le milieu détecteur doit contenir un élément capable d'entrer en interaction avec eux, les noyaux issus de la réaction déclenchant le processus au sein du scintillateur. Ce sera par exemple un cristal d'iodure de lithium enrichi au Li6.

Pour les neutrons rapides, on enregistre les protons de chocs dans un milieu plastique hydrogène. Les scintillateurs liquides sont également très employés pour la mesure du H3 et C14 ; ce sont principalement le PFO et le POPOP.

### Le tube photomultiplicateur (PM)

Un tube photomultiplicateur (**fig. 13**) est composé d'une photocathode, d'une série d'électrodes appelées dynodes et d'une anode, le tout étant enfermé dans une enceinte dans laquelle on a fait le vide. La lumière émise par le scintillateur vient frapper la photocathode du PM qui émet des électrons par effets photoélectriques. Ces électrons sont accélérés par le

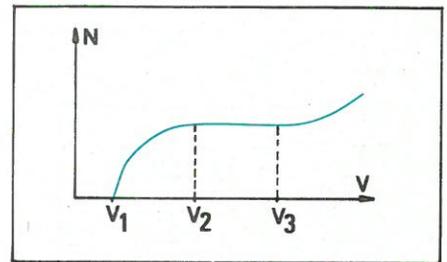


Fig. 9. - Plateau d'un compteur G.M.

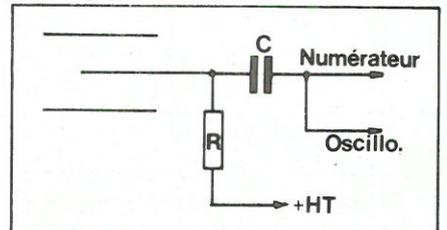


Fig. 10. - Mesure du temps mort.

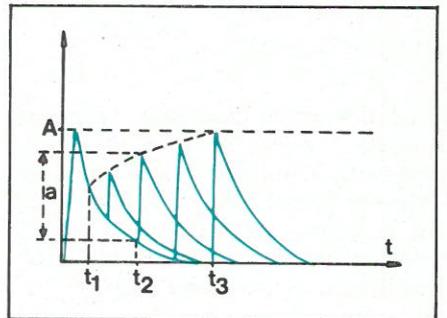
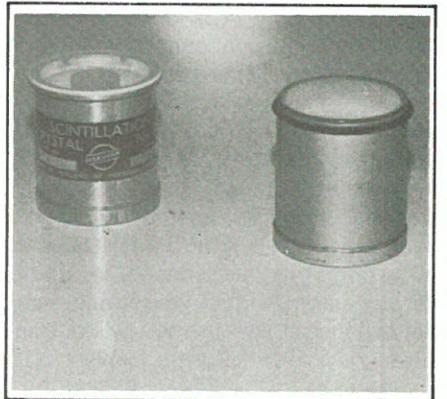


Fig. 11. - Oscillogramme de relevé du transport.



Cristal à scintillation (Harshaw)

champ électrique de la première dynode. Celle-ci est faite d'un matériau ayant une bonne émission secondaire, c'est-à-dire que sous l'effet d'un électron primaire, un nombre important d'électrons secondaires est émis. Ces électrons secondaires sont ensuite dirigés vers un potentiel hautement positif (1500 V). Le nombre de dynodes peut être supérieur à 10, ce qui permet d'obtenir un coefficient d'amplification pouvant être plus grand que 10. L'emploi de ce tube requiert des alimentations très bien stabilisées; de plus, ils sont généralement munis de blindage antimagnétique (mumétal) pour éviter les défauts de focalisation. Il est quelquefois nécessaire de refroidir la photocathode pour diminuer la composante bruit du tube. En effet, le gain du dispositif est tel que dans l'obscurité, on observe un courant qui est dû à l'émission thermionique de la photocathode à la température ambiante.

### Utilisation des scintillateurs

Pour la détection des particules ionisantes, le rendement est du même ordre de grandeur que les compteurs Geiger. En ce qui concerne la détection des « gamma », un tube G.M. possède un rendement de 1 à 5 % tandis que

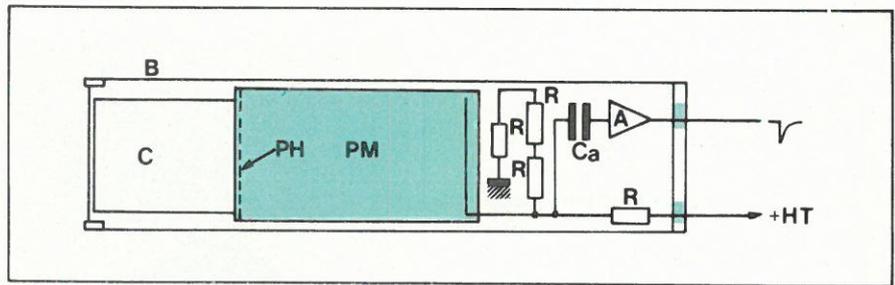


Fig. 12. - Sonde à scintillation.

pour un scintillateur, il peut être supérieur à 60 %. D'autre part, le temps mort d'un G.M. vaut environ  $10^{-4}$  secondes tandis que celui d'un scintillateur est de l'ordre de la microseconde, d'où un taux maximum de comptage plus élevé. De plus il y a une proportionnalité entre l'amplitude du pulse de sortie et l'énergie de la particule incidente; la spectrométrie d'impulsions est donc possible.

### Les détecteurs à semi-conducteurs

Pour certaines applications spécifiques, comme par exemple la spectrométrie d'impulsions, ces détecteurs sont de plus en plus utilisés. En effet, ils sont aujourd'hui de bonnes qualités et les problèmes inhérents à leur fonc-

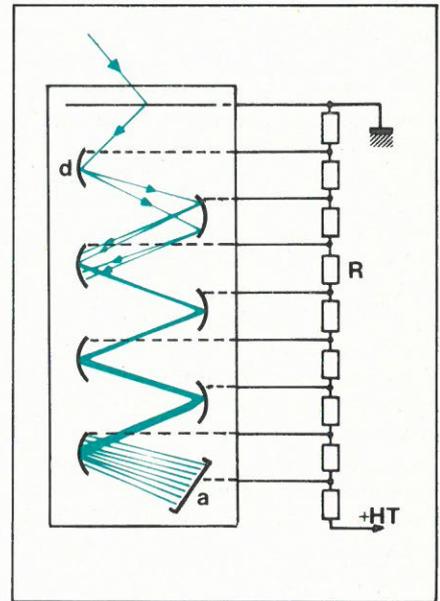
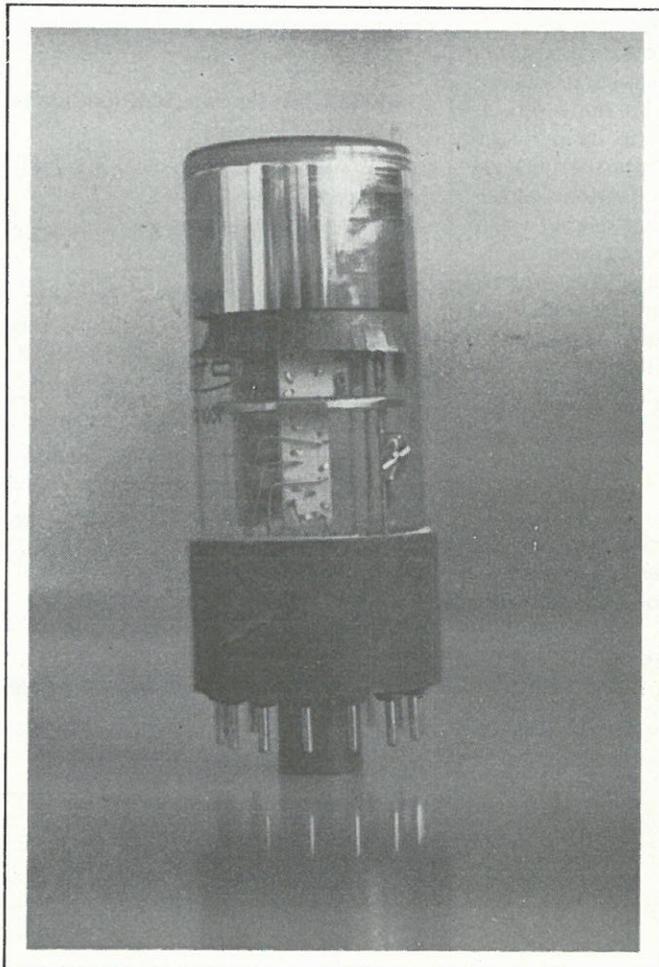
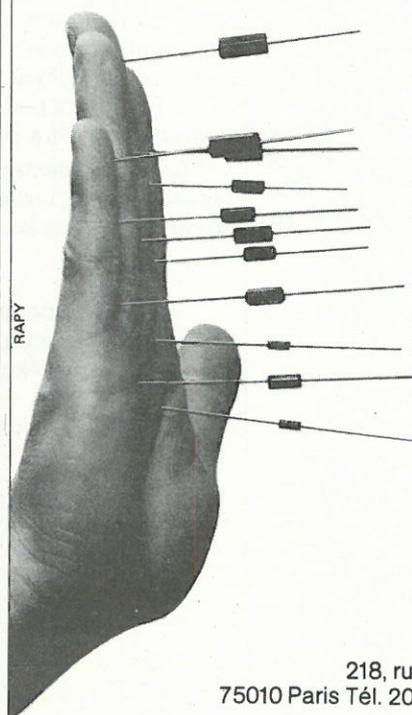


Fig. 13. - Photomultiplicateur.



Tube photomultiplicateur (Philips)

## pour une meilleure SELF PROTECTION de vos circuits



**Inductances SÉCRÉ**  
surmoulées  
en résine  
thermodurcissable  
auto-extinguible.

de 0,1 à 10.000  $\mu$ H.  
Précision 2-5-10 %.

**Fabrication Française**  
conforme aux  
normes UTE.

**Livraison sur stock**



218, rue du Faubourg St-Martin  
75010 Paris Tél. 200.33.66 - Télex 220169 F

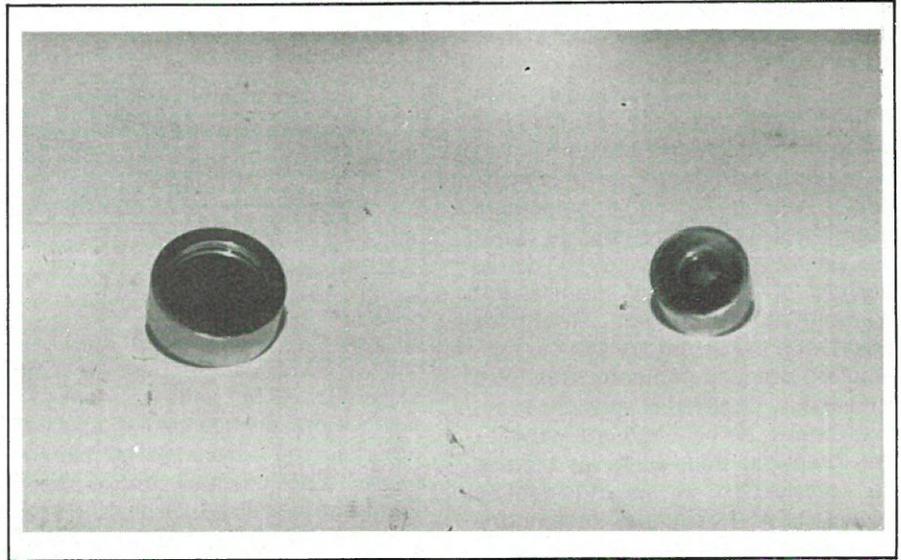
tionnement et à leur fabrication ont été résolus.

Le principe de la détection repose sur l'augmentation de la conductibilité d'un semi-conducteur quand il est soumis à un rayonnement ionisant; en effet, ces particules vont créer des paires de porteurs de charges (trous et électrons) qui en assure la conductibilité; de plus, le nombre de porteurs créés est proportionnel à l'énergie de la particule incidente. Les cristaux utilisés sont AgCl, AgBr, CdS, ZuS, Ge, Si. Notons que certains cristaux doivent être refroidit à la température de l'azote liquide. La **figure 14** donne le schéma simplifié d'une installation équipée d'un semi-conducteur. Celui-ci est polarisé à travers la résistance R par une tension de quelques dizaines de volts. L'impulsion de tension est dirigée vers un préampli à travers la capacité C<sub>0</sub>. L'électronique associée comportera les circuits formateurs d'impulsions, les amplificateurs, le compteur et éventuellement le système permettant la spectrométrie. Les avantages des détecteurs à semi-conducteurs sont le faible encombrement, la tension d'alimentation réduite, et surtout leur haute résolution en énergie.

En effet, cette dernière est supérieure à celle d'un scintillateur; ceci est dû au fait que l'énergie nécessaire pour créer une paire trou-électron est nettement plus faible que pour un autre détecteur, elle est de 3,5 eV pour le silicium, 2,94 eV pour le germanium contre 28 eV pour l'argon. Comme inconvénient, on peut citer leur bruit de fond relativement élevé du fait de l'agitation thermique, leur sensibilité à la lumière (protection par un mince bouclier) leur sensibilité aux variations de température ce qui exige des circuits électroniques de compensation en fonction de la température et des locaux stabilisés en température. Ces détecteurs permettent la mesure des alpha, bêta, gamma, x et fragments de fission.

### Autres types de détecteurs

Il existe d'autres procédés de détections que ceux étudiés précédemment. On peut citer en premier lieu les détecteurs photographiques qui sous l'action d'un rayonnement ionisant donnent un noircissement qui est fonction de l'énergie absorbée par l'émulsion. Le degré de noircissement va donc fournir une mesure de la dose d'exposition. Ce mode de détection est très employé pour le contrôle des personnes soumises à des rayonnements nucléaires. Le film est alors enfermé



Détecteurs à semi-conducteurs (Nutronics).

dans un étui et est porté en permanence par les travailleurs. C'est ce qu'on appelle un dosimètre photo.

Un autre procédé de détection est la chambre de Wilson qui permet de rendre visible la trajectoire d'une particule chargée qui y pénètre; de plus, cette trajectoire est photographiable.

La chambre est constituée d'une enceinte contenant une vapeur saturée d'humidité. Une détente adiabatique donnera une vapeur sursaturante et dans ces conditions, les ions gazeux provenant du passage d'une particule ionisante ont la propriété de provoquer la condensation de la vapeur d'eau sursaturée. Chaque ion va donc être le centre d'une gouttelette ce qui rend visible la trajectoire. Cette chambre est surtout utilisée en vue d'obtenir certaines données physiques relatives à la particule. On peut citer comme exemple simple, l'action d'un champ magnétique ou électrique qui fera dévier la trajectoire de la particule et permettra ainsi de connaître son signe.

Il existe également les chambres à diffusion et à bulles basées sur des principes analogues.

M. Lacroix  
Laboratoire d'application  
des radioisotopes à l'agriculture.  
Ecole Nationale Supérieure  
Agronomique  
Centre Universitaire de DSCHANG  
CAMEROUN

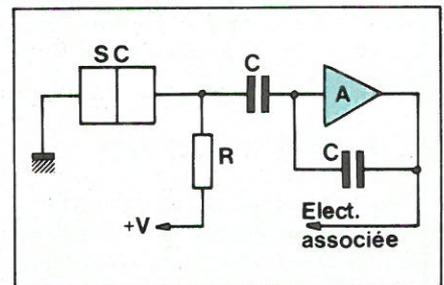


Fig. 14. - Installation à S.C.

### Bibliographie

- R. KRAEMER, les radioisotopes dans l'industrie. Ed. Radio.
- J. GOVAERTS, introduction à la chimie nucléaire. Ed. Dunod.
- TAYLOR et SHARPE, mesures nucléaires.
- Ch. FISHER, les problèmes de protection dans l'utilisation industrielle des radioéléments. Eurisotop n° 33-1968.
- WILFRID B. MANN. J.B. GARFINKEL, radioactivity and its measurement.
- BANNER E.H.W. instruments électroniques de mesures. Ed. Dunod.
- LAGASSE, cours d'électronique et de mesures nucléaires. Institut des Sciences Nucléaires de Bruxelles.
- Revue techniques Philips.

Le relais statique peut commuter des charges résistives, capacitives ou inductives avec un gain en puissance très élevé. Cette caractéristique est en fait un élément d'interface idéal entre les circuits logiques et de puissance.

On oppose souvent le relais statique au relais électromagnétique, comme s'ils se livraient une gigantesque bataille dont l'enjeu est le monde de la commutation. Un tel combat ne saurait désigner ni vainqueur ni vaincu, car les deux types de relais sont plus complémentaires que concurrents.

Premier venu dans le monde de la commutation, le relais électromagnétique bénéficie de plusieurs décennies de développement, d'amélioration et de diversification qui l'ont rendu apte à résoudre de nombreux problèmes de commutation. Un des avantages majeurs du relais électromagnétique est sa capacité de rassembler sur une seule armature des contacts isolés pour courant fort et faible, continu et alternatif. De plus, le relais électromagnétique peut commu-

# Le relais statique pour courant alternatif

ter des courants de quelques micro-ampères. Enfin, la chute de tension dans les contacts est quasi-nulle.

Le relais statique de son côté, n'a qu'un passé très court mais qui permet déjà de juger de ses avantages. Tout d'abord, l'absence de pièces en mouvement, dont découlent ses principales caractéristiques : fonctionnement silencieux, contact sans rebondissement, insensibilité aux chocs, temps de réponse très court, ouverture à courant nul donc sans étincelle, gain en puissance très élevé et surtout une longévité incomparablement plus grande que celle du relais électromagnétique.

## Principe du relais statique

La **figure 1** montre le principe du relais statique. Lorsqu'un courant de commande est injecté dans la gâchette du thyristor Th, celui-ci s'enclenche et amorce le triac TR à travers le pont redresseur Br. Lorsque le triac est enclenché, la tension aux bornes du triac tombe à une valeur de 1 à 2 V et le thyristor Th s'éteint jusqu'à ce que le courant dans la charge s'annule ; à ce moment-là, le triac se bloque et la tension du réseau peut de nouveau apparaître aux bornes du thyristor Th qui se réenclenche et réamorç TR. Le phénomène se reproduit tant que le courant est injecté dans la gâchette du thyristor Th. Lorsque ce courant dispa-

raît, le triac TR reste enclenché jusqu'à ce que le courant dans la charge s'annule, en l'absence de courant de gâchette le thyristor Th ne peut se réamorcer et le relais reste ouvert. Cette faculté de s'ouvrir uniquement lorsque le courant dans la charge s'annule, est une caractéristique intrinsèque du relais statique pour courant alternatif.

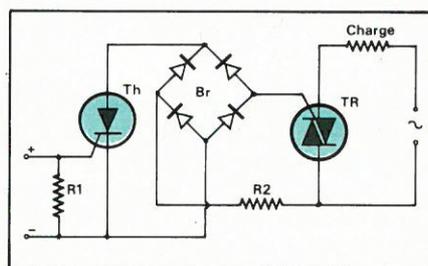


Fig. 1. - Principe du relais statique.

Dans le cas d'une charge résistive, le courant étant en phase avec la tension, l'ouverture du relais se produit au moment où la tension est nulle et réapparaît à la vitesse du réseau (pour le réseau 220 V/50 Hz environ  $0,1 \text{ V}/\mu\text{s}$ ), ceci limite le niveau des interférences électromagnétiques à une valeur minimale. Dans le cas d'une charge inductive, le courant est en retard sur la tension ; à l'ouverture du relais, la tension du réseau est réappliquée brutalement au triac. La vitesse de ré-application de la tension (du/dt à la commutation) doit être limitée au moyen d'un circuit adéquat (voir Electronique Applications N° 10).

## Isolation entre l'entrée et la sortie

Le relais électromagnétique présente toujours une isolation galvanique entre le circuit de commande (bobinage) et le circuit de commutation (contact), ce qui n'est pas le cas du relais statique de la **figure 1**. L'isolation entre l'entrée (circuit de commande) et la sortie (circuit de commutation) d'un relais statique peut se faire soit au moyen d'un opto-coupleur (**fig. 2**), soit par transformateur (**fig. 3**).

Dans le cas de la **figure 2**, le signal de commande est traduit en signal lumineux par un photo-émetteur, en l'occurrence une diode photo-émettrice et transmis à un récepteur, dans le cas présent un phototransistor. En l'absence de signal de commande, le phototransistor reste bloqué et le transistor Tx est saturé, ce qui empêche l'amorçage du thyristor Th. Lorsque le signal de commande est présent, le phototransistor se sature et Tx se bloque, ce qui permet au thyristor Th de s'amorcer. Le reste du circuit est semblable à celui de la **figure 1**.

Le circuit de la **figure 3** est semblable à celui de la **figure 1** à une différence près : l'amorçage du triac TR se fait par l'intermédiaire du transformateur Tr monté en transformateur de courant. La transmission du signal de commande se fait ici par voie magnétique.

## Enclenchement à tension nulle

La brièveté du temps de réponse du relais statique permet de l'enclencher à un temps très précis. Dans le cas d'une charge résistive ou capacitive, le moment le plus favorable pour l'enclenchement est celui où la tension est nulle. Ce mode d'enclenchement limite la vitesse d'établissement du

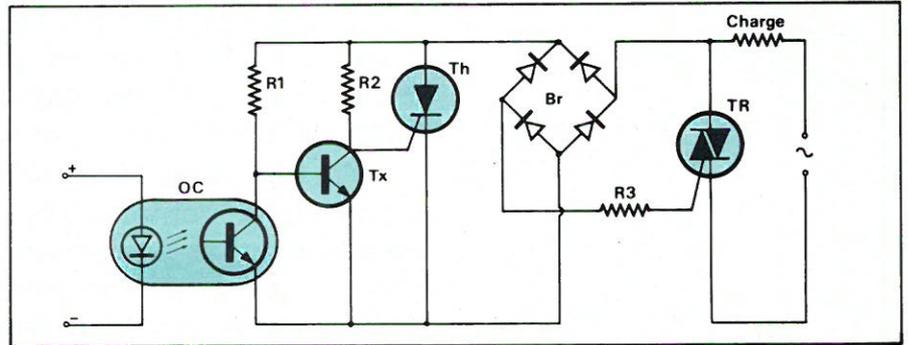


Fig. 2. - Isolation par optocoupleur à transistor.

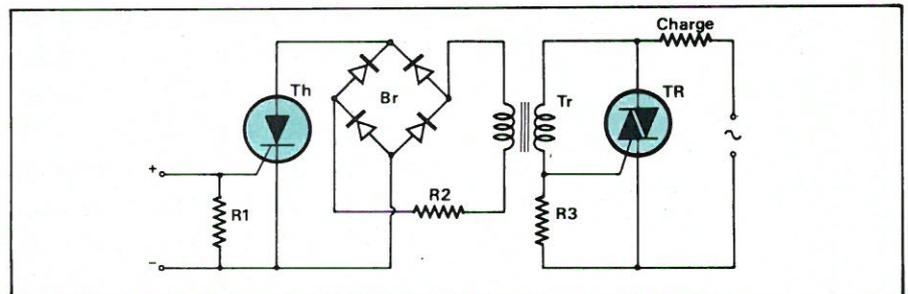


Fig. 3. - Isolation par transformateur.

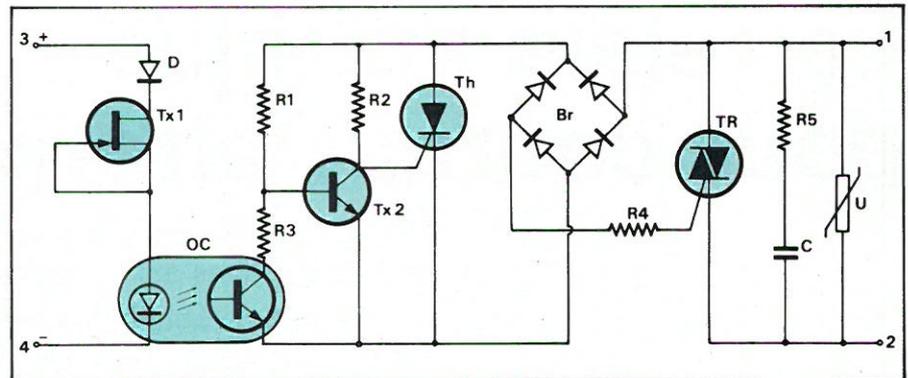


Fig. 4. - Relais statique à enclenchement à tension nulle.

R <sub>1</sub>	330 kΩ	C	0,047 μF / 220 V <sub>eff</sub>
R <sub>2</sub>	220 kΩ	D	1N4001
R <sub>3</sub>	10 kΩ	OC	CNY17 ou 4N35
R <sub>4</sub>	100 Ω	Tx <sub>1</sub>	BC264D
R <sub>5</sub>	10 kΩ	Tx <sub>2</sub>	BC237B
Br	4 × 1N4005	Th	TAG 70E
TR	TAG 425-500 (6 A / 220 V <sub>eff</sub> )		
TR	TAG 480-500 (10 A / 220 V <sub>eff</sub> )		

Tableau 1. - Nomenclature des composants de la figure 4.

courant di/dt et les interférences électromagnétiques au niveau minimum.

La **figure 4** montre un relais statique à enclenchement à tension nulle. Le relais travaille selon le principe décrit à la **figure 2**, l'enclenchement à tension nulle est réalisé par l'adjonction de la résistance R<sub>3</sub> qui forme un diviseur de tension avec R<sub>1</sub>. Lorsque le signal de commande est appliqué entre les bornes 2 et 3, le phototransistor de l'optocoupleur est saturé. Lorsque la tension instantanée du réseau, qui apparaît entre l'anode et la cathode de Th, est faible, la somme de la chute de tension aux bornes de R<sub>3</sub> et de la tension de saturation du phototransistor est inférieure

à la tension de seuil V<sub>BE</sub> du transistor Tx<sub>2</sub> qui reste bloqué et permet au thyristor Th de s'amorcer. Lorsque la tension du réseau augmente, la chute de potentiel entre la base de Tx<sub>2</sub> et l'émetteur du phototransistor dépasse le seuil V<sub>BE</sub> (environ 0,6 V) et Tx<sub>2</sub> se sature, empêchant l'amorçage du thyristor Th et l'enclenchement du relais.

La diode D protège la diode photo-émettrice de l'opto-coupleur contre les inversions de polarité et le transistor à effet de champ Tx<sub>1</sub> travaille en stabilisateur de courant entre 3 et 32 V. Le varistor protège le relais contre les surtensions et le circuit étouffeur R<sub>5</sub>, C

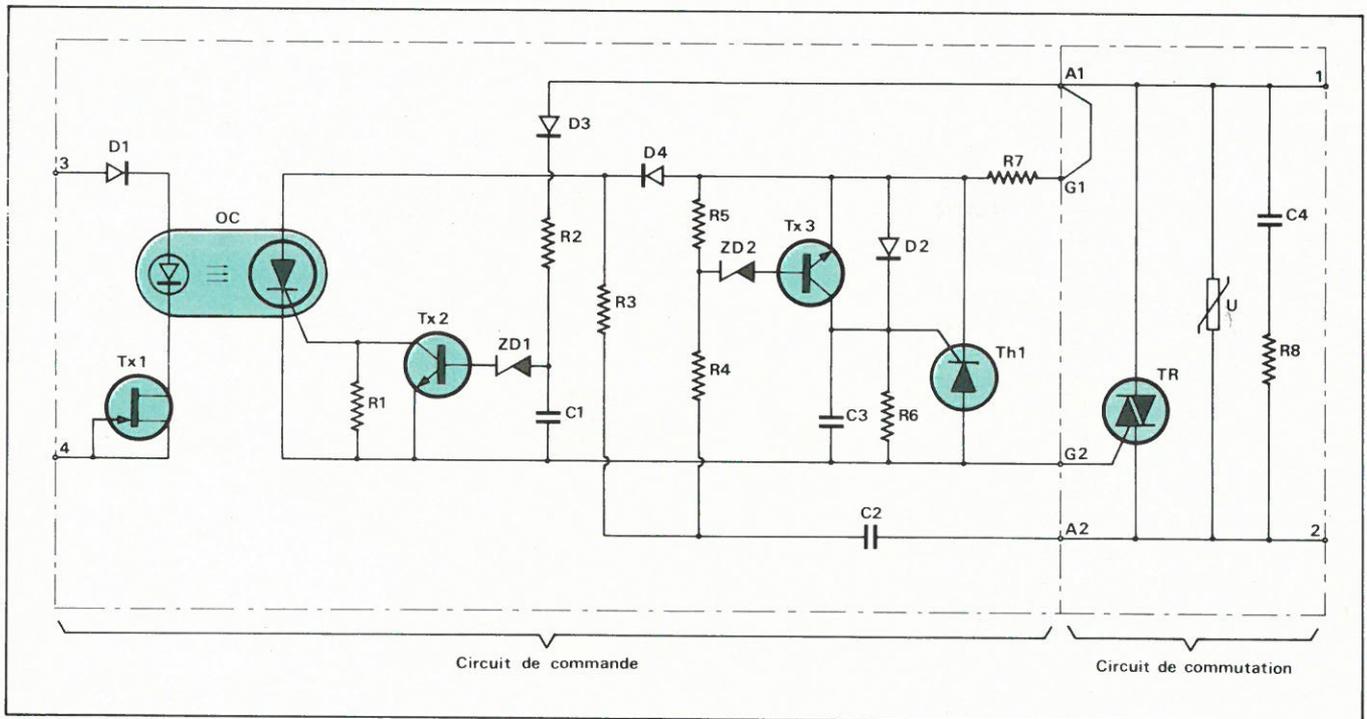


Fig. 5. - Relais statique avec enclenchement à tension nulle et conduction de périodes complètes.

limite le  $dv/dt$  à la commutation de charges inductives, quoiqu'un relais à enclenchement à tension nulle soit le moins indiqué pour la commutation de charges inductives (surintensité à l'enclenchement). Le **tableau 1** donne les valeurs de composants.

Il est parfois nécessaire d'assurer la conduction, non pas d'un nombre quelconque d'alternances, mais de périodes complètes ; le relais décrit à la **figure 5** remplit cette condition. Le circuit est isolé par un optocoupleur à photothyristor qui s'amorce lorsque le signal de commande est appliqué entre les bornes 3 et 4, que la tension sur la borne 1 est positive par rapport à la borne 2 (alternance positive), et que le transistor  $Tx_2$  est bloqué. Le circuit d'enclenchement à tension nulle est formé par  $D_3$ ,  $R_2$ ,  $C_1$  et  $ZD_1$ . La constante de temps  $R_2$ ,  $C_1$  maintient le transistor  $Tx_2$  saturé à la fin de l'alternance positive. Lorsque  $Tx_2$  est saturé, le photothyristor ne peut pas être amorcé par la diode photo-émettrice, par contre il reste enclenché même après la saturation de  $Tx_2$  s'il a été amorcé préalablement. Lorsque le photothyristor est bloqué, le relais statique n'est pas enclenché durant l'alternance positive. Le condensateur  $C_2$  se charge à travers  $R_7$ ,  $D_4$  et  $R_3$  et se décharge durant l'alternance négative à travers  $R_4$ ,  $ZD_2$  et  $Tx_3$  qui se sature et empêche l'amorçage du thyristor Th. Le relais ne peut donc pas s'enclencher durant l'alternance négative. Si le photothyristor s'amorce au début de l'alternance positive, le relais s'enclenche et le condensateur  $C_2$  ne peut pas se charger,  $Tx_3$  reste bloqué durant l'alternance négative, Th

$R_1$	47 k $\Omega$	$D_1$	1N4001
$R_2$	220 k $\Omega$	$D_2$	1N4001
$R_3$	1 k $\Omega$	$D_3$	1N4005
$R_4$	220 k $\Omega$	$D_4$	1N4005
$R_5$	47 k $\Omega$	201	BZX55 / C2V4
$R_6$	220 k $\Omega$	202	BZX55 / C10
$R_7$	100 $\Omega$	$Tx_1$	BC264D
$R_8$	10 k $\Omega$	$Tx_2$	BC237B
$C_1$	0,01 $\mu F / 6 V$	$Tx_3$	BC237B
$C_2$	0,1 $\mu F / 220 V_{eff}$	OC	CNY34 ou OPI4501
$C_3$	100 pF / 220 $V_{eff}$	Th <sub>1</sub>	TAG 70E
$C_4$	0,047 $\mu F / 220 V_{eff}$	TR	TAG 480-500

Tableau 2. - Nomenclature des composants de la figure 5.

s'amorce et le relais est enclenché pour la durée de l'alternance négative. Lorsque le signal de commande est enlevé des bornes 3 et 4 après l'amorçage au début de l'alternance positive et à n'importe quel moment jusqu'à la fin de l'alternance négative, le relais restera enclenché jusqu'à la fin de l'alternance négative. La valeur des composants est donnée au **tableau 2**.

A la place d'un triac, il est possible d'utiliser deux thyristors (redresseurs commandés), montés en anti-parallèle dans le circuit de commutation de la **figure 5**. La **figure 6** montre comment réaliser l'adaptation.

Il existe sur le marché des photothyristors de puissance qui peuvent être utilisés dans les relais statiques. La maison ITT produit un module comprenant deux diodes photo-émettrices et deux photothyristors de puissance permettant de monter un relais statique avec un minimum de composants (**fig. 7**).

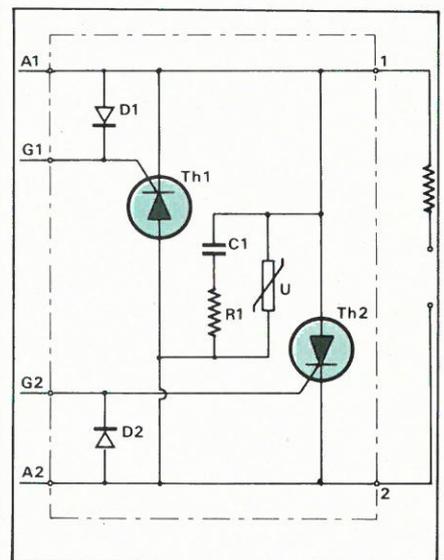


Fig. 6. - Circuit de commutation à thyristors utilisant le circuit de commande de la figure 5.

## Enclenchement à retard de phase pour la commutation des charges inductives

Les relais statiques existant sur le marché sont pour la plupart à enclenchement aléatoire (comme relais électromagnétique) ou à enclenchement à tension nulle. Ce dernier système est le plus défavorable pour l'enclenchement des charges inductives, car il produit la surintensité maximum à l'enclenchement. La **figure 8** montre le courant dans une charge inductive enclenchée au passage à zéro de la tension, ce qui serait le cas avec le relais statique de la **figure 5**. Le flux magnétique représenté à la trace médiane part de zéro et augmente durant toute l'alternance positive pour atteindre une valeur double et la valeur de crête en régime stabilisé. Le courant nécessaire pour créer ce flux atteint une valeur beaucoup plus élevée du fait de la saturation du circuit magnétique. Cette surintensité crée des parasites dans la ligne d'alimentation, et peut même actionner les disjoncteurs de sécurité, fusibles, etc.

Cette surintensité peut être totalement supprimée si l'enclenchement se fait avec un retard sur la phase de la tension  $= \arctan \omega L/R$ . La **figure 9** montre que dans ce cas la surintensité est totalement supprimée.

Le flux rémanent peut aussi être la cause d'une surintensité (**fig. 10**). Si le relais statique est déclenché à la fin d'une alternance négative de courant, l'induction rémanente est au point A. Si le relais est réenclenché durant une alternance négative, l'induction atteindra la valeur  $-B$  max sans causer de surintensité, par contre si l'enclenchement se fait durant une alternance positive, le circuit magnétique sera très vite saturé et le courant pourra atteindre une valeur très élevée.

Un relais statique pour charges inductives doit donc remplir les conditions suivantes :

- toujours enclencher sur la même polarité,
- assurer la conduction de périodes complètes,
- enclencher avec un retard de phase  $\theta = \arctan \omega L/R$ .

Le relais statique de la **figure 5** satisfait aux deux premières conditions et peut être adapté à la troisième (**fig. 11**). La valeur des composants est donnée au **tableau 3**.

Le diac débite des impulsions alternativement positive et négative dont le retard est ajusté au moyen de  $R_2$ . Lorsque le signal de commande est appli-

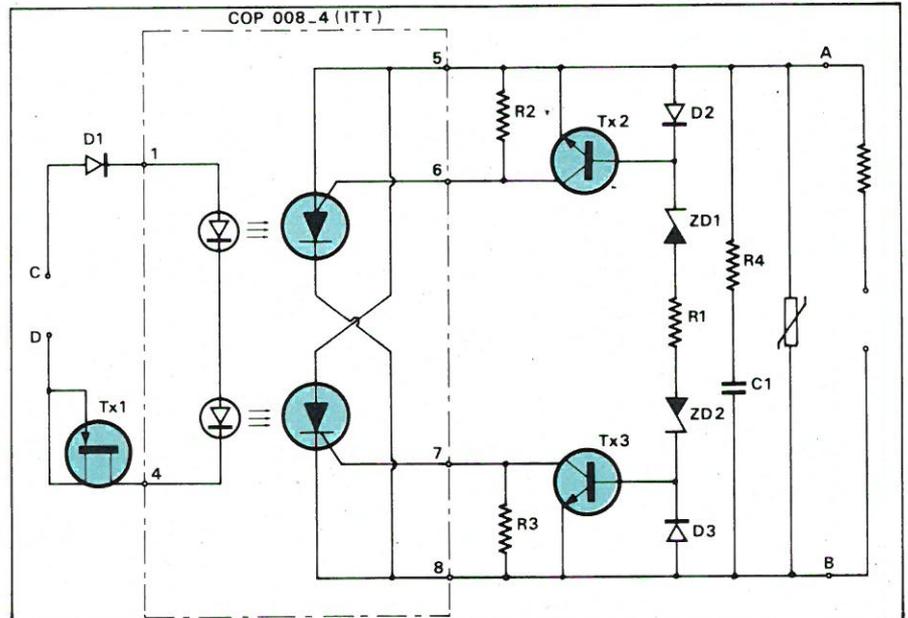


Fig. 7. - Relais statique 8 A / 220 V eff à optocoupleur de puissance.

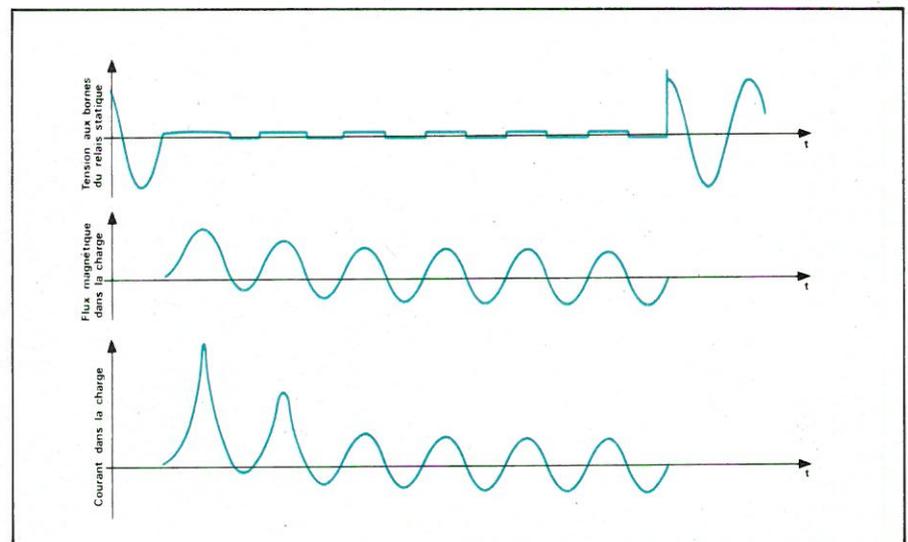


Fig. 8. - Courant dans une charge inductive enclenché au passage à zéro de la tension.

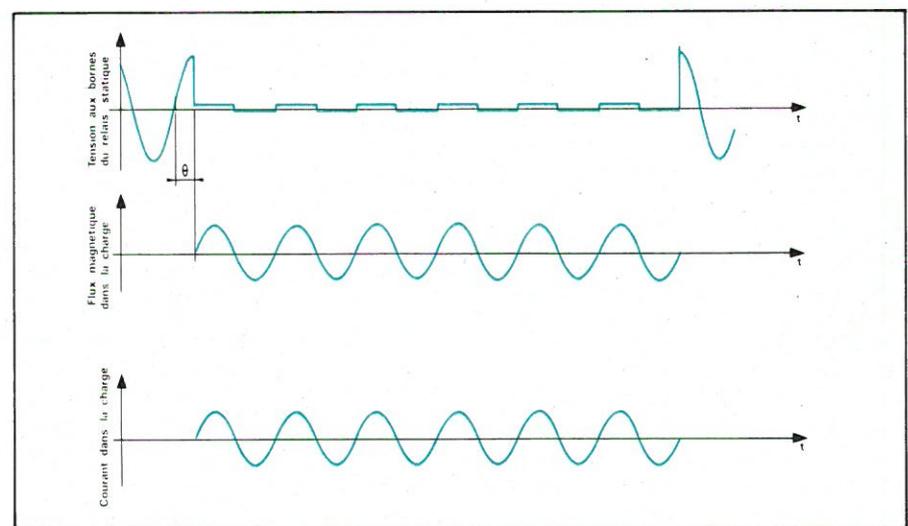


Fig. 9. - Courant dans une charge inductive avec un retard égal à  $\arctan \omega L/R$ .

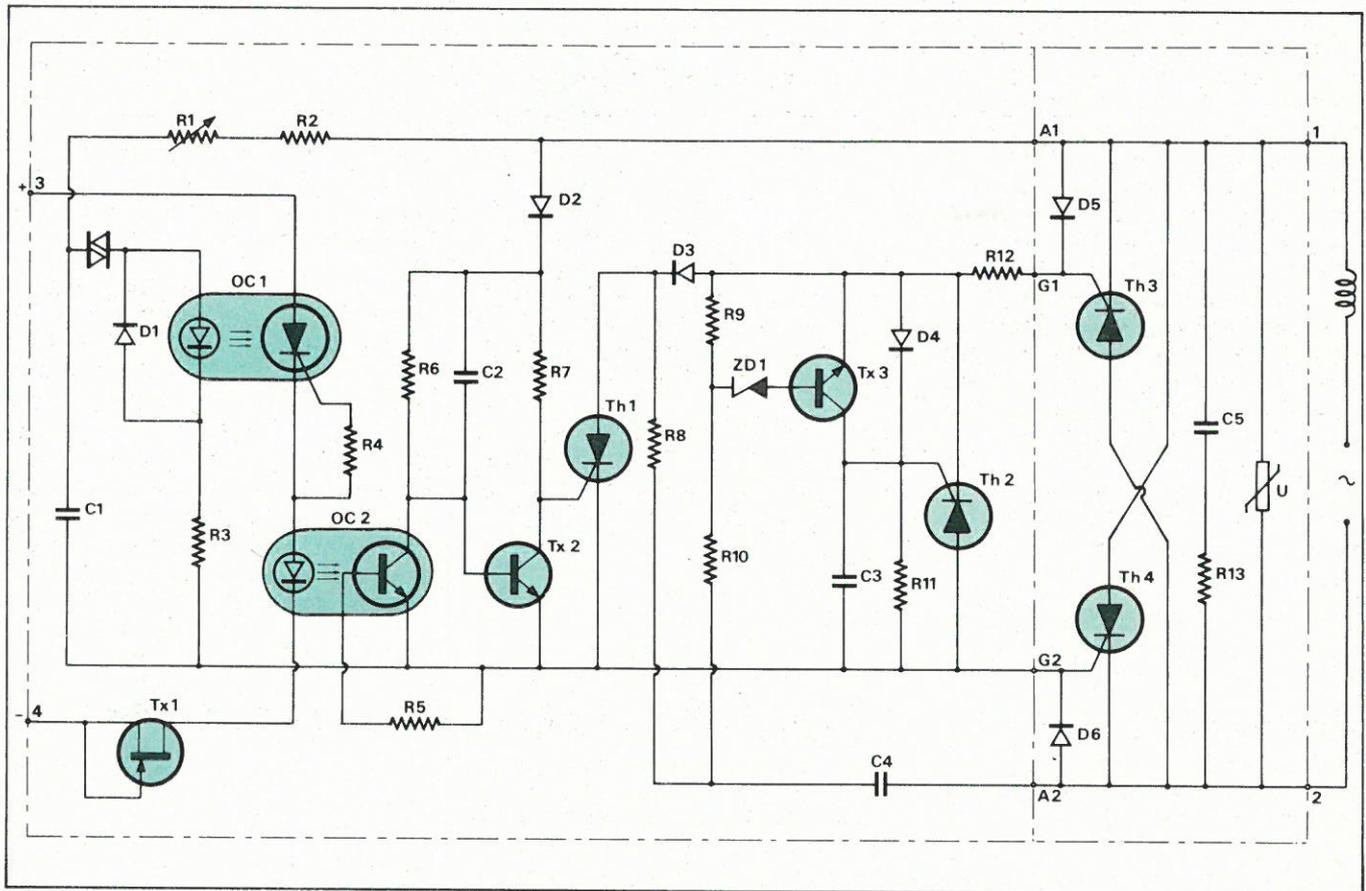


Fig. 11. - Relais statique pour charge inductive.

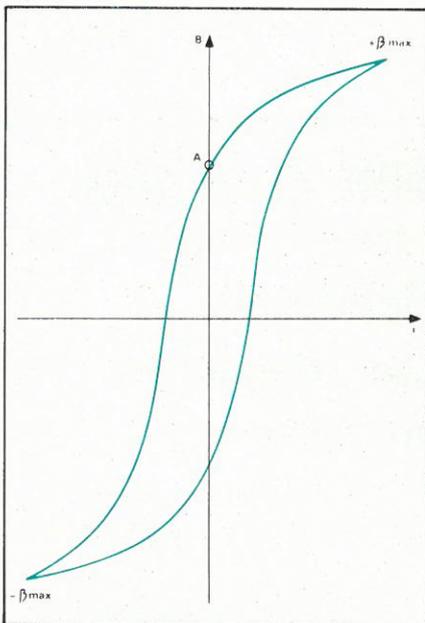


Fig. 10. - Courbe d'hystérésis.

qué aux bornes 3 et 4 du relais statique, le photothyristor de OC<sub>1</sub> reste bloqué jusqu'à l'apparition d'une impulsion positive délivrée par le diac. A ce moment, le photothyristor s'amorce et reste enclenché jusqu'à ce que le signal de commande soit supprimé. Lorsque le photothyristor est enclenché, le phototransistor de OC<sub>2</sub> est saturé, Tx<sub>2</sub> est bloqué et Th<sub>1</sub> est amorcé par D<sub>2</sub> et R<sub>7</sub>. Le circuit est naturellement dépourvu de système d'enclenchement à tension nulle. Le

R <sub>1</sub>	500 kΩ
R <sub>2</sub>	47 kΩ / 1 W
R <sub>3</sub>	47 Ω
R <sub>4</sub>	1 kΩ
R <sub>5</sub>	10 kΩ
R <sub>6</sub>	470 kΩ
R <sub>7</sub>	220 kΩ
R <sub>8</sub>	1 kΩ
R <sub>9</sub>	47 kΩ
R <sub>10</sub>	220 kΩ
R <sub>11</sub>	220 kΩ
R <sub>12</sub>	100 Ω
R <sub>13</sub>	47 kΩ
Th <sub>1</sub>	TAG 70E
Th <sub>2</sub>	TAG 70E
Th <sub>3</sub>	TAG 625-500 (10 A) ou
Th <sub>4</sub>	TAG665-500 (20 A)

C <sub>1</sub>	0,1 μF / 220 V <sub>eff</sub>
C <sub>2</sub>	100 pF / 220 V <sub>eff</sub>
C <sub>3</sub>	100 pF / 220 V <sub>eff</sub>
C <sub>4</sub>	0,1 μF / 220 V <sub>eff</sub>
C <sub>5</sub>	220 pF / 220 V <sub>eff</sub>
D <sub>1</sub>	1N4001
D <sub>2</sub>	1N4005
D <sub>3</sub>	1N4005
D <sub>4</sub>	1N4001
D <sub>5</sub>	1N4001
D <sub>6</sub>	1N4001
ZD <sub>1</sub>	BZX55 / C10
Tx <sub>1</sub>	BC2640
Tx <sub>2</sub>	BC237B
Tx <sub>3</sub>	BC237B
OC <sub>1</sub>	CNY30 ou OPI4501
OC <sub>2</sub>	CNY17 ou 4N35

Tableau 3. - Nomenclature des composants de la figure 11.

reste du circuit fonctionne comme celui des figures 5 et 6. Les deux thyristors Th<sub>3</sub> et Th<sub>4</sub> du circuit de puissance sont préférables à un seul triac dans le cas d'une charge inductive car ils peuvent supporter un dv/dt à la commutation égale au dv/dt à l'état ouvert, c'est-à-dire plus de 500 V/μs. Quand aux thyristors Th<sub>1</sub> et Th<sub>2</sub> dans la configuration de la figure 11 (avec un transistor saturé entre gâchette et cathode), ils supportent plus de 500 V/μs.

## Commande par logique CMOS

Une porte CMOS peut débiter 2 mA pour une tension V<sub>CC</sub> de 3 V à 15 V. Le courant passant entre les bornes 3 et 4 du circuit de commande ne peut donc pas dépasser cette valeur. Deux possibilités sont à considérer. La plus simple consiste à limiter le courant au moyen d'une résistance (compter 1,1 V de chute de tension dans la

diode photo-émettrice et 0,6 V dans la diode de protection). La seconde utilise un stabilisateur de courant (fig. 12). Dans les deux cas, l'utilisation d'un optocoupleur à photothyristor est exclue, car ce type de composant nécessite un courant dans la diode photo-émettrice de 5 mA au moins. C'est le système d'isolation par transformateur (voir fig. 3) qui se prête le mieux à la commande par CMOS car le thyristor Th peut être sélectionné avec un courant  $I_{GT}$  de 50  $\mu$ A maximum et le courant dans une résistance  $R_1$  de 1 k $\Omega$  est au maximum de 800  $\mu$ A.

## Zone d'utilisation

Lorsque l'impédance de charge augmente, le courant diminue; jusqu'à quelle impédance est-il possible de monter tout en garantissant un fonctionnement correct du relais statique? La limite est donnée par le seuil maximum d'enclenchement à tension nulle et par le courant de fermeture  $I_L$  du thyristor Th (voir fig. 3). Il faut que le courant de fermeture soit atteint pour une tension égale ou inférieure au seuil d'enclenchement, faute de quoi le thyristor Th s'éteindra avant que le courant  $I_{GT}$  d'amorçage du triac soit

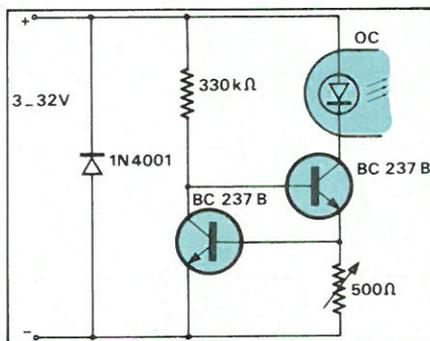


Fig. 12. - Stabilisateur de courant 2 mA.

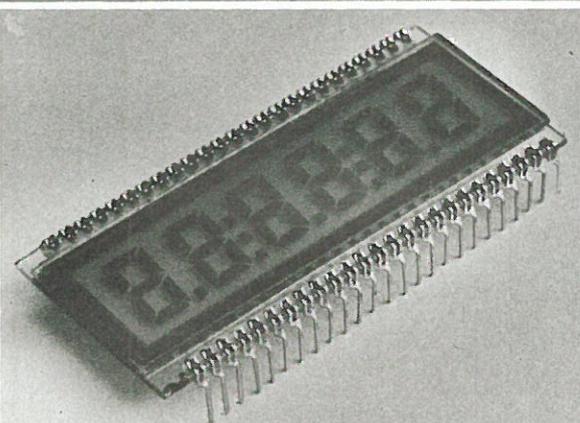
atteint. Le seuil d'enclenchement du relais statique est de 10 V environ, le courant de fermeture  $I_L$  de Th est de 5 mA, la chute de tension dans le redresseur Br, le thyristor Th et la gâchette du triac TR est de 5 V maximum. Le courant dans la charge doit être égal ou supérieur à  $I_L$  sous une tension de 10 - 5 = 5 V, soit une impédance maximum de 1 k $\Omega$ . Le fonctionnement correct du relais statique de la figure 3 n'est donc pas garanti pour une impédance supérieure à 1 k $\Omega$ . La chute de tension dans la charge lorsque le relais est fermé est déterminée par le courant de fuite du relais statique, soit environ 5 mA sous 220 V<sub>eff</sub> dans le cas de la figure 3. Pour une impédance maximum de 1 k $\Omega$ , la chute de tension aux bornes de la charge sera donc de 5 V.

La tension minimum d'utilisation est limitée par le courant de fermeture de Th, mais il est évident que, le seuil de tension étant constant, le temps d'ouverture de ce seuil augmente quand la tension du réseau diminue. Par exemple, un seuil de 10 V correspond à un temps d'ouverture de 100  $\mu$ s sous 220 V<sub>eff</sub> et 950  $\mu$ s pour 24 V<sub>eff</sub>.

## Conclusion

Le relais statique ne prétend pas remplacer le relais électromagnétique dans toutes ses applications. Il est cependant plus fiable spécialement pour les cadences de commutation élevées, il permet une commutation sans parasite, ce qui est avantageux dans de nombreux cas et son gain en puissance élevé lui permet d'être commandé directement par des circuits logiques CMOS ou TTL. C'est donc le composant idéal d'interface entre circuits logiques et de puissance dans tous les cas d'automatisation (machine-outil, processus chimique, etc.)

Pierre Ethenoz  
Ingénieur ETS



- Sorties broches DIL
- Fonctionnement en 3 gammes de température :
  - Fluide 0 5 : -10°C à +55°C
  - Fluide 0 6 : -10°C à +88°C
  - Fluide 0 7 : -5°C à +70°C
- Transflectifs et réflectifs

# HAMLIN

une large diversification  
d'afficheurs  
à cristaux liquides  
pour instrumentation

Réf.	Nombre de chiffres	Hauteur des chiffres (mm)
3900	4	8,90
3909	4 1/2	10,20
3913	5	10,20
3935	2	12,70
3902	3 1/2	12,70
3906	4	12,70
3918	6	12,70
3922	8	12,70
3903	3 1/2	17,80
3907	4	17,80
3919	6	17,80
3912	4 1/2	20,30
3908	4	25,40

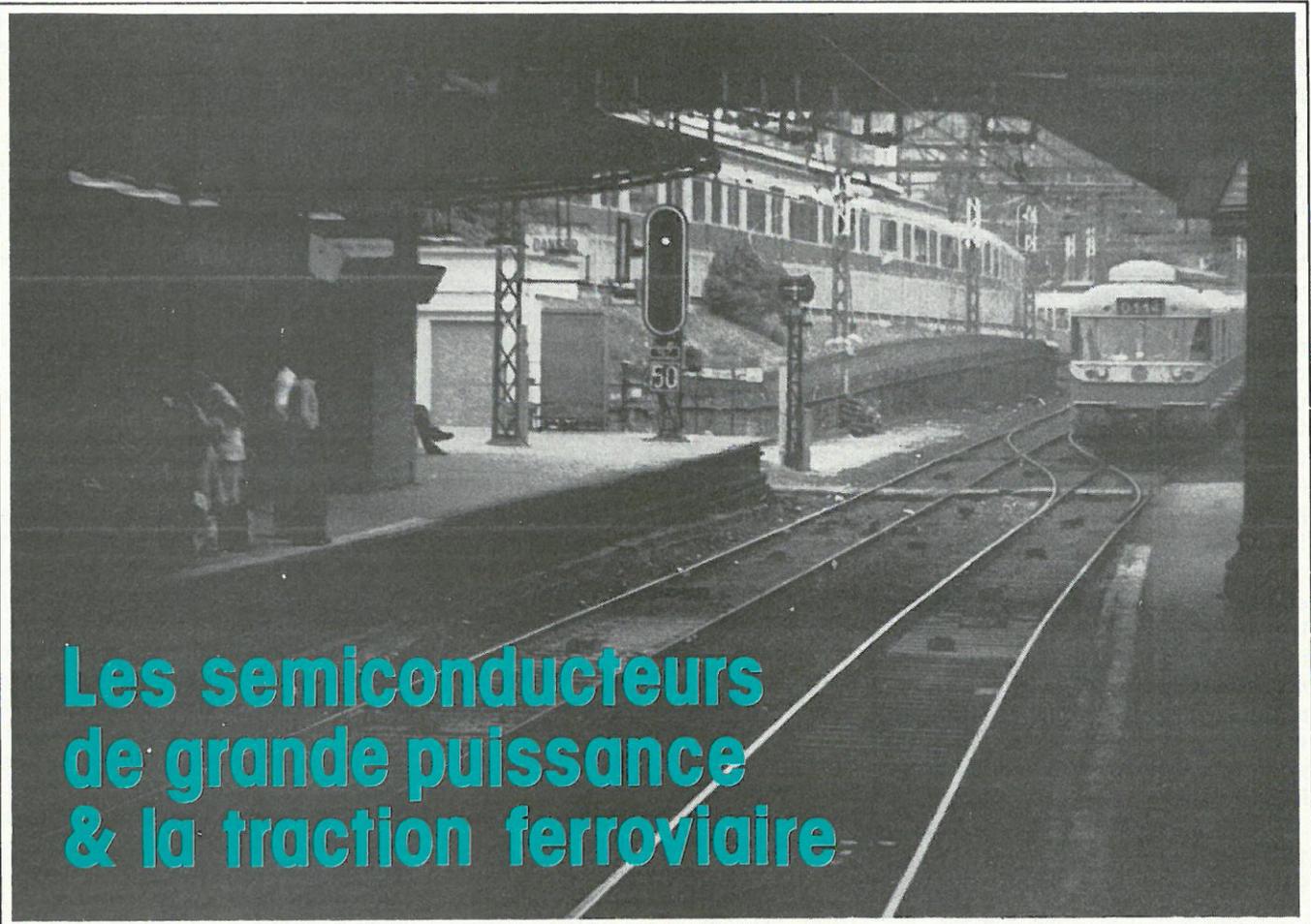
Afficheurs pour horloges  
et afficheurs à la demande

- Relais et interrupteurs Reed
- Relais mouillés mercure
- Relais statiques isolés opto
- Claviers à touche
- Interrupteurs de proximité

Stock disponible chez nos distributeurs

**HAMLIN**  
electronics

3, Sente des Dorées 75019 PARIS  
Tél.: 202.53.17 - Télex: 670 504 F



## Les semiconducteurs de grande puissance & la traction ferroviaire

*Le grand projet d'interconnexion des réseaux SNCF et RATP exige la création de nouvelles rames bicourant (matériel MI 79). Le réseau RER (notre cliché) est en effet exploité en 1500 volts courant continu, et au gabarit SNCF. Rappelons que la majorité des lignes RER de banlieue représentent d'anciennes lignes SNCF.*

Les transports ferroviaires sont entrés assez récemment dans une phase de modernisation intensive dans laquelle la technique française est placée tout à fait à la pointe du progrès. Les réalisations de la SNCF et de la RATP sont suivies dans le monde entier avec un grand intérêt, ce qui ne va pas sans influencer favorablement le volume de nos exportations dans ce domaine.

Si la manifestation la plus évidente de tous ces efforts de rénovation est, pour le public, l'introduction de nouvelles générations de voitures nettement plus confortables, le matériel de traction est également en train de subir une petite révolution, dans laquelle l'électronique de puissance joue un rôle de tout premier plan.

### Les données du problème de la traction ferroviaire

Bien que déjà ancien, le principe du chemin de fer reste plus que jamais à l'ordre du jour, en ces temps de renchérissement constant de l'énergie. Véhicule guidé se déplaçant en site propre, la rame de chemin de fer est à l'abri des aléas d'une circulation de type routier. Une signalisation très élaborée et un degré élevé de supervision des mouvements permet de pratiquer

des vitesses importantes sans risque notable et sans cette succession de ralentissements et d'accélération qui rendent la circulation routière tellement consommatrice d'énergie.

Ce bilan énergétique favorable au chemin de fer se trouve encore amélioré par les caractéristiques tout à fait particulières de ce mode de transport, telles le très faible coefficient de frottement des roues sur le rail et la très faible résistance opposée par l'air à volume transporté égal. En effet, les rames modernes se présentent sous la forme d'une sorte de « ser-

pent » très aérodynamique et dont la section est extrêmement faible compte tenu de la longueur du convoi. Enfin, grâce à une très grande densité en « ouvrages d'art » (ponts, tunnels, remblais), le réseau ferré est nettement plus plat que le réseau routier. La conséquence de toutes ces caractéristiques très particulières est que, malgré le poids élevé des véhicules ferroviaires, ce mode de transport exige, pour une même charge transportée sur la même distance, trois à quatre fois moins d'énergie que le transport routier, et sept fois moins que le transport aérien.

Autre avantage majeur du transport ferroviaire, sa facilité d'adaptation, par le biais de la traction électrique, aux sources d'énergie les plus diverses (pétrole, bien sûr, mais aussi charbon, gaz, hydroélectricité et surtout nucléaire) et ce sans aucune modification des infrastructures existantes. L'avenir du chemin de fer passe donc nécessairement par la traction électrique, des réalisations du type « turbo-train » perdant de leur intérêt économique au fur et à mesure qu'augmente le prix du pétrole. Une telle souplesse vis-à-vis des sources d'énergie les plus variées est tout à fait hors de portée du transport routier.

Si le chemin de fer à traction électrique s'avère être l'un des moyens de transport les plus économes d'énergie, il faut noter que le budget « énergie » d'une entreprise comme la SNCF ou la RATP reste extrêmement important et que les moindres économies, généralisées sur tout le réseau, se traduisent par des chiffres considérables en fin de bilan. Bien des voies peuvent être suivies pour économiser de l'énergie dans ce domaine. Certaines, comme la réduction excessive de l'éclairage et du chauffage des voitures de voyageurs ou le relâchement des horaires sur certaines grandes lignes nous apparaissent comme hautement contestables dans un contexte économique où le prix des billets ne peut guère que croître.

Par contre, une modernisation décisive des procédés de traction, faisant largement appel à l'électronique, peut introduire une augmentation de rendement de l'ordre de 20 à 25 % par rapport aux procédés les plus anciens, encore assez largement utilisés. Les principaux axes de modernisation sont les suivants :

- généralisation de la traction 25000 V alternatif sur les nouveaux tronçons SNCF

- équipement des sous-stations et surtout des locomotives en semi-conducteurs de puissance au silicium

- instauration de la conduite automatique ou semi-automatique, notamment sur les lignes de banlieue et les métros

- mise en œuvre de techniques électroniques de puissance telles la variation de puissance par hacheur et le freinage par récupération.

Des projets comme celui du TGV Paris-Lyon, utilisant au maximum de telles techniques, devraient permettre de concilier économies d'énergie et performances, donc impact sur les utilisateurs potentiels. L'interconnexion SNCF-RATP, pour sa part, devrait permettre de jeter les bases d'une nouvelle conception des déplacements urbains et sub-urbains, déjà pressentie depuis les opérations « RER » et « carte orange ».

## L'électronique dans les locomotives

Dans l'immense majorité des cas, la traction est assurée par des moteurs à courant continu 1500 V de configuration série avec shuntage de l'inducteur par résistances pour les vitesses les plus élevées. Les motrices les plus anciennes utilisaient des moteurs 750 V montés en série, en raison des

limites imposées à l'époque par les techniques d'isolation existantes. Les deux standards les plus anciens sont donc le 750 volts continu par « troisième rail » toujours utilisé pour les métros mais en voie d'abandon à la SNCF (banlieue parisienne) et le 1500 V continu par caténaire toujours en usage sur les plus anciennes lignes de la SNCF et sur le réseau « RER » de la RATP. Les puissances des locomotives atteignant couramment plusieurs milliers de kilowatts, on comprend que les courants nécessaires sous 1500 V introduisent des pertes sévères tout en imposant une lourde infrastructure. C'est pour cette raison qu'a été créé le standard 25000 V exigeant l'embarquement sur les motrices d'un transformateur abaisseur, d'où la nécessité de distribuer la haute tension en alternatif. Le redressement nécessaire au secondaire du transfo est donc venu constituer une brèche par laquelle l'électronique ne pouvait manquer de s'infiltrer. En effet, par le biais du redressement contrôlé par thyratrons ou thyristors, il devenait possible de diminuer les pertes introduites par le système de variation de puissance, donc d'effort de traction (l'équivalent de l'accélérateur d'une voiture qui, sur une motrice, revêt l'aspect d'un volant nommé manipulateur de traction). Le problème demeurerait toutefois entier au niveau des motrices à courant continu, sur lesquelles la variation de puissance devait toujours s'effectuer par commutation échelonnée de résistances à très forte dissipation.

Le cas des locomotives bicourant (1500/25000) s'avérait encore plus délicat en raison du difficile compromis à trouver entre les deux solutions envisageables :

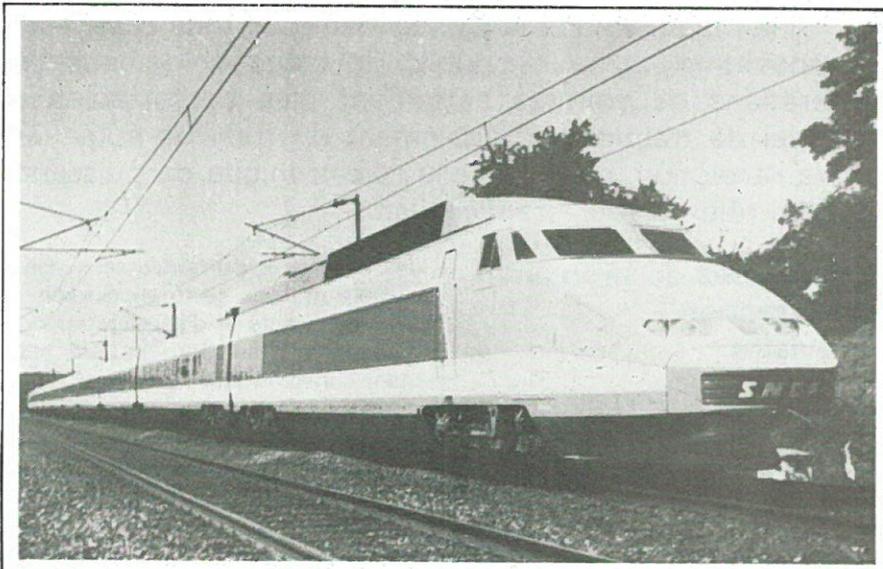
- ajouter un transfo-redresseur à l'équipement 1500 V continu, en se contentant des performances de ce dernier dans les deux cas de figure

- juxtaposer deux équipements indépendants quitte à augmenter le poids et l'encombrement de la motrice (BB25200 par exemple).

La seule solution pleinement valable ne pouvait que faire appel à l'électronique, seul moyen permettant la réalisation d'un bloc d'équipement 1500 V continu à variation de puissance électronique, communément appelé **hacheur**.

C'est selon ce principe que sont conçues les nouvelles motrices 1500 V, 25000 V et bicourant de la SNCF, les nouvelles rames de la RATP, et que seront construites les futures rames TGV et les véhicules dits « d'interconnexion » SNCF/RATP, évidemment bicourants. Le principe du hacheur est fort simple : il s'apparente à celui des alimentations à découpage en ce sens que le moteur est alimenté, à travers une self de lissage et une diode de récupération, par un interrupteur électronique (thyristor et circuit d'extinction) travaillant à haute fréquence (300 à 600 Hz) et à rapport cyclique variable. La variation absolument continue de la puissance appliquée aux moteurs autorise un meilleur confort des passagers, des accélérations plus rapides sans risque de patinage et sans pointes de courant en lignes, mais surtout l'économie de toute l'énergie autrefois dissipée dans les résistances de réglage de l'effort de traction.

Un problème sérieux fut celui des harmoniques injectées en ligne, ce qui explique les longs essais effectués à partir de 1968/69 sur le tronçon Bré-



Les équipements de traction de cette rame TGV (260 km/h) ne nécessitent pas moins de 214 thyristors de 164 diodes de grande puissance. L'exploitation de telles rames est prévue en bicourant : 1500 volts courant continu pour les tronçons existants et 25 000 volts 50 Hertz pour les nouvelles infrastructures. (Doc. Alstom-Atlantique.)

tigny-Dourda, particulièrement calme au point de vue radioélectrique. D'importantes batteries de filtres LC sont venues, suite à ces essais, solutionner le problème de façon fort satisfaisante. Si l'on tente de chiffrer les économies dues à l'emploi de tels procédés, on aboutit à un gain de 20 à 30 % pour une rame de banlieue ou de métro, malgré une nette amélioration de la qualité du service. En particulier, la suppression de la majorité des pertes résistives peut amener à rendre nécessaire le **chauffage** de certaines rames de métro !

Le gain peut être porté à 40 % en introduisant la technique du **freinage par récupération** qui consiste à utiliser les moteurs en génératrices lors des ralentissements et à **renvoyer en ligne** l'énergie ainsi récupérée. Le **freinage rhéostatique**, plus ancien, consiste seulement à **dissiper** cette énergie dans une résistance.

Le freinage par récupération ne peut être réalisé de façon pleinement valable qu'au moyen des hacheurs précédemment évoqués et qui travaillent alors à l'envers. Il suffit, pour se convaincre de l'efficacité que permettent d'atteindre de tels procédés, alliés à l'emploi de régulateurs automatiques de vitesse, de monter dans l'une de ces nouvelles rames de banlieue SNCF (Z6400) de couleur bleu et inox. La nervosité des accélérations et des freinages en dit long sur les gains de temps de parcours que peuvent réaliser ces engins sans renoncer pour autant à économiser jusqu'à 40 % de l'énergie précédemment nécessaire.

Nous nous trouvons là en présence d'un très bel exemple de conception « dynamique » des économies d'énergie, ne faisant pas appel, bien au contraire, à une quelconque réduction de la qualité du service.

## La conception des équipements à hacheurs

La **figure 1** donne le principe de réalisation du bloc hacheur équipant chaque moteur de traction. Ce schéma est évidemment simplifié à plusieurs points de vue et notamment :

- chaque thyristor et chaque diode représente en fait un montage série et/ou parallèle, suel capable, dans l'état actuel de la technique, de supporter des tensions supérieures à 2500 V et des courants supérieurs à 1000 A
- les circuits de commande n'ont pas été représentés, bien que leur complexité puisse atteindre un niveau élevé lorsque toutes les fonctions précé-

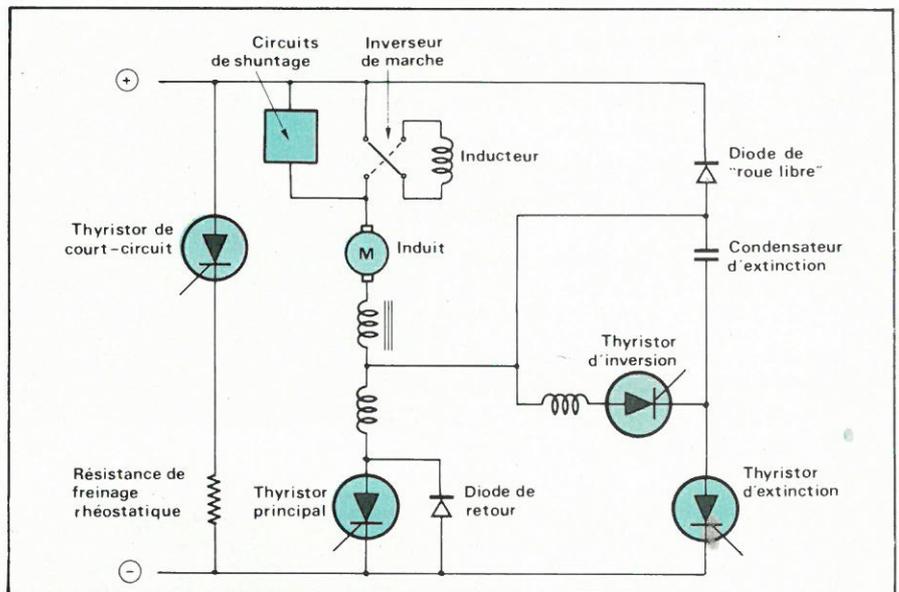


Fig. 1. - Schéma simplifié d'un hacheur de traction.

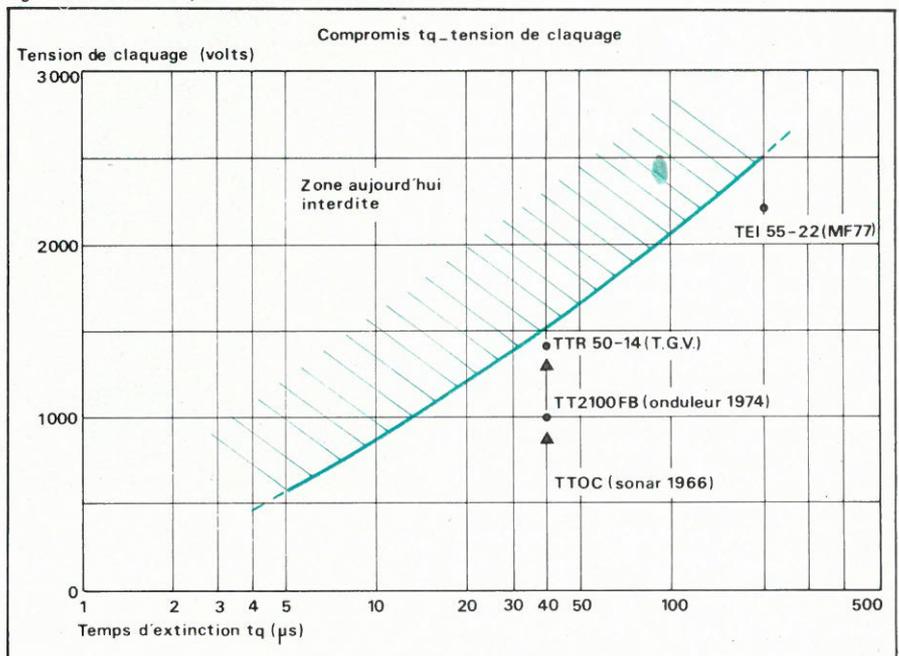


Fig. 2. - Caractéristiques des thyristors de traction actuellement fabriqués par SSC (voir également tableau page suivante).

demment présentées doivent pouvoir être réalisées.

Le moteur série M est donc équipé d'un inverseur permettant le renversement de marche et d'un circuit de shuntage permettant de faire encore croître la vitesse de la motrice lorsque le hacheur a cessé d'intervenir (régime de croisière). Par l'intermédiaire de selfs de lissage et d'antiparasitage, ce moteur est monté dans l'anode du thyristor réalisant le hachage proprement dit et appelé **thyristor principal**. Les caractéristiques de ce composant doivent répondre à des critères très bien définis :

- fort courant direct (300 à 600 A voire plus)
- forte tension inverse (1200 à 1400 V voire plus)
- fort  $di/dt$  récurrent (50 à 100 A/ $\mu$ s à 300 ou 600 Hz)

- faible temps de recouvrement (25 à 40  $\mu$ s).

De telles caractéristiques font de ce thyristor un composant de pointe, réalisé en technologie « TTR » (thyristor très rapide) sur une rondelle de silicium de diamètre 30 à 50 mm et à gâchette auxiliaire de déclenchement. L'importance de la caractéristique « temps de recouvrement » prend toute son importance au niveau de l'extinction du thyristor principal par décharge capacitive. En effet, le courant circulant toujours dans le même sens à travers le moteur, il n'est pas possible d'utiliser, comme en alternatif, l'extinction naturelle lors du passage par zéro. Le **thyristor d'extinction** vient donc décharger un condensateur dans l'espace anode-cathode du thyristor principal de façon à ce que ce courant de décharge s'oppose au courant traversant le moteur. Si ce courant est correctement dosé et si le thyristor

principal est suffisamment rapide, l'extinction se réalise. C'est la répétition 300 à 600 fois par seconde de ce cycle allumage-extinction qui permet le hachage du courant continu.

Ce thyristor d'extinction (ainsi que le thyristor d'inversion) doit présenter les caractéristiques suivantes :

- fort courant demi-sinusoïdal (2000 à 3000 A crête sur 100  $\mu$ s environ) avec une répétition à 300 ou 600 Hz
- forte tension inverse (double de celle du thyristor principal soit 1900 à 2200 V en général)
- temps de recouvrement de l'ordre de 80 à 150  $\mu$ s
- grand périmètre d'allumage (le thyristor doit être entièrement conducteur au bout de 40 à 70  $\mu$ s).

La technologie utilisée s'appelle « TEI » (thyristor d'extinction interdigué) et utilise des rondelles de diamètre 40 mm environ et une gâchette auxiliaire de déclenchement.

Le thyristor de court-circuit sert à mettre en service le freinage rhéostatique. Il doit supporter une tension élevée (2000 à 2500 V) et un courant ITSM important. La technologie « TN » (thyristor normal) convient sous réserve d'un diamètre de rondelle de 30 à 50 mm.

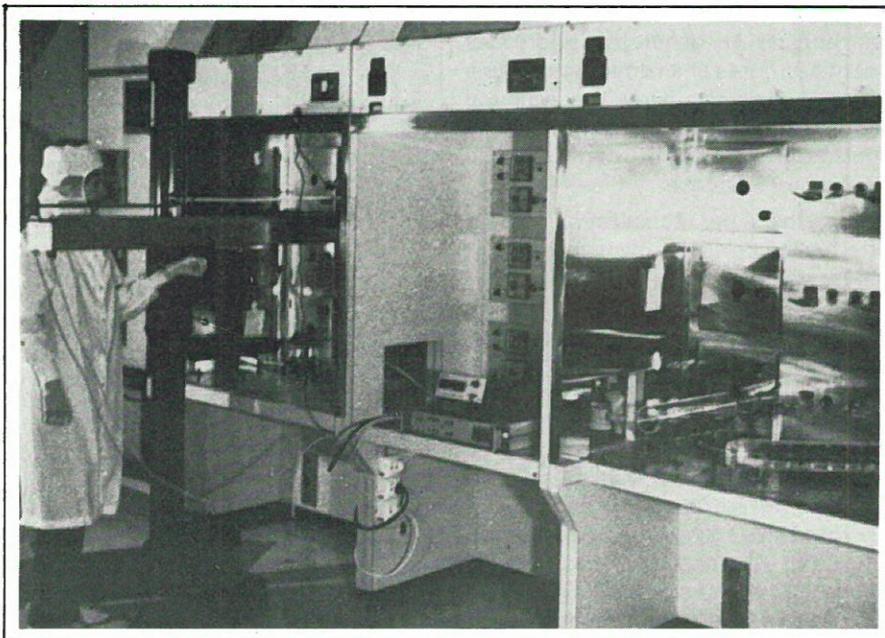
Les diodes de roue libre et de retour, servant à assurer la continuité des courants selfiques lors du blocage des thyristors, doivent présenter temps de recouvrement en inverse contrôlé et être exécutées dans un diamètre de 30 à 50 mm. Cette technologie est appelée « DRHT » (diodes rapides haute tension).

En France, la société ALSTHOM ATLANTIQUE avait abordé cette question des semi-conducteurs rapides de forte puissance dès 1972. Désormais intégrée à la gamme des produits fabriqués par SSC (le Silicium Semi-Conducteur, filiale Thomson CSF) cette ligne de produits peut espérer s'imposer à 50 % environ dans les grands marchés actuels de la traction ferroviaire :

- le métro MF77 de la RATP (matériel fer 1977) représentant la fourniture d'environ 30 000 semi-conducteurs de puissance ;
- le TGV (train à grande vitesse Paris Sud-Est qui sera exploité en bicourant 1500 V/25000 V à des vitesses de l'ordre de 260 km/h) représentant la fourniture d'environ 40 000 semi-conducteurs de puissance ;
- le matériel « interconnexion » SNCF/RATP MI79.

Le potentiel de production de SSC dans ce domaine est concentré entièrement depuis 1978 dans l'usine de

Diamètre des pastilles de silicium	Type	Courant efficace A	Tension V	Turn-off	Boîtier
∅ 33,5 mm	TTR 50-14	500	≤ 1 400	≤ 40 $\mu$ s	B 40
	TTR 50-22	500	≤ 2 200	≤ 200 $\mu$ s	B 40
	TN 50-24	500	≤ 2 400	( $Q_{rr} \leq 50 \mu C$ )	B 40
∅ 40 mm	TEI 55-19	550	≤ 1 900	≤ 80 $\mu$ s	B 40
	TEI 55-22	550	≤ 2 200	≤ 400 $\mu$ s	B 40
	TTR 85-14	650	≤ 1 400	≤ 25 $\mu$ s	B 40
∅ 50 mm	TTR 90-GA-12	900	≤ 1 200	≤ 40 $\mu$ s	B 55
	TN 90-GA-18	900	≤ 1 800	-	B 55



C'est dans cette « salle blanche » que sont installés les fours de diffusion permettant de réaliser les fonctions voulues sur les rondelles de silicium. Cette salle est véritablement le cœur de l'unité de production de SSC à Tours. (Cliché Thomson CSF.)

Tours, qui emploie 800 personnes sur une surface de 12 000 m<sup>2</sup> dont 8 000 climatisés et dépoussiérés. Nous avons visité pour nos lecteurs cette usine, qui est la seule unité non américaine conçue en Europe pour la fabrication de semi-conducteurs. La fabrication des composants destinés préférentiellement aux fonctions de « traitement de l'énergie » y est entièrement intégrée depuis l'élaboration des monocristaux de silicium jusqu'à la mise sous boîtiers et les contrôles de qualité exigés par des applications aussi critiques que la traction ferroviaire moderne.

### La fabrication des semi-conducteurs de grande puissance

Le matériau de base pour la fabrication des semi-conducteurs de grande puissance est, comme pour les plus petits composants, le lingot de silicium monocristallin découpé en rondelles.

La différence essentielle avec la fabrication des semi-conducteurs de plus faible puissance est que l'on réalise un seul dispositif par rondelle. Une conséquence immédiate de cette particularité est que le plus petit défaut sur une rondelle entraîne le rejet de la totalité de celle-ci. En gros, dans le domaine des thyristors, on peut établir l'équivalence suivante entre diamètre de rondelle et courant moyen commandé :

- ∅ 25 mm : 200 à 250 A
- ∅ 33 mm : 350 à 450 A
- ∅ 50 mm : 1000 à 1500 A.

La progression des recherches dans le domaine des thyristors de plus de 1000 A moyen est donc liée à la fabrication de lingots de diamètre supérieur à 50 mm. Une évolution dans ce sens est d'ailleurs prévue chez SSC.

L'usine de Tours possède une unité de tirage de lingots capable de couvrir une part de ses besoins. Le silicium utilisé devant être extrinsèque, un dopage est nécessaire. Comme d'autre part l'utilisation prévue pour ces compo-

sants exige une grande homogénéité de ce dopage, SSC utilise une technique de transmutation neutronique qui permet la création in situ des atomes dopants par un bombardement de neutrons. Cette opération est effectuée au CEA de Saclay.

Une fois découpées au moyen d'un système de tronçonnage par abrasion, les rondelles sont soigneusement rodées avant de pénétrer en « salle blanche », dépoussiérées et climatisées, salle dans laquelle se déroulent les opérations de diffusion. Ces opérations ont pour but de créer des zones de type P dans un matériau de type N ou inversement (donc des jonctions), en exposant les parties voulues des rondelles à l'action de vapeurs de corps chimiques appropriés, sous très haute température. L'opération se déroule sur un grand nombre de rondelles placées dans une même ampoule de quartz capable de résister aux très hautes températures du four

de diffusion. A noter que le quartz atteignant presque son point de fusion, un remplissage des ampoules est effectué avec un gaz neutre très pur, sous une pression telle qu'à la température de diffusion les pressions intérieure et extérieure soient égales, évitant ainsi toute contrainte au niveau des parois des ampoules.

L'élément chimique devant être diffusé est placé dans de petits creusets répartis à intervalles réguliers entre les groupes de rondelles. Les zones devant subir la diffusion sont délimitées par un procédé d'oxydation du silicium, appliqué par le biais de moyens de photogravure extrêmement précis. En effet, l'oxyde de silicium (ou silice  $\text{SiO}_2$ ) est imperméable à certaines vapeurs de diffusion. Une fois son rôle rempli, cette couche de silice peut être éliminée à l'aide d'acide fluorhydrique. A ce niveau, un contrôle précis peut être effectué sur chaque pastille par « radiographie » aux infra-

rouges. En effet, la perméabilité aux IR n'est pas la même pour les zones P et les zones N. Une simple caméra IR permet donc un contrôle de chaque plaquette, évitant ainsi de poursuivre de coûteuses opérations sur un dispositif défectueux. C'est en effet au niveau des opérations de diffusion que les risques d'échec sont les plus grands et que l'on peut présager des conditions de rentabilité d'une unité de production.

Bien que physiquement complets, les dispositifs parvenus à ce niveau de leur fabrication n'en restent pas moins encore inutilisables. Il reste en effet à assurer leur refroidissement, leur raccordement avec le milieu extérieur, et leur protection mécanique et chimique.

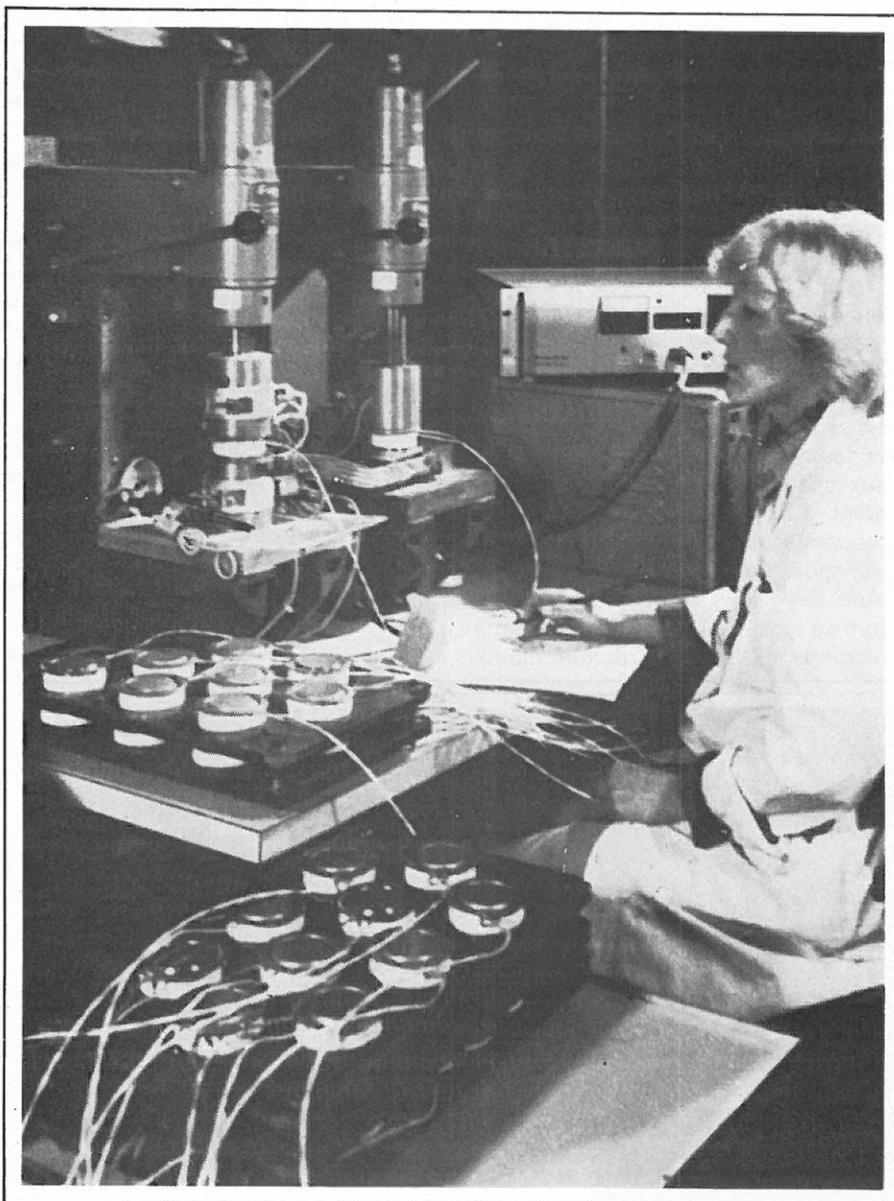
Pour ce faire, chaque rondelle est brasée à l'aluminium sur un disque épais réalisé en tungstène, dont le coefficient de dilatation approche celui du silicium, et donc la conductibilité est satisfaisante.

Ensuite des métallisations par évaporation d'argent sont exécutées sur l'autre face, de façon à garantir une bonne liaison entre la pastille et les connexions du boîtier.

Afin de minimiser dans toute la mesure du possible l'intensité du champ électrique régnant sur les bords du dispositif, un biseau est réalisé par abrasion et attaque chimique. Enfin, le « sandwich » ainsi achevé est « passivé » après décapage par dépôt d'un élastomère isolant sa surface du milieu ambiant.

Le second groupe d'opérations a pour but de monter le sandwich dans un boîtier approprié. La plupart des composants de grande puissance sont présentés en boîtiers « press pack » dans lesquels la pastille est énergiquement serrée entre des contacts aboutissant à l'extérieur. La soudure des deux moitiés de ce type de boîtier est exécutée, chez SSC, par écrasement au moyen d'une presse hydraulique développant une pression de plusieurs tonnes. Notons que cette opération s'effectue sous gaz inerte, ce qui assure un remplissage valable du boîtier. En fin, très souvent, le montage des semi-conducteurs « press-pack » entre deux profilés de refroidissement est également fait dans l'usine, sous presse hydraulique là encore. Le serrage est tel qu'aucune désolidarisation n'est à craindre même sous les plus fortes vibrations rencontrées sur les locomotives.

Un aspect essentiel de l'organisation de la fabrication est que les dispositifs produits sont manipulés soit individuellement soit par petits groupes, ce qui permet d'instaurer une politique de tests à tous les niveaux.



Les contrôles de qualité jouent un rôle prépondérant dans la fabrication des semi-conducteurs pour la traction ferroviaire. Ce poste de travail de l'usine SSC de Tours est destiné à effectuer des mesures sous des courants très élevés. (Cliché Thomson CSF Michel Mathieu.)

En effet, en traction ferroviaire, surtout à grande vitesse, la possibilité de défaillance d'un composant électronique est exclue et la durée de vie doit atteindre, pour chaque pièce, un niveau difficile à imaginer. Il est néanmoins possible de s'en faire une idée en remarquant que la périodicité des révisions des motrices est du même ordre de grandeur que la totalité de la vie d'une automobile, et que l'amortissement d'une locomotive n'est prévu qu'au bout de plusieurs millions de kilomètres parcourus dans des conditions souvent très dures.

De ce fait, le **contrôle de qualité** entre pour une part importante dans le prix de revient d'un composant de forte puissance, généralement livré accompagné d'une fiche regroupant les résultats de tous les contrôles qu'il a dû subir tout au long de sa fabrication. Ces renseignements s'avèrent précieux lors des appariements exigés par la mise en série ou en parallèle de plusieurs semi-conducteurs. Les tolérances très serrées qui s'imposent peuvent être obtenues par les techniques les plus modernes comme le dopage neutronique et le réglage de la durée de vie des porteurs par irradiation électronique.



Les semi-conducteurs de grande puissance destinés à la traction ferroviaire sont présentés en boîtier « Press Pack ». (Cliché Thomson CSF.)



Cette rame MF 77 destinée au métro parisien utilise les derniers perfectionnements tels que variation de puissance par hacheur de courant continu et freinage par récupération. (Doc. Alsthom-Atlantique.)

## Conclusion

La traction ferroviaire moderne ouvre à l'électronique un domaine immense permettant de mettre en œuvre des technologies d'avant-garde. L'importance des marchés envisagés pousse en effet des fabricants comme SSC à lancer d'importants programmes de recherche et développement. Songeons par exemple qu'une seule rame TGV comportera (seulement pour les fonctions de traction) 214 thyristors et 164 diodes de grande puissance répartis en cinq types de composants (trois thyristors et deux diodes). D'autres domaines liés aux chemins de fer s'ouvrent également à l'électronique du fait de la modernisation intensive de ce mode de transport. Par exemple, le fonctionnement des « auxiliaires » d'une seule voiture de type « corail » (éclairage, climatisation, assistances pneumatiques,

etc.) exige une puissance de 30 kVA, fournie par un convertisseur 220/380 V triphasé 50 Hz s'alimentant soit sur le courant de traction soit sur une batterie de secours de grande capacité.

Enfin, l'augmentation constante des vitesses et de la fréquentation du réseau ferré ne peut que motiver, à terme, l'adoption de systèmes de conduite automatique, venant prendre le relais des systèmes semi-automatiques actuels qui, dans bien des cas déjà, ne laissent au conducteur qu'un rôle de surveillance et de « tranquillisation » des passagers.

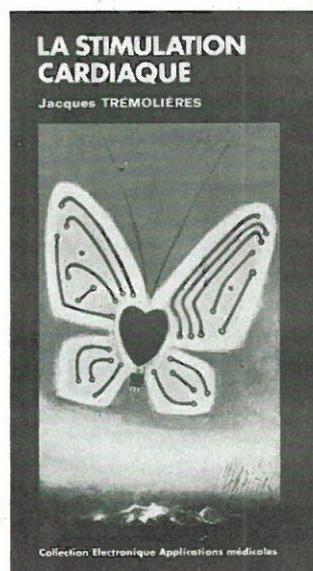
De toutes façons, le chemin de fer est appelé à jouer un rôle toujours croissant dans notre économie dominée par les problèmes énergétiques, et les industries de l'électronique ne resteront certes pas à l'écart de cette grande mutation.

Patrick Gueulle

Le 1<sup>er</sup> ouvrage  
de la collection  
Electronique  
Applications  
vient  
de paraître

« La stimulation  
cardiaque »

par Jacques Trémolières  
(Collection Electronique  
Applications Médicales)

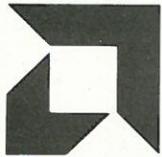


En vente :

- 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**

# Réseaux de distribution des semi-conducteurs



## ADVANCED MICRO DEVICES

### Mandataire :

● **A.M.D. France** : Silic 314, 74, rue d'Arcueil, immeuble Helsinki, 94518 Rungis Cedex. Tél. : 686.91.86.

### Distributeurs :

- **Société A2M** : 18, avenue Dutartre, 78150 Le Chesnay. Tél. : 955.32.49.
- **Société R.T.F.** : 73, av. Charles-de-Gaulle, 92200 Neuilly-sur-Seine. Tél. : 747.11.01.



## A.E.G. TELEFUNKEN

● **Generim** : Z.A. de Courtabœuf, avenue des Andes, B.P. 88, 91403 Orsay. Tél. : 907.78.78.

● **Sterc-Maissiat S.A.** : 2, rue Sévigné, 44010 Nantes Cedex. Tél. : (40) 71.45.75.

● **Debelle** : 13, rue Baptiste-Marcet, Z.I. de l'Argentière, 38600 Fontaine. Tél. : (76) 26.56.54.

● **Facen Electronique** : Z.I. d'Heillecourt, 54140 Heillecourt. Tél. : (28) 51.00.05. – 6, rue Emile-Rouze, 59000 Lille. Tél. : (20) 96.93.07. – Z.I. de Mundolsheim, rue Vauban, 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.

## AMI 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) 05.51.08.

● **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) 41.11.81.



## C.M.L.

● **ISC France** : 27, rue Yves-Kermen, 92100 Boulogne. Tél. : 608.52.75.



## DELCO

● **ISC France** : 27, rue Yves-Kermen, 92100 Boulogne. Tél. : 608.52.75.



## E.F.C.I.S.

● **EFCIS** : 85 X, 38041 Grenoble Cedex, Tél. : (76) 97.41.11.



## EXAR

● **Tekelec Airtronic** : B.P. 2, cité des Bruyères, rue Carle-Vernet, 92310 Sèvres. Tél. : 534.75.35. – 75, rue Bataille, 69008 Lyon. Tél. : (78) 74.37.40. – 281, route d'Espagne, 31076 Toulouse Cedex. Tél. : (61) 41.11.81. – 9, rue de Suède, 35000 Rennes. Tél. : (99) 50.62.35. BeauManoir VII, allée des Lilas, 13100 Aix-en-Provence. Tél. : (91) 27.66.45. – 8, rue de l'Université, 67000 Strasbourg. Tél. : (88) 35.69.22. – Parc Industriel Bersol, Voie romaine, 33600 Pessac. Tél. : (56) 45.32.27.



## FAIRCHILD

- **Almex** : 48, rue de l'Aubépine, 92160 Antony Cedex. Tél. : 666.21.12.
- **Feutrier** : avenue des Trois-Glorieuses, 42270 Saint-Priest-en-Jarez. Tél. : (77) 74.67.33. - Z.I. avenue Laplace, 13470 Carnoux. Tél. : (42) 82.16.41.
- **Gros S.A.** : 13, avenue Victor-Hugo, 59350 Saint-André-les-Lille. Tél. : (20) 51.21.33. - 14, avenue du Général-Leclerc, 54000 Nancy. Tél. : (83) 35.17.35.
- **Scientech S.A.** : 11, avenue Ferdinand-Buisson, 75016 Paris. Tél. : 609.91.36.
- **R.E.A. Distribution** : 9, rue Ernest-Cognacq, 92300 Levallois. Tél. : 758.11.11.
- **S.C.T.** : 15-17, boulevard Bon-Repos, B.P. 406, 31008 Toulouse Cedex. Tél. : (61) 62.11.33. - 80, quai Queyries, 33100 Bordeaux. Tél. : (56) 86.50.31.
- **S.R.D.** : 88, rue du Commandant-Magès, 13001 Marseille. Tél. : (91) 95.90.38.
- **Aufray et Cie** : 45, rue Gustave-Nicolle, B.P. 472, 76057 Le Havre Cedex. Tél. : (35) 26.64.18.

### Représentant stockiste :

- **Dimex** : 12, rue du Séminaire, 94150 Rungis. Tél. : 686.52.10.



## FERRANTI

- **Ceram** : 31, rue du Dr-Finlay, 75015 Paris. Tél. : 577.42.50.



## GENERAL ELECTRIC

- **Comptoir Commercial d'Importation** : 42, rue Etienne-Marcel, 75081 Paris Cedex 2. Tél. : 261.55.49.

### Dépositaires :

- **Alpelec** : 16, rue Claude-Kogan, 38100 Grenoble. Tél. : (76) 09.69.81.
- **Autelec** : 3, rue du Lieu de Santé, 76000 Rouen. Tél. : (35) 98.05.35.
- **Dimee** : 22, bd Pasteur, 93120 La Courneuve. Tél. : 833.71.73.
- **Dimel** : « Le Marino », avenue Claude-Farère, 83100 Toulon. Tél. : (94) 41.49.63.
- **Radio MJ** : 19, rue Claude-Bernard, 75005 Paris. Tél. : 336.01.40.
- **Radio Voltaire** : 7, avenue Parmentier, 75011 Paris. Tél. : 379.50.11.



## GENERAL INSTRUMENT

- **Sterc Maissiat** : 2, rue Sévigné, 44010 Nantes Cedex, tél. : (40) 71.45.75.
- **Sorhodie** : 150-152, rue Anatole-France, 69100 Villeurbanne. Tél. : (78) 85.00.44.
- **Dimee** : 22, bd Pasteur, 93120 La Courneuve. Tél. : 833.71.73.
- **P.E.P.** : 4, rue Barthélémy, 92120 Montrouge. Tél. : 735.33.20.



## GENERAL INSTRUMENT MICROELECTRONICS

- **P.E.P.** : 4, rue Barthélémy, 92120 Montrouge. Tél. : 735.33.20.



## HARRIS SEMICONDUCTOR

- **Spetelec** : Tour Europa, Belle-Epine, Europa III, 94320 Thiais. Tél. : 686.56.65.
- **Almex** : 48, rue de l'Aubépine, 92160 Antony. Tél. : 666.21.12.
- **A2M** : 18, avenue Dutartre, 78150 Le Chesnay Parly II. Tél. : 955.32.49.



## HEWLETT-PACKARD

- **Almex** : 48, rue de l'Aubépine, 92160 Antony. Tél. : 666.21.12.
- **Feutrier** : rue des Trois-Glorieuses, 42270 Saint-Priest-en-Jarez. Tél. : (77) 74.67.33.
- **Feutrier Ile-de-France** : 29, rue Ledru-Rollin, 92150 Suresnes. Tél. : 772.46.46.
- **S.C.A.I.B.** : 80, rue d'Arcueil, Silic 137, 94523 Rungis Cedex. Tél. : 687.23.13.



## INTEL CORPORATION

### Mandataire :

- **Intel Corporation** : 5, place de la Balance, Silic 223, 94528 Rungis Cedex. Tél. : 687.22.21.

### Distributeurs :

- **Tekelec-Airtronic** : Cité des Bruyères, rue Carle-Vernet, B.P. 2, 92310 Sèvres. Tél. : 534.75.35.
- **Métrie** : La Tour d'Asnières, 4, avenue Laurent-Cély, 92606 Asnières. Tél. : 791.44.44.
- **Celdis S.A.** : 53, rue Charles-Frerot, 94250 Gentilly. Tél. : 581.00.20.



## INTERSIL

- **Intersil** : 3, rue de Marly, 78000 Versailles. Tél. : 953.47.08.

### Distributeur :

- **Tekelec-Airtronic** : Cité des Bruyères, rue Carle-Vernet, B.P.2, 92310 Sèvres. Tél. : 534.75.35.



## I.T.T. INTERMETALL

- **Dimee** : 22, bd Pasteur, 93120 La Courneuve. Tél. : 833.71.73.
- **Sefar** : 54, rue d'Alsace, 92400 Courbevoie. Tél. : 333.59.21.
- **Besson** : 2, rue des Marronniers, 38100 Grenoble. Tél. : (76) 96.10.72.
- **C.E.I.N.** : 19, rue de Tournai, B.P.93, 59230 Saint-Armand-les-Eaux. Tél. : (20) 48.53.39.

● **Sertronique** : 60, rue Sagebien, 72040 Le Mans Cedex 43. Tél. : (43) 84.24.60. - 37, rue Saint-Eloi, 76000 Rouen. Tél. : (35) 88.00.38. - 15, avenue Monseigneur Moïzy, 35000 Rennes. Tél. : (99) 50.58.31.

● **I.D.E.M.** : 168, chemin Lanussé, 31019 Toulouse. Tél. : (61) 47.63.73/58.10.

● **Euomail** : 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,  $\mu$  processeurs et systèmes.

● **S.C.A.I.B.** : 80, rue d'Arcueil, Silic 137, 94523 Rungis Cedex. Tél. : 687.23.13 - 31.36.



● **P.E.P.** : 4, rue Barthélémy, 92120 Montrouge. Tél. : 735.33.20.

● **Sorhods** : 150-152, rue A.-France, 69100 Villeurbanne. Tél. : (78) 85.00.44.

**Cartes et systèmes mémoire.**

● **I.P.C.** : 113, avenue Aristide-Briand, 91400 Orsay. Tél. : 010.19.27.

**MOTOROLA SEMI-CONDUCTEURS**

● **Sté Commerciale Toutelectric** : 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 Villejuif. 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-Frérrot, 94250 Gentilly. Tél. : 581.04.69.

● **Bellion Electronique** : Z.I. des Kerscao/Brest, B.P.16, 29219 Le Relecq Kerhuon. Tél. : (98) 28.03.03.



**NATIONAL SEMI-CONDUCTOR**

● **Generim** : Z.A. de Courtabœuf, avenue de la Baltique, B.P.88, 91400 Orsay. Tél. : 907.78.78.

● **Facen** : 2/6, rue Emile-Rouzé, 59000 Lille. Tél. : (20) 96.93.07. - Z.I. Heillecourt, 54140 Heillecourt. Tél. : (28) 51.00.05. - Z.I. Vauban, 6, rue Vauban, 67450 Mundolsheim. Tél. : (88) 20.20.80. - Centre de Gros, bd Lénine, 76800 Saint-Etienne-du-Rouvray. Tél. : (35) 65.36.03 et 65.39.06.

● **Sterc Maissiat** : 2, rue de Sévigné, 44010 Nantes Cedex. Tél. : (40) 71.45.75.

● **Application Electronique** : 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.

● **Ets Debelle** : 13, rue Baptiste Marcet, Z.I. Fontaine Sassenage, 38600 Fontaine. Tél. : (76) 26.56.54. - 9 bis, rue du Bas-Chamflour, 63000 Clermont-Ferrand. Tél. : (73) 36.47.10. - rue Hénaff, 69120 Vaux en Vélain. Tél. : (78) 80.45.54.

● **Fime** : Z.A. La Cerisaie, 3, rue de Chevilly, 94262 Fresnes. Tél. : 666.95.01.

● **Centralp Automatismes** : 271, bd Pinel, 69200 Vénissieux. Tél. : (78) 74.06.28.

**NEC****NIPPON ELECTRIC COMPANY**

● **NEC Electronics France** : Tête du Pont de Sèvres, Tour Amboise, av. du Gal-Leclerc, 92100 Boulogne. Tél. : 609.22.17.

**Distributeurs :**

- **Alfatronic** : La Tour d'Asnières, 4, avenue Laurent-Cely, 92606 Asnières Cedex. Tél. : 791.33.33.
- **ASAP** : 62, rue de Billancourt, 92100 Boulogne. Tél. : 604.78.78.
- **Spetelec** : Tour Europa Belle-Epine, Europa III, 94532 Rungis Cedex. Tél. : 686.56.65.
- **Tekelec Airtronic** : Cité des Bruyères, rue Carle-Vernet, B.P. 2, 92310 Sèvres. Tél. : 534.75.35.

**PLESSEY**

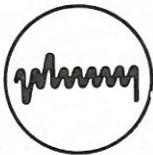
● **Plessey France** : Tour Anjou, 33, quai National, 92800 Puteaux. Tél. : 776.43.34.

**Distributeur :**

● **Sté Matéléco** : 36, rue Guy-Mocquet, 92240 Malakoff. Tél. : 657.70.55.

**Agences :**

- **Idem**, 165 Chemin-Lanussé, 31019 Toulouse Cedex. Tél. : (61) 47.63.73.
- **Sorhodis** : 150/152, rue Anatole-France, 69100 Villeurbanne. Tél. : (78) 85.00.44.



RAYTHEON

**RAYTHEON SEMICONDUCTOR**

● **Raytheon Semiconductor France** : La Boursidière, RN186, 92350 Le Plessis-Robinson. Tél. : 631.06.76.

**Distributeurs :**

- **Tekelec Airtronic** : Cité des Bruyères, rue Carle-Vernet, 92310 Sèvres. Tél. : 534.75.35.
- **Diode France** : Z.I. La Cerisaie, 1, allée des Platanes, 94260 Fresnes. Tél. : 666.98.01.
- **Sté A.S.A.P.** : 62, rue de Billancourt, 92100 Boulogne. Tél. : 604.78.78.

**RCA R.C.A.**

- **R.E.A.** : 9, rue Ernest-Cognacq, 92301 Levallois-Perret Cedex. Tél. : 758.11.11.
- **Almex** : Z.I., 48, rue de l'Aubépine, 92160 Antony. Tél. : 666.21.12.
- **Tekelec** : Cité des Bruyères, rue Carle-Vernet, B.P. 2, 92310 Sèvres. Tél. : 534.75.35.

**ROCKWELL**

- **R.E.A.** : BP 5, 9, rue Ernest-Cognacq, 92301 Levallois-Perret Cedex. Tél. : 758.11.11.

**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, BP 29, 10600 La Chapelle-Saint-Luc. Tél. : (25) 43.15.48. – 120, bd de Lambasle, 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. – 15, av. Monseigneur-Mouézy, 35000 Rennes. Tél. : (99) 50.58.31.

● **Rhonalco** : 4, rue Roger-Bréchan, 69003 Lyon. Tél. : (78) 53.00.25.

● **Ets Besson** : 2, rue des Marronniers, 38100 Grenoble. Tél. : (76) 96.10.72.

● **Cedso** : 31, av. du 18e R.I., 64000 Pau. Tél. : (59) 27.03.56. – 14, av. Tolosane, 31520 Ramonville-Saint-Agne. Tél. : (61) 73.35.18. – 150, cours du Gal-de-Gaulle, 33170 Gradignan. Tél. : (56) 89.04.56.

● **Sicopel** : 3, avenue du Mal Devaux, 91550 Paray-Vieille-Poste. Tél. : 687.24.61.

**SEMIKRON SEMIKRON**

● **Alpelec** : 16, rue Claude Kogan, 38100 Grenoble. Tél. : (78) 09.69.81.

● **Alpelectro** : 1, rue des Résistants, 38400 Saint-Martin d'Hérès. 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 Sémard, 92320 Châtillon. Tél. : 655.43.43.

● **C.E.I.N.** : 289, rue d'Arras, B.P. 93, 59505 Douai Cedex. Tél. : (20) 88.66.40. – 21, rue de Tournai, 59230 Saint-Amand-les-Eaux. Tél. : (20) 48.53.39.

● **Comptoir Electrique de Champagne (C.E.C.)** : Z.I. B.P. 29, 52101 Saint-Dizier. Tél. : (27) 05.05.38.

● **Charlas** : 38, av. Alsace-Lorraine, 38000 Grenoble. Tél. : (78) 44.29.02.

- **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.
- **Tarbelec** : 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.
- **Quest 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** : 29, rue Raymond-Losserand, 75014 Paris. Tél. : 322.70.85.
- **P.E.P.** : 4, rue Barthélémy, 92120 Montrouge. Tél. : 735.33.20.
- **DEL** : 8, rue des Frères-Bertrand, 69632 Venissieux. Tél. : (78) 69.36.29. – Rue de l'Escaut, Z.I. de St-Appolinaire, 21000 Dijon. Tél. : (80) 71.57.45.
- **Direct** : 151, rue de Constantine, 76000 Rouen. Tél. : (35) 98.17.98.
- **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'Argentière, 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) 52.36.36.



## LE SILICIUM SEMICONDUCTEUR SSC

- **Comerel** : 15, rue du Colonel-Delorme, 93100 Montreuil. Tél. : 374.50.98.
- **Gallec Electronique** : Centre Commercial, 40, rue des Fontenelles, 92000 Nanterre. Tél. : 774.76.86. – 29, rue Raymond-Losserand, 75014 Paris. Tél. : 322.70.85.
- **National Distribution** : 94/98, rue Haxo, 75020 Paris. Tél. : 797.39.29.
- **Spelec Composants** : 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'Escout, 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.
- **Aquitaine Composants** : 30, rue Denfert-Rochereau, 33400 Talence. Tél. : (56) 80.24.70. – 119, rue des Fontaines, 31300 Toulouse. Tél. : (61) 42.78.82. – « Le Moulin Apparent », route de Paris, 86000 Poitiers. Tél. : (49) 88.60.50.
- **Ouest Composants** : 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 Couverture, 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 Farrière, 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. – Neuille-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 Sévigné, 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.



## 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 Arlouing, 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 Sévigné, 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 Manges, 35100 Rennes. Tél. : (99) 79.54.81. – L'autan, 100, allée de Barcelone, 31500 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. : 661.02.24.
- **Flagelectric** : 47, rue Jules-Verne, Z.I. du Brézet, 63014 Clermont-Ferrand Cedex. Tél. : (73) 92.13.46.
- **Paris-Sud Electronique** : 42, avenue du Président Allende, 91300 Massy. Tél. : 920.66.99.
- **Sté C.E.I.N.** : 34 bis, rue de Tournai, 59230 Saint-Amand-les-Eaux. Tél. : (20) 48.53.39.
- **Sté Nadis** : 94/98, rue Haxo, 75020 Paris. Tél. : 797.39.29.
- **Cabus et Raulot**, Département Eprom, 59, rue du Village, 13006 Marseille. Tél. : (91) 47.97.76.



## ZILOG

### Mandataire :

- **A 2M** : 18, avenue Dutartre, 78150 Le Chesnay. Tél. : 955.32.49.

### Agents :

- **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.
- **C.E.I.S.** : 120, avenue Pierre Latécoère, 31700 Blagnac. Tél. : (61) 71.01.69.
- **Vernières Electronique** : 56390 Grand-Champ. Tél. : (97) 66.77.58.



# Le microprocesseur dans le traitement des eaux

L'eau, c'est d'abord la Vie mais c'est aussi l'énergie dont nous sommes menacés d'être privés. Il importe de l'économiser et de la protéger car, si la richesse du globe reste, quoi qu'il arrive, inchangée quantitativement, la pollution peut rendre cette réserve inutilisable et même génératrice de désastres. Le conditionnement physique de l'eau : réserves énergétiques, réseau sous pression, irrigations, etc. provoque déjà certaines perturbations de l'écologie que les services publics protègent du mieux qu'ils peuvent, avec des moyens hélas ! limités et des méthodes souvent dépassées. Tout se complique dès le moment où se pose le problème des rejets. Ils sont nombreux, variés et tellement volumineux qu'il est déjà bien tard pour entreprendre une action rapidement efficace.

C'est pourtant une question de vie ou de mort, à tel point que les Américains ont édictés des réglementations draconiennes. Une institution, l'Agence pour la Protection de l'Environnement, s'est fixé pour but de réduire la consommation de l'eau, notamment en rendant inoffensifs les rejets d'usines de traitements de surfaces. Les manufactures de circuits imprimés sont les premières visées en totalisant, par exemple, pour la seule cité de St-Paul, près de 1 200 mètres cubes de rejets par jour (300 000 gallons environ).

Il s'agit avant tout de ne rejeter dans le milieu naturel que des effluents acceptables en vue d'un recyclage éventuel ou d'un épargement sans danger.

Une société britannique, spécialisée à la fois dans les domaines chimique et électronique, la GEC-Elliot Process Automation, consacre une grande part de son activité à ce

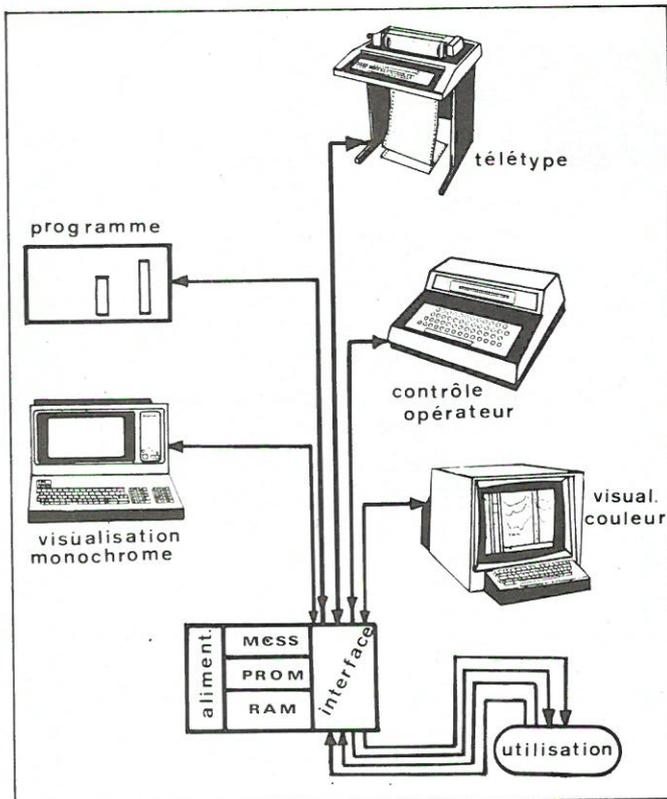


Fig. 1.

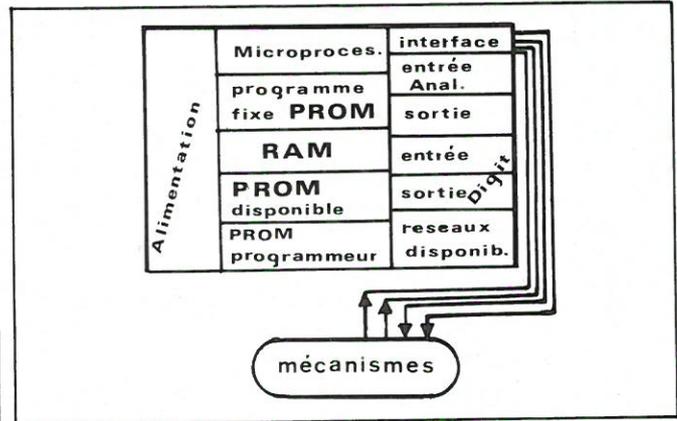


Fig. 2.

qu'elle appelle l'Industrie de l'eau. Déjà particulièrement spécialisée dans l'application du télécontrôle des installations de distribution d'eau avec ses systèmes Telepace et Teleconnect, GEC-EPA profite de la souplesse du microprocesseur pour décentraliser les ordres sur ses réseaux de traitement, en ne laissant que le contrôle à l'unité centrale.

De cette façon, les opérations sont plus rapides puisqu'elles bénéficient d'une spécialisation unitaire plus poussée, tout en assurant par télécommande l'asservissement opératoire exigé par l'information reçue. Ce genre de transmissions que GEC baptise EDAU (Electronic Dialling and Answering Unit), a pour avantage d'actualiser, en permanence, l'intervention à la situation locale définie par un microprocesseur divisionnaire. Dans le système initial centralisé seule l'information parvient à la « master station » qui envoie l'ordre par un nombre prédéterminé, sur une ligne téléphonique.

Grâce aux perfectionnements des automatismes, les manœuvres de l'opérateur sont maintenant remplacées par des microprogrammes adjoints à des interfaces convenables.

La figure 1 représente le schéma général du plus récent des systèmes proposés par ce constructeur. C'est le « Marcus 16 » qui, avec 10 entrées programmées autorise la mise en œuvre de 20 séquences simultanées. Le processeur central, équipé de ses terminaux de commande et de visualisation, attaque les appareils d'exécution jusqu'à des distances pouvant atteindre 1 800 m. Le schéma bloc d'un terminal d'exécution est représenté sur la figure 2.

A titre d'exemple, une installation complète de traitement d'effluents a été réalisée pour le compte de la Welsh Water Development Authority. Elle comporte 5 contrôles du traitement de l'effluent : incinération, séparation des boues, récupération de gaz, dessèchement des boues, constitution des rejets.

Dans la phase finale le processeur central reçoit pour les renseignements classiques : demande totale d'oxygène ; oxygène dissout ; pH ; conductivité ; température ; solides en suspension ; débit.

L'installation est dotée de deux circuits de télévision en circuit fermé et le tableau de contrôler permet l'intervention sur les 240 points d'alarme que comportent les circuits.

Actuellement, en France, les stations d'épuration pour les effluents urbains se construisent selon le rythme permis par les crédits disponibles. Le malheur c'est qu'elles ne sont pas toujours extensibles en fonction des variations de la démographie et, de ce fait, qu'elles deviennent quelquefois inopérantes. Aussi, des systèmes modulaires sont étudiés un peu partout avec adjonction du process-control. L'épuration des effluents industriels est, de beaucoup, le problème le plus difficile à résoudre en raison de la nature des polluants qu'ils véhiculent et que seuls les dispositifs électroniques associés à des capteurs sensibles peuvent contrôler.

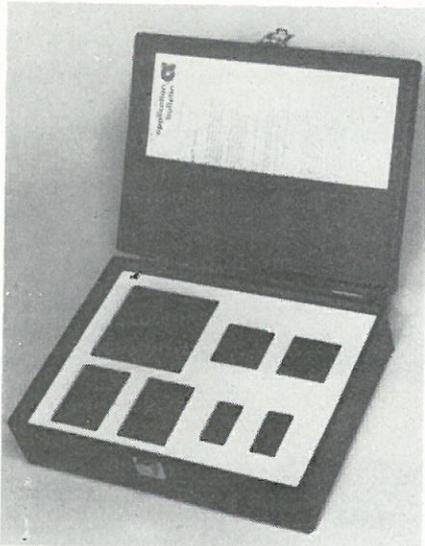
P.L. Grenier

# NOUVEAUTES

## Kit de substrat en tôle émaillée

Alpha propose un kit d'essais contenant 150 substrats en tôle émaillée. Il permet aux services méthodes et fabrications, de procéder à des essais, tant dans le domaine des circuits imprimés que dans celui des circuits hybrides.

On peut obtenir sur le circuit en tôle émaillée une densité de circuits équivalente à celle des multicouches en utilisant des couches isolantes en verre. L'âme d'acier du substrat constitue un radiateur incorporé lui conférant une excellente dissipation thermique et une très bonne solidité.



Le kit comprend 40 substrats de 1" x 2", 40 de 2" x 2", 40 de 2" x 3" et 30 de 4" x 4" ainsi qu'une documentation technique.

**Alpha Metals**, 27, rue Léon-Loiseau, 93100 Montreuil.

## Une nouvelle lampe pour microlithographie

Micro Image Technology Ltd. annonce la commercialisation d'une nouvelle source de lumière actinique, fabriquée par Actinic Spectra Inc. (ASI).

Il s'agit d'un tube à vapeur de mercure excité par un arc court. Cette dis-

position permet d'obtenir un élément à haut rendement, capable d'opérer dans tous les procédés d'exposition classique de la microélectronique.

Le soin apporté à l'usinage de l'ampoule et à son total remplissage d'argon de haute pureté a permis de réduire considérablement la consommation de ces tubes dont l'éventail se situe entre 175 et 500 watts.

D'après le distributeur, on obtient en moyenne un accroissement d'efficacité d'environ 30 % par rapport à une source classique. De plus, l'arc à UV présente une meilleure stabilité, une plus grande durée de vie et une mise en régime rapide.

A titre d'exemple, M.I.T. donne les dimensions d'un tube de 350 watts :

- Longueur totale : 115 mm.
- Ø du bulbe : 20 mm environ.
- Ø du culot : 10 mm.

Son prix en F.F. serait de 285 F.

**M.I.T. Engineering Ltd.**, Greenhill Industrial Estate, Riddings, Derby. DE55 4DA, England.

## Journées d'étude « Micro-ondes et produits alimentaires »

Ce colloque, organisé conjointement par l'université Claude Bernard (Lyon I - département HF et micro-ondes) et l'Association Aditec, se déroulera les 5 et 6 décembre prochains à Lyon dans les locaux de l'université (43, boulevard du 11-Novembre-1918, 69100 Villeurbanne. Tél. (70) 52.07.04).

Cette manifestation est destinée à promouvoir les fours à micro-ondes qui doivent connaître un développement très important au cours des prochaines années. Ces fours sont déjà très largement utilisés dans les cuisines de collectivités; ils commencent à susciter un vif intérêt de la part des restaurateurs et devraient devenir, pour la ménagère, le complément indispensable du congélateur domestique.

De nombreux spécialistes viendront parler de problèmes portant sur des sujets très divers tels que : l'évolution des mœurs dans l'alimentation; les procédés de surgélation et de réfrigé-

ration; les normes et la bactériologie de la décongélation et remise en température; les propriétés générales des ondes électromagnétiques; les fours à micro-ondes, leur technologie et les problèmes de sécurité.

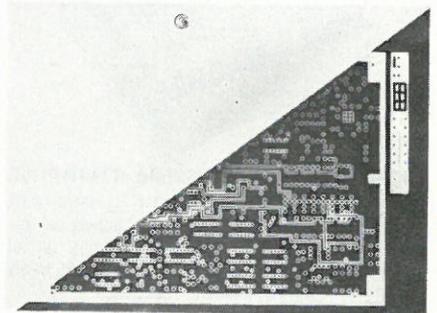
Les participants à ces journées d'études peuvent déduire leurs droits d'inscription de la cotisation obligatoire à la formation continue.

Pour plus de détails sur le programme de cette manifestation, contacter :

**Aditec**, Institut Pasteur de Lyon, 77, rue Pasteur, 69365 Lyon Cedex 2. Tél. : (78) 72.35.09.

## « Mass Molding »

Fortin Laminating dispose d'une technologie de pressage des circuits imprimés multicouches (3 ou 4) parfaitement au point, le « Mass Molding ». Dans un cas de circuits multicouches, la capacité d'une de nos presses a pu atteindre jusqu'à 32 256 circuits/jour. Grâce à cette technologie, Fortin Laminating obtient un coût inférieur par circuit, une homogénéité accrue d'un circuit à l'autre et laisse aux fabri-



cants une capacité de pressage disponible pour des multicouches plus complexes. Il suffit d'envoyer les clichés des couches internes pour recevoir dans un minimum de délai des panneaux avec couches internes gravées, prêts à être percés et photogravés.

**Fortin Laminating**, Z.A. de Courtabœuf, avenue de la Baltique, 91400 Orsay. Tél. : 907.00.89.