

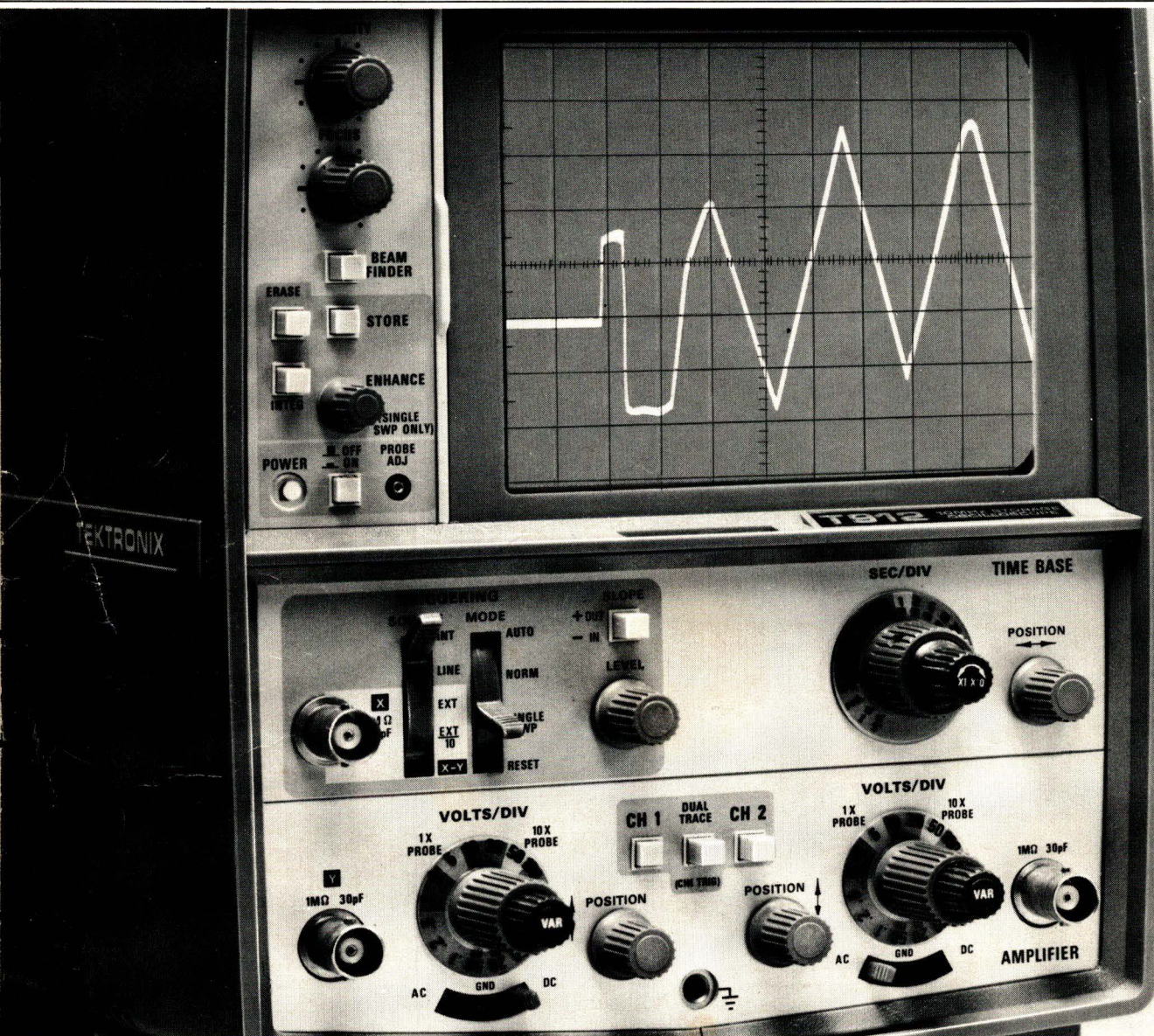
ELECTRONIQUE APPLICATIONS

Trimestriel N° 15 - Automne 1980 - 18 F



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

9552 F*: les performances d'un scope à mémoire.



T912

Grâce à sa maîtrise technologique, Tektronix propose un oscilloscope à mémoire bistable pour moins de 10.000 F, le T912.

Sa mémoire capturera facilement les phénomènes transitoires. Que vos signaux soient uniques ou faiblement répétitifs, elle vous donnera tout le temps de les étudier. La série T900 vous offre des oscilloscopes

économiques et performants de 10 à 35 MHz.

Pour en savoir davantage et recevoir la brochure "Principe de l'oscilloscope", retournez-nous le coupon ci-contre.

*Prix H.T. au 28.7.80.

Tektronix, la référence en mesure électronique.

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. (7) 876.40.03 - Rennes - Tél. (99) 51.21.16
Strasbourg - Tél. (88) 39.49.35 - Toulouse - Tél. (61) 40.24.50

Coupon-réponse à retourner à :
Tektronix Mesure SPV - B.P. 13 - 91401 Orsay.

M. _____

Société _____

Activité _____

Fonction _____

Adresse _____

Tél. _____

Désire recevoir, sans engagement de sa part :

- ☐ une documentation sur la série T900,
- ☐ la brochure "Principe de l'oscilloscope",
- ☐ la visite d'un ingénieur commercial.

ELECTRONIQUE APPLICATIONS

Trimestriel N° 15 - Automne 1980 - 18 F



SUISSE : 9.00 FS - TUNISIE : 2070 MIL - CANADA : CAN 5.30 - ESPAGNE : 200 PESETAS - ITALIE : 4000 LIRE - BELGIQUE : 148 F.B.

Société Parisienne d'Édition

Société anonyme au capital de 1 950 000 F

Siège social : 43, rue de Dunkerque, 75010 Paris

Direction - Rédaction - Administration - Ventes :

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

Tél. : 200.33.05 - Télex : PGV 230472 F

Publicité : Société Auxiliaire de Publicité

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

Tél. : 200.33.05

Publicité pour la Belgique : Euro-Publi-Belgium,

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

Président-directeur général : Directeur de la publication

Jean-Pierre Ventillard

Rédacteur en chef

Jean-Claude Roussez

Ont participé à ce numéro : **André Billès, M. Billot, Robert Charles, M. Decker, D. Ferrand, Patrick Gueulle, Jacky Jégou, Félix Juster, Pierre Lemeunier, Charles Leroux, Jean-Michel Malferiol, Alain Pelat, M. Quéré, P. Remacle, M. Paindavoine, Jean Sabourin, Im Sarcœun, Jacques Trémolières, A. Vitez, Guy Wolff.**

Couverture : **Gilbert L'Héritier**

Ce numéro a été tiré à
60 000 exemplaires

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

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

Copyright 1980 - Société Parisienne d'Édition

Dépôt légal 3^e trimestre 80 N° éditeur : 875

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

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

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

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

SOMMAIRE



Quelques montages fondamentaux utilisant amplificateur opérationnel

113



Filtre psophométrique

27



Mélodies programmées et carillons avec le circuit AY3-1350

17

Récepteurs AM-FM « anti-gaspi » avec le TDA 1220 A

31



Les photocoupleurs (2^e partie)

5



Les odeurs et l'olfactométrie

89



Tension efficace aux bornes d'une résistance alimentée par un triac

29

Evaluation de la microélectronique hybride française

49



Tables et tableaux

67

Conversion tridimensionnelle analogique à partir d'un système à microprocesseur 6802

77

Base de temps programmable, au standard TV, pour caméra CCD

83



Transistors V.MOS : une foule d'applications Presse technique internationale

35

117



Le circuit imprimé : hybridation des circuits

55

Nouveautés

100

Fiches techniques : circuits intégrés pour télécom-mande TV (suite et fin)

103

Le BTS électronicien

121

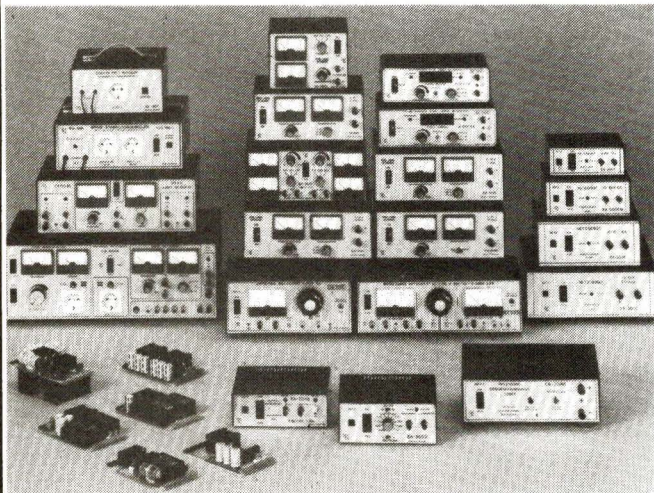
Bibliographie

128

Bulletin d'abonnement

130

60 MODELES D'ALIMENTATIONS



**Depuis l'alimentation pour amateur...
... jusqu'aux besoins les plus sérieux
des laboratoires**

UN APERÇU DE LA GAMME

Ondulation 0,3 mV, résolution 10 mV protections électroniques absolues
c.c., surintensité

EA 3020 S	0-15 V	20 A	TTC 2 713 F
EA 3013 S	0-30 V	5 A	TTC 1 887 F
EA 3032 S	0-150 V	2 A	TTC 3 391 F
EA 3023 S	2 x 0-30 V	2,5 A	TTC 2 723 F

Alimentation spéciale microprocesseur EA 3045, alimentation universelle
AC/DC avec variac

— Gamme économique			
EA 3004	3-18 V	2-3,5 A	TTC 589 F
EA 3004 4/7	3-18 V	4-7 A	TTC 743 F
EA 3009	0-20 V	5-8 A	TTC 924 F

Protections électroniques cc- surintensité et température

EA 3016	0-20 V	10-16 A	TTC 1 355 F
EA 3033	0-20 V	20-30 A	TTC 2 200 F

Ondulateur : 12 V-220 V, 400 ET 1000 W, sinusoïdale faible distorsion

BK 2845



• MULTIMETRE DIGITAL à gammes automatiques "LCD" à microprocesseur 0,1 % précision

Mesure
les tensions continues et alternati-
ves de 1 mV à 1000 V en 4 gammes
à sélection automatique :
les courants continus et alternatifs
de 1 μ A à 2 A en 4 gammes à sé-
lection automatique :
les résistances de 1 Ω à 20 M Ω en 5
gammes à sélection automatique :
Affichage cristaux
liquides.

**1494
F TTC**

BK 830



• CAPACIMETRE A GAMME AUTOMATIQUE "LCD" - 0,1 pF à 200 mF

Résolution 0,1 pF
Affichage à cristaux liquides.
Alimentation 4 piles de 1,5 V

**1882
F TTC**

• FRÉQUENCEMÈTRE

520 MHz



BK 1850

- Lecture de 5 Hz à 520 MHz.
- Stabilité 1 ppm de 0 à 50 °C.
- Périmètre de 5 Hz à 1 MHz.
- Sensibilité 50 mV à 520 MHz.
- TCXO.

**4527
F TTC**

• MULTIMÈTRE

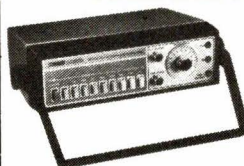


BK 2815

- Cristaux liquides.
- Résolution 0,01 Ω /100 μ 100 nA.
- Protège contre les champs HF.
- 0,1 % de précision CC.

**1528
F TTC**

• GÉNÉRATEUR de FONCTION à faible distorsion



BK 3010

- 0,1 Hz à 1 MHz en 6 gammes.
- Amplitude variable et sortie carrée TTL.
- Tension de découplage.
- Entrée V.C.O. de modulation.

**1705
F TTC**

• CAPACIMETRE DIGITAL



BK 820

- De 0,1 pF à 1 Farad.
- Précision 0,5 %.
- Résolution 0,1 pF.
- Pilote quartz.
- 10 000 points

**1234
F TTC**

CONTROLE AUTOMATIQUE EN CIRCUIT DES SEMI-CONDUCTEURS

Sans dessouder, contrôler tous les
transistors, thyristors, fet-diodes, en
9 secondes, même dans un circuit
shunté par 10 ohms.

**IDEAL POUR LE DEPANNAGE
LA PRODUCTION
EN SERIE**



• **BK 520**

**1928
F TTC**

• GÉNÉRATEUR DE FONCTION 2 MHZ



BK 3020

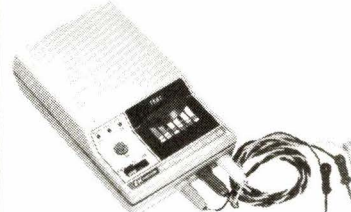
- 0,02 Hz/2 MHz.
- Voblateur interne log. et linéaire.
- Générateur d'impulsions (symétrie variable).
- Rafales (burst).

**2998
F TTC**

• CONTRÔLEUR en CIRCUIT

BK 510

Contrôle bons, mauvais transistors,
thyristors. FET en circuit même lors-
que le semi-conducteur est shunté
par 10 ohms.



**1125
F TTC**

BLANC-MECA (division Electronique)
Zone Industrielle 36300 LE BLANC. Tél. (54) 37.09.80
distributeur dans toute la France

Nous avons commencé cette étude sur les photocoupleurs dans notre précédent numéro (N° 10 – Été 1980), où nous avons abordé les problèmes généraux concernant ces composants. La structure des photocoupleurs et leur technologie étant à présent définies, nous allons analyser les principales caractéristiques de ces éléments, et leurs applications qui, comme nous le verrons, sont nombreuses. Le premier schéma du présent article sera donc la figure 11.

Les photocoupleurs (suite et fin)

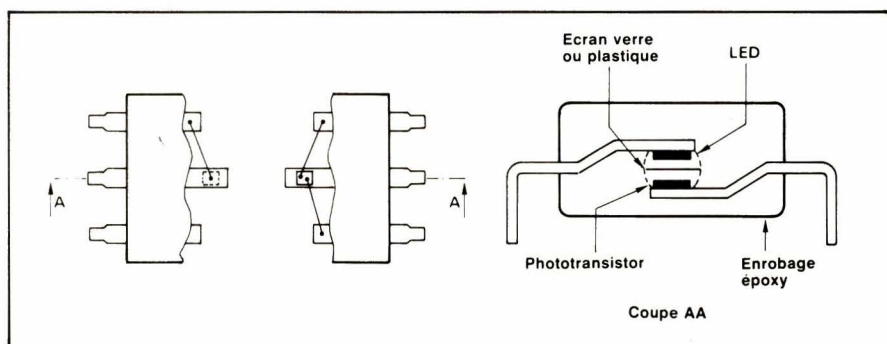


Fig. 11. – Constitution d'un photocoupleur en boîtier DIL.

Caractéristiques des photocoupleurs

1. Structure interne

La figure 11 montre le type de construction généralement adopté pour un photocoupleur en boîtier DIL à 6 broches. L'émetteur est une diode électroluminescente à l'arséniure de gallium (GaAs ou GaAsP). Le récepteur est une photodiode ou un phototransistor au silicium placé à une distance de 0,5 à 1 mm de la LED. La conduction du rayonnement est assurée par un élément en plastique ou en verre. Le comportement du photocoupleur en présence d'une tension élevée entre entrée et sortie dépend largement de l'écran interposé entre la LED et le récepteur. Ainsi une tension et une température élevées provoquent la migration de charges ioniques dans le plastique, charges qui créent un champ électrique à la surface isolée du photorécepteur. Il en résulte des modifications de caractéristiques considérables et qui peuvent devenir irréversibles. Les fabricants de photocoupleurs s'efforcent de mettre au point des écrans de protection ionique efficaces.

2. Principaux modèles de photocoupleurs

Les fabricants offrent, en fonction des applications et des performances recherchées, différentes structures pour l'élément photorécepteur. Le plus souvent, c'est une photodiode associée à un transistor ou à un darlington, ou un phototransistor, qui sont utilisés. La figure 12 montre les principaux types de photocoupleurs avec leur brochage. Le tableau III regroupe les modèles les plus courants classés en fonction du fabricant, du type de boîtier, de la tension d'isolement et du rapport de transfert en courant. Les modèles spéciaux de chaque fabricant ne rentrent pas dans la classification du tableau III. Ils ont été inscrits dans la première colonne par simple question de place. Le lecteur se reportera aux catalogues des fabricants pour connaître les caractéristiques détaillées de ces modèles.

3 – Caractéristiques statiques

a) Fiches techniques

Comme pour les autres types de semiconducteurs, chaque photocou-

pleur fait l'objet d'une fiche de caractéristiques. Cette fiche donne en particulier les principales courbes caractéristiques qui permettent de déterminer les conditions de fonctionnement statique (fig. 13) :

- $I_F = f(V_F)$ courant d'entrée en fonction de la tension d'entrée.

- I_p ou $I_c = f(I_F)$ photocourant ou courant collecteur en fonction du courant d'entrée.

- $I_c = f(V_{CE})$ courant collecteur en fonction de la tension collecteur-émetteur pour différentes valeurs de I_F .

- $CTR = f(I_F)$ rapport de transfert en courant en fonction de I_F .

La figure 13 montre les quatre courbes du photocoupleur MCC670 de Monsanto, choisi comme exemple.

b) Montage et polarisation de la diode électroluminescente

L'examen de la figure 13a montre que la tension de seuil est voisine de 1,2 V et la résistance dynamique de l'ordre de 1Ω . Il faut donc alimenter ces diodes en courant. Les courants nécessaires sont en général compris entre 1 et 50 mA. Le point de polarisation optimal tient compte des conditions de fonctionnement les plus favorables vis-à-vis de la durée de vie tout en ayant un rendement énergétique aussi constant que possible.

A faible courant I_F :

$$\frac{\Delta \Phi}{\Delta T_{amb}} \text{ augmente}$$

- η_s diminue

A fort courant I_F :

- T_j augmente

- η_e diminue

Dans les deux cas, il y a diminution de la linéarité et de la stabilité vis-à-vis de la température. Les limites de fonctionnement des LED, qui sont assez rigoureuses, doivent absolument être respectées :

- tension inverse maximale de 3 à 5 V,
- courant direct permanent limité entre 20 mA et 100 mA suivant les modèles,
- dissipation maximale de l'ordre de 100 mW dont environ 40 mW pour la LED et 60 mW pour le photorécepteur et les circuits associés,
- température de jonction de la LED inférieure à 125 °C.

Le schéma de polarisation le plus simple pour une diode électroluminescente est donné figure 14a. Deux cas sont à considérer :

- Le photocoupleur est destiné à transmettre un signal logique. Le point de fonctionnement choisi en fonction de la caractéristique de la LED et des limitations précédentes, est obtenu

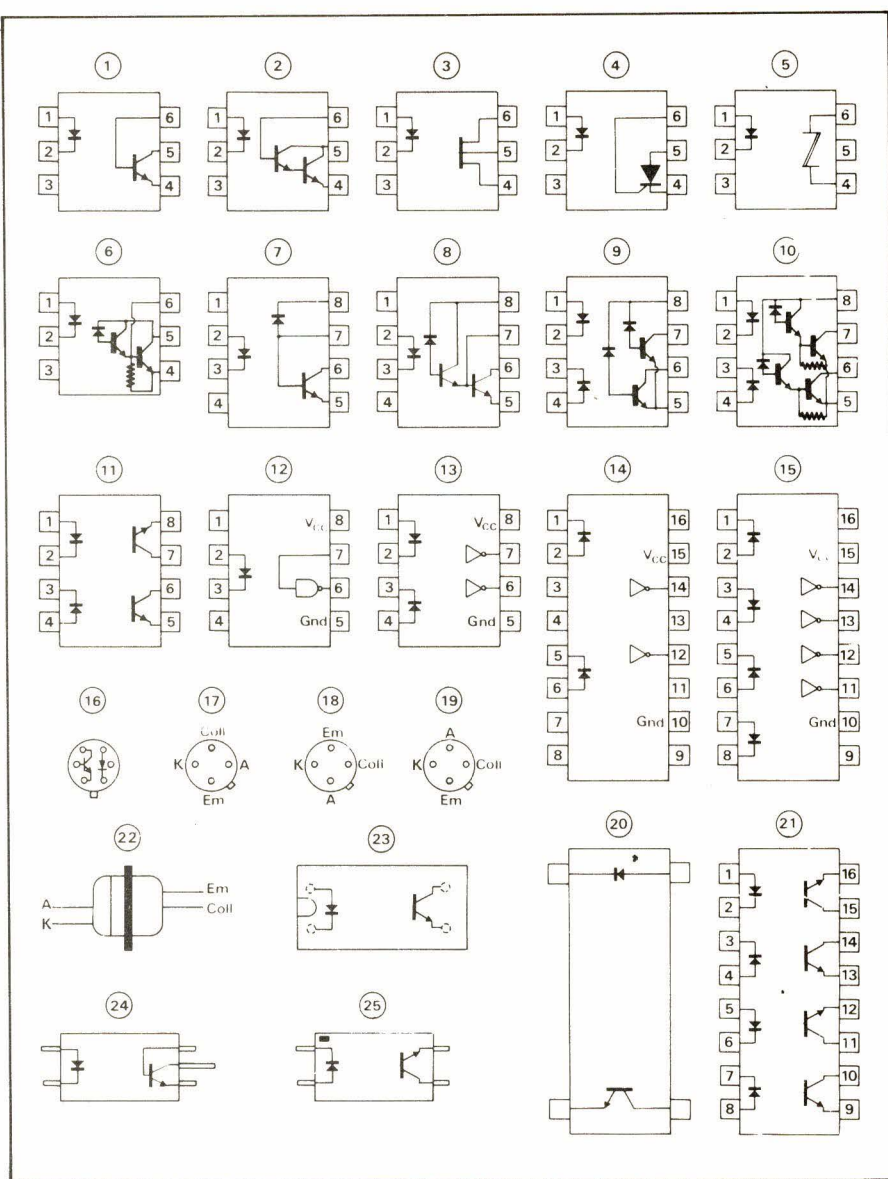


Fig. 12. - Principaux brochages

pour l'un des états logiques des circuits de commande. Le second état se traduit par l'absence de polarisation. La figure 14b montre un exemple classique de commande de la LED par un circuit logique TTL.

- Le photocoupleur est destiné à transmettre un signal analogique. Dans ce cas, un montage tel que celui de la figure 14c permet de choisir un point de fonctionnement pour le transistor et la LED. Le signal analogique appliqué sur la base, provoque une excursion du point de fonctionnement autour de sa position de repos.

Le chapitre consacré aux applications, nous donnera l'occasion d'examiner plusieurs exemples pratiques.

c) Montage et polarisation du photorécepteur

Le photorécepteur est le plus souvent constitué par une photodiode ou un phototransistor associés à un ou plusieurs transistors amplificateurs. Au chapitre précédent, nous avons mon-

tré qu'une jonction photosensible pouvait être utilisée de deux manières différentes (fig. 15). En circuit ouvert ou fermé sur une résistance, on obtient une cellule photovoltaïque (ou photopile) ; en polarisation inverse, on réalise un générateur de courant. Le terme photodiode est toujours réservé aux dispositifs fonctionnant selon le second mode.

Sauf pour des dispositifs spéciaux, le récepteur d'un photocoupleur n'est jamais constitué uniquement par une photodiode. Les deux structures principales et les montages correspondants sont rappelés figure 16.

- Lorsqu'il s'agit d'un phototransistor, celui-ci est caractérisé de la même manière qu'un transistor ordinaire. Le réseau $I_c = f(V_{CE})$ est donné pour différentes valeurs du courant I_F traversant la LED. Dans certains phototransistors, la base n'est pas accessible à l'extérieur, dans d'autres, elle l'est. Lorsque la base est accessible, le phototransistor est utilisable en photodio-

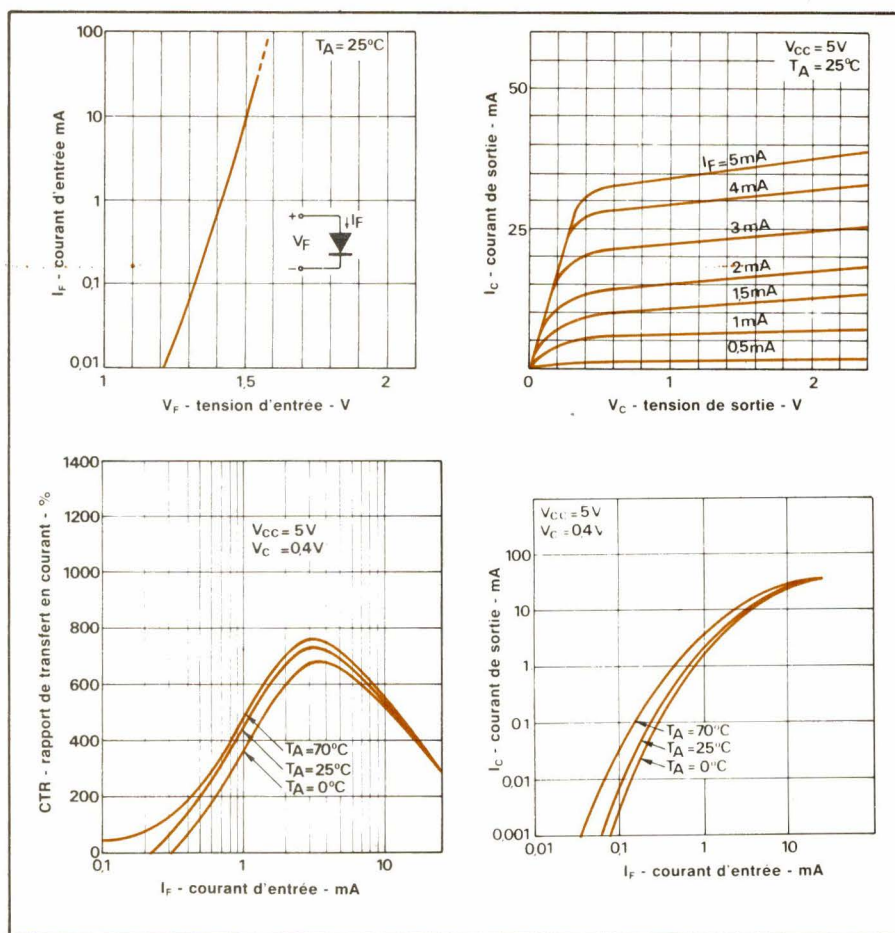


Fig. 13. – Principales courbes caractéristiques.

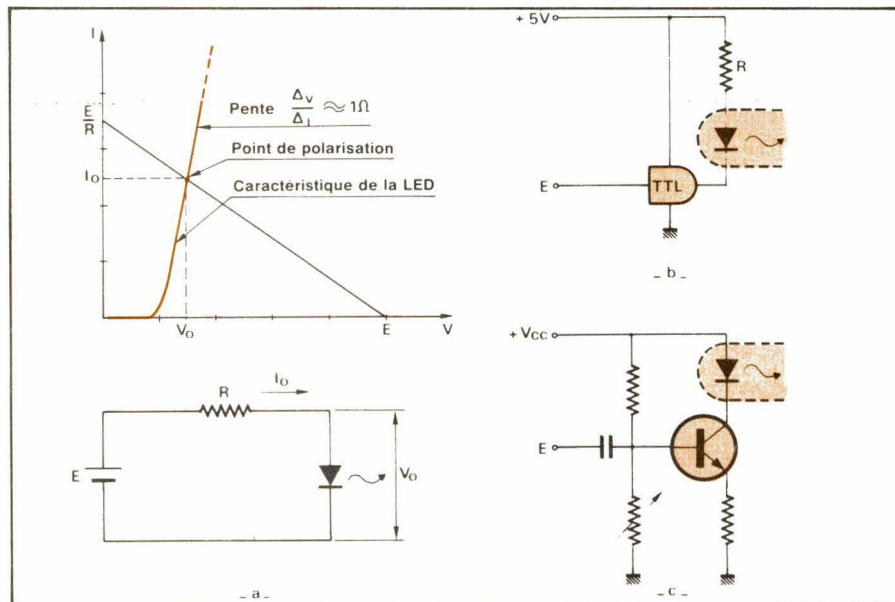


Fig. 14. – Polarisation d'une diode LED.

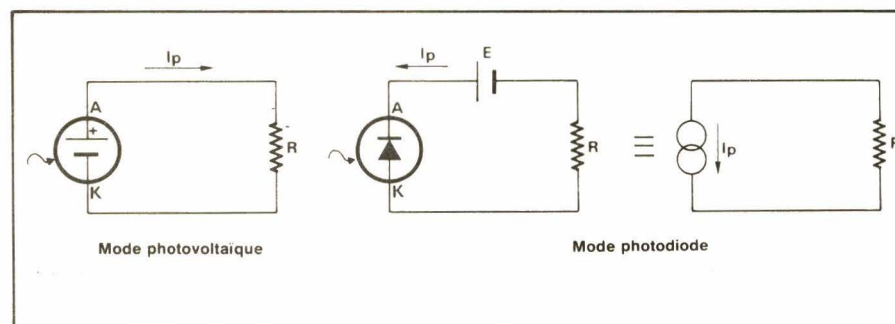


Fig. 15. – Montage d'une jonction photosensible.

de, ou bien avec une polarisation de base réglable (fig. 16a).

● Lorsqu'il s'agit d'un assemblage photodiode et transistor avec base non accessible, le photorécepteur ainsi constitué est caractérisé comme précédemment. Si la base est accessible, les fiches de caractéristiques donnent en général les courbes $I_p = f(I_F)$ et $I_c = f(V_{CE})$ pour différentes valeurs de I_p . On dispose dans ce cas d'un vaste choix de montages dont la figure 16b donne quelques exemples.

En technique digitale, il y a intérêt, chaque fois que les considérations de prix et de disponibilité le permettent, d'utiliser des photorécepteurs avec circuits logiques incorporés. La mise au point pour l'ensemble du photocoupleur se limite alors à la commande correcte de la diode LED. La sortie est à considérer comme une sortie de circuit logique TTL classique.

4 – Régime dynamique

Les caractéristiques principales du fonctionnement d'un photocoupleur en régime dynamique sont les suivantes :

- réjection de mode commun,
- isolement entrée-sortie,
- vitesse de réponse,
- couplage entrée-sortie,
- rapport de transfert en courant,
- bruit et durée de vie.

La figure 17 permet d'illustrer les définitions de ces caractéristiques.

a) Réjection en mode commun

La tension de mode commun apparaissant en sortie est due principalement au couplage interne par la capacité parasite C_{cm} . Dans les applications analogiques, c'est le taux de réjection en mode commun noté CMRR (Common Mode Réjection Ratio) qui caractérise les performances en ce domaine :

$$CMRR = \frac{\delta I_c / \delta e_{dm}}{\delta I_c / \delta e_{cm}} \quad (1)$$

On montre (biblio 4) que dans le cas d'un photocoupleur utilisé pour un montage tel que celui de la figure 17, on a :

$$CMRR = \frac{I_p / I_F}{(C_{cm} 2\pi F_{cm})(R_s + \frac{dV_F}{dI_F})} \quad (2)$$

La relation précédente suppose que la tension de mode commun e_{cm} est sinusoïdale et de fréquence F_{cm} .

A.N. : $I_p / I_F = 1\%$; $dV_F / dI_F = 10 \Omega$; $R_s = 1 \text{ k}\Omega$; $C_{cm} = 0,2 \text{ pF}$; $F_{cm} = 50 \text{ Hz}$; $\beta = 100$.

$CMRR = 1,6 \cdot 10^5$, soit 104 dB

Les définitions relatives à la rejection en mode commun constituent un point important qui ne concerne pas uniquement les photocoupleurs, mais également tous les dispositifs à entrées différentielles. Dans les applications digitales, le CMRR n'est pas significatif et l'influence du mode commun est spécifiée de la façon suivante :

- Lorsque e_{cm} est sinusoïdale, on désigne par CMRV (Common Mode Réjection Voltage), la valeur e_{cm} maximale pour laquelle les circuits digitaux ne sont pas perturbés.
- Lorsque e_{cm} n'est pas sinusoïdale, on désigne par CMTR (Common Mode Transient Réjection) la valeur de e_{cm}/d_t maximale tolérable.

Si le CMRR peut être, dans de nombreux cas, calculé par une relation telle que celle donnée en (2), le CMRV et le CMTR sont, en général, déterminés par des mesures, compte tenu, par exemple, des seuils d'immunité des circuits logiques utilisés.

b) Isolement entrée-sortie

Il se caractérise par la tension maximale que l'on peut appliquer entre entrée et sortie sans qu'une destruction ou une dégradation des performances n'intervienne. Sur les modèles courants, la tension d'isolement est de l'ordre de 500 V à 4 000 V. Des modèles spéciaux utilisant une liaison optique par fibre, permettent d'atteindre des isollements de 25 kV.

c) Vitesse de réponse

Elle est exprimée, soit par un temps de montée et un temps de propagation si le courant ΔI_F est un échelon, soit par une bande passante à 3 dB si i_F est sinusoïdal.

Dans le photocoupleur proprement dit, les éléments qui limitent la bande passante sont principalement la photodiode et l'amplificateur éventuel : la LED est toujours un dispositif nettement plus rapide que le photorécepteur. Dans ces conditions, il est important de diminuer la capacité d'entrée de ce dernier pour améliorer la rapidité. La **figure 18** montre les différentes capacités qui interviennent dans les deux principaux types de photorécepteurs. Dans un circuit avec phototransistor, la constante de temps τ_b qui détermine la vitesse s'exprime par :

$$\tau_b = R_b (A_v + 1) C_{bc}$$

soit $\tau_b = \beta R_L C_{bc} + R_b C_{bc}$ (3)

Lorsque le photorécepteur est un ensemble photodiode et transistor, on obtient :

$$\tau_b = R_b (C_{pd} + (A_v + 1) C_{bc})$$

ou encore

$$\tau_b = \beta R_L C_{bc} + R_b (C_{bc} + C_{pd})$$
 (4)

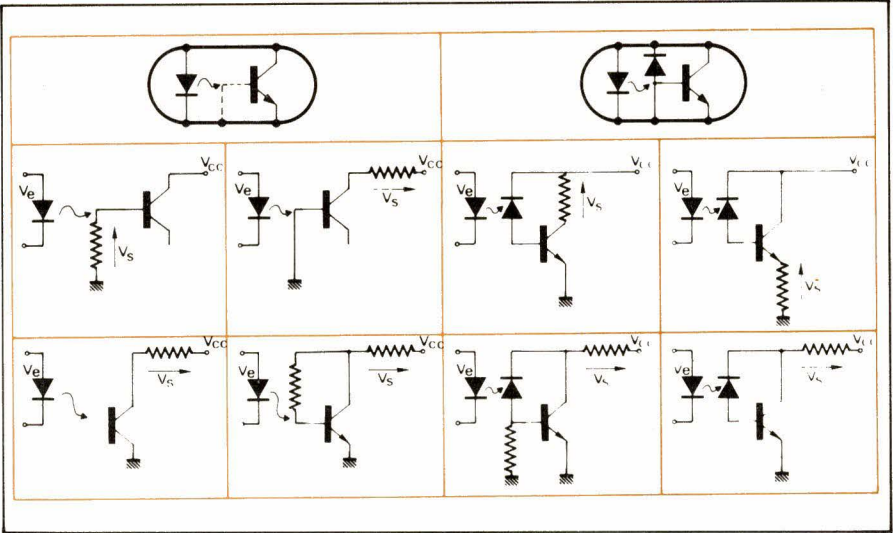


Fig. 16. – Montages et polarisation des photorécepteurs.

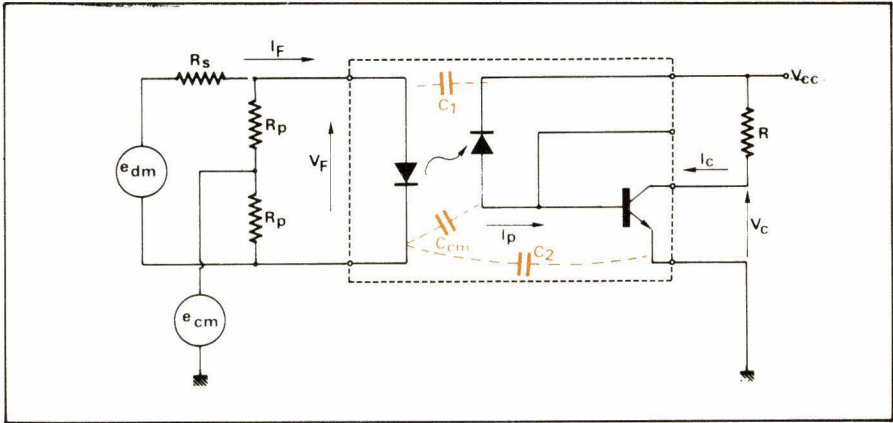


Fig. 17. – Photocoupleur en régime dynamique.

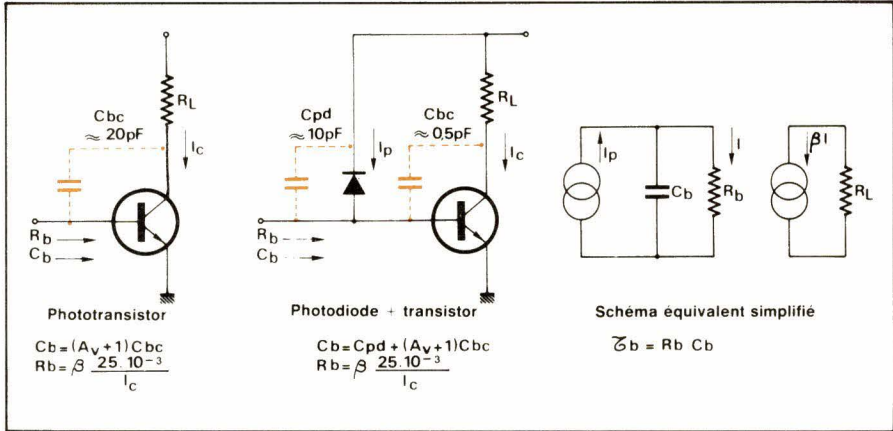


Fig. 18. – Capacités parasite dans un photorécepteur.

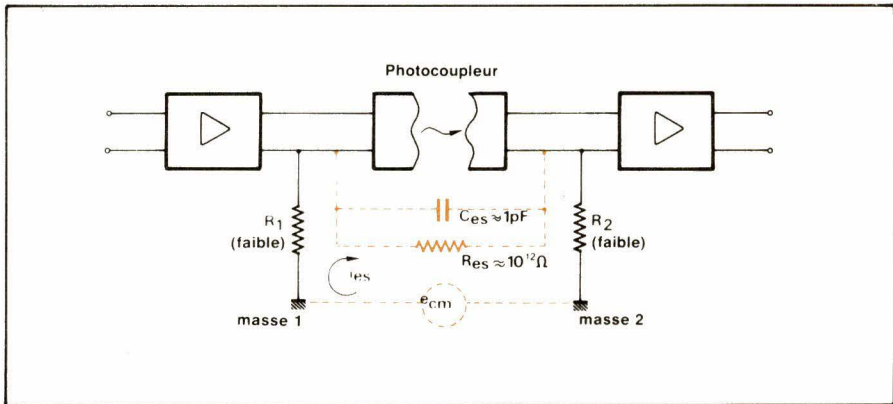


Fig. 19. – Boucles de masse dans un circuit avec photocoupleur.

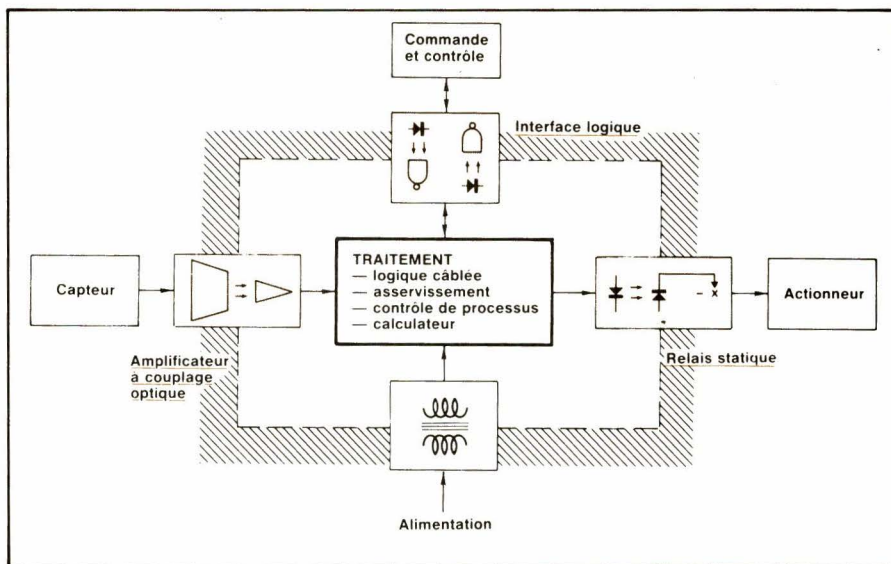


Fig. 20. - Applications des photocoupleurs.

Pour comparer les résultats donnés par les relations 3 et 4, il faut se rappeler que C_{bc} (capacité base-collecteur) est nettement plus élevée dans un phototransistor que dans un transistor ordinaire, à cause de la plus grande surface de la jonction bc du phototransistor. Si l'on considère le schéma équivalent donné **figure 18**, les relations entre la constante de temps $\tau_b = R_b C_b$, la fréquence de coupure du gain en courant et le temps de montée (10 % à 90 %) du courant de sortie en réponse à un échelon de I_p , sont les suivantes :

$$F_c \text{ (à 3 dB)} = \frac{1}{2\pi \tau_b}$$

$$t_m \text{ (10 à 90 \%)} = 2,2 \tau_b$$

La résistance R_b vue par la base d'un transistor s'exprime en fonction du courant I_c .

$$R_b = \frac{\beta \cdot 25 \cdot 10^{-3}}{I_c} \quad (T_j = 25^\circ)$$

A.N.1 : Phototransistor avec $C_{bc} = 20 \text{ pF}$, $\beta = 100$, $R_L = 1 \text{ k}\Omega$, $I_F = 15 \text{ mA}$, $\text{CTR} = I_c / I_F = 20 \%$.

$$\tau_b = 2 \mu\text{s} \quad F_c = 80 \text{ kHz} \quad t_m = 4,4 \mu\text{s}$$

A.N.2 : Photodiode et transistor avec $C_{bc} = 0,5 \text{ pF}$, $C_{pd} = 10 \text{ pF}$, $\beta = 100$, $R_L = 1 \text{ k}\Omega$, $I_F = 15 \text{ mA}$, $\text{CTR} = I_p / I_F = 0,2 \%$, $I_b = I_p$

$$\tau_b = 60 \text{ ns} \quad F_c = 3 \text{ MHz} \quad t_m = 130 \text{ ns}$$

Les dispositifs avec photodiode séparée sont donc plus favorables en ce qui concerne la vitesse de réponse. Cependant, il faut bien admettre que les photorécepteurs considérés, qui sont les seuls utilisés pratiquement dans les photocoupleurs, ne sont pas rapides.

d) Couplage entrée-sortie

Dans certaines applications, il est nécessaire de considérer les éventuelles boucles de masse :

- En courant continu, la résistance d'isolement élevée ($10^{12} \Omega$ typique) limite le courant de boucle de masse à une valeur négligeable.

- En courant alternatif les capacités internes du photocoupleur laissent circuler un courant de boucle de masse exprimé par :

$$I_{es} = C_{es} \frac{de_{cm}}{dt}$$

La capacité C_{es} est très faible mais avec e_{cm} d'amplitude et de fréquence élevées on peut observer un courant de boucle important (**fig. 19**).

e) Rapport de transfert en courant

La constance du CTR est essentielle pour les applications analogiques.

La LED possède une linéarité limitée :

- à faible niveau par les effets de courant superficiel (seuil d'électroluminescence) ;
- à niveau élevé par les effets de saturation thermique.

La photodiode présente une très bonne linéarité et c'est le gain du transistor (ou du phototransistor) qui est responsable des défauts de linéarité du photorécepteur.

La dégradation du rendement de la LED avec le temps et le régime de fonctionnement a pour conséquences :

- dans les applications analogiques, une instabilité du CTR qu'il faut compenser par des montages appropriés ;
- dans les applications digitales, une diminution de la sortance donc de l'immunité au bruit qui est évitée par une marge de fonctionnement suffisante.

f) Bruit

En pratique, un photocoupleur est utilisé avec des signaux suffisamment

grands pour que le bruit interne puisse être négligé ; celui-ci a des sources diverses localisées dans la LED et dans la photodiode.

La contribution majeure provient de la photodiode pour laquelle on considère une source de bruit de densité spectrale :

$$i_n^2 = \underbrace{2 e I_p}_1 + \underbrace{\frac{4 k T}{R_s + R_1}}_2$$

1 bruit de grenaille de la jonction

2 bruit thermique de la résistance série et de la résistance de charge de la photodiode.

L'expression précédente conduit à la notion de puissance équivalente de bruit (PEB) définie comme étant la puissance du signal lumineux qui produit, par hertz, un signal électrique de même puissance que celle du bruit propre de la photodiode dans l'obscurité.

L'expression de PEB est la suivante :

$$\begin{aligned} \text{PEB} &= \frac{I_n}{S} \\ &= \frac{1}{S} \left[2 e I_0 \Delta F + \frac{4 k T \Delta F}{R_s + R_1} \right]^{1/2} \end{aligned}$$

en $\text{W/Hz}^{1/2}$

g) Durée de vie

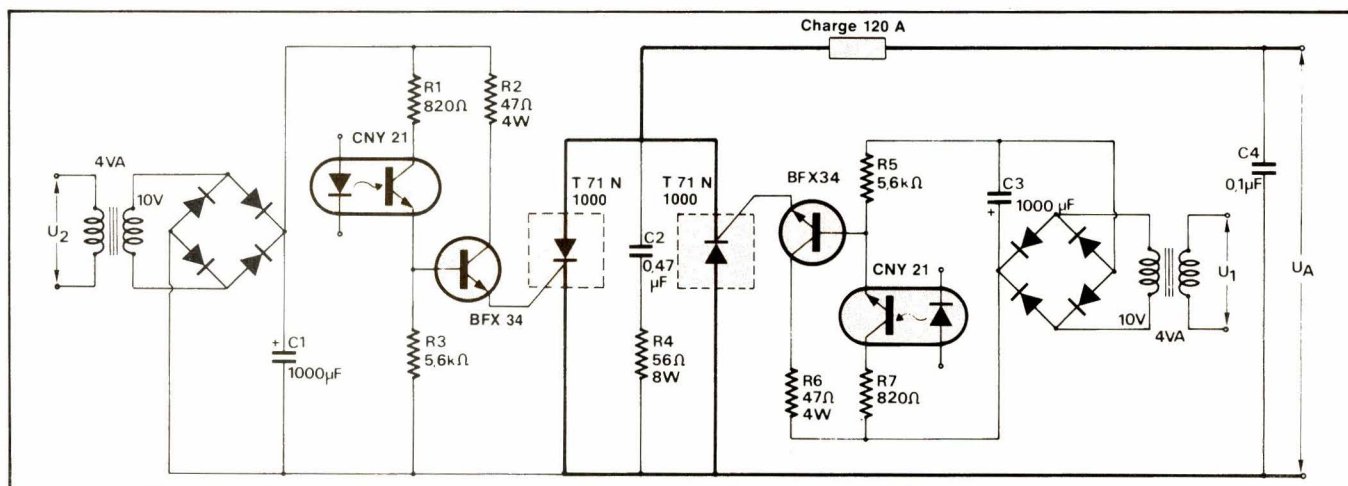
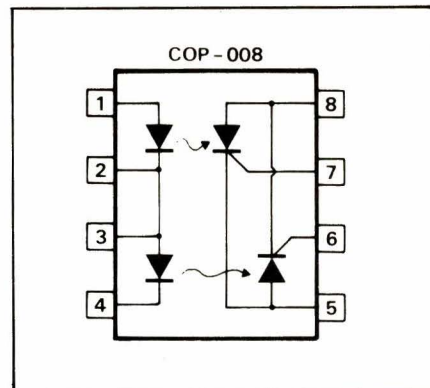
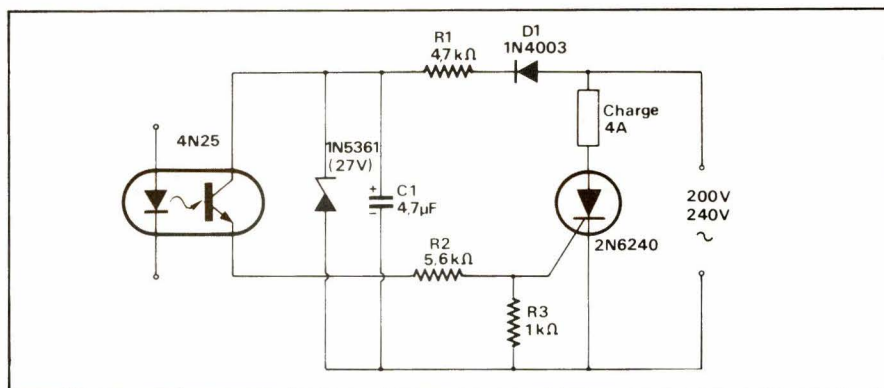
La faible durée de vie des photocoupleurs, comparée aux autres composants électroniques, résulte de la décroissance du rendement de la LED. Le flux de rayonnement diminue, en cours de fonctionnement, d'autant plus vite que le courant d'entrée I_F et la température d'utilisation sont plus élevés.

Applications des photocoupleurs

1. Généralités

Quelles sont les fonctions pouvant être assumées par le photocoupleur ? Tout d'abord, la **fonction relais** : en assurant l'isolement, il peut être employé en logique ou en commutation ; ensuite la **fonction transformateur** : en assurant, là encore, l'isolement et la possibilité de transmettre un signal analogique. Enfin, le fait que la composante continue soit restituée au secondaire marque un avantage sur le transformateur et rappelle la fonction assumée par l'amplificateur magnétique.

A l'origine le manque de stabilité des photocoupleurs les ont surtout destinés aux applications digitales à faible vitesse. C'est ainsi que les relais statiques



ques ont été les premiers circuits qui utilisaient des photocoupleurs. L'amélioration de la vitesse de réponse a permis de réaliser des interfaces entre circuits logiques. En dernier lieu, l'augmentation de la linéarité et de la stabilité ont abouti à la réalisation d'amplificateurs à couplage optique.

Actuellement, les photocoupleurs sont surtout utilisés dans le domaine de l'électronique industrielle (régulation, automatismes, péri-informatique).

La figure 20 représente un système dans lequel les principales applications des photocoupleurs sont utilisées. L'isolement électrique de l'ensemble de traitement ainsi obtenu peut avoir un triple but :

- protection des personnes
- protection des équipements et du matériel
- protection du fonctionnement.

Ainsi que le suggère la **figure 20**, ce chapitre traitera respectivement :

- les applications en relais statiques
- les applications digitales
- les applications analogiques.

2. Relais statiques

Quatre grandes familles de relais existent actuellement :

- les relais électromécaniques classiques
- les relais reed (relais à lames souples - RLS)
- les relais hybrides (électromécanique + électronique)
- les relais statiques (à couplage magnétique ou optique).

Un relais statique est un dispositif destiné à ouvrir ou fermer un circuit électrique de sortie sous l'action d'une commande sur le circuit d'entrée sans qu'aucune pièce mécanique ne soit en mouvement. Un très grand isolement et une tension disruptive élevée sont recherchés : le photocoupleur est bien adapté à la fonction d'isolement dans un tel dispositif.

a) Commande de thyristor par photocoupleur

Le montage de la **figure 21** permet de commuter 4A efficaces en configuration demi-onde. La tension secteur est redressée en mono-alternance par la diode D_1 et charge le condensateur C_1 à travers la résistance de 4,7 k Ω . La diode zener limite cette charge à 27 V. Lorsque la diode électroluminescente est alimentée, le phototransistor décharge C_1 dans le diviseur de tension R_2 , R_3 qui assure l'alimentation de la gâchette du thyristor, ce qui rend ce dernier passant lorsque son anode est positive par rapport à la cathode.

La **figure 22** donne le schéma d'un circuit de commande de deux thyristors antiparallèles. Avec deux thyristors de puissance T71N, montés sur radiateurs, on peut admettre un courant de 120 A à 25 °C. La charge peut ainsi atteindre 45 kVA sous une tension de 380 V. Un dispositif intéressant est constitué par le double photocoupleur à thyristor COP-008 de MTI qui permet de commuter directement 8 A sous une tension de 380 V. Ce circuit est constitué de deux thyristors antiparallèles couplés optiquement à des LED. La rigidité électrique entre entrée-sortie-radiateur est de 2500 V. Les thyristors équipant ce dispositif sont caractérisés par une tension de retournement de 700 V (**fig. 23**).

b) Commande de triac par photocoupleur

Un premier schéma de commande de triac est donné **figure 24**. Le courant d'amorçage négatif offre une meilleure caractéristique de déclenchement qu'un courant positif. La résistance R_2 fixe le courant de déclenchement ; on applique la relation :

$$R_2 \leq \frac{U_{c3} - U_{GT} - U_{CE}}{I_{GT}}$$

U_{c3} : tension minimale aux bornes de C_3 (14 V)

U_{GT} : tension maximale de déclenchement (3 V)

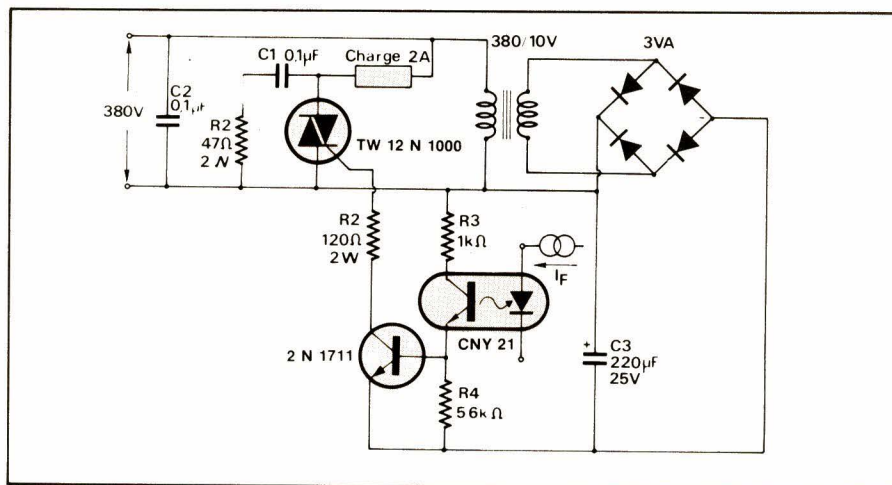


Fig. 24. – Relais statique à triac (étude Téléfunken).

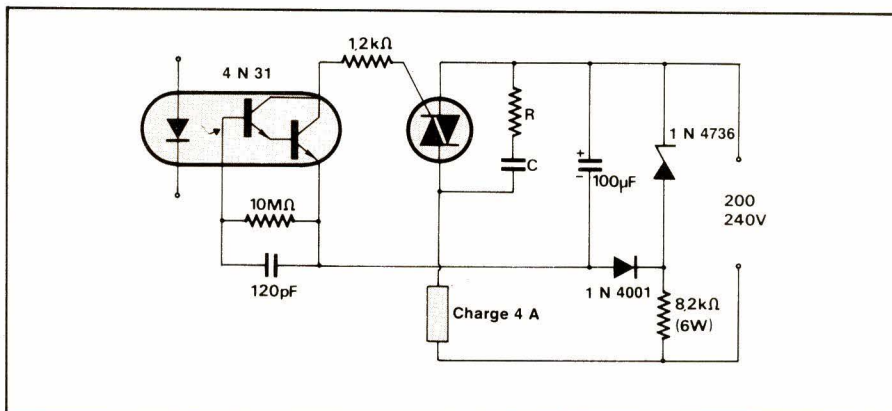


Fig. 25. – Relais statique à triac (étude Motorola).

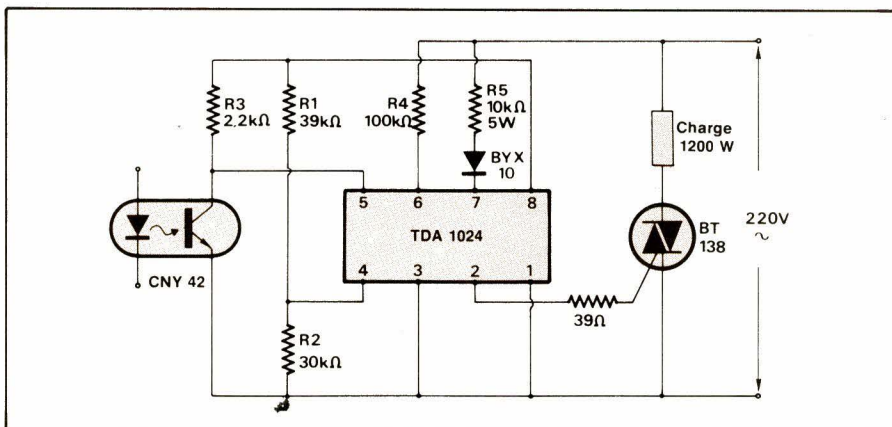


Fig. 26. – Relais statique avec synchronisation secteur (étude RTC).

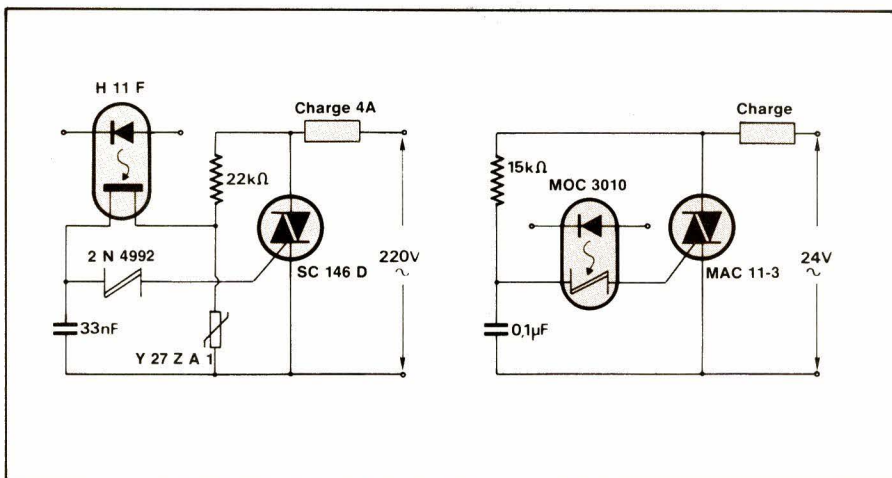


Fig. 27. – Relais statiques utilisant des photocoupleurs spéciaux.

U_{CE} : tension résiduelle collecteur émetteur de T_2 (0,5 V)

I_{GT} : courant de déclenchement maximal (80 mA).

La résistance R_3 limite le courant et la puissance dans le phototransistor. R_4 assure la polarisation correcte de T_2 . Il faut aussi tenir compte du rapport de transfert en courant dans le photocoupleur pour déterminer le circuit de commande :

$$CTR = \frac{\text{courant dans le phototransistor}}{\text{courant dans la diode LED}} = \frac{I_C}{I_F}$$

Le courant I_F qui doit circuler dans la diode pour provoquer l'amorçage du triac sera :

$$I_{Fmax} > I_F \geq \frac{U_{c3}}{CTR \cdot R_2 \cdot \beta}$$

Le réseau R_1C_1 protège le triac contre des dv/dt trop élevés susceptibles de provoquer des amorçages et dans certaines conditions la destruction du composant.

Le schéma suivant (fig. 25) utilise un photocoupleur à transistor darlington qui commande directement le triac. L'absence de transformateur et d'amplification à la sortie du photocoupleur se traduit par un schéma sensiblement plus simple que le précédent. Le circuit RC entre base et émetteur du photodarlington réduit la sensibilité aux signaux transitoires ou faibles.

Un problème intervient au moment de l'amorçage du triac ou du thyristor. En effet si celui-ci se produit au milieu du cycle alternatif il y a un accroissement très rapide du courant dans la charge et par conséquent génération de parasites en radiofréquences. Cet inconvénient peut être évité par l'utilisation d'une commande qui déclenche l'élément de commutation de puissance quand la tension alternative passe par zéro. Un tel dispositif réalisé en composants discrets est complexe. Des circuits intégrés spéciaux tel le TDA1024 apportent une solution économique et se prêtent bien à la commande par photocoupleur (fig. 26).

La figure 27 donne deux schémas de commande de triac par photocoupleurs d'une remarquable simplicité. L'un des circuits fait appel au photocoupleur à TEC de General Electric l'autre utilise un SBS photosensible (SBS : Silicon Bilateral Switch) couplé à une diode électroluminescente.

La détection d'appel en téléphonie constitue une application intéressante du relais statique à photocoupleur. Dans ce cas, la sortie s'effectue en

continu et sous faible puissance. Le schéma d'un tel dispositif est donné **figure 28**. Le circuit présente une impédance élevée vis-à-vis des courants de conversion grâce aux résistances de 100 k Ω en série avec la LED. Le condensateur C₁ permet d'alimenter le photocoupleur seulement par le courant alternatif d'appel constitué de salves de 50 Hz d'une amplitude de l'ordre de 100 V crête à crête. Ce condensateur C₁ évite en outre de fermer la boucle de détection d'abonnés en courant continu. En sortie le condensateur C₂ réalise une intégration qui permet de s'affranchir d'appels intempestifs de durée brève.

3. Applications digitales

Lorsqu'il est nécessaire de transmettre de l'information entre systèmes éloignés et cela, dans des milieux très perturbés électriquement, le problème de la protection contre les parasites créés, soit par des masses à des potentiels différents, soit par des champs magnétiques ou électriques, se pose constamment. Jusqu'à l'apparition du photocoupleur, le problème de la protection des circuits logiques contre l'environnement industriel était résolu par l'emploi de relais pour les fréquences basses, de transformateurs pour les fréquences plus élevées. Tous ces dispositifs, comme le photocoupleur assurent le découplage galvanique et annulent donc les parasites créés par les retours de masse. Aucun de ces dispositifs, même le photocoupleur, ne protège la partie logique lors de l'apparition d'un courant induit dans la ligne alimentant l'entrée de ces éléments ; il faut donc toujours recourir aux systèmes classiques : insertion d'une constante de temps, d'un seuil, emploi de câbles blindés, torsadés, etc.

a) Interfaces

Les circuits d'interface permettent la transmission d'un signal entre des familles logiques qui ne sont pas compatibles ou qui doivent être isolées les unes des autres pour les raisons évoquées ci-dessus.

La **figure 29** montre une interface entre circuits logiques couplés optiquement. Les caractéristiques des familles logiques utilisées interviennent dans le calcul des valeurs des composants :

$$R_e = \frac{V_{cc1} - V_F - V_{ol}}{I_F}$$

$$\frac{V_{cc2 \text{ max}} - V_{ol}}{I_F \text{ min. CTR. min. } (1-X/100) - m_{li}} \cdot 100$$

$$\leq R_l \leq \frac{V_{cc2 \text{ min}} - V_{oh}}{I_{oh \text{ max}} + m_{li}}$$

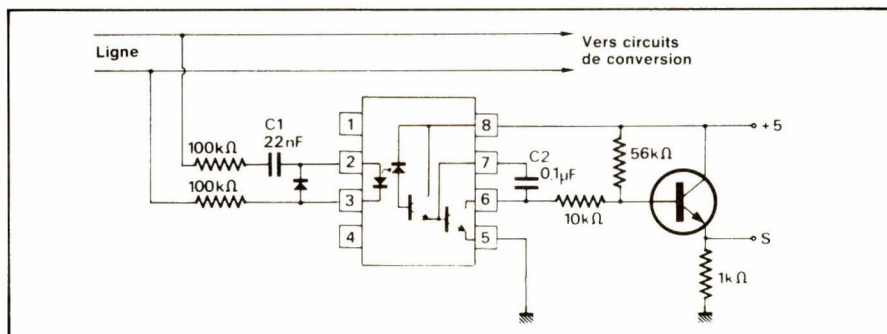


Fig. 28. - Détection d'appel en téléphonie.

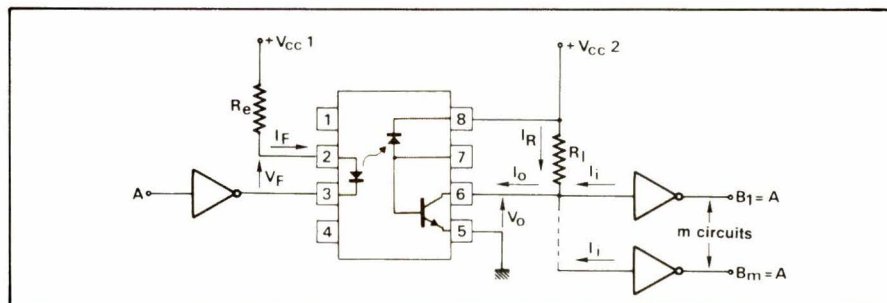


Fig. 29. - Interface entre circuits logiques.

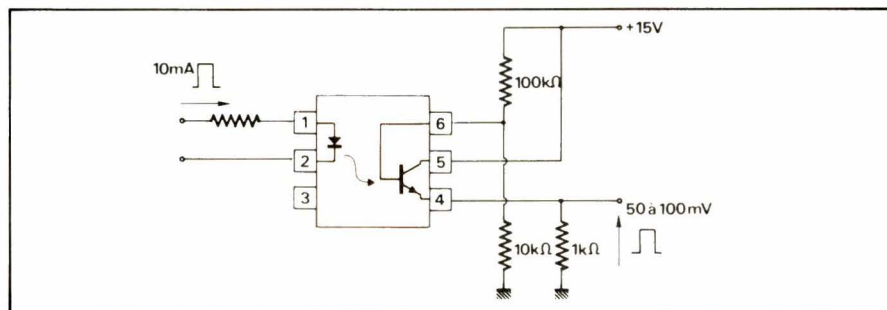


Fig. 30. - La polarisation et le montage collecteur commun permettent d'augmenter la vitesse de réponse.

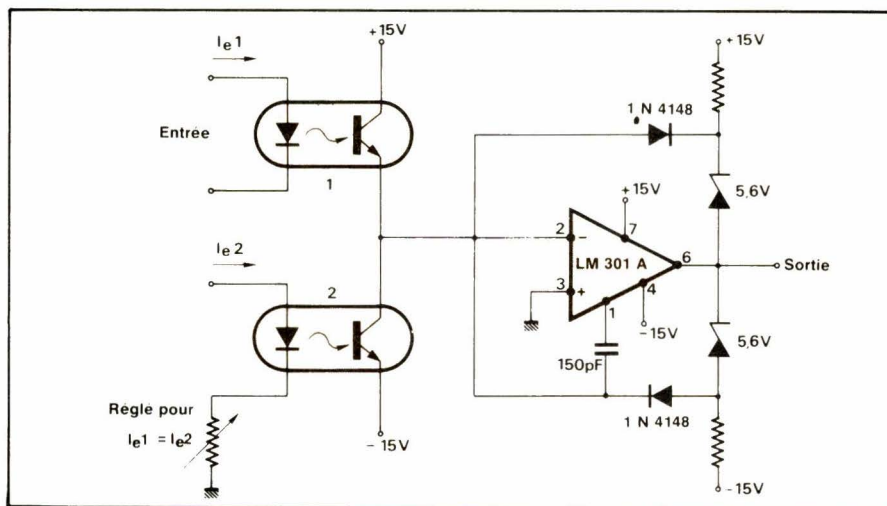


Fig. 31. - Transmission précise d'impulsions par photocoupleurs.

Le calcul des résistances R_e et R_l , très critique pour le bon fonctionnement à long terme, fait intervenir les tolérances sur les composants, les tensions d'alimentation et surtout la dégradation maximale prévisible en % du CTR. Cette dégradation est représentée dans les relations précédentes par X .

A.N. : $V_{cc1} = V_{cc2} = 5 \text{ V} \pm 5\%$,
entrée et sortie TTL, $\text{CTR} \geq 15\%$, $m = 1$, $X \leq 15\%$, $I_F = 16 \text{ mA}$, $V_F = 1,5 \text{ V}$

On trouve $R_e = 180 \Omega$ et $R_l = 39 \text{ k}\Omega$.

Les photocoupleurs utilisant un phototransistor ont une fréquence de coupure du gain en courant de l'ordre de 100 kHz (voir § vitesse de réponse). Afin de transmettre correctement des signaux aux vitesses admises par les logiques TTL ou CMOS, il faut que les fréquences de coupure du photocoupleur soient de l'ordre de plusieurs MHz. La première solution consiste à

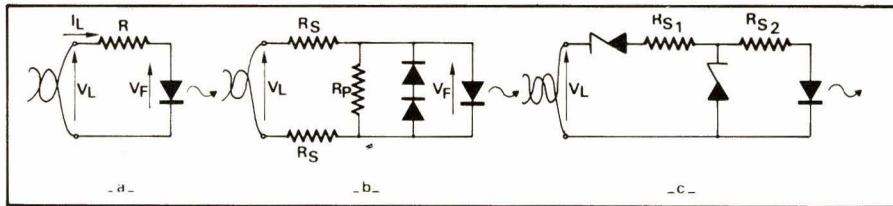


Fig. 32. – Terminaisons passives : en a, circuit simple à faible immunité ; en b, circuit symétrique adapté ; en c, circuit à immunité élevée (Biblio 4).

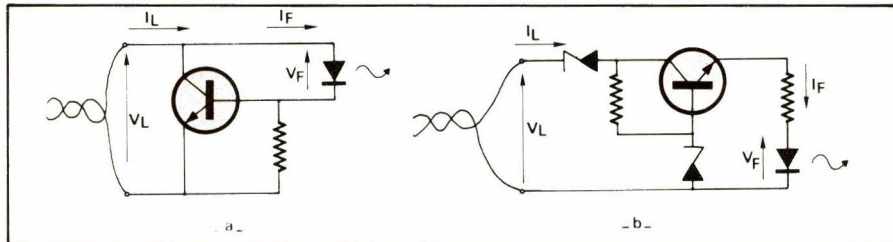


Fig. 33. – Terminaisons actives ; en a, l'immunité est faible ; en b, l'immunité est élevée.

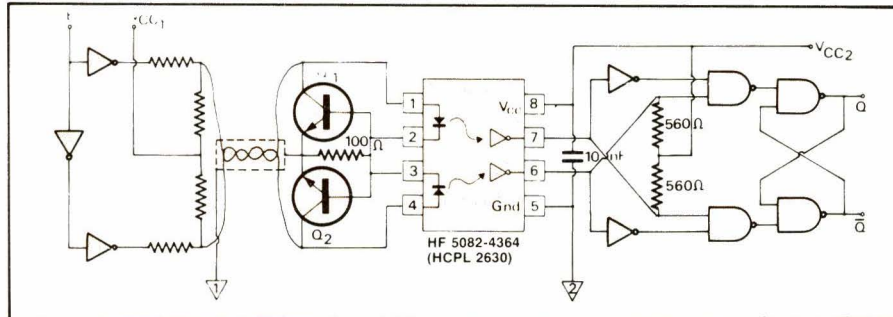


Fig. 34. – Transmission par double photocoupler.

utiliser des photocoupleurs avec photodiode séparée. Une autre solution nécessite la polarisation du phototransistor comme indiqué figure 30.

b) Transmission précise d'impulsions

Les photocoupleurs transmettent assez bien les signaux impulsionnels mais ils souffrent de certaines limitations lorsqu'il s'agit d'impulsions modulées en largeur. Une imprécision apparaît, qui est due à leur médiocre vitesse de réponse et aux variations de caractéristique en fonction de la température. L'adjonction d'un amplificateur opérationnel permet d'améliorer le fonctionnement. La figure 31 représente un montage dans lequel la tension de sortie du photocoupler 1 est maintenue constante : le LM301 joue le rôle d'un détecteur de zéro en boucle ouverte qui nécessite un signal infime en provenance du photocoupler pour basculer sur les « butées » ménagées par les deux boucles de contre-réaction. La tension de sortie du photocoupler 1 est maintenue presque à zéro et la vitesse de commutation n'est plus limitée que par la vitesse de variation de sortie de l'amplificateur opérationnel (10 V/μs pour le LM301A). Les variations de température agissent de la même manière sur les courants des photocoupleurs 1 et 2 et ne provoquent donc aucune erreur sur l'instant de passage par zéro à condition que les deux photocoupleurs soient bien appa-

c) Récepteurs de ligne à photocoupleurs

Lors de la transmission de signaux digitaux sur une distance relativement longue ou dans des environnements très parasités, les boucles de masse, le décalage de tension, les couplages parasites sont des obstacles au bon fonctionnement. Il est préférable d'utiliser dans ce cas des lignes bifilaires. Une amélioration supplémentaire peut être obtenue en utilisant un photocoupler comme récepteur de ligne. Cet élément permet, en plus de l'isolement électrique, de réduire la valeur des courants de boucle de masse et les effets des tensions de mode commun.

En général, l'amplificateur qui débite sur la ligne le fait avec une tension et un courant supérieurs aux valeurs requises par la LED. Il y a lieu de prévoir un circuit de terminaison qui aura pour fonction :

- d'assurer les valeurs correctes de I_F et V_F en apportant éventuellement un seuil d'immunité
- de conserver la symétrie de la ligne
- de limiter les réflexions dues à la désadaptation.

Les circuits de terminaison intercalés entre une ligne de transmission et un photocoupler sont de type passif (fig. 32) ou actif (fig. 33). Dans les cas les plus difficiles, il est nécessaire de prévoir des circuits plus élaborés. Un montage tel que celui de la figure 34

tiré du manuel Hewlett Packard (Biblio 4) est particulièrement bien protégé contre les perturbations grâce à sa structure symétrique.

4. Applications analogiques

a) Généralités

Les photocoupleurs sont utilisés dans les systèmes où un signal analogique doit être transmis entre deux circuits isolés et entre lesquels existe une différence de potentiel élevée ou un bruit induit.

Parmi ces applications on trouve :

- Les interfaces entre capteurs industriels et dispositifs de traitement ou entre sondes médicales et ensembles de surveillance des malades.
- Le contrôle et la mesure sous tension élevée.
- Les amplificateurs audio ou vidéo-fréquence qui doivent satisfaire à des normes particulières en matière d'isolement.
- Les circuits de contre-réaction dans les dispositifs dont l'entrée et la sortie sont isolées.

Le photocoupler peut généralement transmettre directement le signal sous forme analogique. Pour cela, il est incorporé dans un circuit nommé amplificateur à couplage optique ou amplificateur opto-isolé. Quelquefois, dans les systèmes où une très grande linéarité et stabilité sont recherchées, le signal analogique est converti sous forme digitale avant d'être transmis par le photocoupler.

b) Amplificateur opto-isolé

L'amplificateur à couplage optique représenté figure 35 opère selon le principe qu'un simple photocoupler peut être polarisé dans une région où le CTR différentiel ($\delta I_p / \delta I_F$) est constant. La linéarité peut être augmentée, au détriment du rapport signal sur bruit, en réduisant l'excursion du courant d'entrée I_F . L'absence de contre-réaction incluant le photocoupler rend le gain de l'ensemble très dépendant du CTR.

En se plaçant dans le cas de petits signaux on a pour l'étage d'entrée :

$$V_e = R_3 I_F$$

et pour l'étage de sortie :

$$V_s = \frac{R_4 R_7}{R_6} I_p$$

D'où le gain :

$$A = \frac{V_s}{V_e} = (CTR)_{\text{diff}} \frac{R_4 R_7}{R_3 R_6}$$

La figure 36 représente le schéma d'un amplificateur différentiel dont la bande passante englobe le continu. L'amélioration par rapport au schéma précédent porte essentiellement sur la stabilité et la réjection en mode commun.

Les amplificateurs A_3 et A_4 donnent une tension de sortie proportionnelle à la différence entre I_{C1} et I_{C2} :

$$V_s = -R_5 \left[\frac{R_3}{R_4} \cdot I_{C1} - I_{C2} \right]$$

Les amplificateurs A_1 et A_2 et la source de courant constant I_{CC} commandent les courants I_{C1} et I_{C2} qui circulent dans les LED :

$$I_{F1} = \frac{I_{CC}}{2} \left(1 + \frac{V_e}{R \cdot I_{CC}} \right)$$

$$I_{F2} = \frac{I_{CC}}{2} \left(1 - \frac{V_e}{R \cdot I_{CC}} \right)$$

D'où finalement :

$$V_s = -\frac{R_5}{R} \text{CTR} \cdot V_e$$

avec $\text{CTR} = \text{CTR}_1 = \text{CTR}_2$

$$R = R_1 = R_2$$

c) Amplificateurs opto-isolés compensés (Biblios 4 et 5)

Ce sont des amplificateurs dont la linéarité est accrue par une contre-réaction effectuée à l'aide d'un photocoupleur de caractéristiques aussi voisines que possible du photocoupleur direct. La figure 37 donne les deux montages possibles. En (a) le photocoupleur 1 alimenté par le signal d'entrée applique une tension négative sur l'entrée inverseuse. La tension de sortie positive provoque un courant I_{F2} dans le photocoupleur 2 d'où un courant I_{P2} . Si l'impédance d'entrée de l'amplificateur est suffisamment grande, on aura :

$$I_{P1} = I_{P2}$$

Les rapports de transfert en courant étant CTR_1 et CTR_2 il en résulte :

$$I_{P1} = \text{CTR}_1 \cdot I_{F1}$$

$$I_{P2} = \text{CTR}_2 \cdot I_{F2}$$

d'où :

$$I_{F2} = \frac{\text{CTR}_1}{\text{CTR}_2} I_{F1}$$

Soit en petits signaux :

$$V_s = \frac{\text{CTR}_1}{\text{CTR}_2} \cdot \frac{R_s}{R_e} V_e$$

A la figure 37b c'est le photocoupleur 1 qui réalise la contre réaction. Le courant I_F délivré par l'amplificateur opérationnel commande les deux LED. Le photocourant I_{P1} qui circule dans R_E développe dans cette résistance une tension égale à V_E .

$$V_e = R_E I_{P1}$$

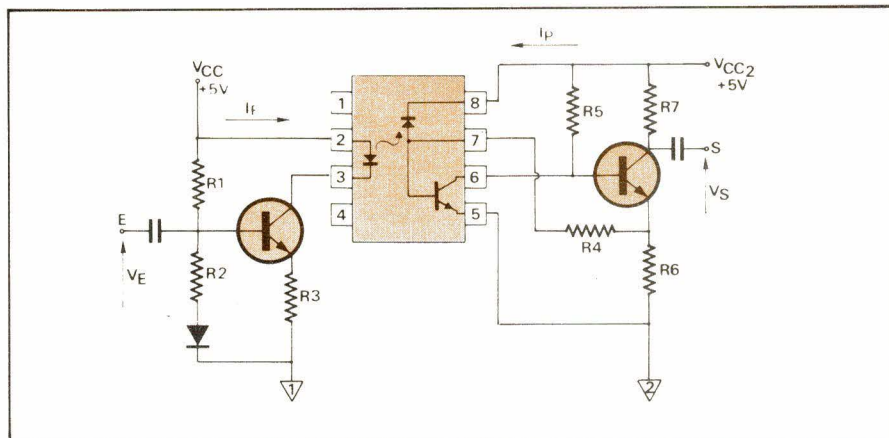


Fig. 35. - Amplificateur à couplage optique et liaison AC.

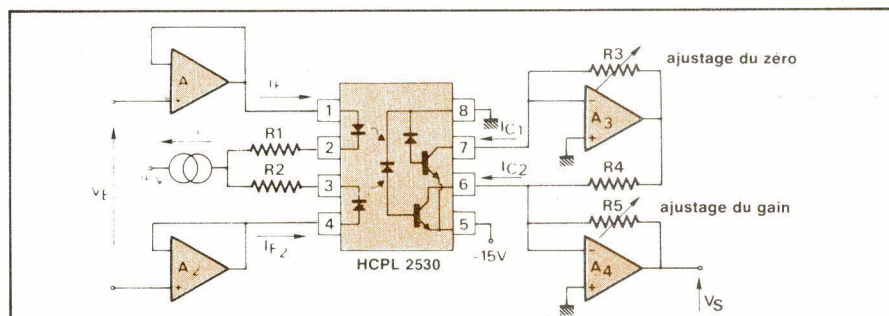


Fig. 36. - Amplificateur différentiel à couplage optique.

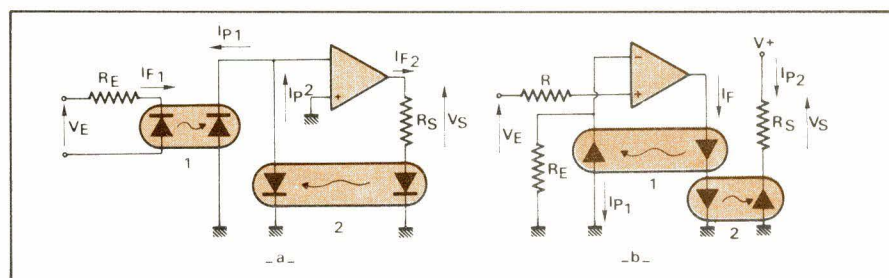


Fig. 37. - Principes d'amplificateurs opto-isolés compensés.

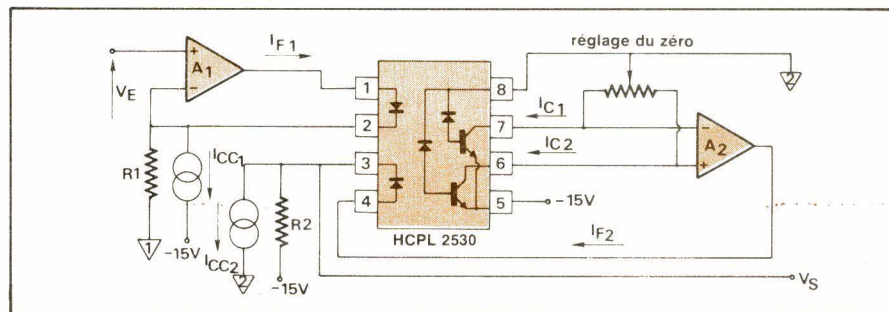


Fig. 38. - Réalisation d'un amplificateur compensé en sortie.

La tension de sortie sur R_s est

$$V_s = R_s I_{P2}$$

En posant

$$I_{P1} = \text{CTR}_1 I_F$$

$$I_{P2} = \text{CTR}_2 I_F$$

On obtient

$$V_s = \frac{\text{CTR}_2 R_s}{\text{CTR}_1 R_e} V_e$$

La linéarité de la fonction de transfert dépend de la qualité de l'appariement entre CTR_1 et CTR_2 . Les meilleurs résultats seront obtenus en utilisant des doubles photocoupleurs. Les

figures 38 et 39 donnent deux exemples de réalisations pratiques utilisant des photocoupleurs Hewlett-Packard. Dans les deux cas, la linéarité est meilleure que 2 %.

d) Amplificateur linéaire (Biblio 6)

Le couplage optique linéaire améliore encore les performances et permet d'atteindre une très grande linéarité et une bonne stabilité. La figure 40 représente un circuit de principe utilisant une LED, 2 photodiodes appariées et 2 amplificateurs opérationnels.

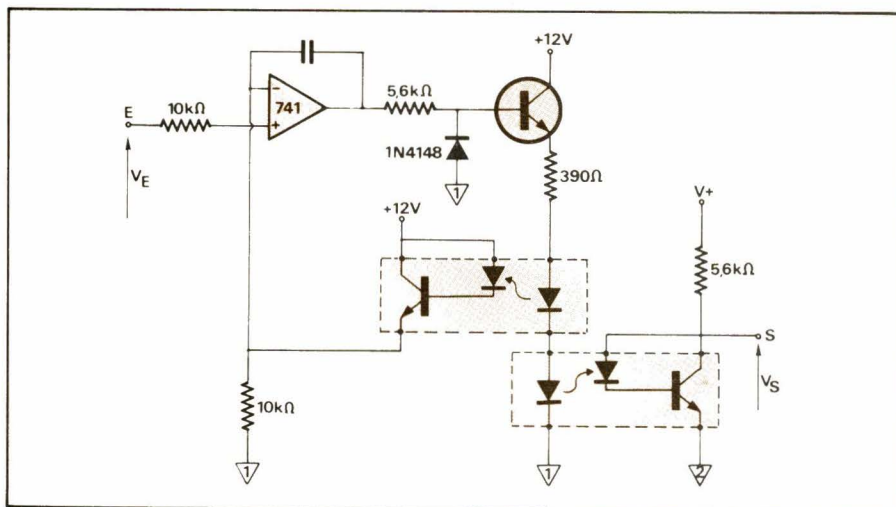


Fig. 39. – Réalisation d'un amplificateur compensé en entrée.

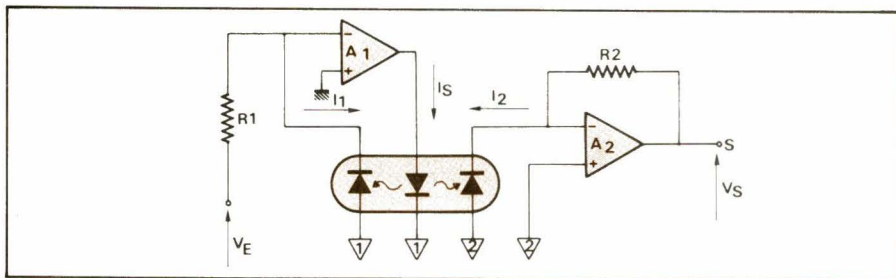


Fig. 40. – Amplificateur optoisolé linéarisé.

Tableau IV				
	Couplage AC	Différentiel	Compensé	Linéarisé
Type de photocoupleurs	simple	double	double	émetteur simple récepteur double
Linéarité globale	1 à 5 %	1 à 5 %	0,15 à 1 %	0,01 à 0,2 %
Stabilité du gain en fonction de la température	- 0,5 %/°C	- 0,4 %/°C	- 0,03 %/°C	0,005 à 0,03 %/°C
Stabilité de gain à long terme		5 à 20 %	3 à 18 %	0,075 %
Bande passante	min. suivant C jusqu'à 10 MHz	DC - 1 MHz	DC - 100 kHz	DC - 100 kHz
Rapport signal/bruit pour F < 100 Hz		65 à 85 dB	65 à 85 dB	110 dB
Réjection du mode commun	22 dB à 1 MHz	70 dB à 1 kHz	46 dB à 1 kHz	120 dB

En supposant l'impédance d'entrée très grande, on a :

$$I_e = I_1 = \frac{V_e}{R_1}$$

Le courant I_2 fourni par D_2 pilote le convertisseur courant-tension réalisé par A2. La tension de sortie est :

$$V_s = R_2 \cdot I_2$$

Pour un même flux de lumière émis par la LED : $I_1 = I_2 = I_e$.

La fonction de transfert devient :

$$V_s = V_e \frac{R_2}{R_1}$$

L'inconvénient de l'amplificateur linéaire est qu'il nécessite un photocoupleur spécial constitué par une LED couplée optiquement à deux photorécepteurs appariés. Si l'on se reporte au tableau III, on constate qu'un tel composant n'existe pas sous forme compacte d'où une difficulté de réalisation.

Exemple de réalisation : série 3650/52 de BURR-BROWN

- Isolement $\pm 2\,000\text{V}$
- Tension de décalage < 0,5 mV
- Non-linéarité < 0,05 %
- Dérive du gain < 0,005 %/°C
- Courant de fuite < 0,25 μA sous 240 V
- Réjection de mode commun > 120 dB
- Largeur de bande (3 dB) 15 kHz

Le tableau IV, résume les performances maximales obtenues avec les différents types d'amplificateurs isolés optiquement.

Conclusion

Les photocoupleurs disposent d'un large domaine d'application potentiel. Il semble cependant que ces composants ne possèdent pas une très bonne réputation auprès des constructeurs de systèmes. Il faut bien reconnaître que ceci n'est pas totalement injustifié.

La dégradation des performances, la faible durée de vie (10^4 h) de la diode électroluminescente, la baisse importante de la tension d'isolement à haute température ($\sim 100^\circ\text{C}$) et la limitation en fréquence sont les inconvénients majeurs des premiers modèles de photocoupleurs.

Des progrès importants ont permis d'améliorer certaines caractéristiques tels que l'isolement et la linéarité. L'utilisation de photodiodes PIN ou à avalanche, permettrait l'accroissement des vitesses de réponse.

En fait, moyennant certaines précautions indiquées dans les manuels d'application, les photocoupleurs permettent de résoudre simplement la plupart des problèmes de transmission de signaux et d'interconnexions en milieu fortement parasité ou lorsqu'un isolement important est recherché. C'est pourquoi, on peut considérer que ces dispositifs auront dans l'avenir un développement important.

L'auteur remercie les distributeurs des différentes firmes qui ont bien voulu lui faire parvenir la documentation utilisée pour la préparation de cette étude.

Les réserves d'usage sont à appliquer aux renseignements donnés dans le tableau III. Cette classification est extraite des catalogues et donc soumise aux mêmes éventuels changements.

J. Michel MALFERIOL

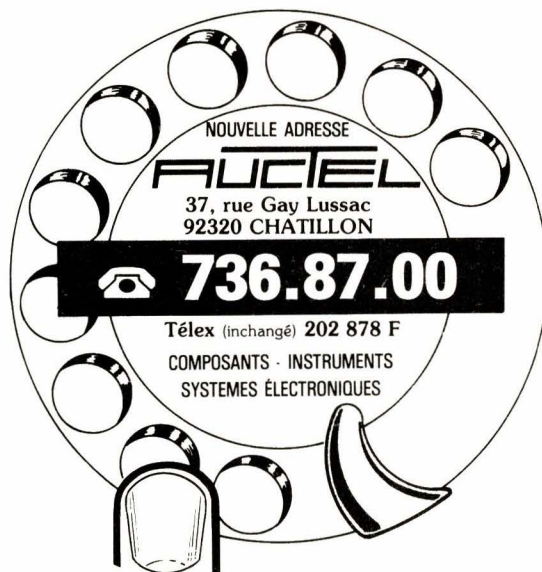
Index bibliographique (suite)

- GAGES S., EVANS D., HODAPP M., SORENSEN H. : Opto-electronics application manual, Hewlett-Packard Mc Graw-Hill Book company, 1977.
- OLSCHEWSKI B. : Differential optical couplers, Electronics, January 19 1978.
- BURR-BROWN - AN58 : Optical coupling extends isolation amplifier utility.

Notes d'application et fiches techniques :

- RTC
- Motorola
- Telefunken
- Monsanto
- General Electric
- Litronix
- Spectronics
- Texas Instruments
- Hewlett-Packard
- Siemens

AUCTEL
AUCTEL
AUCTEL
AUCTEL
AUCTEL
AUCTEL
AUCTEL
AUCTEL
AUCTEL
AUCTEL



AUCTEL
AUCTEL
AUCTEL
AUCTEL
AUCTEL
AUCTEL
AUCTEL
AUCTEL
AUCTEL
AUCTEL

DÉPARTEMENT COMPOSANTS



Transistor, Diode,
Opto-circuit intégré



Semi-conducteurs



Diode, Pont de Diodes



MOTOROLA
Semiconductors

Transistors - CMOS -
Régulateurs - Ampli - Op



TTL - CMOS - Ampli - Op



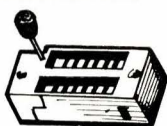
Supports de CI - TTL - Ampli -
Op - Opto



Résistance, Potentiomètre ajus-
table, Condensateur céramique,
Plaquette



Support insertion nulle



Supports de CI, Carte support,
Accessoire de câblage



Résistance bobinée RB -
Condensateur CTS13, Film plas-
tique, chimique, Trimmer



Dip Switches



Pince de contrôle pour circuits
intégrés.

DÉPARTEMENT Instruments et DATA SYSTEMES

ALIMENTATIONS



Sierracin



Faible coût
ALIMENTATION
D'ÉQUIPEMENT
SUR CHASSIS

Découpage et Régulation
Série

Entrée 110V/220V

- MICROPROCESSEUR
- FLOPY DISQUE
- MONO et MULTI-SOURCES



Régulateur continu à
découpage, régulateur à
découpage secteur, con-
vertisseur continu-continu

COMPATIBLE

- Sortie : 5V 3A-6A etc.

Série : SRN

- Entrée 48V Batterie
- Entrée : 5-12-24Volts

15W

Série : CSI

- Entrée : Secteur à
découpage
- Sortie : 5-12-15-24V

15W

Série : LSI

**boston
tech**

Alimentations Stabilisées
MINIATURES
soudables sur carte circuit
imprimé
Remplacement Direct avec
d'autres fabricants



Entrée : 220 V
Sortie : 5V-1A
± 15V0,1A-0,2A-0,350A

Convertisseurs



**DC - DC
KPR**

PRÉSENTATION
DIL

- Entrée : 5-12-24-48V
- Sortie : Simple ou
double 5-12-24Volts

DATA-SYSTEMS

IMPRIMANTES



Imprimante Hard-Copy Alphanumérique, Gra-
phique, Vidéo Printer. Imprimante pour Pet,
Apple III, TRS 80.
Imprimante à Impact.



ANADEx

Imprimante à impact bidirectionnelle sur papier
ordinaire (largeur de papier réglable pour éti-
quettes).



Bloc imprimante /OEM
Imprimante microprocesseur

TERMINAUX ÉCRAN



TERMINAUX ÉCRAN Clavier



Terminal compatible VT 100



Programmeur Universel de mémoire
Multicopieur - effaceur UV



Contrôleur de disque dur subsystemes pour DEC
PDP11/LSI 11, Data General série NOVA, Multi-
bus intel etc.



western
telematic

Systèmes d'ACQUISITION et d'édition sur dis-
quette



Système MICRO-ORDINATEUR Modulaire et
évolutif pour applications industrielles

**Service Après-Vente Pièces détachées
Assistance Technique - Formation**

Aucun domaine spécialisé de l'activité humaine n'est indépendant des autres et aucun ne peut être désigné dans une seule catégorie.

Par exemple la musique dépend de l'électronique qui intervient de plus en plus dans le domaine musical non seulement pour la transmission des programmes purement musicaux (Radio, TV, Phono, Magnétophone, Microphone, etc.) mais aussi dans la création des instruments électroniques de musique.

Mélodies programmées et carillons avec le circuit AY3-1350

La musique est un art mais aussi une science.

La musique et l'électronique étant intimement liées dans cette étude il apparaît indispensable avant d'entreprendre la description de ce circuit de donner quelques rappels succincts sur la musique.

1	2	3	4	5	6	7	8
DO	RE	MI	FA	SOL	LA	SI	DO
f_1	$9f_1/8$	$5f_1/4$	$4f_1/3$	$3f_1/2$	$5f_1/3$	$15f_1/8$	$2f_1$

Tableau 1. – Gamme de Zarlino.

La musique

Gammes des musiciens et des acousticiens

Trois gammes sont citées le plus souvent : la gamme de Zarlino, celle de Pythagore et la gamme tempérée, celle adoptée actuellement pour accorder les pianos, les orgues électroniques et tous les instruments à accords préréglés.

Gamme de Zarlino

La gamme de Zarlino (1560) est basée sur les fréquences harmoniques, donc sur des lois de la physique et, par conséquent, des lois naturelles non faites par l'homme...

L'étude des cordes et des tuyaux

vibrants montre qu'un son de fréquence f_1 dite fondamentale peut être accompagnée de sons harmoniques : $2f_1$, $3f_1$, $4f_1$...

Les octaves sont successivement les sons dont les fréquences sont f_1 , $2f_1$, $4f_1$, $8f_1$, $16f_1$, etc.

Soit la fréquence relative de la première note, l'UT ou le DO, (f_1). L'harmonique 2 de ce DO est alors à la fréquence double donc $2f_1$. L'oreille a l'impression d'entendre la même note, mais « en plus aigu ». On donne à cette note, le même nom. On prend ensuite le troisième harmonique, à la fréquence $3f_1$ et en prenant la note de fréquence moitié $3/2 f_1$, on obtient la note SOL de la gamme de Zarlino.

En utilisant des harmoniques supérieures, en divisant par des nombres entiers convenables, on obtient les sept notes de la gamme de Zarlino, plus la huitième, octave de la première (tableau 1).

Cette gamme dite des physiciens, comporte deux caractéristiques : l'une est naturelle car on se sert des harmoniques, l'autre est conventionnelle, car on divise la fréquence harmonique par un nombre entier tel que la fréquence obtenue, s'inscrive dans l'intervalle f_1 à $2f_1$ (fig. 1).

Ainsi le RE est déterminé par le numérateur 9 (neuvième harmonique $9f_1$) et le dénominateur 8, pour ramener la note juste au-dessus du DO, d'un intervalle d'un ton environ.

Les intervalles musicaux sont :

- seconde : entre deux notes consécutives ;
- tierce : entre deux notes séparées par une note, (RE et FA) ;
- quarte : entre deux notes consécutives séparées par deux autres, (DO et FA) ;
- quinte : par exemple entre DO et SOL ;
- sixte : par exemple entre DO et LA ;
- septième : par exemple entre DO et SI ;
- octave : par exemple entre DO et DO.

On remarquera que dans cette gamme de Zarlino, les intervalles portant le même nom, ne sont pas égaux et les difficultés commencent pour les physiciens et les musiciens.

Gamme de Pythagore

Le fameux savant grec (VI^e siècle avant J.-C.), connu surtout pour son théorème et sa table de multiplication, s'est aussi intéressé à la musique et a créé la gamme qui porte son nom.

Pythagore définit les sept notes de sa gamme à l'aide de quintes (intervalle $3/2$) en partant de la note FA. Soit la fréquence d'un quelconque FA. La fréquence de la note dont l'intervalle avec FA est une quinte, donc la note nommée DO (le DO fin de Gamme) est égale à $3/2$ de cette fréquence FA. En effet, la fréquence du premier DO étant d'après la règle F_1 , celle du FA est $(4/3)f_1$, celle du deuxième DO est alors $(4/3)(3/2) = 2$ ce qui concorde avec la notion d'octave (= 2^e harmonique) comme intervalle entre deux DO consécutifs. Ensuite, on part de ce DO ($2f_1$) pour obtenir la quinte au-dessus, donc SOL à l'intervalle $2.3/2 = 3$ que l'on ramène au SOL inférieur en divisant par 2, ce qui donne, pour le SOL de la gamme $(3/2)f_1$.

La note quinte qui suit le 2^e SOL est RE, d'où l'intervalle $3.3/2 = 9/2$. Pour ramener ce RE dans la gamme considérée, on divise par 4, ce qui donne $9/8 f_1$.

La note « quinte » du RE est LA. On trouve $(9/2)(3/2) = 27/4$ laquelle, selon le procédé adopté est ramenée à

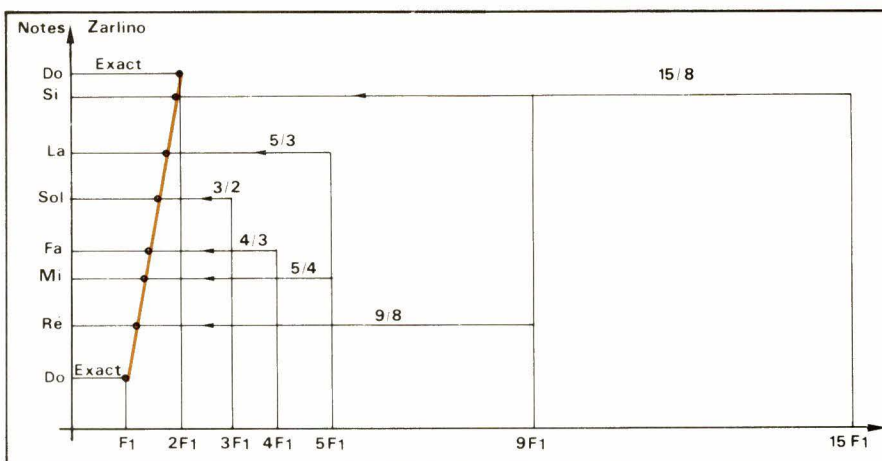


Fig. 1.

1	2	3	4	5	6	7	8
DO	RE	MI	FA	SOL	LA	SI	DO
f_1	$8f_1/8$	$8f_1/64$	$4f_1/3$	$3f_1/2$	$27f_1/16$	$243f_1/128$	$12f_1$

Tableau 2. - Gamme de Pythagore.

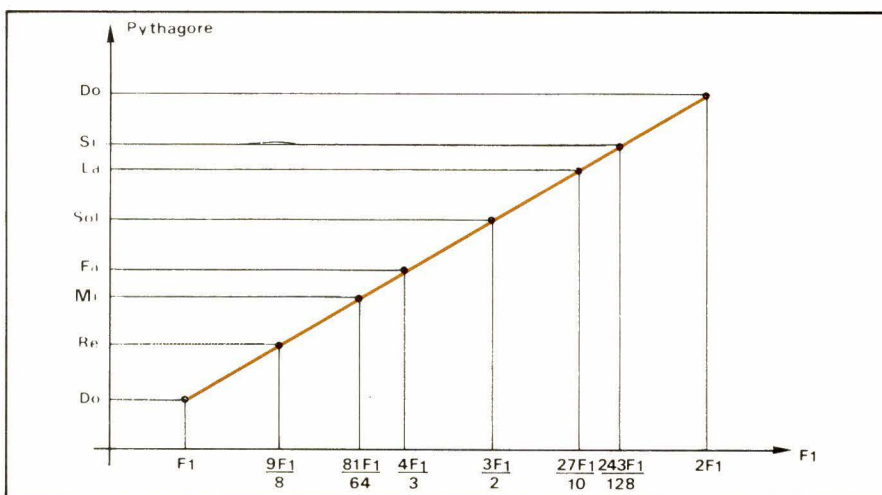


Fig. 2.

$27/16$, donc à la fréquence $(27/16)f_1$, f_1 étant la fréquence du premier DO de la gamme.

Ensuite, la note quinte de LA est MI. Cela donne un rapport $(27/4)(3/2) = 81/8$. On ramène ce rapport à $81/64$ pour situer ce MI dans la gamme, ce qui donne la fréquence $(81/64)f_1$.

La note quinte suivante est SI. On trouve $(81/8)(3/2) = 243/16$ et on prend $(243/128)f_1$ comme fréquence de ce SI.

La gamme de Pythagore est alors la suivante (tableau 2) :
(voir également fig. 2).

On voit que cette gamme, tout comme celle de Zarlino, est déterminée par une règle arbitraire. Ne concordent, entre les deux gammes, que les notes DO (bas) DO (haut), RE, FA, SOL. Par exemple, pour le LA, on a $5/3f_1 = 1,666$ (Zarlino) et $27/16 = 1,6875$ (Pythagore) ou $5/3 = 1,666$ et $27/16 = 1,6875$ sont différentes. Beaucoup plus grave, est le fait que certains inter-

valles deviennent trop différents de ceux théoriques.

Les écarts entre les notes de même nom, des deux gammes citées (et il en existe d'autres) ne sont pas très grands. Les ennuis commencent lorsqu'on considère les soi-disants demi-tons obtenus par altération :

« diéser » : élever une note d'un demi-ton ;

« bémoliser » : abaisser une note d'un demi-ton.

Revenons à la gamme de Pythagore et partons du SI à la fréquence $(243/128)f_2 = 1,89843 f_2$. La note quinte majeure supérieure de SI n'est pas FA, car l'intervalle est de trois tons et non de 3,5 tons. Ce n'est pas non plus SOL dont l'intervalle est de 4 tons (sixte mineure). Il faut donc imaginer la note FA dièse écartée du SI de 3,5 tons. Cela donne, en partant du SI à $243/16f_1$:

$(243/16)(3/2) = 729/32 = 22,78125$
que l'on ramène à $729/512 = 1,423828$.

ALLEM.	C5 à B5	C4 à B4	C3 à B3	C2 à B2	C1 à B1	C à B	C à b	C1 à B1	C2 à b2	C3 à b3	C4 à f4	C5 à b5	C6 à b6
AMER.	C-3 à B-3	C-2 à B-2	C-1 à B-1	C0 à B0	C1 à B1	C2 à B2	C3 à B3	C4 à B4	C5 à B5	C6 à B6	C7 à B7	C8 à B8	C9 à B9
FRANC.	DO - 4 à SI - 4	DO - 3 à SI - 3	DO - 2 à SI - 2	DO - 1 à SI - 1	DO 0 à SI 0	DO 1 à SI 1	DO 2 à SI 2	DO 3 à SI 3	DO 4 à SI 4	DO 5 à SI 5	DO 6 à SI 6	DO 7 à SI 7	DO 8 à SI 8
DO	2,0439	4,087	8,175	16,351	32,703	65,406	130,812	261,625	523,251	1 046,502	2 093,004	4 185,009	8 372,018
DO	2,165	4,330	8,661	17,323	34,647	69,295	138,591	277,182	554,365	1 108,730	2 217,461	4 434,922	8 869,844
RE	2,294	4,588	9,177	18,354	36,708	73,416	146,832	293,664	587,329	1 174,659	2 349,318	4 698,636	9 397,272
RE	2,430	4,861	9,722	19,445	38,890	77,781	155,563	311,126	622,253	1 244,507	2 489,015	4 978,031	9 956,063
MI	2,575	5,150	10,300	20,601	41,203	82,406	164,813	329,627	659,255	1 318,510	2 637,020	5 274,030	10 548,081
FA	2,728	5,456	10,913	21,826	43,653	87,307	174,614	349,228	698,456	1 396,912	2 793,825	5 587,651	11 175,303
FA	2,890	5,781	11,562	23,124	46,249	92,498	184,997	369,994	739,988	1 479,977	2 959,955	5 919,910	11 839,821
SOL	3,062	6,124	12,249	24,499	48,999	97,998	195,997	391,995	783,990	1 567,981	3 135,963	6 271,926	12 543,853
SOL	3,244	6,489	12,978	25,956	51,913	103,826	217,652	435,304	870,608	1 741,216	3 482,432	6 964,864	13 929,728
LA	3,4375	6,875	13,75	27,5	55	110	220	440	880	1 760	3 520	7 040	14 080
LA	3,641	7,283	14,567	29,135	58,270	116,540	233,081	466,163	932,327	1 864,655	3 729,310	7 458,620	14 917,240
SI	3,858	7,716	15,433	30,867	61,735	123,470	246,941	493,883	987,766	1 975,533	3 951,066	7 902,132	15 804,265

Tableau 3. – Les fréquences des notes.

En continuant de la même manière, on parvient à un SI dièse qui est au-dessus d'un DO ayant le même emplacement. De même, en revenant en arrière (vers des notes plus basses) et en partant du FA de la gamme considérée, on constate encore qu'un certain RE double bémol, est différent d'un DO.

Les transpositions d'une gamme en DO en une gamme DO dièse, ou toute autre, deviennent alors impossibles, si les notes de l'instrument, par exemple, celles d'un piano, sont accordées de quinte en quinte.

La solution du problème est donnée par la gamme tempérée qui est de conception purement mathématique, mais qui est acceptée par l'oreille humaine et permet les accords, les transpositions nécessaires, autant que l'on veut.

Gamme tempérée

Restent toujours valables, les rapports d'octaves égaux à 2, 4, 8, 16... 2ⁿ, avec n = 1, 2, 3...

Les autres notes sont écartées de demi-ton en demi-ton. Il y a douze intervalles. Les rapports correspondant à un intervalle d'un demi-ton sont :

$x = \sqrt[12]{2} = 1,05946309...$

Il est facile de voir que dans ces conditions, si f est la fréquence de la première note d'une gamme tempérée, celle de la note suivante est fx, puis fx², fx³ et la douzième note sera fx¹² = 2f, l'octave.

Il est également évident que l'on pourra partir de n'importe quelle note de la première gamme, pour obtenir les autres notes de la nouvelle gamme, par le même procédé.

Soit par exemple fx³ la première note. On aura successivement : fx³, fx⁴, fx⁵... fx¹⁵.

Comme fx¹⁵ = fx¹².x³, le rapport des fréquences extrêmes est fx¹⁵/fx³ = x¹² = 2.

On pourrait alors, en rompant avec la tradition musicale, supprimer les bémols par exemple, en n'utilisant que les dièses. Exemple : on ne distinguera plus DO dièse de RE bémol ce sera toujours DO dièse.

Violon, orgue et piano

Les violonistes ont tendance à suivre la gamme de Pythagore, un violoniste joue, par exemple DO, DO dièse, RE et il est accompagné par un pianiste ou organiste, jouant les mêmes notes, le DO dièse du violoniste sera plus haut d'un dix-huitième de ton du DO dièse tempéré du piano. Le 9^e de ton se nomme comma. Entre DO dièse et RE bémol, l'écart est d'un comma.

Il n'y a donc pas de consonance entre les notes DO dièse des deux instruments et on peut dire alors que l'on joue faux par rapport à l'autre, sans pouvoir préciser, d'ailleurs, lequel est juste ?

Cette non concordance se manifeste aussi bien lors de l'exécution des mélodies que de celle des accords.

Finalement, chaque musicien joue comme il veut mais il est probable qu'un violoniste, accompagné par des instrumentistes jouant en gamme tempérée, est finalement entraîné de s'accorder sur eux.

D'autre part, les notes double-dièses et double-bémolisées sont rares, car l'écriture musicale devient laborieuse et la lecture difficile.

Le piétage

C'est l'évaluation d'une longueur en pied (1 pied = 0,301 m). Dans le langage des organistes le piétage est une désignation en pied : 32', 16', 8',... Correspondant à un groupe de notes musicales. Le nombre des pieds correspond à la note musicale ayant la fréquence la plus basse du groupe de notes et cette longueur correspond également à la longueur du tuyau d'orgue classique donnant cette note.

Exemple : le groupe de notes partant du DO 0 à f = 32,69 Hz sera désigné par piétage 32' quel que soit le nombre des notes suivantes plus aiguës.

Valeurs en pieds usuelles : 32, 16, 10 2/3, 8, 5 1/3, 4, 2 2/3, 2, 1 1/3, 1, 8/9.

Ainsi que des valeurs intermédiaires comme par exemple : 1 3/5, 8/11, 16/19 etc...

Quelques piétages correspondants :

32' :	DO 0 ;	32,703 Hz
16' :	DO 1 ;	65,406 Hz
8' :	DO 2 ;	130,812 Hz
4' :	DO 3 ;	261,625 Hz
2' :	DO 4 ;	523,251 Hz
1' :	DO 5 ;	1 046,502 Hz

Il existe aussi une désignation par registre équivalent aux piétages :

sous grave :	vers	25 Hz
grave :	vers	120 Hz
médium :	vers	440 Hz
aigüe :	vers	2 000 Hz
extrême aigüe :	vers	8 000 Hz

Altération

Signe qui modifie le son de la note à laquelle il est affecté.

- dièse : élève le son de la note ;
- bémol : abaisse le son de la note ;
- bécarre : annule l'effet du dièse ou du bémol ;
- double dièse : élève deux fois plus qu'une dièse ;
- double bémol : abaisse deux fois plus qu'un bémol.

Ordre des dièses : FA, DO, SOL, RE, LA MI, SI.

Ordre des bémols : SI, MI, LA, RE, SOL, DO, FA.

Transposition













Décalage des notes qui constitue la mélodie, de 1, 2, 3 ou n notes.

UT3	MI3	SOL3	UT4
UT # 3	FA3	SOL #3	UT # 4
FA3	LA3	UT4	FA4

Notation des notes

DO ou UT	C
DO #	C #
RE	D
RE #	D #
MI	E
FA	F
FA #	F #
SOL	G
SOL #	G #
LA	L
LA #	L #
SI	B ou H

Correspondance des notes et silences

 = 2		1
 = 2		1/2
 = 2		1/4
 = 2		1/8
 = 2		1/16
 = 2		1/32









Nom	Notation musicale	Temps relatif
double croche		0,0625
croche		0,125
croche pointée		0,1875
noire		0,25
noire pointée		0,375
blanche		0,50
blanche pointée		0,75
ronde		1

Tableau 4.






Nom	Notation musicale	Temps relatif
1/4 de soupir		0,0625
1/2 de soupir		0,125
1 soupir		0,25
1/2 de pause		0,5
1 pause		1

Tableau 5.

Dès le XVIII^e s. les facteurs d'orgue effectuent leur accord à partir ne note de base prise pour référence, le LA du milieu du clavier ou LA3.

Un décret de 1859 en fixe la fréquence à 435 Hz. Une conférence internationale réunie à Londres en 1953 décida d'élever la valeur officielle du LA3 et de la fixer à 440 Hz.

Le circuit AY3-1350

Caractéristiques

- 25 mélodies
- Formant d'orgue
- 3 carillons
- Programmation interne
- Mélodies sur PROM externe
- Alimentation 5 V

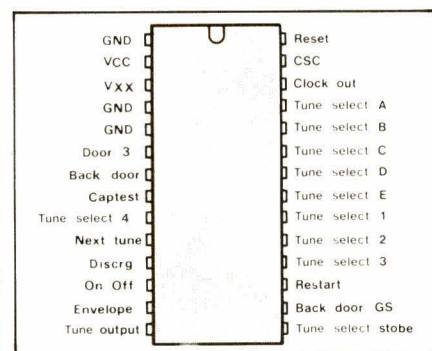


Fig. 3. — Brochage du AY3-1350.

Brochage (voir fig. 3)

Description

C'est un processeur pré-programmé pour les applications de boîtes à musique et carillon. Il donne 25 mélodies différentes ainsi que trois carillons. Ce circuit peut aussi jouer des mélodies programmées à l'intérieur d'une mémoire morte (2708, 2716).

Step	Note	Cumulative Count
1	FA	174
2	SOL	159
3	LA	220
4	SI	246
5	DO	261
6	RE	293
7	MI	329
8	FA	349
9	SOL	391
10	LA	440
11	SI	493
12	DO	523
13	RE	587
14	MI	659
15	FA	698
16	SOL	783
17	LA	880
18	SI	987
19	DO	1046
20	RE	1174

Tableau 6

Différents airs

- A0 Toréador
- B0 William Tell
- C0 Hallelujah Chorus
- D0 Star Spangled Banner
- E0 Yankee Doodle
- A1 John Brown's Body
- B1 Clementine
- C1 God Save the Queen
- D1 Colonel Bogey
- E1 Marseillaise
- A2 America America
- B2 Deutschland Leid
- C2 Wedding March
- D2 Beethoven's 5 th
- E2 Augustine
- A3 O Sole Mio
- B3 Santa Lucia
- C3 The End
- D3 Blue Danube
- E3 Brahms' Lullaby
- A4 Hell's Bells
- B4 Jingle Bells
- C4 La vie en rose
- D4 Star Wars
- E4 Beethoven's 9 th
- Chime X Westminster Chime
- Chime Y Simple Chime
- Chime Z Descending Octave Chime

Montage type

Ce montage, visible à la **figure 4**, permet l'utilisation du circuit AY3-1350 en carillon. On considère trois boutons-poussoirs de porte.

Bouton-poussoir n° 1 porte de devant (Front).

Bouton-poussoir n° 2 porte de derrière (Back).

Bouton-poussoir n° 3 troisième porte (Third).

Le BP « Front » donne accès à toutes les 25 mélodies.

Le BP « Back » donne accès à 5 mélodies.

Le BP « Third » donne accès aux carillons.

Exemple : Supposons que le sélecteur des lettres soit sur la position E et que le sélecteur des chiffres soit sur la position 4. Lorsque l'on appuie sur le BP « Front » on obtient la mélodie Beethoven's 9 th (E4)

Lorsque l'on appuie sur le BP Back, on obtient la mélodie Yankee Doodle (E0).

Lorsque l'on appuie sur le BP Third, on obtient le carillon Chime Z.

Si le commutateur de lettres est sur la position F, c'est-à-dire non connecté indépendamment de la position du commutateur des chiffres, on aura :

- Pour le BP Front Chime X.
- Pour le BP Back Chime Y.
- Pour le BP Third Chime Z.

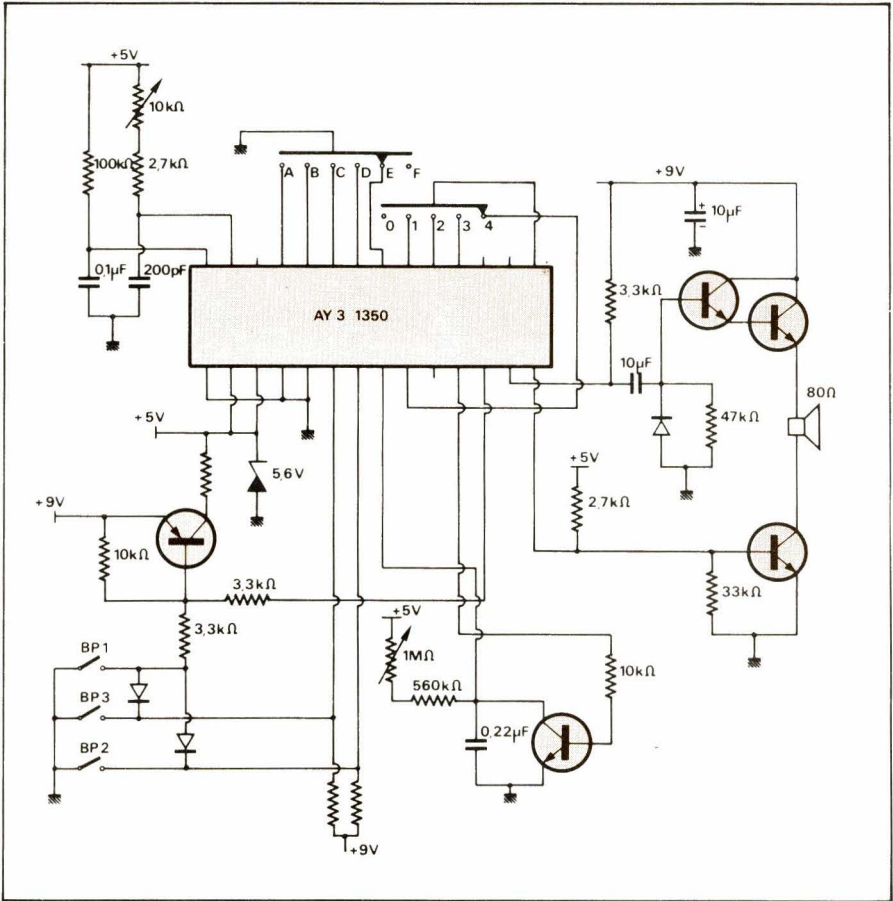


Fig. 4. - Schéma-type.

Borne 16	pas connectée	groupe A0 à E0
Borne 16	connectée à la borne 20	groupe A1 à E1
Borne 16	connectée à la borne 19	groupe A2 à E2
Borne 16	connectée à la borne 18	groupe A3 à E3
Borne 16	connectée à la borne 9	groupe A4 à E4

Tableau 7.

La **figure 4** montre aussi le montage en faible consommation : au repos sur la borne 12, on a un « 1 », ce qui bloque le transistor de commande d'alimentation. Lorsque l'on appuie sur l'un des trois BP, on met la base du transistor à « 0 », celui-ci conduit, donnant l'alimentation au circuit. Le « 1 » de la borne 12 est remplacé par un « 0 » pendant tout le temps de la mélodie.

Utilisation de plusieurs BP

En laissant le sélecteur sur la position F et en faisant cette commutation par différents BP tel que le montre la **figure 5**, il est possible d'associer à chaque BP une mélodie, ce qui permet de distinguer le visiteur.

Options

Sur la **figure 4**, la commande Back Door GS borne 16 n'est pas connectée, une des cinq mélodies A0 à E0 sera jouée si le BP Back est appuyé. Dans le montage de la **figure 4**, la

mélodie jouée sera Yankee Doole E0 car le sélecteur des lettres est sur E. D'autres groupes peuvent être choisis suivant le **tableau 7**.

Le choix de la mélodie dans le groupe est donné par la position du sélecteur des lettres indépendamment du commutateur des chiffres.

Exemple : Si la borne 16 est reliée à la borne 18 et que le commutateur des lettres soit sur A lorsque le BP Back sera actionné, la mélodie jouée sera ' Sole Mio.

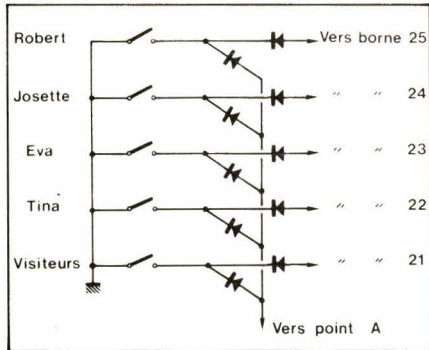


Fig. 5.

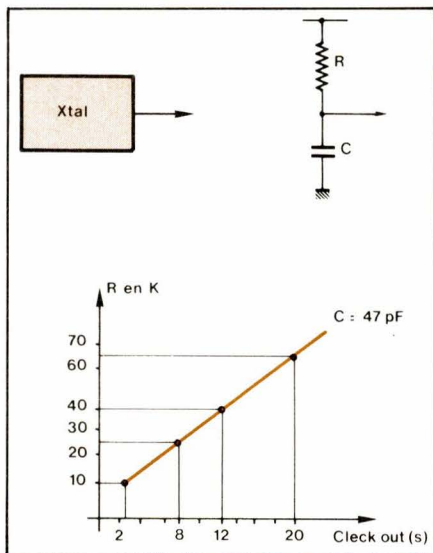


Fig. 6.

Oscillateur

Le circuit d'oscillateur d'entrée peut être un quartz ou un circuit RC. Si on utilise un circuit RC la courbe de la **figure 6** donne la valeur de la période en fonction de la résistance pour une valeur fixe de la capacité.

Possibilité d'obtenir la mélodie suivante

Sur l'exemple de la **figure 4**, on coupe l'alimentation par un « 1 » sur la borne 12 donné en fin de mélodie et le circuit est en attente. L'organigramme de la **figure 7** montre qu'avant de donner un « 1 » sur la borne 12, le processeur contrôle s'il y a une liaison entre la borne 10 (next tune) et la borne 9 (tune select) dans ce cas on obtient une impulsion sur la borne 17 (restart).

Liaison entre la borne 10 (next tune) et la borne 9 (tune select 4)

Cette connexion au moment du test (fig. 7) permet à la mélodie suivante d'être jouée après un court temps de pause (équivalent à une pause). Le temps réel dépend du réglage de la vitesse de la mélodie. L'ordre des mélodies est AO à E4. Si la dernière mélodie E4 est en train de jouer alors on aura la suivante, c'est-à-dire AO. Les carillons ne sont pas inclus dans ce cycle.

Liaison entre la borne 17 (restart) et la borne 9 (tune select 4)

Cette connexion au moment du test (fig. 7) permet de rejouer la même mélodie sélectionnée.

Ces différentes connexions ne peuvent pas être fixes car le cycle de fonctionnement ne s'arrêterait pas.

Dans le premier cas, on aurait la suc-

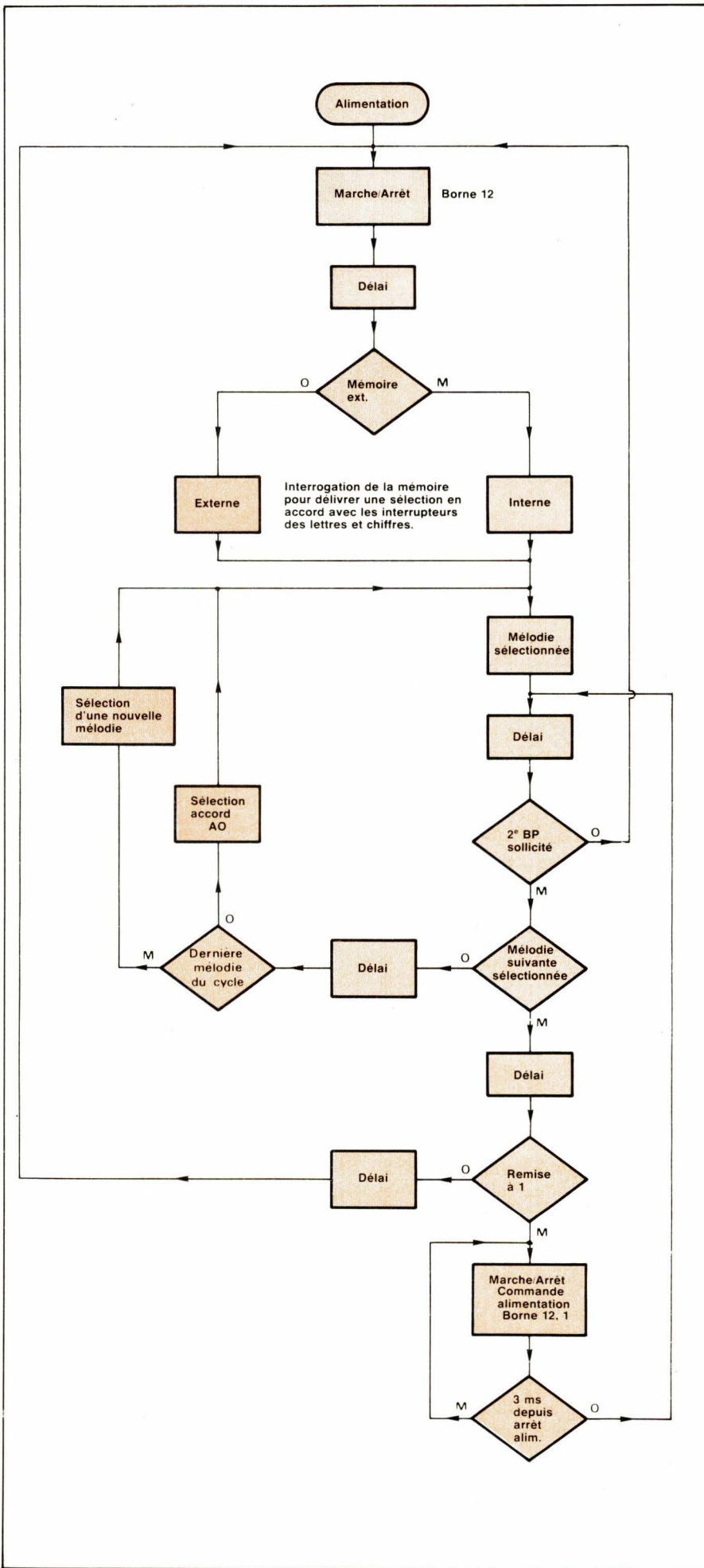


Fig. 7.

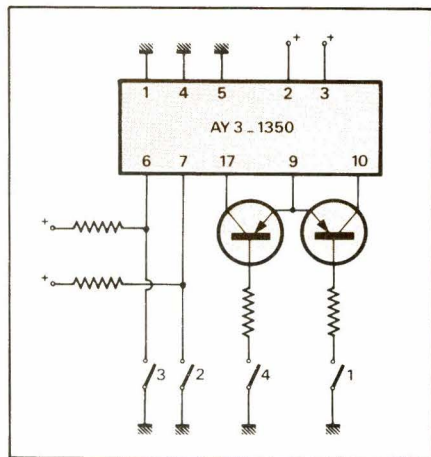


Fig. 8.

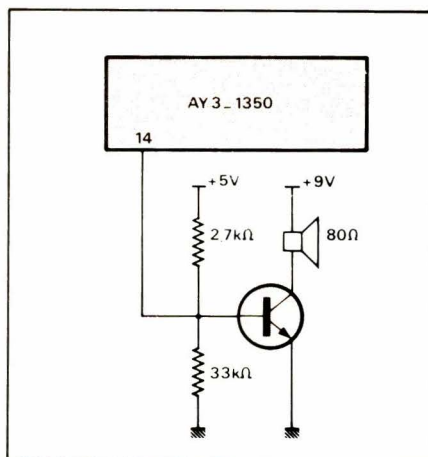


Fig. 9.

Note	Fréquence	Octal	Binaire
F	175	00	00000
F #	185	01	00001
G	196	02	00010
G #	208	03	00011
A	220	04	00100
A #	233	05	00101
B	247	06	00110
C	262	07	00111
C #	277	10	01000
D	294	11	01001
D #	311	12	01010
E	330	13	01011
F	349	14	01100
F #	370	15	01101
G	392	16	01110
G #	415	17	01111
A	440	20	10000
A #	466	21	10001
B	494	22	10010
C	523	23	10011
C #	554	24	10100
D	587	25	10101
D #	622	26	10110
E	659	27	10111
F	698	30	11000
F #	740	31	11001
G	784	32	11010
G #	831	33	11011
A	880	34	11100
A #	932	35	11101
B	988	36	11110
pause	silence	37	11111

Tableau 8.

cession de toutes les mélodies indéfiniment. Dans le deuxième cas, on aurait la même mélodie indéfiniment. La figure 8 montre comment réaliser ces connexions dans une application pratique. Ce montage donne :

1^{er} BP (front door) : Chaque fois que ce BP est appuyé, la mélodie suivante est jouée, après E4, on passe à A0, si le BP reste appuyé en fin de cycle, la mélodie suivante est jouée.

2^e BP (back door) : Chaque fois que ce BP est appuyé, la mélodie sera jouée; cette mélodie dépend de sa sélection.

a) Par la position du sélecteur des lettres (A à F).

b) Par la liaison de la borne 16 suivant le tableau. Si le BP reste appuyé en fin de cycle, cette mélodie sera rejouée.

3^e BP (third door) : Chaque fois que ce BP est appuyé, le carillon (chime Z) sera joué. Si ce BP reste appuyé en fin de cycle, ce carillon sera rejoué.

4^e BP (fourth door) : Chaque fois que ce BP est appuyé, la mélodie jouée sera celle sélectionnée par le sélecteur des lettres indépendamment du sélecteur des chiffres.

Exemple (fig. 8) : Si le sélecteur des lettres est sur la position B, le sélecteur des chiffres sur la position 4 et si la liaison existe entre la borne 16 et la borne 3, alors on obtient :

- pour le BP n° 1 : mélodie suivante et cela sur toute la gamme,
- pour le BP n° 2 : Santa Lucia,
- pour le BP n° 3 : Chime Z,
- pour le BP n° 4 : Jingle Bells.

Circuit de sortie (fig. 9)

Contrôle de la fréquence

Le potentiomètre de 10 kΩ de la figure 4 permet d'ajuster la fréquence entre 50 et 250 kHz (borne 26), ce qui correspond à 2 1/2 octaves. Le tableau 2 des fréquences est donné pour une sortie égale à 160 kHz. On peut aller jusqu'au LA 5.

Contrôle de la durée (Ronde-Pause)

Le potentiomètre de 1 MΩ (fig. 4) permet d'ajuster la durée de la note ou du temps mort.

Modification des mélodies

Toutes mélodies peuvent être programmées par le constructeur. La programmation des notes (sur 2 octaves 1/2) se fait comme montré au tableau 8. Toutes les pauses de musique sont comptées comme une note. Les différentes durées de notes et d'interruptions peuvent être programmées (voir tableau 9 et 10).

Utilisation d'une mémoire programmée externe

Avec l'utilisation d'une REPRON (2708, 2716...) externe, on peut jouer pratiquement n'importe quelle mélodie que l'on désire.

Cela peut être 28 mélodies comprenant en moyenne 28 notes chacune ou une mélodie comprenant 252 notes.

Le processeur donne 256 adresses qui correspondent chacune en 8 bits en donnée.

Ces adresses sont de 000 à 377. L'adresse 000 de la REPRON doit contenir en donnée 377 et l'adresse 377 doit contenir en donnée 125, laquelle est la clé pour avoir accès à cette REPRON. Toutes les autres adresses peuvent contenir une donnée de mélodie ou de silence.

Chaque mélodie consiste en une série de notes correspondant à un mot. Chaque mélodie doit avoir un mot de fin (377) après la dernière note. La dernière mélodie doit avoir après le mot









Note	Notation musicale	Octal	Binaire
double croche		0	000
croche		1	001
croche pointée		2	010
noire		3	011
noire pointée		4	100
blanche		5	101
blanche pointée		6	110
ronde		7	111

Tableau 9.






Silence	Notation musicale	Octal	Binaire
1/4 de soupir		0	000
1/2 de soupir		1	001
1 soupir		3	011
1/2 de pause		5	101
1 pause		7	111

Tableau 10.

adresse décimal	adresse hexa	octal		binaire		hexa
		note	durée	note	durée	
00	00	37	7	11111	111	FF
01	01	23	2	10011	010	9A
02	02	20	0	10000	000	80
03	03	14	3	01100	011	63
04	04	20	3	10000	011	83
05	05	23	3	10011	011	9B
06	06	30	5	11000	101	C5
07	07	37	7	11111	111	FF
08	08	20	5	10000	101	85
09	09	16	5	01110	101	75
10	0A	37	5	11111	101	FD
11	0B	13	3	01011	011	5B
12	0C	13	5	01011	111	5D
13	0D	07	5	00111	101	3D
14	0E	11	4	01001	100	4C
15	0F	07	3	00111	011	3B
16	10	11	5	01001	101	4D
17	11	37	7	11111	111	FF
18	12	16	5	01110	101	75
19	13	20	3	10000	011	83
20	14	16	5	01110	101	75
21	15	13	5	01011	101	5D
22	16	37	5	11111	101	FD
23	17	16	5	01110	101	75
24	18	20	3	10000	011	83
25	19	16	5	01110	101	75
26	1A	13	5	01011	101	5D
27	1B	37	7	11111	111	FF
28	1C	20	3	10000	011	83
29	1D	20	3	10000	011	83
30	1E	20	3	10000	011	83
31	1F	07	5	00111	101	3D
32	20	20	5	10000	101	85
33	21	21	3	10001	011	8B
34	22	20	3	10000	011	83
35	23	20	5	10000	101	85
36	24	16	5	01110	101	75
37	25	37	7	11111	111	FF
38	26	37	6	11111	110	FE

Tableau 12.

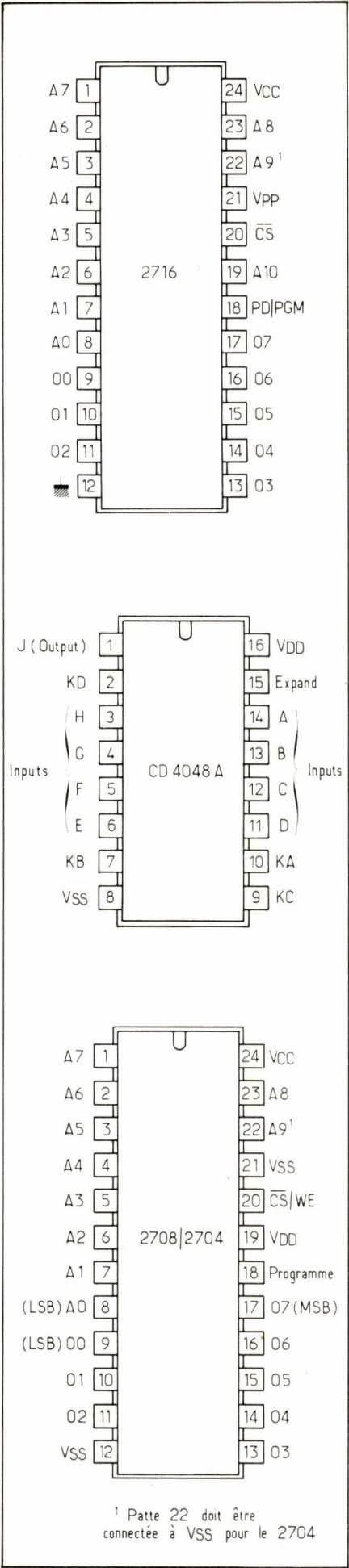


Fig. 14. – Brochages des circuits intégrés utilisés ou utilisables avec le AY3-1350.

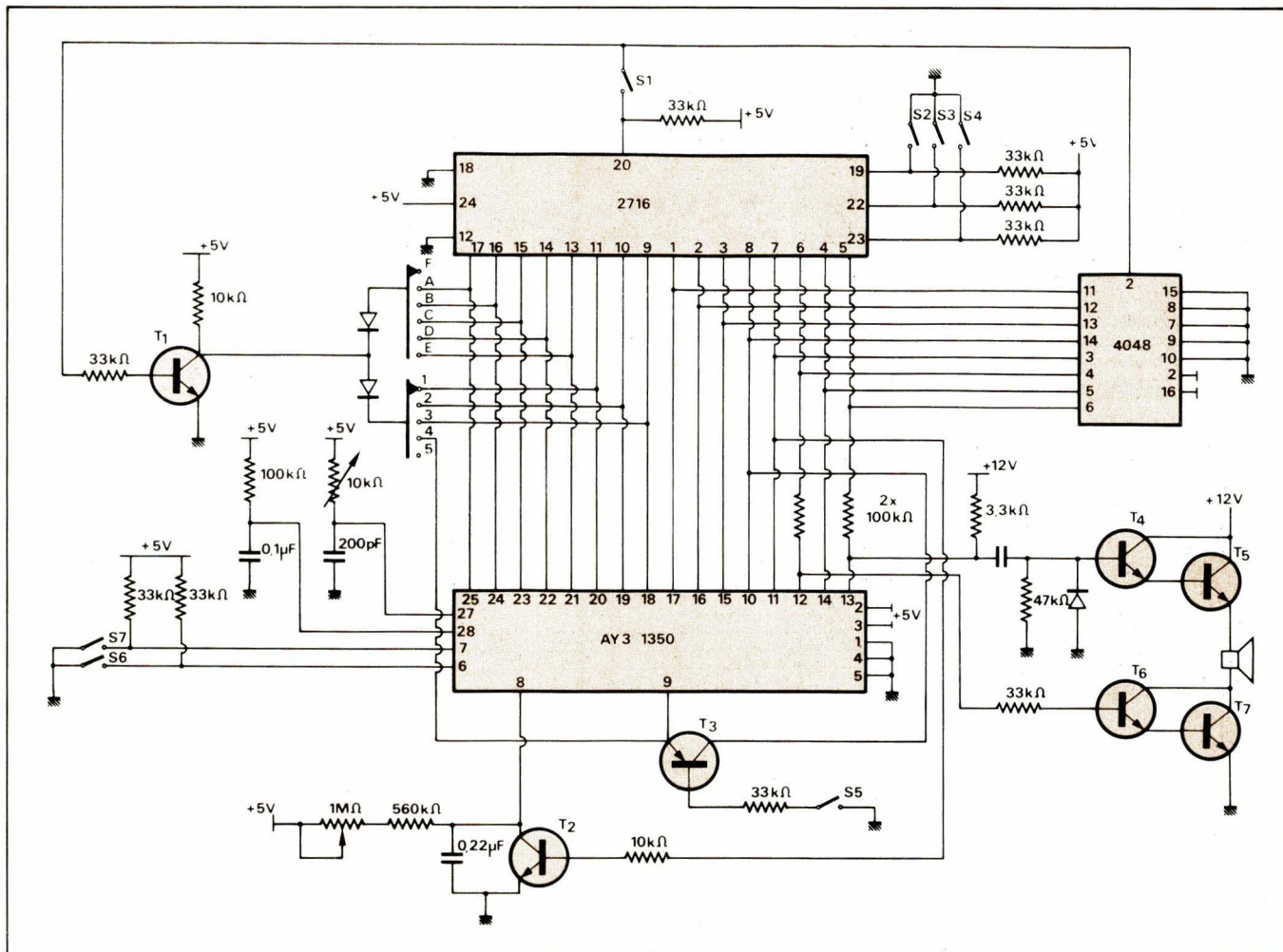


Fig. 11.

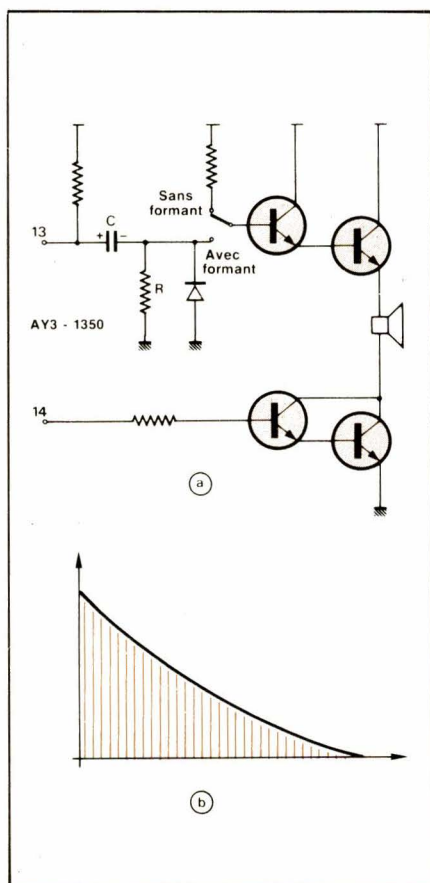


Fig. 13. - A. Montage introduisant un formant ; B - Forme d'enveloppe obtenue avec formant.

Adresses	Données	Commentaires
0	377	Sélection 1 ^o mélodie
.	377	1 ^o mélodie
.	377	Fin de mélodie
.	377	Mélodie n° 2
.	377	Fin de mélodie
.	377	Autre mélodie
.	376	Fin de mélodie
.	000	Fin de texte
.	000	
.	000	Non utilisée
377	125	Mémoire externe autorisée

Tableau 11. - Programmation de la REEPROM 2716.

de fin (377) le mot de fin de texte (376) (voir tableau 11).

Les mélodies peuvent être de n'importe quelle longueur, mais ne jamais dépasser 252 adresses.

Cette notation est faite en octal.

Codification du mot (voir fig. 10).

Les 3 bits de poids les plus faibles donnent la durée de la note $2^3 \times 8$ (temps de durée possible : voir tableau 9).

Les 5 bits de poids les plus forts cor-

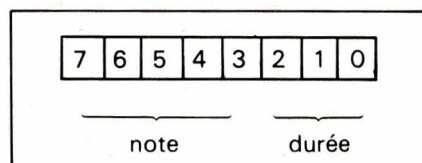


Fig. 10.

respondent à la note $2^5 = 32$ notes différentes (2 1/2 octaves) : voir tableau 8. Les silences sont utilisés comme des notes (code 37) : tableau 10.

Les notes du tableau 8 correspondent à une horloge de 1 MHz.

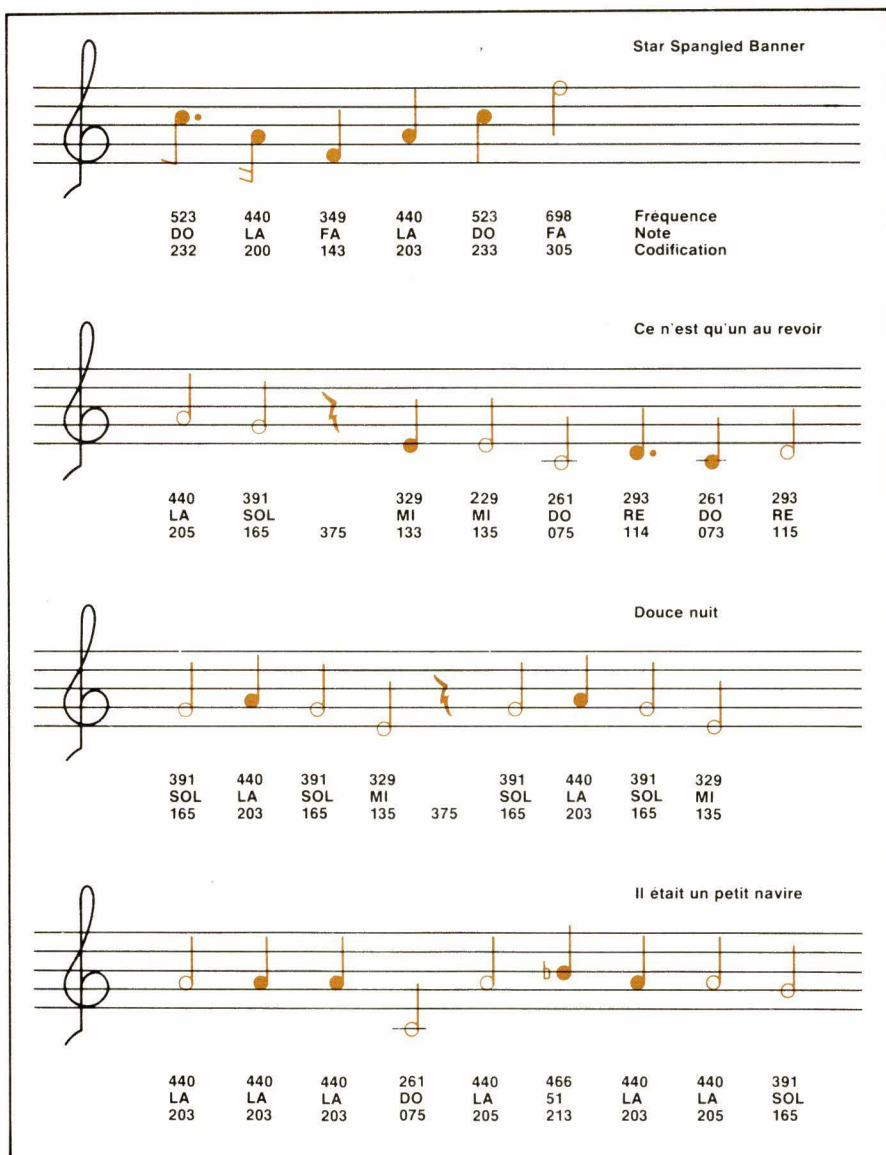


Fig. 12.

A chaque diminution de l'horloge de 5,6125 %, soit 56 125 Hz, on descend les notes d'un demi-ton.

La **figure 11** donne un montage avec une REPRON 2716. Ce même montage peut être réalisé à l'aide d'une 2708 en rajoutant les alimentations de cette mémoire (+ 12, - 5 V).

La **figure 12** donne quelques mélodies à programmer.

La diversité d'utilisation de ce circuit doit donner au lecteur la possibilité de l'utiliser à sa convenance dans des applications de son choix.

La programmation d'une mémoire se fait en général en hexadécimal. Le **tableau 12** donne la conversion du code octal en code hexadécimal correspondant aux mélodies de la **figure 12**.

Observations

On ne peut utiliser les silences correspondants au code octal 111 et 110

qui correspond à une fin de mélodie et fin de mémoire.

Le formant donné par la **figure 13** demande des valeurs de C et R précises pour un réglage déterminé.

Le commutateur lettre étant sur A et le commutateur chiffre sur 0, on obtient la première mélodie en appuyant sur le BP Back.

Le commutateur lettre sur B et le commutateur chiffre sur 0, on obtient la 2^e mélodie en appuyant sur le BP Back : ainsi de suite.

Le BP « front » donne, s'il reste appuyé, la succession des mélodies contenues dans la REPRON.

La borne 12 doit être reliée au plus 5 V à travers 68 kΩ.

Ce circuit est disponible en France chez les différents dépositaires de Général Instrument Micro-électronique dont la liste est donnée ci-contre.

R. Charles
Ingénieur E.E.I.P.

Réseau de distribution des composants Général Instruments

● **Général Instruments France**, 13, rue Gandon, 75013 Paris. Tél. : 584-87-31.

● **Application électronique**, B.P. 4021, 30001 Nîmes Cedex. Tél. : (66) 20-07-77 ; 10, rue du Chapeau-Rouge, 31000 Toulouse. Tél. : (61) 42-64-28.

● **Dimee**, 22, bd Pasteur, 93120 La Courneuve. Tél. : 873-71-73.

● **Gedis**, 53, rue de Paris, 92100 Boulogne. Tél. : 604-81-70.

● **P.E.P.**, 4, rue Barthélémy, 92120 Montrouge. Tél. : 735-33-20.

● **RTF**, 73, avenue Charles-de-Gaulle, 92200 Neuilly-sur-Seine. Tél. : 747-11-01.

● **Scientech**, 11, avenue Ferdinand-Buisson, 75016 Paris. Tél. : 609-91-36.

● **Sedre**, 21, avenue de la Plaine-Fleurie, 38240 Meylan. Tél. : (76) 90-71-28 ; 10-12, rue Jean-Bourgey, 69100 Villeurbanne. Tél. : (78) 68-30-96.

Treize, 67000 Strasbourg. Tél. : (88) 22-08-88.

● **Sorhodi**, 150, avenue Anatole-France, 69100 Villeurbanne. Tél. : (78) 85-00-44 ; 19, boulevard Chantourne, 38700 La Tronche. Tél. : 42-77-38.

Le filtre psophométrique qui fait l'objet de la présente étude répond à l'avis P53 du CCITT concernant les circuits téléphoniques commerciaux.

Cet avis définit la courbe du filtre avec une certaine tolérance :

- de 50 à 300 Hz ± 2 dB
- de 300 à 800 Hz ± 1 dB
à 800 Hz ± 0 dB
- de 800 à 3 000 Hz ± 1 dB
- de 3 000 à 3 500 Hz ± 2 dB
- de 3 500 à 5 000 Hz ± 3 dB

Les points mêmes de la courbe sont donnés plus loin dans le tableau qui les réunit aux résultats pratiques.

Filtre psophométrique

Elaboration du filtre

Considérant la courbe CCITT après l'avoir tracée en coordonnées logarithmiques, nous pouvons remarquer qu'elle peut se décomposer en plusieurs portions ayant les pentes suivantes :

- en basse fréquence : pente + 80 dB/décade
- puis jusqu'à 300 Hz : pente + 60 dB/décade
- de 300 à 1 000 Hz : pente + 20 dB/décade
- de 1 000 à 3 200 Hz : pente – 20 dB/décade
- de 3 200 à 5 000 Hz : pente – 240 dB/décade.

Ceci nous suggère de réaliser le filtre en différentes sections :

- une cellule passe-haut du premier ordre dont la fréquence de coupure est située aux environs de 200 Hz (pente + 20 dB/décade)
- une cellule passe-haut du 2^e ordre ayant une fréquence de coupure d'environ 250 Hz (pente + 40 dB/décade)
- une cellule passe-bande du 2^e ordre ayant une fréquence centrale de 1 kHz (pente + 20 dB/décade côté bas et – 20 dB/décade côté haut)
- un passe-bas de Butterworth du 11^e ordre ayant une fréquence de coupure d'environ 3 600 Hz (pente – 220 dB/décade).

Réalisation du filtre

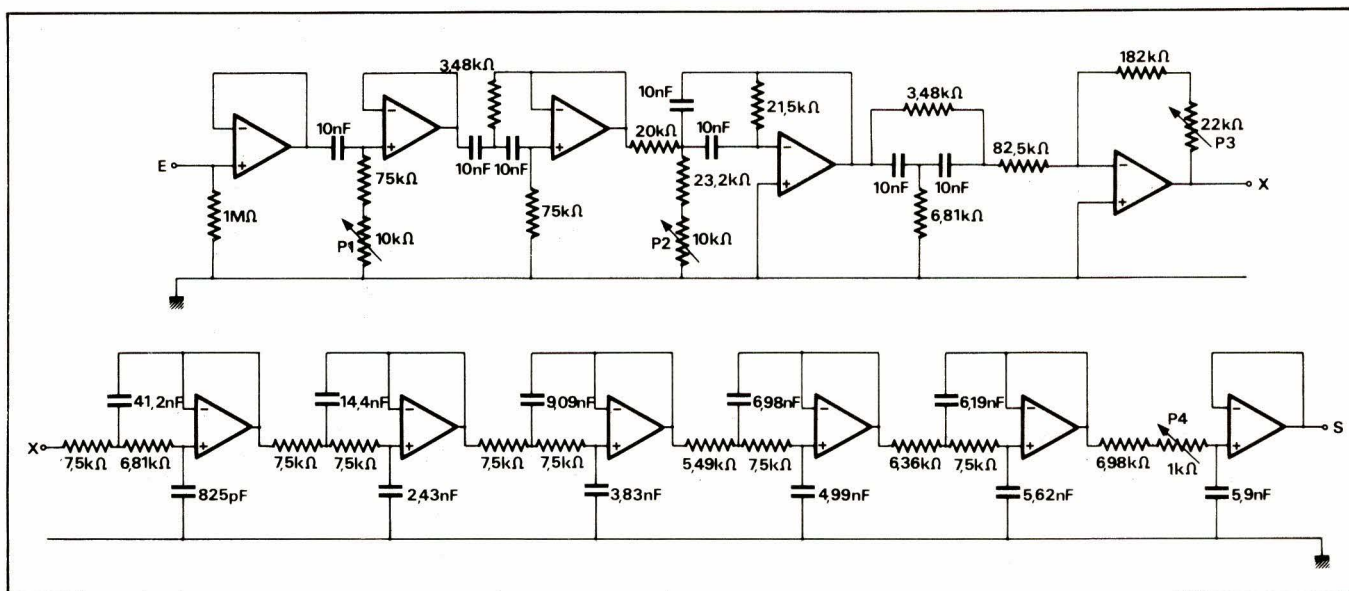
Le filtre a été réalisé avec des condensateurs polystyrène CPS3 à 1,25 % (LTT ou LCC), des résistances à 1 % (Sfernice RCMS05K3) et des amplificateurs opérationnels SFC 2741CD.

Lors de la mise au point pratique, il s'est avéré que le calcul initial fondé sur les considérations précédentes n'amenait pas un résultat tout à fait satisfaisant.

C'est pourquoi il a été nécessaire de modifier plusieurs valeurs d'éléments, et de rajouter certaines sections, afin de respecter la courbe imposée.

Sur le schéma du filtre, nous trouvons dans l'ordre :

- Un étage tampon qui permet de donner au filtre une grande impédance d'entrée, et qui isole la cellule suivante.
- Une cellule RC passe-haut dont la fréquence de coupure a été fixée à 197 Hz.
- Un autre étage tampon pour ne pas charger trop fortement la cellule RC.
- Une cellule passe-haut du 2^e ordre de « Sallen et Key ». Sa fréquence de coupure est de 315 Hz et son coefficient d'amortissement vaut 0,69.
- Une cellule passe-bande de « Rausch » du 2^e ordre. La fréquence centrale est de 1 000 Hz et le coefficient de qualité est égal à 0,68.
- Un réseau réjecteur en T ponté qui



s'est trouvé nécessaire pour creuser légèrement la courbe vers 2 kHz.

- Un étage séparateur de gain variable, qui permet d'ajuster le gain à 800 Hz à la valeur imposée de 0 dB.
- Le filtre passe-bas de Butterworth d'ordre 11. Il est constitué de cinq cellules du 2^e ordre et d'une cellule RC du 1^{er} ordre.
- Enfin, un suiveur pour isoler la cellule RC de la sortie du filtre qui est ainsi à basse impédance.

Mise au point du filtre

Bien que l'on puisse se passer des réglages suivants, ils sont cependant recommandés si l'on désire obtenir une courbe optimale.

- La résistance ajustable P_1 permet de régler la fréquence de coupure de la cellule RC passe-haut. De ce fait, on peut déplacer le flanc de la courbe située entre 50 et 400 Hz.
- P_2 règle la fréquence centrale de la cellule passe-bande et agit sur la courbe autour de 1 kHz.
- P_3 règle le gain global du filtre, et permet de l'ajuster à 0 dB à 800 Hz.
- P_4 règle la fréquence de coupure de la dernière cellule RC et, ce faisant, déplace le flanc de la courbe comprise entre 4 et 5 kHz.

Résultats

Après optimisation du filtre, la valeur des résistances ajustables vaut :

- $P_1 = 5,6 \text{ k}\Omega$
- $P_2 = 4,6 \text{ k}\Omega$
- $P_4 = 520 \Omega$

Fréquence (Hz)	Courbe (dB)	CCITT Tolérance CCITT (dB)	Courbe expérimentale (dB)	Temps de groupe mesuré (ms)
50	- 63	± 2	- 63	
100	- 41		- 41,3	
150	- 29		- 28,9	
200	- 21		- 20,5	1,85
300	- 10,6		- 10,6	1,58
400	- 6,3	± 1	- 5,8	1,25
500	- 3,6		- 3,1	1,02
600	- 2		- 1,5	0,88
700	- 0,9		- 0,5	0,79
800	0	± 0	0	0,72
1 000	+ 1	± 1	+ 0,3	0,62
1 500	- 1,3		- 0,9	0,47
2 000	- 3		- 2,8	0,42
2 500	- 4,2		- 4,4	0,42
3 000	- 5,6		- 5,8	0,47
3 500	- 8,5	± 2	- 8	0,59
4 000	- 15	± 3	- 15,9	0,51
4 500	- 25		- 27,3	0,32
5 000	< - 34		- 38,1	0,23

Nous avons relevé la courbe de réponse à l'aide d'un analyseur de réseau Hewlett-Packard, qui permet également la mesure du temps de groupe, c'est pourquoi nous l'avons joint aux résultats rassemblés dans le tableau ci-dessus.

opérationnels utilisés. Il est tout à fait possible de remplacer les $\mu A 741$ par des circuits plus performants.

M. Quéré

Conclusion

Comme on peut le constater, la courbe mesurée sur le filtre correspond parfaitement à la courbe CCITT munie de ses tolérances. Les caractéristiques de bruit et de distorsion n'ont pas été relevées, car elles dépendent essentiellement des amplificateurs

Lorsqu'une résistance est alimentée par un triac en variant l'angle de conduction, les appareils de mesure classiques (à galvanomètre) donnent des indications erronées.

En effet, les galvanomètres mesurent la tension moyenne et sont calibrés sur une sinusoïde pure.

Plus l'angle de conduction diminue, plus la différence entre la valeur lue au galvanomètre et la valeur efficace augmente selon une loi non linéaire.

Tension efficace aux bornes d'une résistance alimentée par un triac

La mesure de la tension efficace d'une sinusoïde découpée est possible avec des appareils de mesures sophistiqués que leur prix met hors de portée de l'électronicien moyen.

La présente étude propose une méthode pour mesurer la valeur efficace à l'aide d'un voltmètre classique étalonné sur la valeur moyenne.

Définitions mathématiques

$$V_{\text{efficace}} = V_{\text{crête}} \sqrt{\frac{2}{T} \int_t^{T/2} \sin^2 \omega t \cdot dt}$$

avec $\frac{T}{2} = \frac{1}{2}$ période = 1 alternance

(voir fig. 1)

t = temps auquel le triac conduit,

$V_{\text{crête}}$ = tension de crête de l'alimentation (à ne pas confondre avec la tension pour laquelle le triac commence à conduire).

$$V_{\text{efficace}} = \frac{V_{\text{crête}}}{\sqrt{2}} \sqrt{1 - \frac{\alpha}{\pi} + \left(\frac{1}{2\pi}\right) \sin 2\alpha}$$

avec :

α = angle de non-conduction du triac
 $= \alpha/\pi$ = quotient de cet angle par l'angle d'une alternance.

$$2\pi = 2 \times 3,1416...$$

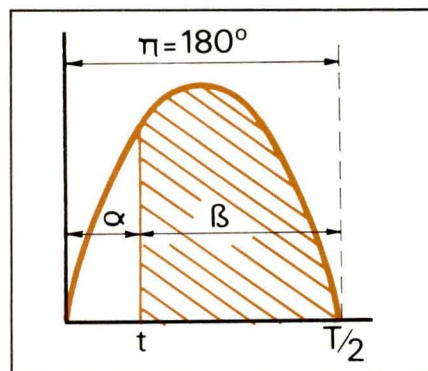


Fig. 1

V_{moyenne}

$$= V_{\text{crête}} \cdot \frac{2}{T} \int_t^{T/2} \sin \omega t \cdot dt$$

$$= V_{\text{crête}} \cdot \frac{1 + \cos \alpha}{\pi}$$

V_{moyenne} d'une sinusoïde pour une alternance =

$$V_c \frac{1 + \cos 0}{\pi} = \frac{2 V_c}{\pi} = 0,6366 V_c$$

V lue au voltmètre pour une sinusoïde pure

$$= \frac{V_{\text{crête}}}{\sqrt{2}} = 0,707 V_{\text{crête}}$$

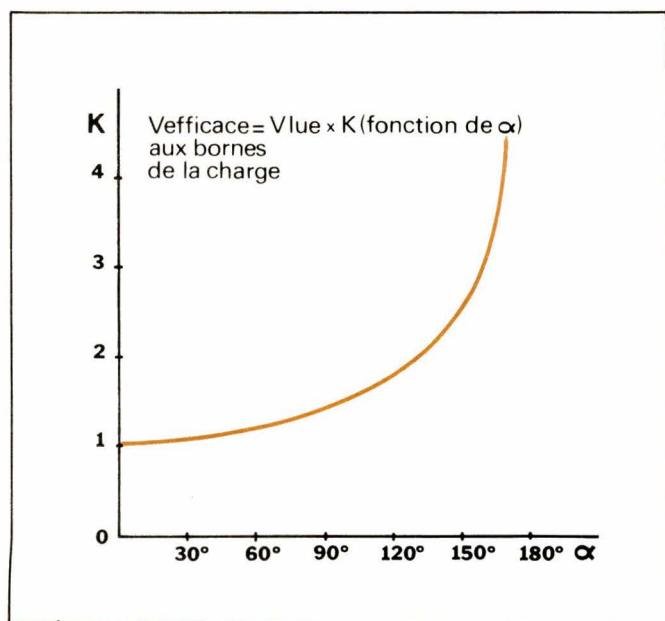


Fig. 2

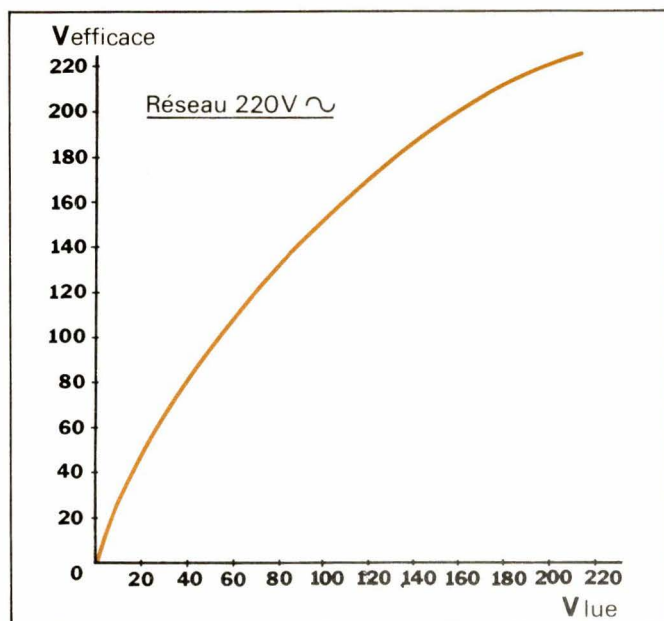


Fig. 3

V lue au voltmètre

$$= V_{\text{moyenne}} \cdot \frac{0,707}{0,636}$$

$$= 1,1107209 V_{\text{moyenne}}$$

Le coefficient 1,11 représente la correction d'étalonnage du voltmètre pour une sinusoïde pure.

$$V_{\text{lue}} = 1,1107209 V_c \left(\frac{1 + \cos \alpha}{\pi} \right)$$

Ces formules permettent de calculer les valeurs lues et les valeurs efficaces pour différents angles de non-conduction et d'en déduire les corrections à apporter aux valeurs lues.

$$V_{\text{efficace}} = V_{\text{lue}} \cdot K$$

Exploitation des résultats

La figure 2 donne les valeurs de K en fonction de α .

La figure 3 donne les valeurs efficaces en fonction des valeurs lues pour le réseau 220 V alternatif.

Dans le cas d'autres tensions, il faut procéder comme suit :

1. Diviser la tension lue par la tension efficace normale.
2. Chercher dans le tableau la valeur K correspondante par interpolation.
3. Multiplier la valeur lue par K; le produit est égal à la valeur efficace réelle.
4. L'angle α se déduit également par interpolation.

La puissance est à calculer par la formule classique :

$$P = \frac{(V_{\text{efficace}})^2}{R}$$

Cette méthode donne des résultats suffisamment précis pour que l'on

Tableau des résultats

Réseau 220 V alternatif

α	V lue	K	V lue	V efficace
	V efficace alimentation			
0°	1	1	220	220
10°	0,9924	1,0074	218,32	219,84
20°	0,9687	1,026	213,36	219,03
30°	0,9330	1,056	205,26	216,81
40°	0,8830	1,095	194,26	212,67
45°	0,8535	1,117	187,78	209,25
50°	0,8214	1,141	180,70	206,25
60°	0,741	1,196	165,0	197,32
70°	0,6710	1,259	147,62	185,82
80°	0,5868	1,331	129,12	171,82
90°	0,5	1,414	109,99	155,56
100°	0,4132	1,511	90,89	137,37
110°	0,329	1,627	72,37	117,75
120°	0,25	1,768	54,99	97,27
130°	0,179	1,947	39,29	76,52
140°	0,117	2,186	25,73	56,29
150°	0,067	2,534	14,73	37,35
160°	0,0302	3,112	6,63	20,64
170°	0,0226	4,408	1,67	7,36
180°	0	-	0	0

puisse connaître la tension efficace aux bornes de la charge et la puissance dissipée dans celle-ci.

Exemple :

Résistance 10 Ω alimentée en 80 V alternatifs (soit 80 V efficaces).

$$V_{\text{lue}} = 32 \text{ V}$$

$$V_{\text{lue}} / V_{\text{efficace alimentation}}$$

$$= \frac{32}{80} = 0,4$$

Dans le tableau, nous trouvons :

– pour $\alpha = 100^\circ$, $V_{\text{lue}} / V_{\text{efficace alimentation}} = 0,4132$; $K = 1,511$

– Pour $\alpha = 110^\circ$, $V_{\text{lue}} / V_{\text{efficace alimentation}} = 0,329$; $K = 1,627$

$$0,4132 - 0,329 = 0,0842$$

$$0,4132 - 0,4 = 0,0132$$

$$1,627 - 1,511 = 0,116$$

$$\Delta K = 0,116 \cdot \frac{0,0132}{0,0842} = 0,0182$$

$$K \approx 1,511 + 0,0182 = 1,5292$$

$$V_{\text{efficace sur la charge}} = 32 \times 1,5292 = 48,93 \text{ V}$$

$$\text{Puissance} = \frac{(48,93)^2}{10} = 239,4 \text{ W}$$

$$\alpha = 100^\circ + \left(10^\circ \cdot \frac{0,0132}{0,0842} \right) = 101^\circ 57' / 100.$$

P. Remacle

SGS-ATES vient d'introduire sur le marché un nouveau circuit intégré qui, sous la référence TDA 1220 A, permet la réalisation d'un récepteur radio AM-FM. Les caractéristiques de ce circuit sont identiques à celles du TDA 1220 mais le 1220 A peut fonctionner sous une tension d'alimentation de 2,7 V pour un courant typique de 9 mA tant en AM qu'en FM.

Cette faible puissance d'alimentation ajoutée au fait qu'il faut très peu de composants extérieurs au circuit, font de ce dernier un élément particulièrement destiné aux récepteurs portables.

La partie AM du TDA 1220 A comprend la préamplification, le mélangeur, l'oscillateur local, l'amplificateur F.I.

Récepteur AM-FM « anti-gaspi » avec le circuit TDA 1220 A

(avec CAG interne), la détection et le préampli B.F. La partie FM comprend l'ampli F.I. avec limiteur, un détecteur en quadrature et un préampli B.F.

Les principaux avantages de ce circuit, outre sa faible puissance d'alimentation, sont un très faible bruit, une grande sensibilité, une haute stabilité et une commutation AM-FM par courant continu.

On peut voir néanmoins qu'il faut adjoindre à ce circuit une tête haute-fréquence pour la réception de la FM, l'entrée du circuit se faisant, pour cette fonction, sur la fréquence intermédiaire de 10,7 MHz. Un amplificateur BF est évidemment nécessaire à la suite du TDA 1220 A.

Boîtier brochage

Le boîtier est du type « dual in line » 16 broches dont la configuration et les dimensions en millimètres sont données à la **figure 1**.

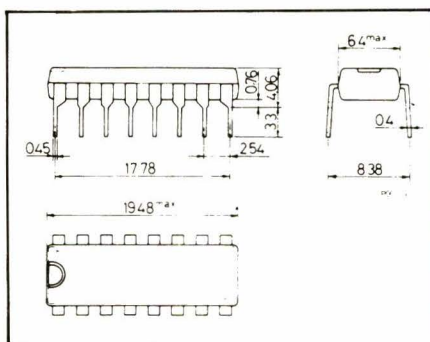


Fig. 1. -

Le brochage selon le schéma de la **figure 2**, est le suivant :

1. Oscillateur local (AM),
2. Entrée AM,
3. Sortie mélangeur,
4. By-pass entrée AM,
5. Entrée F.I. (AM),
6. Détecteur AM,
7. Détecteur AM,
8. C.A.G.
9. Sortie B.F.
10. + alimentation,
11. Alimentation (masse),
12. Détecteur FM,
13. Détecteur FM,
14. Bypass FM,
15. Bypass FM,
16. Entrée FI (FM)

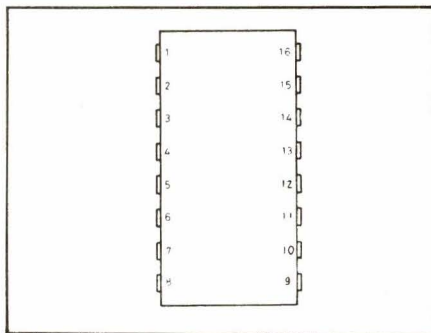


Fig. 2. -

Synoptique

Le schéma-bloc de ce circuit est montré à la **figure 3**.

Section AM

Amplificateur HF et mélangeur

L'étage amplificateur HF a son entrée (broche 2) directement connectée à l'antenne ferrite ou au circuit d'entrée permettant la recherche des stations. Cet étage possède des performances stables jusqu'à une fréquence de 30 MHz. La sortie du mélangeur (broche 3) attaque directement le transfo F.I.

Oscillateur local

Sa fréquence est déterminée par la valeur des éléments constituant la charge de la broche 1 qui est obtenue à l'aide d'un condensateur variable et d'un transformateur HF permettant ainsi un bon facteur de qualité et une bonne stabilité en fréquence en fonction des variations de tension d'alimentation. Le signal de l'oscillateur sur la broche 1 est d'environ 150 mV eff. On peut également injecter à cette borne le signal provenant d'un oscillateur externe, avec un niveau de 50 mV eff; dans ce cas, on réunira cette broche 1 au + alimentation à travers une résistance de 100 Ω .

Amplificateur et détecteur FI

L'amplificateur F.I. est à large bande avec un étage de sortie réglable. Les sorties (broches 6 et 7) commandent un circuit accordé et le détecteur différentiel étudié pour réduire la distortion à hauts niveaux de modulation.

A la sortie d'un détecteur de ce type, il existe un signal de faible niveau au double de la fréquence F.I. qui peut être gênant; pour empêcher une réaction par propagation aérienne en provenance de la bobine de détecteur située entre les broches 6 et 7, le blindage de ce bobinage doit être mis à la masse et l'antenne ferrite placée dans une position adéquate.

Préampli BF

Sa sortie se fait sur la broche 9 (en

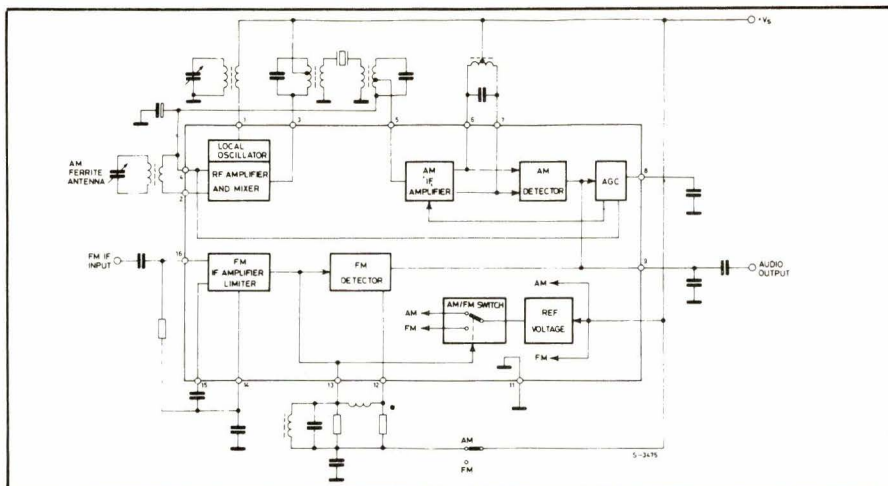


Fig. 3. -

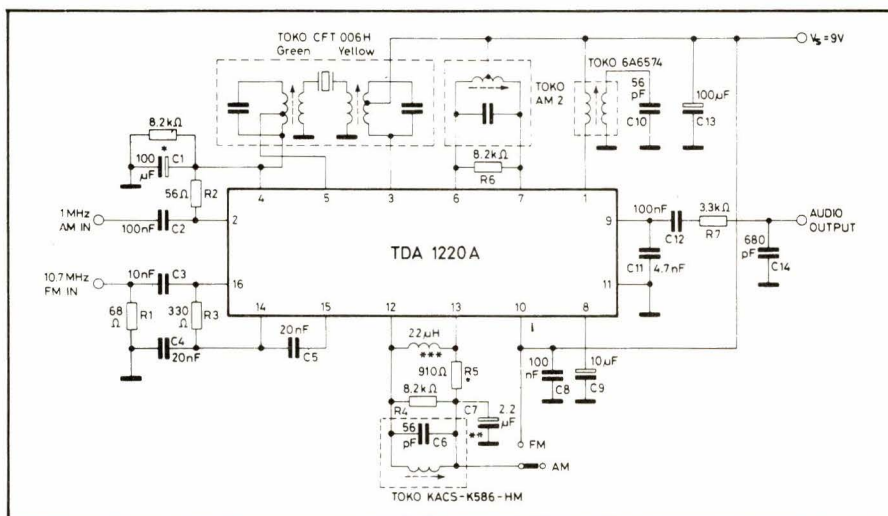


Fig. 5. -

AM comme en FM). La fréquence FI est filtrée par un condensateur extérieur qui est également utilisé pour la désaccentuation en FM. L'impédance de sortie de cet étage est de 7 k Ω et on peut utiliser à la suite une charge plus élevée (de l'ordre de 50 k Ω).

C.A.G.

L'amplificateur HF et le premier amplificateur F.I. ont la même configuration au niveau de leurs étages différentiels. L'action du C.A.G. s'effectue par le contrôle du courant collecteur de ces étages.

A la broche 8, existe un signal « porteuse » qui est filtré par une capacité extérieure de façon à obtenir le signal continu de C.A.G.

Section FM

Amplificateur-limiteur F.I.

Le signal F.I. à 10,7 MHz provenant d'un filtre céramique (précédé d'une tête VHF-tuner) est amplifié et limité par un groupe de quatre étages différentiels.

Cette entrée se fait sur la broche 16 qui a une impédance de 6,5 k Ω en parallèle avec 14 picofarads (à 10,7 MHz).

La seconde entrée de l'amplificateur se fait sur la broche 15 qui est découplée par rapport à la broche 14, celle-ci provoquant une contre-réaction totale du courant continu.

Un circuit RLC entre les broches 13 et 12, à la sortie de l'amplificateur, donne un déphasage de 90° (pour la fréquence centrale de 10,7 MHz). Le signal sur la broche 13 est d'environ 150 mV eff.

Détecteur FM

Ce circuit utilise un détecteur en quadrature et la valeur des composants utilisés est déterminée par le niveau de distortion pouvant être accepté, pour un niveau B.F. donné.

Commutation AM-FM

Cette commutation de AM en FM se fait par application d'une tension continue positive sur la borne 13.

Caractéristiques principales

Celles-ci sont résumées dans le tableau de la **figure 4**. Ces caractéristiques sont données pour une tempé-

Caractéristiques	Conditions de test	Min	Typ.	Max	Unité
Résistance thermique jonction-ambiante Tension d'alimentation Courant d'alimentation		2,7	9	160 15 15	°C/W V mA
Section AM (Fréquence porteuse = 1 MHz, fréquence de modulation = 1 kHz)					
Sensibilité d'entrée	Rapport S/B = 26 dB Modulation = 30 %		12	25	μV
Rapport signal/ bruit	Tension d'entrée = 10 mV Modulation = 30 %		60		dB
Dynamique du C.A.G.	Δ Vs = 10 dB Modulation = 30 %	80			dB
Tension de sortie (broche 9)	Tension d'entrée = 1 mV Modulation = 30 %	40	80	160	mV
Distorsion à la sortie Signal d'entrée maximum	Mêmes conditions Modulation = 80 % Distorsion = 10 %		1 80	3	% mV
Résistance d'entrée (entre broches 2 et 4)	Pas de modulation		7,5		kΩ
Capacité d'entrée (d°)	Pas de modulation		18		pF
Résistance de sortie (broche 9)			7		kΩ
Section FM (fréquence d'entrée = 10,7 MHz, fréquence de modulation = 1 kHz)					
Limitation de la tension d'entrée	Limit. à -3 dB		18		μV
Réjection de l'A.M.	Δ F = ± 22,5 kHz Modulation = 30 % Tension d'entrée = 2 mV		50		dB
Rapport signal/ bruit	Δ F = ± 22,5 kHz Tension d'entrée = 1 mV		70		dB
Distorsion	Δ F = ± 75 kHz Tension d'entrée = 1 mV		0,7		%
Tension de sortie (broche 9)	Δ F = ± 22,5 kHz Tension d'entrée = 1 mV	40	80	160	mV
Résistance d'entrée (entre broche 16 et masse)	Δ F = 0		6,5		kΩ
Capacité d'entrée (d°)	Δ F = 0		14		pF
Résistance de sortie (broche 9)			7		kΩ

Fig. 4. –

rature ambiante de 25 °C et une tension d'alimentation de 9 V (sauf spécifications contraires).

Le schéma typique d'application est donné à la **figure 5**.
Le condensateur au tantale C₁ a une tension de 6 V et C₂ une tension de 16 V. La bobine de 22 μH branchée entre les points 12 et 13 a la référence TOKO 144 L-220.
On peut voir sur la photographie de la **figure 6**, une réalisation sur circuit imprimé incluant également les parties haute-fréquence.

J. Jegou

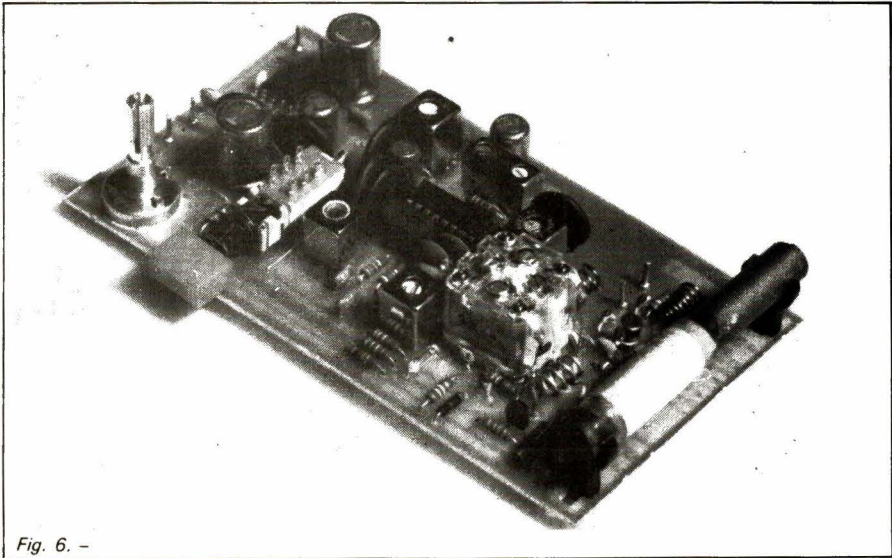


Fig. 6. –

Q⚡PAC® MEKTRON

**nouvel élément de distribution
de puissance à haute capacité
pour circuits imprimés**

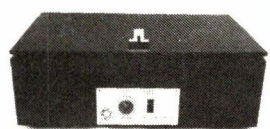
- Q⚡PAC** assure la distribution des tensions d'alimentation
- Q⚡PAC** supprime la nécessité de monter des condensateurs de découplage
- Q⚡PAC** permet d'éviter l'emploi de cartes multicouches
- Q⚡PAC** présente une gamme de capacité de 0,1 à 0,7 μ F
- Q⚡PAC** est disponible en configuration verticale, ou horizontale sous boîtier c.i.

Mektron-France

9, allée des Jachères - SOFILIC 416
94263 FRESNES Cedex Téléphone : 668-10-25 Télex : 260719
Usine à Château-Gontier (53)



C.B. bisphé 802



SF 415 Châssis à insoler
les circuits imprimés
410 × 280 mm.
1 440 francs H.T.

Modèle SF 420 A, 560 × 300 mm
1 740 francs H.T.

Autres modèles simple et double face.



GM 421 A
Machine à graver
les circuits
imprimés
fonctionnant

à mousse de perchlorure
1 950 francs H.T.
(GM 422 = 1750 F H.T.)

Notre matériel professionnel est le moins cher du marché international. Démonstration et documentation sur simple demande.

MARVYLEC ELECTRONIQUE

6, rue de la Marne, 95460 EZANVILLE
Téléphone (3) 991.30.72

*Nous recherchons des distributeurs
en France et à l'étranger.*

Conférences sur l'optoélectronique

Sous l'égide du Comité français de l'Optique, les Editions Masson organisent, du 30 septembre au 2 octobre 1980, au Palais des Congrès de la Porte Maillot à Paris, une série de conférences avec présentation de matériels consacrées à l'optoélectronique et, plus précisément, aux lasers, fibres optiques et visualisation.

Sous la présidence de M. Michel Treheux, chef de la division « réseaux optiques » du CNET-Lannion-B, un Comité d'Organisation a fixé les orientations des conférences sur les points suivants :

Lasers : applications à la micro-électronique (ajustage des circuits hybrides, découpe céramique, scellement, positionnement, recuit des semi-conducteurs) et à la chirurgie (mesure, diagnostic, thérapeutique).

Fibres optiques : technologie et mesures, câbles et connecteurs, sources et détecteurs, systèmes.

Visualisation : technologie des écrans (matériaux, effets, adressage) ; technologie et systèmes électro-optiques d'impression (terminaux de télécopie, fac-similé, téléphotographie, restitution de textes, graphismes, images vidéo ou numérisées, archivage et stockage d'informations).

Parallèlement à ces conférences, qui se dérouleront par demi-journées et se clôtureront par des tables rondes, seront exposées les plus récentes productions des principaux industriels de l'optoélectronique présents sur le marché français.

Pour informations : **Gilles Secaze**, 329.21.60.

Le transistor MOS-FET (Metal-On-Silicon Field-Effect-Transistor) conventionnel est connu pour avoir une résistance « ON » élevée et des caractéristiques de commutation qui ne sont pas spécialement intéressantes. La cause en est la relative imprécision de la structure latérale. La longueur du canal, dont dépend la résistance « ON », ne peut pas être abaissée au-dessous d’une certaine limite. En outre, la nécessité d’avoir des recouvrements de l’électrode gate sur le drain et la source entraîne une capacité élevée, c’est-à-dire des temps de commutation longs et une faible fréquence de coupure. Le transistor MOS FET n’est par conséquent, pas adapté aux hautes fréquences.

Mais si l’on remplace la structure latérale (fig. 1 b), dont la précision est liée au masquage, par une structure verticale en V, on réduit la surface et l’on fait dépendre la précision de la profondeur de diffusion (fig. 1 a). Le canal est très court, abaissant de ce fait la résistance « ON ». De même la capacité est réduite par la diminution des surfaces de recouvrement. La technologie VMOS per-

Transistors V.MOS : une foule d’applications

met, en résumé, de réaliser des transistors MOS de faible résistance « ON » utilisables en HF, tout en conservant les caractéristiques d’impédance d’entrée élevée et de faible bruit HF.

D’autres qualités viennent s’ajouter : les VMOS supportent mieux les surcharges du fait qu’ils n’ont pas de second claquage (fig. 2) et que la résistance « ON » a un coefficient de température positif. Cela signifie que le courant drain diminue lorsque la température augmente : c’est en sorte une auto-protection. Il est également possible de caler plusieurs VMOS en parallèle sans problème.

Une comparaison des paramètres des transistors VMOS et bipolaires est donnée dans le tableau 1.

	VMOS	bipolaire
résistance d’entrée	$10^9 \dots 10^{11} \Omega$	$10^3 \dots 10^5 \Omega$
gain	$10^5 \dots 10^6$	100... 200
commutation on	4 ns	50... 500 ns
commutation off	4 ns	500... 2000 ns
résistance ON	3 Ω	0.3 Ω
claquage	non	secondaire : oui
calage parallèle	facile	moyennant précautions

Tableau 1

	BD 512	BD 522	BS 170	BS 250
polarité	P	N	N	P
valeurs limites				
V_{DS}	- 60	60	30	- 45 V
I_D	- 1,5	1,5	0,5	- 0,5 A
P_{tot} boîtier à 25 °C	10	10		W
P_{tot} à 25 °C ambiant	1,75	1,75	0,83	0,83 W
T_j	150	150	150	150 °C
caractéristiques				
$r_{DS(ON)}$ typ.	4,5	2	3,5	9 Ω
$r_{DS(ON)}$ max.	7	3	5	14 Ω
g_m typ.	300	400	200	150 mmho
capacité grille	140	140	60	60 pF
courant de fuite min. (grille)	- 100	100	10	- 20 nA
seuil grille min.	- 1	0,8	0,8	- 3,5 V
délai de commutation typ.	4	4	4	4 ns
diode de protection de la grille	oui	oui	non	non
boîtier	TO-202	TO-202	TO-92	TO-92

Tableau 2

Les familles

Quatre types standard figurent pour l'instant au programme ITT Semi-Conducteurs. Ce sont les produits de cette firme qui serviront de base à cet article. Voici, dans le **tableau 2**, les caractéristiques principales de ces quatre types.

1. Complémentarité

La mobilité des électrons est deux fois plus élevée que celle des trous : en conséquence, la résistance « ON » des VMOS à canal P est double pour une même surface de cristal. Mais les autres paramètres ne subissent pas nécessairement le même facteur.

2. Diode drain-source

Une diode entre le drain et la source est inhérente à tous les dispositifs VMOS. En canal N, l'anode est formée par le substrat, la cathode par les couches n^+ et n^- du drain. Les caractéristiques de cette diode ne sont pas indiquées dans les fiches techniques, mais elles correspondent à celles d'une diode effective de 0,5 à 1 A. En canal P, cette diode provoque une chute de quelques volts pour des courants comparables.

3. Manipulation

Les composants VMOS dont la grille n'est pas protégée par une diode doivent être manipulés comme les circuits

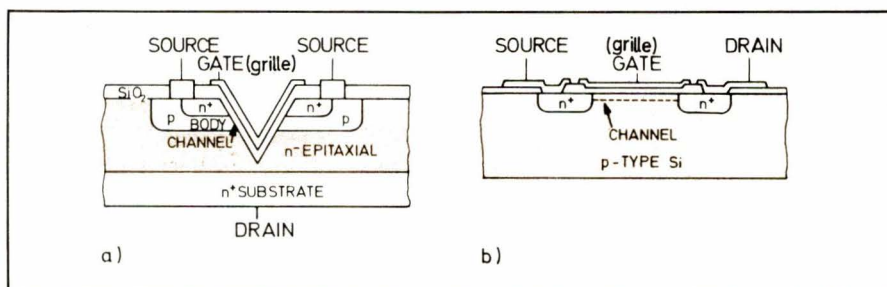


Fig. 1. - Technologie
a) structure VMOS.
b) transistor MOS-FET latéral.

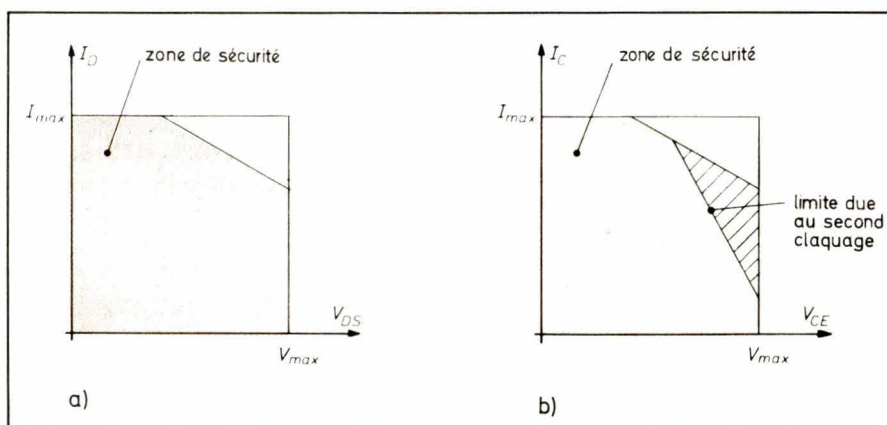


Fig. 2. - Zone de sécurité
a) transistor VMOS.
b) transistor bipolaire.

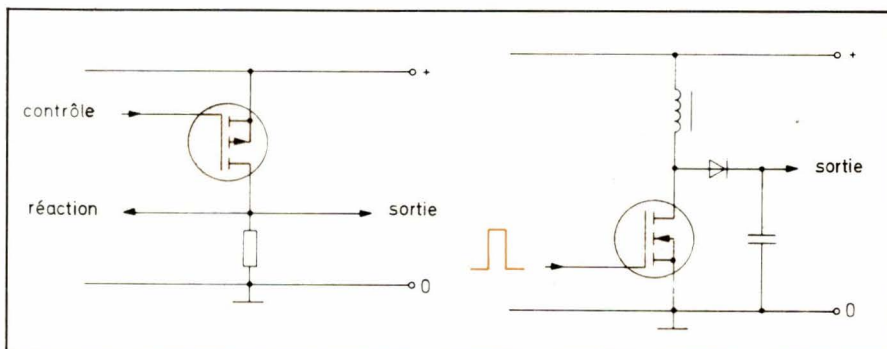


Fig. 3. - Régulateur linéaire.

Fig. 4. - Commutateur multiplieur de tension.

MOS, c'est-à-dire en évitant les charges sur la grille.

Bien que le coefficient de température positif de la résistance du canal VMOS assure la stabilité thermique, il est nécessaire de prévoir des ailettes de refroidissement. Le test sur traceur de courbes est dangereux à cause de la puissance instantanée et de la fréquence élevée.

4. Produits futurs

Outre les types standard, les technologies actuelles permettent de produire des transistors pour plusieurs centaines de volts et plusieurs ampères, qui seront proposés lorsque le marché s'affermira pour ce type de produits.

Alimentations

Les transistors VMOS ont des caractéristiques idéales pour réaliser des régulateurs linéaires: haute fréquence, faible seuil et absence de tension de saturation. Dans les alimentations commutées, ces caractéristiques sont même remarquables. Leur vitesse de commutation permet des fréquences de l'ordre du mégahertz avec une réduction de volume assez conséquente puisque l'on peut atteindre des densités de 5 W/cm^3 .

1. Les régulateurs linéaires

La **figure 3** illustre la manière d'exploiter l'absence de tension de saturation. Dans les régulateurs conventionnels, la différence de potentiel minimale entre l'entrée et la sortie est limitée par la tension de saturation du transistor série. Pour obtenir une tension de saturation vraiment faible, il faut un niveau élevé sur la base. Dans les transistors VMOS, la caractéristique ON est purement résistive: la différence de potentiel entrée/sortie dépend uniquement du produit courant de charge par résistance. En outre le courant driver peut être très faible, de sorte qu'il peut être délivré par un ampli opérationnel de faible puissance.

2. Conversion commutée CC/CC

Les types de régulateurs non isolants les plus simples sont présentés aux **figures 4, 5 et 6**. Dans la pratique, la fréquence opérationnelle est davantage limitée par les composants environnants que par les VMOS eux-mêmes. On emploiera des condensateurs électrolytiques conçus pour les applications commutées, ou des

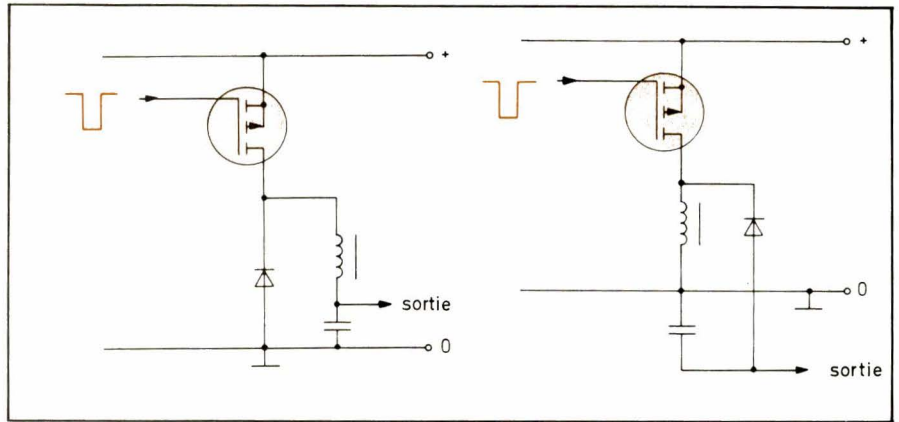


Fig. 5. - Commutateur réducteur.

Fig. 6. - Inverseur de polarité.

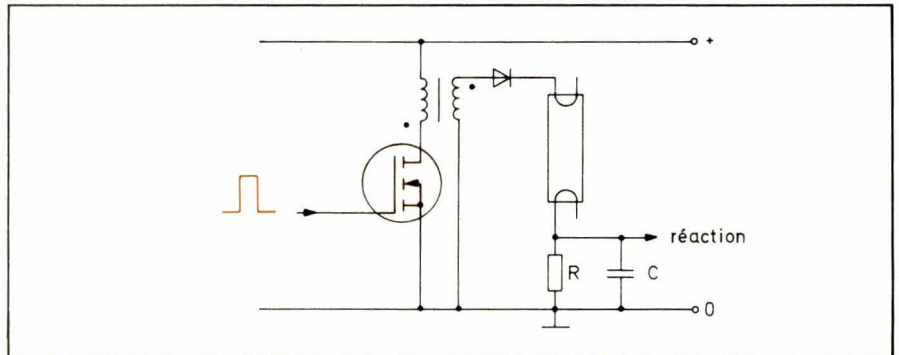


Fig. 7. - Convertisseur pour tube fluorescent.

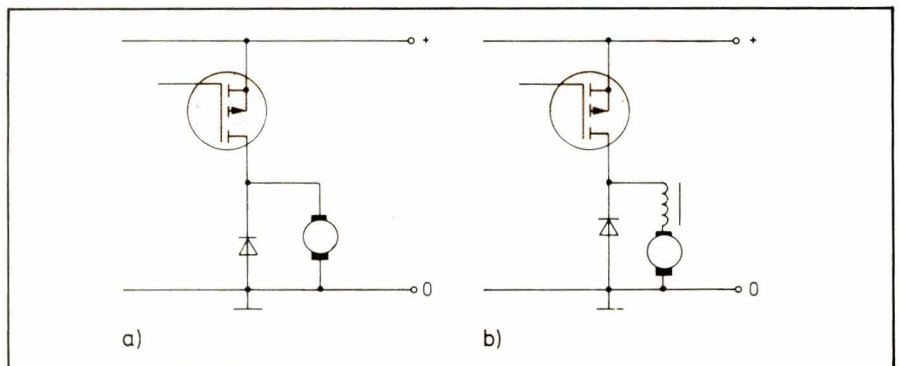


Fig. 8. - Contrôle de vitesse pour moteur à courant continu
a) inductance du moteur servant de filtre,
b) moteur de faible inductance, avec filtre externe.

condensateurs non électrolytiques (polycarbonate, polypropylène) pour les fréquences plus élevées.

Le convertisseur présenté à la **figure 4** peut être utilisé comme un inverseur simple pour tubes à fluorescence (**fig. 7**). Le circuit peut être utilisé avec un cycle fixe dans le commutateur. En ajoutant un réseau RC, on obtient un circuit régulateur insensible aux variations de la tension d'alimentation. On peut également réaliser un gradateur entièrement ajustable en variant le taux d'impulsion avec ou sans feedback. La tension secondaire du transformateur dépasse sa valeur maximale jusqu'à ce que le tube soit déclenché. On analysera au préalable les transitoires appliquées au VMOS, spécialement les tensions de fuite induites par le transformateur. La diode mentionnée n'est pas forcément

nécessaire, selon le rapport entre la tension positive et la tension négative du secondaire du transformateur.

Le réducteur montré à la **figure 5** peut être utilisé comme réducteur pour moteur à courant continu tel qu'il est montré en **figure 8**. L'inductivité propre du moteur est même utilisée comme élément de filtrage dans la **figure 8 a**. Certains types de moteur, par exemple les moteurs à « circuit imprimé » et les moteurs à rotor non ferreux, peuvent avoir une inductivité extrêmement faible ($< 100 \mu\text{H}$): pour ce type de circuit, il est préférable d'ajouter une inductivité externe à moins qu'une fréquence de commutation très élevée ne soit appliquées.

D'autres exemples de convertisseurs c.c./c.c. sont montrés aux **figures 9 à 11**. Tous ces circuits employaient traditionnellement des transistors bipo-

lares. La **figure 9** présente l'oscillateur autobloquant familier. La **figure 10** est un convertisseur à couplage de tension utilisant un transformateur saturant. (Les facteurs qui rendent intéressants les convertisseurs à couplage de courant réalisés à partir de transistors bipolaires sont pratiquement inapplicables aux transistors VMOS.) On peut également réaliser des convertisseurs à deux transformateurs. La **figure 11** présente un convertisseur dont la sinusoïde de déclenchement est fournie par un multivibrateur. Ce dernier peut être réalisé au moyen de transistors bipolaires ou VMOS. On intercalera des résistances sur la grille des VMOS pour éviter les retards de commutation liés à la capacité de cette grille. D'autres réalisations sont possibles dans ce domaine, par exemple des inverseurs à signaux carrés utilisant des thyristors. Parmi les inverseurs à sinusoïde présentés plus loin au paragraphe 4, un certain nombre peuvent être utilisés comme convertisseurs c.c./c.c.

3. Alimentation à doubleur de tension

Le terme doubleur est peut-être un peu trop optimiste, dans la mesure où il n'y a pas vraiment doublage à cause des pertes. Les transistors VMOS sont contrôlables par des logiques CMOS oscillant à fréquence élevée : une fréquence de 50 kHz est appliquée, mais elle peut être beaucoup plus élevée.

Pour comprendre la **figure 12 a**, supposons que T_1 est commuté par la tension de contrôle V_S , T_2 est par conséquent bloqué. Le condensateur C_1 va se charger à $V_S - V_{F(D1)}$, car le drain de T_1 est pratiquement à 0 V. Lorsque la tension de contrôle baisse vers 0, T_1 se bloque très rapidement (il n'y a pas de retard, car il s'agit d'un élément à porteur de charges majoritai-

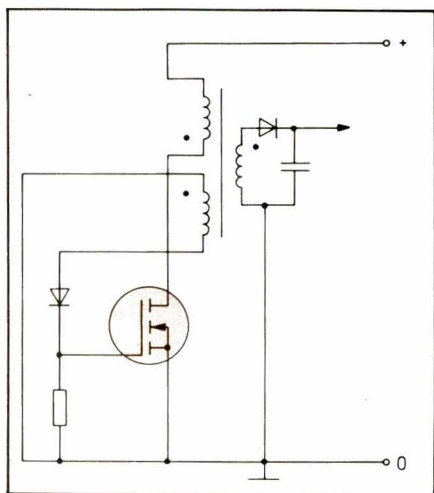


Fig. 9. - Convertisseur c.c. à oscillateur de blocage.

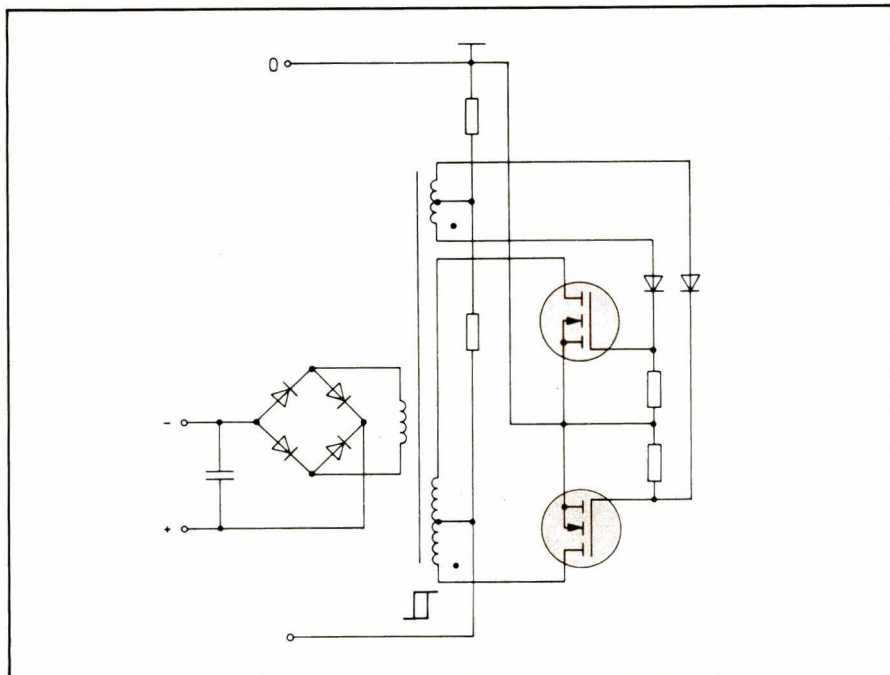


Fig. 10. - Convertisseur c.c. à contre-réaction de tension.

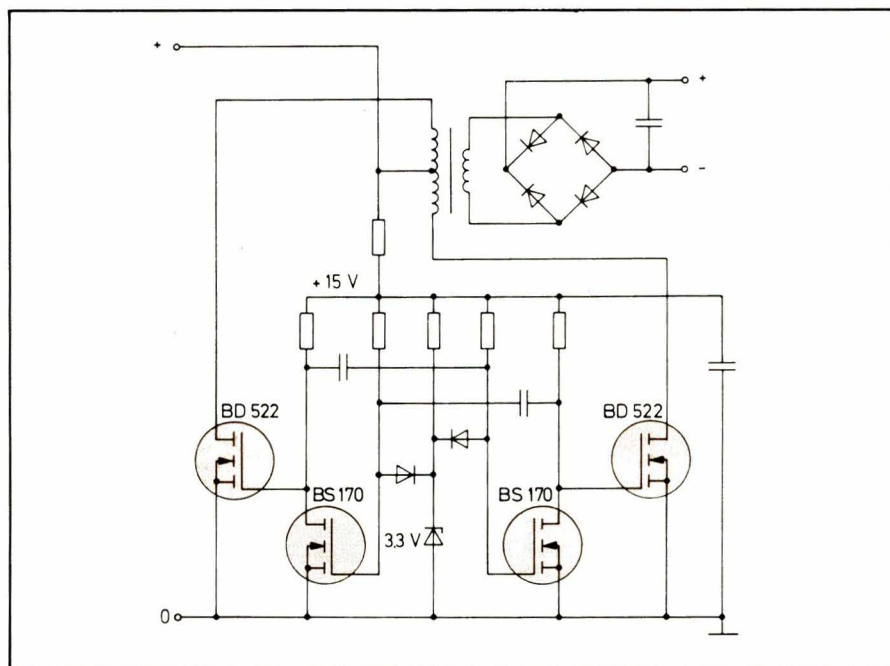


Fig. 11. - Convertisseur c.c. contrôlé par multivibrateur.

res) et T_2 est commuté. De ce fait, la base de C_1 est au potentiel V_S et l'autre bout au potentiel $V_S + (V_S - V_{F(D1)})$, ce qui correspond à un quasi-doublage de la tension d'alimentation. La diode D_1 est dès lors polarisée en inverse, et C_1 se décharge dans C_2 à travers la diode D_2 . La tension à C_2 s'accroît, la valeur finale dépendant de la constante de temps de ce segment. Ce jeu se répète, la tension à C_2 montant à $2 V_B - 2 V_F$ s'il n'y a pas de courant de charge.

Les tensions nominales de T_1 , T_2 et C_1 doivent être supérieures ou égales à V_S , celle de C_2 devant être supérieure à $2 V_S$. Les transistors VMOS ont une certaine résistance ON limitant le courant initial à une valeur tolérable. Si des

courants élevés doivent être prévus, les transistors BD 512 et BD 522 peuvent être montés sur le même radiateur, car leurs drains sont branchés sur les socles métalliques des boîtiers. Pour des courants plus faibles, on utilisera les types BS 170 et BS 250.

Les caractéristiques du circuit de la **figure 12 a**, utilisant les types BD 512 et BD 522 sont données dans le **tableau 3**.

La **figure 12 b** est une variante, dans laquelle la tension d'alimentation est supérieure à la tension grille-source des transistors VMOS. En cas de signaux à forte pente, on utilisera des diodes rapides, comme par exemple les diodes Schottky SD 101 (ITT).

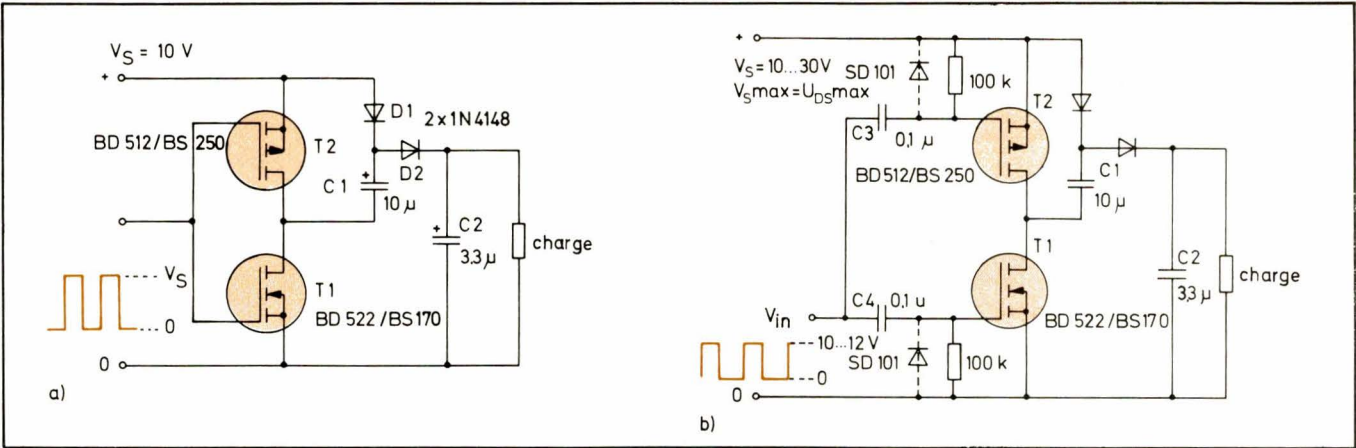


fig. 12. – Alimentation à doublage de tension.
a) pour tension d'alimentation faible,
b) pour tension d'alimentation élevée.

4. Inverseurs et oscillateurs sinusoïdaux

Les figures 13 à 17 offrent un choix d'inverseurs sinusoïdaux, réalisés auparavant au moyen de thyristors. Les signaux de contrôle peuvent être produits par des circuits intégrés conçus pour la conversion push-pull. Le contrôle de transistors VMOS est particulièrement simple si l'on utilise des transistors complémentaires. Par contre, si les éléments sont de même polarité, il faut adjoindre des transformateurs d'impulsions.

Le calcul des circuits inverseurs est complexe en raison du grand nombre de variables. Le rapport pointe/valeur moyenne pour les courants et les tensions peut être déterminé par le choix des valeurs, par exemple au niveau du rapport L_2/L_1 et du rapport fréquence de contrôle/fréquence de résonance.

Le circuit figure 17, comporte une diode Zener D_1 qui limite la tension de contrôle de la grille. Les diodes D_2 et D_3 suppriment l'effet combiné des capacités parallèles de la zener et des

V_S	V_{out}	I_{charge}	rendement
10 V	16,4 V	82 mA	72 %
10 V	17,8 V	18 mA	62 %

Tableau 3

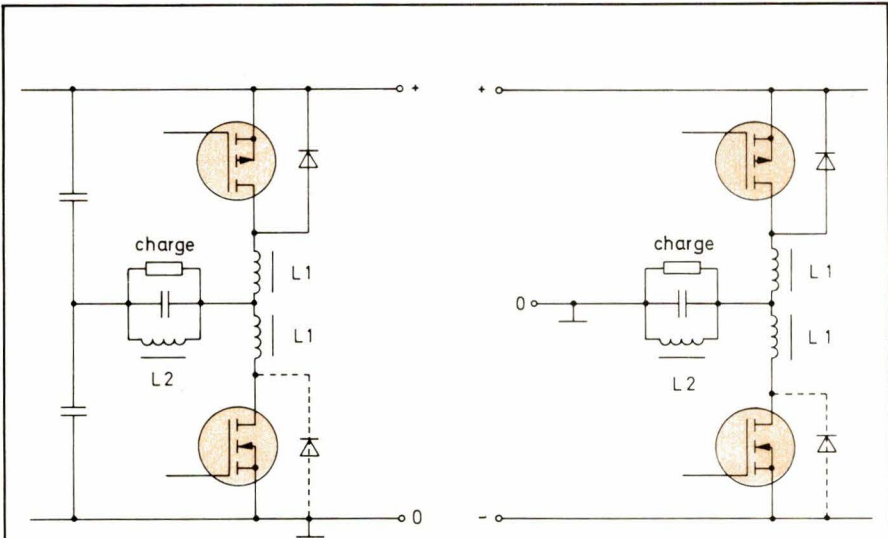


Fig. 13. – Inverseur sinusoïdal, demi-pont capacitif. Fig. 14. – Inverseur sinusoïdal, demi-pont à alimentation symétrique.

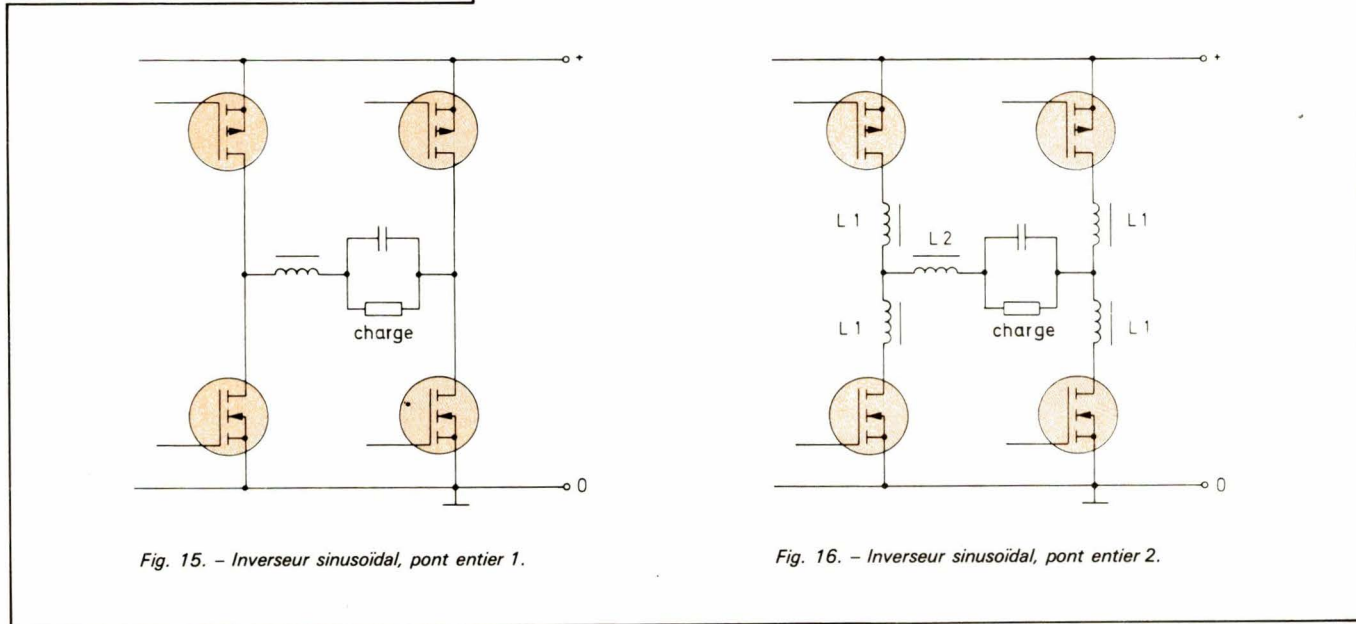


Fig. 15. – Inverseur sinusoïdal, pont entier 1.

Fig. 16. – Inverseur sinusoïdal, pont entier 2.

grilles. Les signaux aux drains des transistors VMOS ont la forme de demi-ondes sinusoïdales ayant une amplitude $\pi \cdot V_B$. Dans certaines variantes de ce circuit, on pourra se passer des diodes D_4 et D_5 .

La figure 18 illustre la façon dont un montage à thyristor peut être converti en VMOS. La figure 18a est le circuit de base. La figure 18b montre comment est produite la tension de contrôle à partir d'un simple multivibrateur bistable. La durée des impulsions d'entrée n'est pas critique. La figure 18c montre le courant à travers L_1 pour une période, à partir du moment où le circuit est déclenché par l'impulsion d'entrée. Dès que le courant change de sens et passe à travers la diode, les diodes D_1 et D_2 remettent le multivibrateur à zéro. Le moment où la R à Z a lieu n'est pas critique, à condition qu'elle ait lieu avant l'écoulement de t_d .

Si la forme de l'impulsion d'entrée est parfaitement définie, on utilisera le circuit plus simple figure 18d. Pour les montages à thyristors, la durée t_d , qui représente le temps disponible

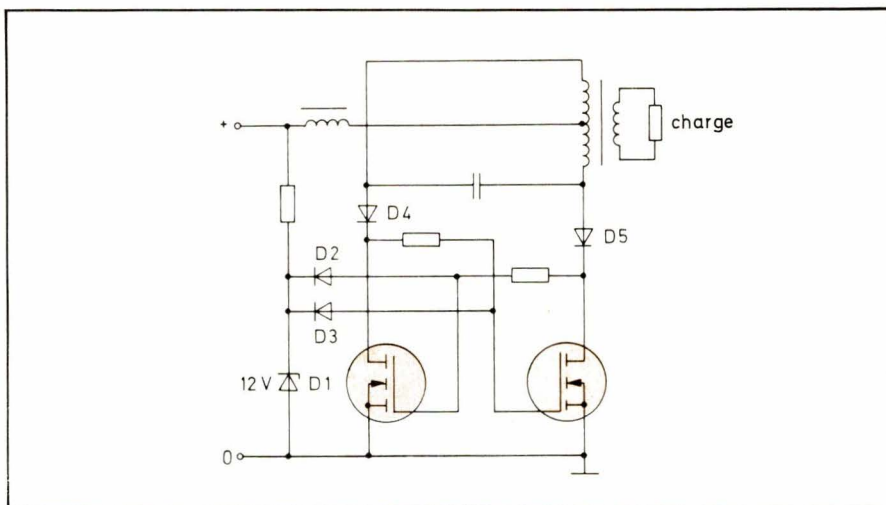


Fig. 17. - Inverseur sinusoïdal auto-oscillant accordé.

pour bloquer le thyristor, ne devait pas être trop brève. Avec les VMOS, cette restriction n'a plus lieu du fait de la rapidité de ces transistors. Les ralentissements sont plutôt dus à la capacité de la grille et à l'impédance du générateur.

Outre les circuits proposés, on peut

concevoir des oscillateurs linéaires conventionnels, mais leur rendement sera bien entendu inférieur à ceux des inverseurs sinusoïdaux commutés. L'étage de sortie classe E peut également être utilisé comme inverseur sinusoïdal de puissance.

Ces types de circuits trouvent leurs

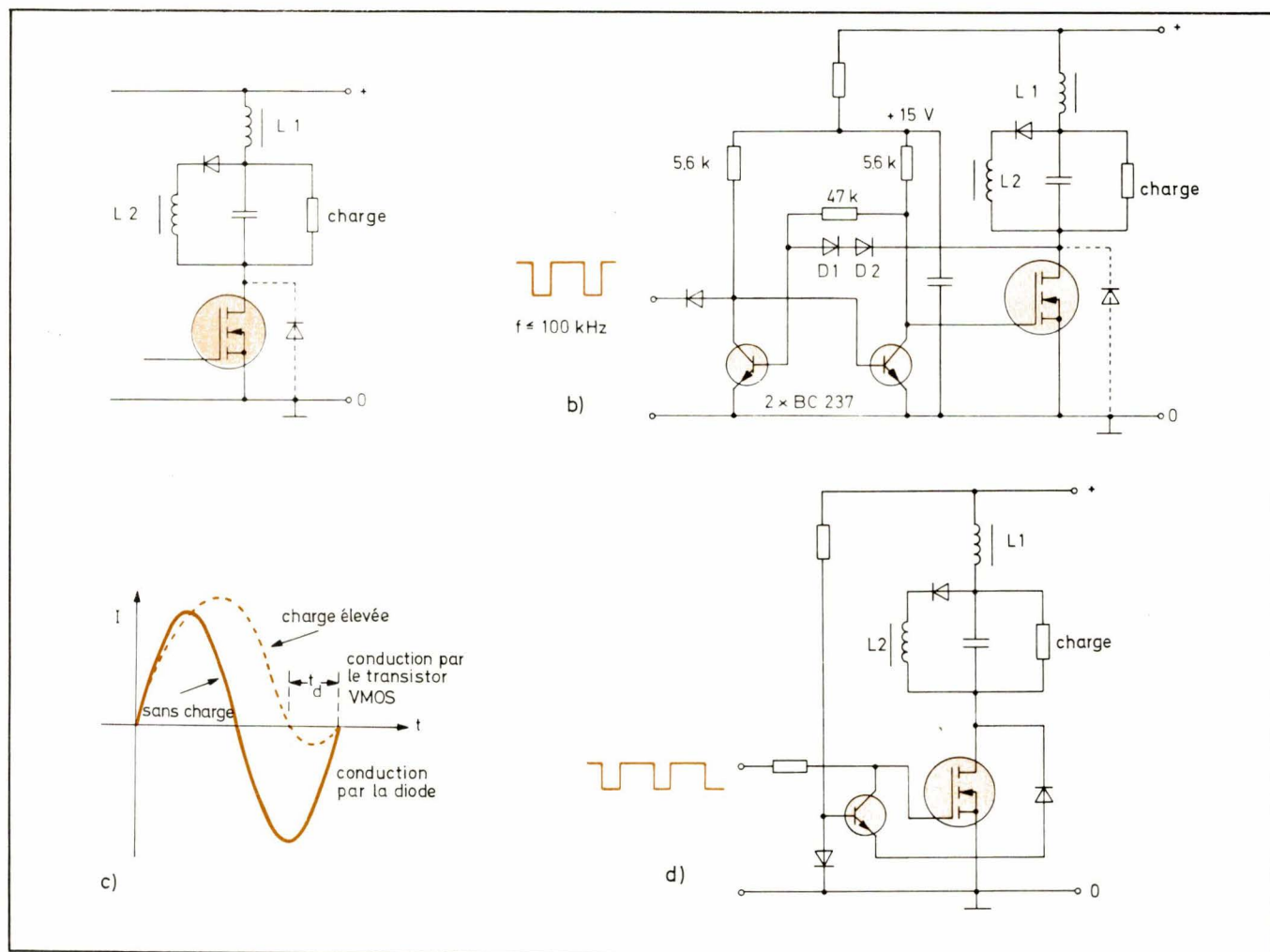


Fig. 18. - Conversion d'un circuit à thyristor en circuit à VMOS

- a) circuit de base,
- b) driver bistable,
- c) forme du courant,
- d) le montage le plus simple.

applications dans les éclairages fluorescents alimentés par piles, les oscillateurs de prémagnétisation et d'effacement des magnétophones, les contrôles de transducteurs ultrasonores, en particulier à plaquette ou anneau de céramique piézo.

Dans le cas des tubes fluorescents, les hautes fréquences rendues possibles par les transistors VMOS permettent de réduire les dimensions des ballasts à noyau de ferrite (et par conséquent le coût). Comme exemple d'applications ultrasonores de puissance, citons les équipements de nettoyage (20 – 50 kHz), de pulvérisation (> 1 MHz), de soudure et de contactage.

5. Sources de courant

L'impédance de sortie élevée des transistors VMOS permet de réaliser de bonnes sources de courant, même non régulées. La **figure 19 a** présente un circuit non compensé en température et la **figure 19 b** un circuit à compensation. Dans le montage **figure 20**, la précision de la source régulée dépend du coefficient de température de la tension de base du transistor bipolaire.

La précision du montage **figure 21** repose sur l'égalité des courants de source et de drain. Si l'on utilise des transistors bipolaires, on introduit une erreur due au courant de base, alors que dans le cas d'un transistor VMOS, cette erreur est évitée du fait que le courant de la grille est extrêmement faible, même lorsque le courant de source atteint le milliampère. Le circuit **figure 19 c** présente un dipôle à haute impédance pour signaux dynamiques, pouvant être utilisé avantageusement dans des amplificateurs.

6. Production de courant alternatif (commande de moteur triphasé)

La **figure 22** présente un générateur de courant alternatif dont les tensions de sortie sont rectangulaires et la fréquence est un sixième de la fréquence d'entrée. Les transistors VMOS peuvent être commandés directement par le diviseur CMOS 4018 si le circuit intégré et l'étage final sont alimentés en commun par une tension de 10 – 15 V. Pour des puissances et des alimentations plus élevées, un condensateur de couplage selon la **figure 12 b** peut s'avérer utile.

Les **figures 23 et 24** montrent comment un signal de commande G ou \bar{G} est introduit dans le circuit de contrôle pour produire à la sortie une modulation de durée d'impulsion. Cette idée, due à H. Backhausen, est destinée à un

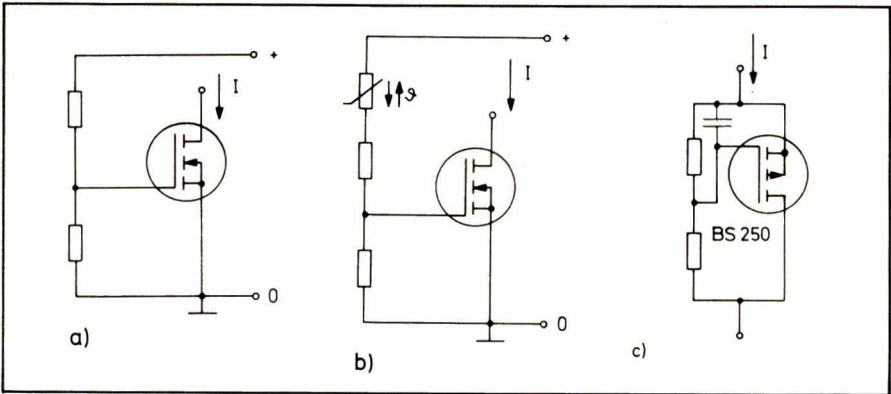


Fig. 19. – Sources de courant non régulées.
a) sans compensation de température,
b) compensée,
c) dipôle dynamique.

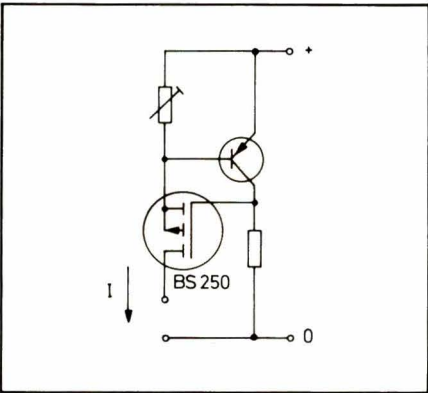


Fig. 20. – Source de courant régulée.

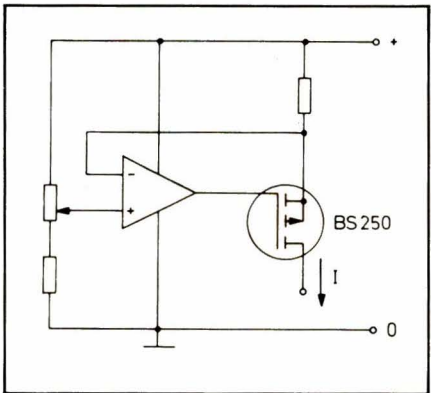


Fig. 21. – Source de courant régulée indépendante de la température.

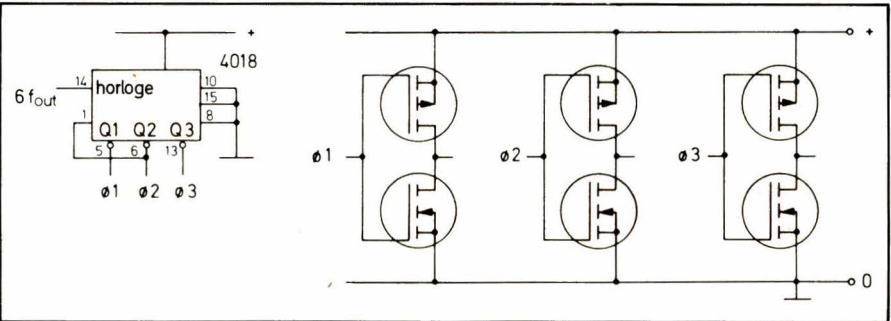


Fig. 22. – Générateur de courant continu (contrôle de moteur triphasé).

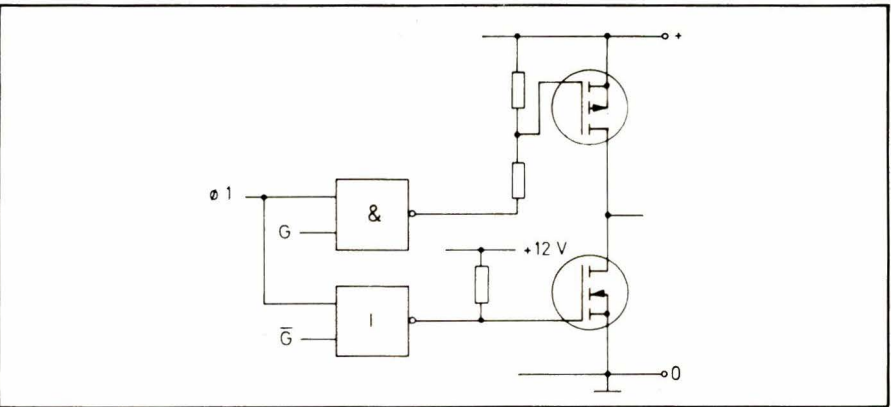


Fig. 23. – Modulation de durée d'impulsion d'un étage de sortie de la figure 22.

vibrateur de béton à immersion. Dans cette application, la modulation sert à contrôler la puissance de sortie. On obtient, à partir d'une alimentation de 60 V, une tension efficace de 55 V pour une fréquence de 200 à 600 Hz.

Dans ce type de circuit, la modulation de durée d'impulsion à fréquence élevée peut également servir à synthétiser une forme sinusoïdale à faible fréquence. Cela correspond aux cyclo-inverseurs utilisant des thyristors.

Amplification BF

Les transistors VMOS utilisés dans des amplificateurs linéaires offrent un comportement remarquable en fréquence élevée ($f_T > 400$ MHz) et une excellente linéarité. A partir de 0,2 A, la pente des types BD 512 et BD 522 ne dépend plus du courant. Pour l'amplification en régime de commutation, les transistors présentent les mêmes avantages que pour les alimentations commutées.

1. Amplificateurs classe A

L'étage de base, **figure 25**, d'un amplificateur en classe A, comporte des résistances de polarisation élevées (R_1 et R_2). A cela s'ajoute l'impédance de sortie élevée du transistor VMOS, ce qui signifie que le gain de l'étage correspond simplement au produit $g_m \cdot R_L$. On obtient en pratique des gains par étage de 30 dB, et cela jusque dans le domaine du mégahertz. Au moyen d'une résistance en série avec la source, on réduira l'influence de l'étalement des paramètres. Cette résistance ne serait pas nécessaire pour la stabilité thermique. Une autre méthode pour éliminer l'influence de l'étalement du paramètre « tension du seuil de la grille » est donnée à la **figure 26**. Elle consiste à stabiliser la polarisation du transistor au moyen d'une contre-réaction négative du drain vers la grille.

La **figure 27** présente une application dans laquelle le transistor VMOS sert d'amplificateur pour le transducteur ultrasonore d'une télécommande de téléviseur. Le réseau de résistance à la grille du VMOS détermine le courant de pointe dans la bobine. Pour limiter l'étalement des paramètres, on peut adjoindre une résistance série avec la source.

2. Amplificateurs ABC à transistors VMOS complémentaires

Il ne s'agit pas d'une erreur d'impression ! Bien qu'il s'agisse fondamentalement d'un amplificateur en classe B, un des transistors opère davantage en classe A et l'autre définitivement en classe C. Il existe bien des amplificateurs AB, alors pourquoi pas la classe ABC ?

Le montage de la **figure 28** est destiné à un usage modeste, le taux de distorsion étant relativement élevé du fait du nombre réduit de composants. Une particularité assez inhabituelle est l'emploi d'une configuration à source commune. L'avantage en réside dans l'amplification de tension, de sorte qu'il

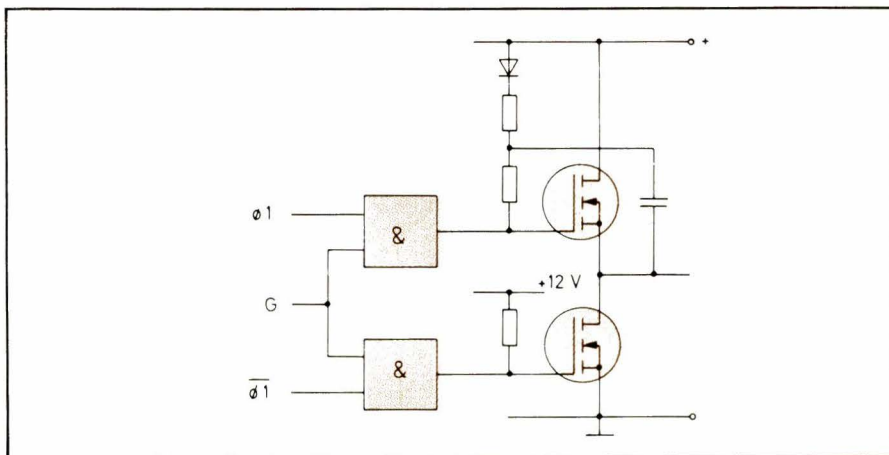


Fig. 24. - Modulation de durée d'impulsion d'un étage de sortie non complémentaire.

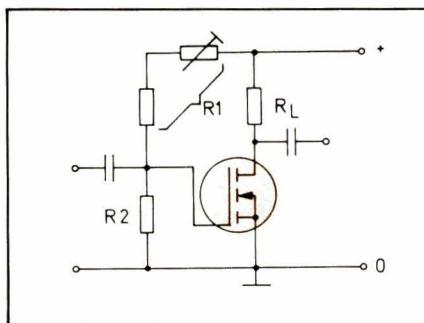


Fig. 25. - Amplificateur de classe A de base.

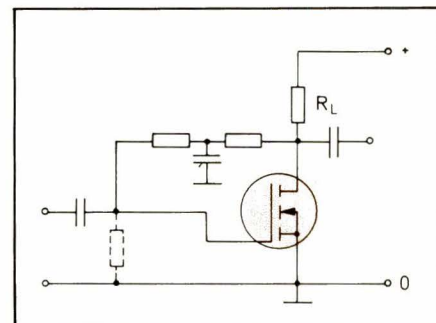


Fig. 26. - Amplificateur de classe A à contre-réaction de tension.

n'est pas nécessaire que la tension de contrôle soit supérieure à la tension d'alimentation. Deux autres avantages résident dans le fait que le gain en puissance est pratiquement illimité et que l'on peut, sans modifier le circuit de contrôle, augmenter la puissance de sortie en parallélisant plusieurs transistors. Une tentative de ce type avec des transistors bipolaires aboutirait à un désastre ! Enfin, une raison moins évidente, mais pratique : les transistors VMOS étant connectés électriquement, et comme leurs drains sont branchés aux socles métalliques des boîtiers, on peut les visser sans isolation sur un même radiateur.

Sur le plan de la résistance « ON » et de la pente (g_m), les VMOS à canal P sont moins bons que ceux à canal N. Cela est dû à la mobilité moindre des trous, qui sont les porteurs de charge majoritaires au canal P, par rapport à celle des électrons dans les composants à canal N. Cela signifie en pratique qu'il faut utiliser deux fois plus de transistors P pour compenser la différence. La tension de seuil des transistors VMOS n'est pas liée à des contraintes physiques, mais à la fabrication. Pour compenser l'étalement de ce paramètre, une contre-réaction négative est nécessaire.

Dans le circuit **figure 28**, le premier étage T_1 opère avec un faible courant collecteur et un gain élevé, ce qui permet également de diminuer le bruit. Comme on peut le constater, l'impé-

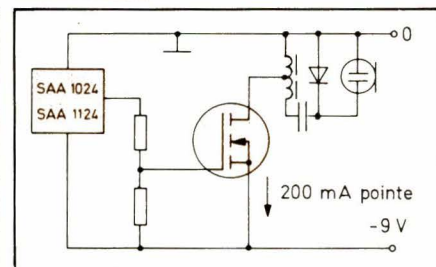


Fig. 27. - Contrôle d'un émetteur ultrasonore.

dance d'entrée est d'environ 50 k Ω . Elle peut être accrue en augmentant la valeur de R_{12} . T_1 est un transistor bipolaire à contre-réaction d'émetteur. Le collecteur est branché, et c'est là un aspect plutôt curieux, sur la grille de T_2 (T_2 est en réalité composé de deux transistors BD 512 parallèles). Le condensateur C_2 permet au courant alternatif de franchir la résistance R_6 , sinon le signal à la grille de T_2 serait très faible. R_4 et R_5 stoppent les oscillations parasites. Cette même tension alternative est également disponible à la grille de T_3 à travers le condensateur C_3 . Une question surgit : d'où vient la polarisation de T_3 ? En fait elle n'est pas nécessaire, car le seuil de l'amplificateur est défini par la polarisation de la grille de T_2 et il est maintenu à un niveau constant grâce à une contre-réaction négative à courant continu. D'éventuelles distorsions sont supprimées par la contre-réaction à courant alternatif.

La charge est également branchée d'une façon inhabituelle. Cela permet

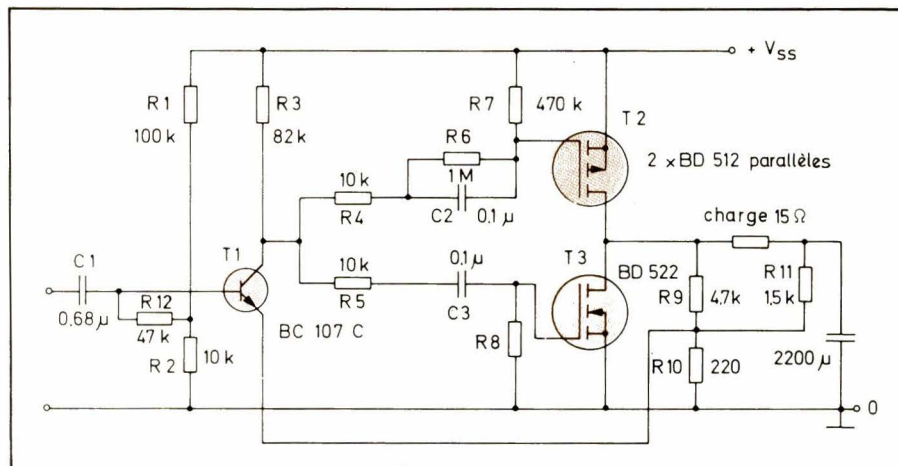


Fig. 28. – Amplificateur complémentaire ABC.

d'envoyer à la fois un courant modulé et un courant continu de puissances différentes sur l'émetteur de T_1 . On a une contre-réaction en courant alternatif et une autre en courant continu sur T_1 à travers R_9 et R_{10} . La contre-réaction continue, plus forte, à travers R_{11} et R_{10} , sert à stabiliser la tension de repos continue sur la moitié de la tension d'alimentation. Au vu des diagrammes, on constate que cela réussit. On pourrait encore améliorer le montage en remplaçant T_1 par un petit transistor VMOS. Le bruit serait sûrement réduit et l'on pourrait utiliser des résistances de polarisation bien plus élevées, ce qui permettrait de brancher des transducteurs de très haute impédance.

Le gain du circuit de la **figure 28** est de 30, la bande passante est de 35 Hz à 125 kHz à -6 dB. Des distorsions apparaissent au-delà de 25 kHz. Les diagrammes de la **figure 29** illustrent les caractéristiques du circuit.

3. Amplificateurs classe D

a) Principes

Le principe d'un étage de sortie en classe D est donné à la **figure 30**. Les deux commutateurs se ferment alternativement à une fréquence élevée f_s . Le signal BF (f_m) est compris dans le taux d'impulsion de f_s , donc dans la valeur moyenne de la tension de sortie. Le filtre coupe les composantes HF. Le signal contrôlant les commutateurs a seulement deux états et il est normalement produit par un comparateur lui-même alimenté par un mélange de signaux composé du signal triangulaire de commutation et du signal BF superposé. La valeur momentanée de ce mélange produit le taux d'impulsion variable du signal de contrôle de l'étage de sortie par comparaison avec la tension de référence fixe. Le même résultat peut être obtenu par d'autres moyens.

Voici les caractéristiques fondamentales de l'amplification en classe D – en

supposant que les commutateurs sont des commutateurs parfaits, en série avec les résistances R_{ON} définies (**fig. 30**) – et cette supposition est une réalité avec les VMOS –, et en supposant que l'inducteur n'a pas de pertes, le rendement est donné par :

$$\eta = R_L / (R_L + R_{ON})$$

et tend vers 100 % lorsque R_{ON} tend vers zéro. Le rendement est par conséquent indépendant du niveau de sortie BF.

– Les amplificateurs en classe D opèrent normalement en modulation du taux d'impulsion. Le degré de modulation est donné par :

$$M = \frac{t_{on} - t_{off}}{t_{on} + t_{off}}$$

où t_{on} et t_{off} désignent les durées de fermeture et d'ouverture des commutateurs. Le rendement de l'étage de sortie de dépend pas de M . Cela signifie, en fait, qu'avec une tension d'alimentation donnée, lorsqu'on n'utilise pas toute la puissance disponible, on réduit la puissance de sortie mais pas le rendement de l'amplificateur.

– Dans les composants utilisés habituellement, on assiste à des pertes de commutation élevées au moment de la commutation. Cette perte de puissance peut, selon la fréquence de commutation, entraîner une détérioration importante par rapport au rendement théorique.

– Dans les montages habituels, l'amplitude du signal triangulaire est maintenue constante, alors que la tension d'alimentation de l'étage de sortie peut contenir du ronflement et peut varier avec la tension du secteur. L'amplification à vide d'un amplificateur en classe D est par conséquent directement proportionnelle à l'alimentation de l'étage de sortie.

– Le ronflement et le bruit dans l'alimentation de l'étage final passent directement dans la charge si l'on ne

compense pas au moyen d'une contre-réaction négative.

– L'amplitude du signal de commutation est très élevée. Même après filtrage, elle peut encore occasionner des interférences.

– On peut craindre une instabilité thermique dans le cas où la résistance des commutateurs présente un coefficient de température positif. Il faut par conséquent prévoir des radiateurs suffisamment dimensionnés, de sorte que la température reste dans les limites sûres.

b) Les transistors VMOS dans les amplificateurs classe D

Les transistors VMOS ont quelques caractéristiques qui les désignent tout particulièrement pour l'emploi dans les amplificateurs classe D :

– L'absence de tension offset, ce qui signifie que le rendement peut être augmenté de façon asymptotique par branchement parallèle.

– Les courtes durées de commutation permettant un rapport élevé entre la fréquence de commutation f_s et la fréquence de modulation f_m pour obtenir une distorsion faible et pour faciliter le filtrage (voir plus loin).

– la symétrie des durées de commutation, permettant un degré élevé de modulation même à des fréquences de commutation élevées, de sorte que l'on dispose de la puissance maximale à n'importe quelle tension d'alimentation.

– la vitesse rapide de la commutation et en particulier l'absence d'un délai de saturation se traduisent par un délai très court entre le signal de la grille et la commutation ou le blocage. Une diode n'est pas nécessaire dans l'étage de sortie (voir paragraphe c suivant).

En bref, les transistors VMOS sont les premiers composants actifs adéquats pour réaliser des amplificateurs en classe D. Dans son brevet déposé en 1930, Bedford utilisait des thyristors !

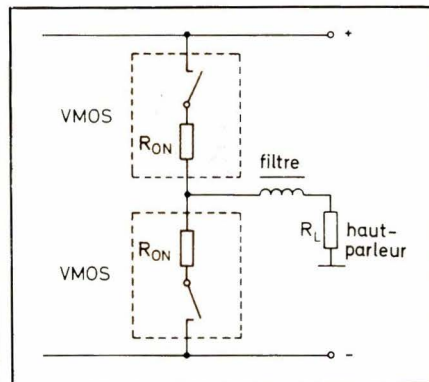


Fig. 30. – Principe d'un amplificateur D à VMOS.

c) la modulation et le problème de la classe

En se basant sur la **figure 30**, il existe plusieurs types de modulation. Lorsqu'un des deux transistors est toujours commuté, on parle de classe AD. Lorsqu'un seul des commutateurs est commuté périodiquement avec la fréquence f_s pendant la demi-onde positive, et l'autre de même pendant la demi-onde négative, on parle de classe BD.

On peut concevoir une classe composite ABD. Pendant le temps mort, c'est-à-dire lorsqu'aucun commutateur n'est passant, le courant dans l'inductance constituée par l'entrée du filtre est retourné dans l'alimentation par une diode de rappel. Cette diode pose deux problèmes : le premier est celui de la distorsion, du type diaphonie, caractéristique des étages B, le deuxième est l'absence de type adéquat. Les seules diodes plus rapides que les VMOS sont les diodes Schottky, qui ont par contre une très basse tension de claquage et une capacité suffisante pour modifier le comportement des VMOS. Ensuite viennent les diodes épitaxiales, qui ne peuvent être employées que si l'on ralentit intentionnellement les fronts de commutation des transistors VMOS. Cela est parfaitement insensé puisqu'on en réduit le rendement. Pour toutes ces raisons, on considérera dans ce qui suit que nous sommes en présence de régimes AD.

d) distorsion

La modulation de durée d'impulsion produit un large spectre de transmodulations, incluant $f_s \pm f_m$, $f_s \pm 2 f_m$, ... Les amplitudes relatives de tous les produits de transmodulations se modifient en fonction du degré de modulation. En pratique, les produits importants sont ceux compris entre f_s et f_m , puisqu'ils tombent dans la bande audible et peuvent être entendus si l'amplitude est suffisante. Les produits de transmodulations ne sont pas des harmoniques de f_m et sont de ce fait encore moins tolérables à l'écoute que les distorsions harmoniques. Pour cette raison, on recommande en Hi-Fi un rapport d'au moins 5 et de préférence 10 entre f_s et la limite supérieure de la bande BF. Les transistors VMOS permettent de telles fréquences. Une valeur idéale de f_s se situera vraisemblablement vers 500 kHz.

La distorsion est également provoquée par la non-linéarité du procédé de modulation, c'est-à-dire du signal triangulaire. Dans les amplificateurs en classe D, on peut le remplacer par un signal en dents de scie, mais cela aug-

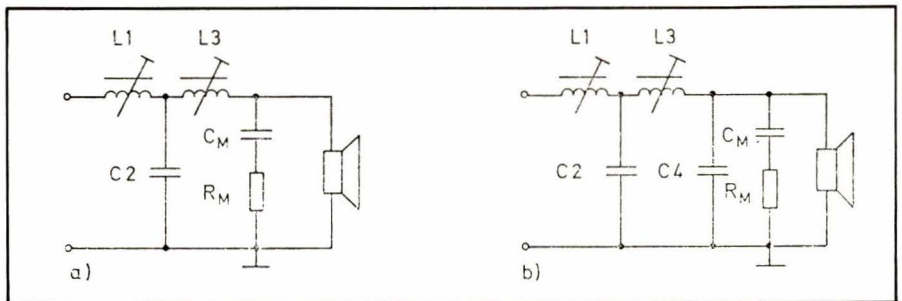


Fig. 31. - Filtres pour amplificateurs D.

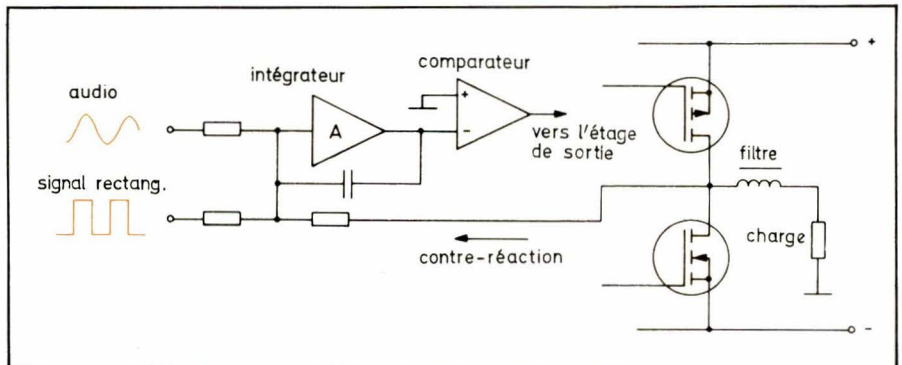
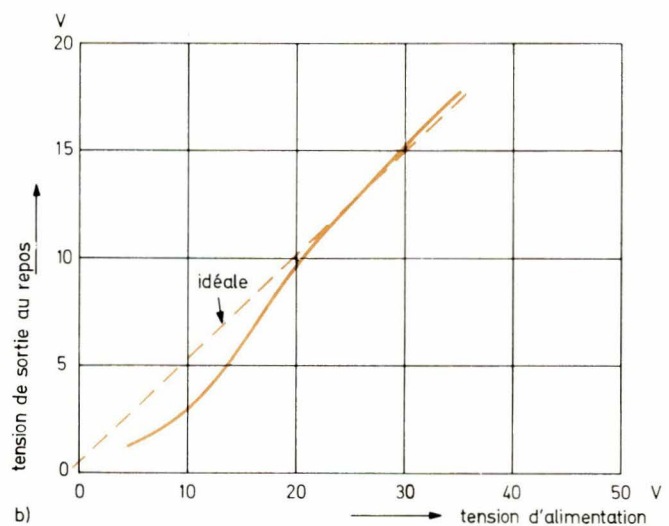
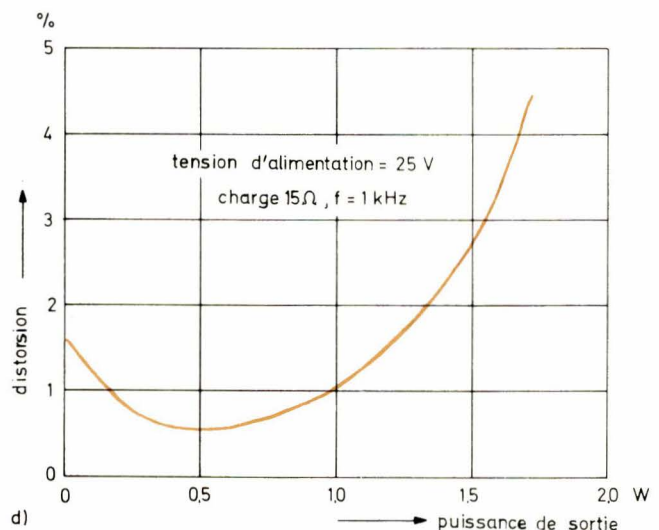


Fig. 32. - Configuration générale d'un amplificateur D.



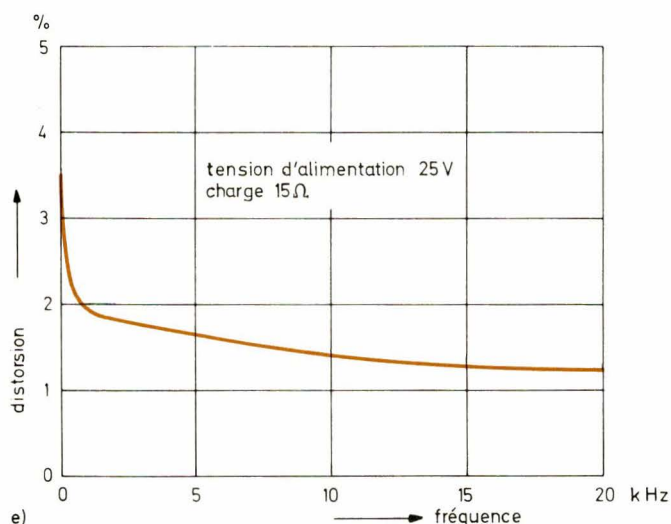
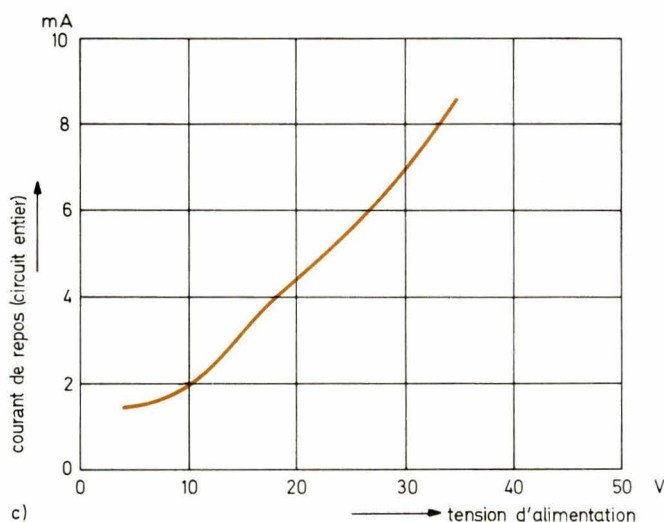
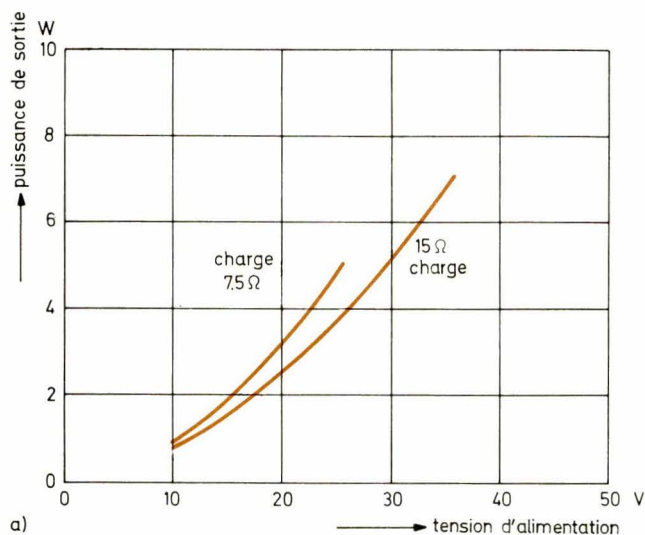
b)



d)

Fig. 29. – Propriétés du montage figure 28.

- a) puissance de sortie en fonction de la tension d'alimentation,
 b) tension de repos à la sortie en fonction de la tension d'alimentation,
 c) courant de repos (dans tout le circuit) en fonction de la tension d'alimentation,
 d) distorsion en fonction de la puissance de sortie,
 e) distorsion en fonction de la fréquence.



mente l'amplitude de la transmodulation: la non-linéarité des fronts du signal triangulaire provoque des distorsions harmoniques, mais l'asymétrie augmente la transmodulation.

e) Filtres

Le filtre à la sortie d'un étage D doit comporter au moins une inductance, comme le montre la figure 30. On ne peut pas compter sur l'inductance de la bobine du haut-parleur, car celle-ci présente à l'égard du filtre une impédance définie comme résistance de charge. Dans les montages figure 31, le filtre est complété par la résistance R_M couplée au moyen du condensateur C_M . La valeur de ce dernier, sans être toutefois critique, correspondra à l'impédance du haut-parleur dans le domaine de la fréquence limite du filtre. La valeur R_M peut différer de l'impédance nominale du haut-parleur.

Pour maintenir l'amplitude de la fréquence de commutation aux bornes de sortie à une valeur raisonnable, on utilisera soit un filtre de faible pente et de faible fréquence de transition, soit un filtre à forte pente et de fréquence de transition élevée. Chaque solution a ses avantages. La deuxième utilise des composants de valeurs plus faibles et présente un délai moindre. Si l'on choisit une fréquence de transition élevée, par exemple la moyenne géométrique de f_s et de la fréquence limite supérieure du signal BF, ou une valeur légèrement plus élevée, toute la bande BF se trouvera dans la partie à phase linéaire du filtre, même si celui-ci a une forte pente.

f) Contre-réaction

La méthode normale de contre-réaction est donnée en figure 32. Le signal réactif utilisé est celui à l'entrée du filtre, à savoir une sinusoïde de commutation intégrée par l'intégrateur dans le signal BF et le signal rectangulaire. Si l'on prélevait le signal réactif à la sortie du filtre, on aurait des problèmes de stabilisation de tout l'amplificateur aux fréquences BF élevées en raison du décalage de phase causé par le filtre. Cependant, la liberté de conception sera plus grande dans ce cas. C'est un aspect qui mérite approfondissement, en raison des hautes fréquences de commutation autorisées par le VMOS.

g) Contrôle des transistors de sortie

Si l'on veut conserver les vitesses de commutation propres aux VMOS, il faut que la pente des signaux de commande de la grille soit suffisamment

raide, pour éviter une perte de rendement. Cela pose un problème particulier en raison de la capacité de la grille, du branchement parallèle de plusieurs transistors et de la tension élevée

requis. Les perles en ferrite ou les résistances séries avec la grille sont exclues dans tous les cas. Dans la **figure 33**, un transistor VMOS est contrôlé au moyen de deux

transistors VMOS. Il est également possible de les contrôler au moyen de transistors bipolaires rapides (**fig. 34**). On évite la saturation des transistors bipolaires au moyen de diodes de bou-

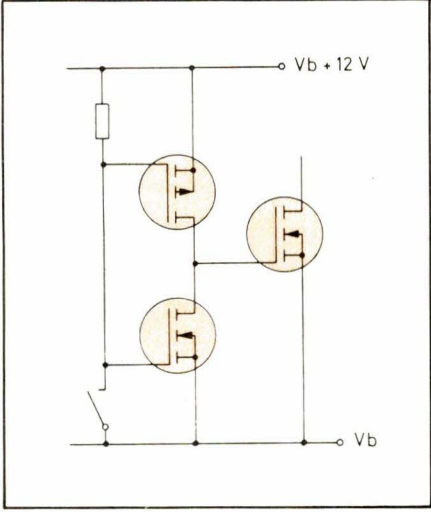


Fig. 33. - Contrôle VMOS par VMOS.

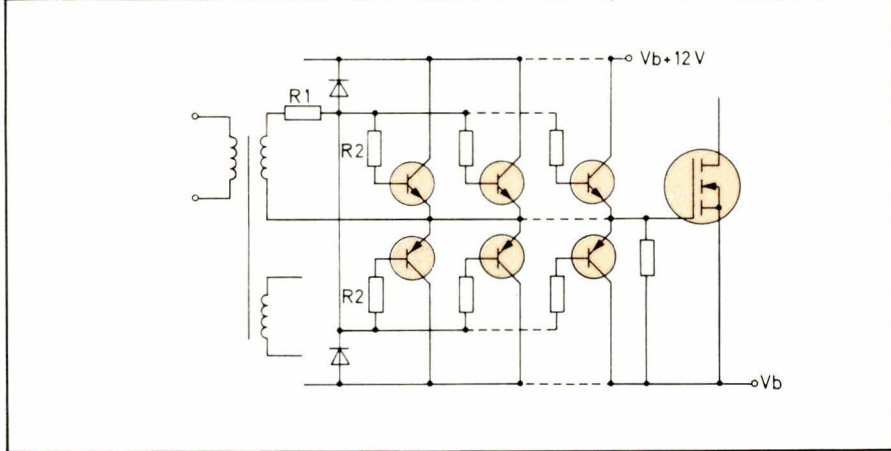


Fig. 34. - Contrôle VMOS par transistors bipolaires.

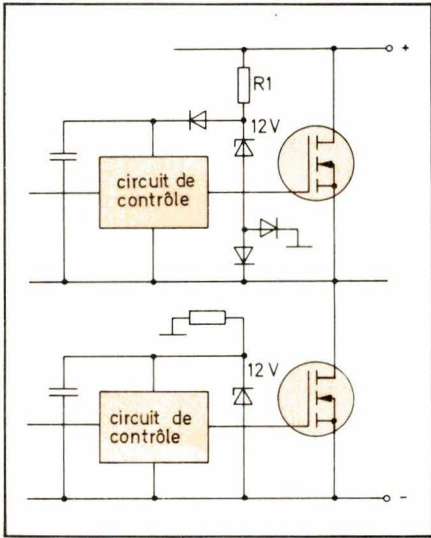


Fig. 35. - Alimentation du circuit de contrôle de la grille.

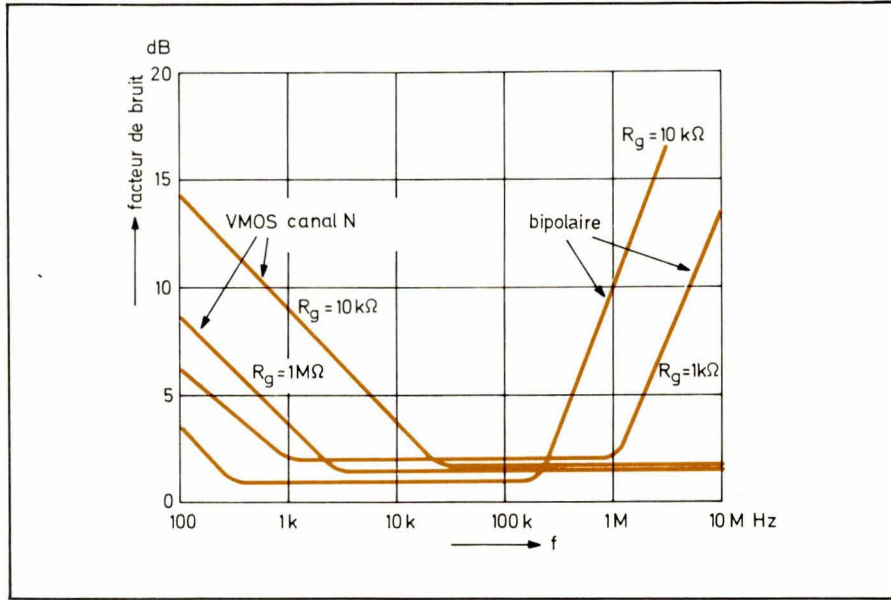


Fig. 37. - Comparaison du bruit des transistors VMOS et bipolaires.

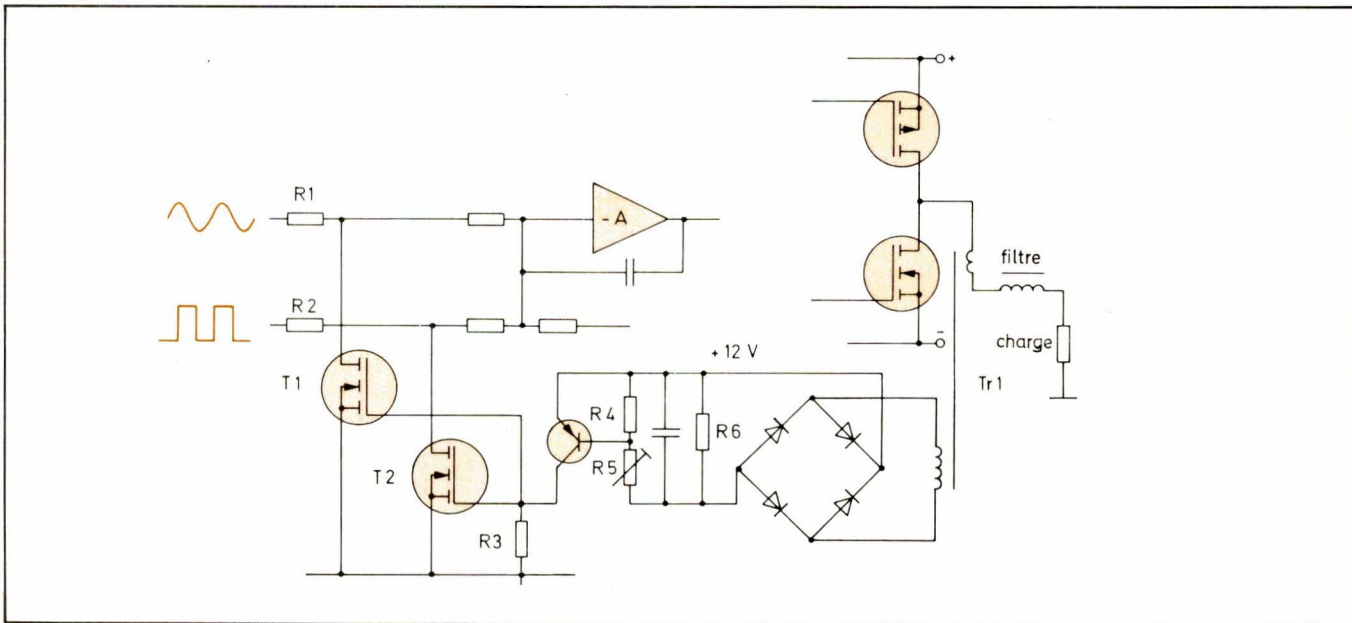


Fig. 36. - Protection contre les surcharges.

clage rapides et d'un rapport R_1/R_2 adéquat. La tension de commande d'au moins 2 V est produite par un transformateur d'impulsions. Les transformateurs habituels ont souvent

une inductivité de fuite trop élevée pour ce type d'usage. On choisira une version à noyau annulaire et à enroulement bifilaire, ou un compromis dans cette direction. Une résistance est pré-

vue entre la grille et la source des transistors de sortie VMOS pour assurer leur blocage dans le cas où le système tend à « s'accrocher » dans l'un des deux états.

Si l'on utilise des transistors à canal N dans les deux moitiés de l'étage de sortie, un circuit du type présenté à la **figure 35** sera nécessaire pour alimenter le circuit de commande de la grille de la moitié supérieure. R_1 sera calculé avec précision et le condensateur de stockage sera choisi en fonction de la fréquence limite supérieure du signal BF et non de f_s .

h) Protection contre les surcharges

Il est relativement facile de détecter une surcharge en classe D, car le courant de sortie peut être échantillonné et mesuré au moyen de convertisseur de courant HF. La **figure 36** présente un montage en pont – essentiel pour la précision – alimentant une résistance de charge R_6 . La tension en R_6 contrôle un transistor bipolaire à travers un diviseur de tension R_4, R_5 . On utilise ici un transistor bipolaire en raison du seuil ON/OFF plus aigu. On peut cependant modifier le montage de telle façon que les transistors VMOS soient contrôlés directement. En pratique, l'amplitude des signaux alimentant l'intégrateur sera telle qu'elle demandera des commutateurs doubles en série.

La **figure 36** montre comment à la fois le signal rectangulaire et le signal BF sont calés par le dispositif de protection. L'avantage, dans le cas $R_1 > R_2$ réside dans l'atténuation d'abord du signal BF et ensuite du signal rectangulaire. Le son en est meilleur. Si la surcharge est due à une faute du circuit, et non à un court-circuit de la sortie ou à un signal d'entrée surmodulé, le calage en R_1 reste inopérant et celui en R_2 pour la tension rectangulaire a lieu automatiquement.

i) Emploi comme amplificateur HiFi

Comme expliqué plus haut, un rapport élevé entre f_s et f_m est important dans les amplificateurs en classe D. Ces amplificateurs ne sont pas exempts de transmodulation en cas de transitoires élevées dans le signal d'entrée. Comme d'ailleurs tous les amplificateurs à contre-réaction. La limitation de largeur de bande nécessaire pour éviter la transmodulation en classe D sert également à limiter les possibilités d'intermodulation due à des signaux d'entrée de fréquence supérieure à f_m .

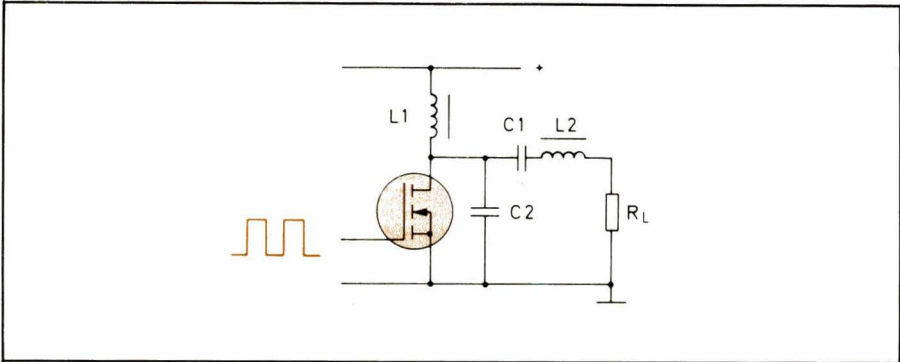


Fig. 38. – Etage de sortie d'un amplificateur classe E.

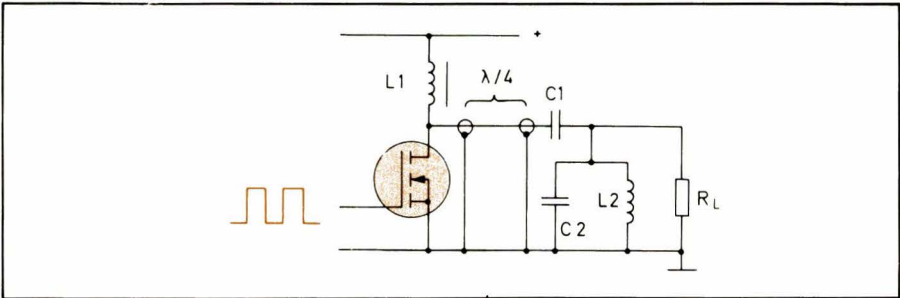


Fig. 39. – Principe de l'étage de sortie d'un amplificateur classe F.

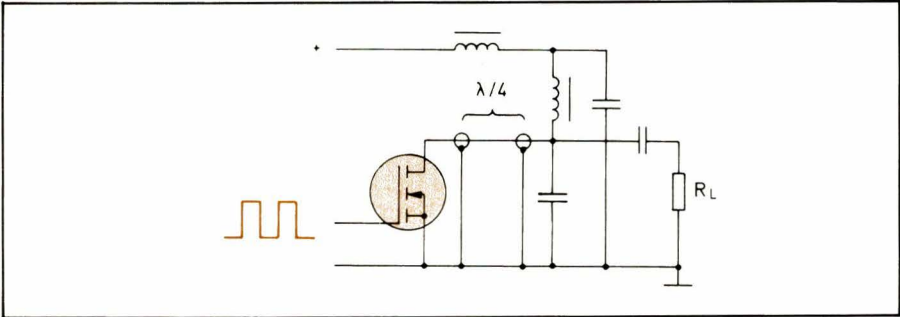


Fig. 40. – Variante.

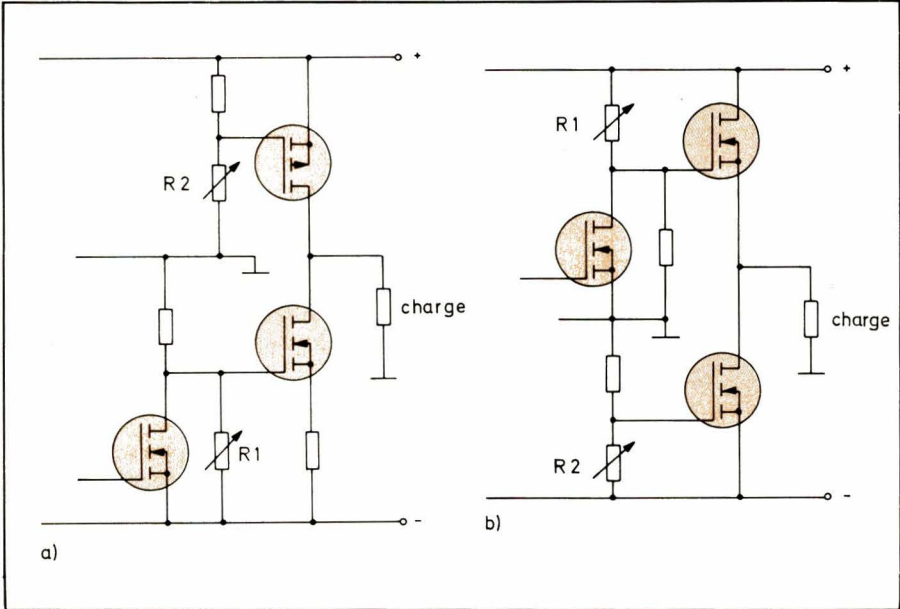


Fig. 41. – Etage de sortie d'un générateur d'impulsions
a) circuit à source commune,
b) circuit à drain commun.

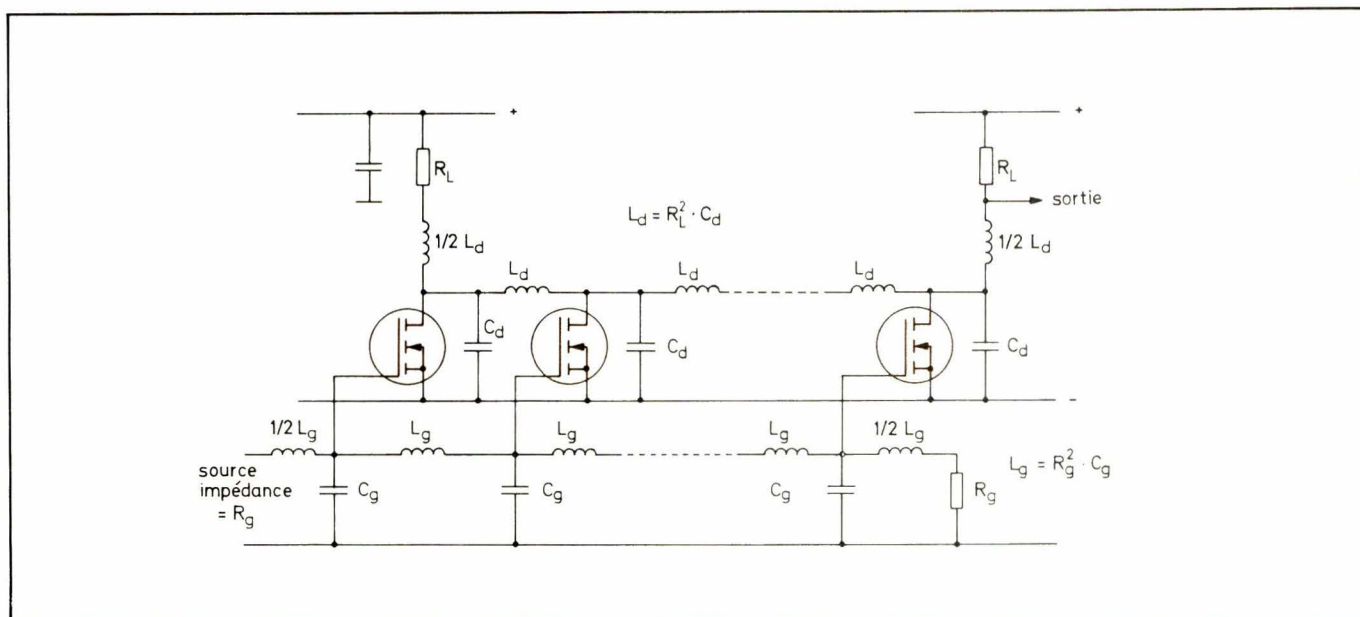


Fig. 42. – Amplificateur distribué en chaîne à transistors VMOS.

Amplification HF

Grâce à leur bonne caractéristique de bruit, leur fréquence limite f_T élevée et leur puissance élevée, les transistors VMOS peuvent être utilisés pour tous les niveaux, du petit signal à l'amplification de puissance et du courant continu jusqu'aux VHF. Il est plus aisé de concevoir des circuits HF à VMOS qu'avec des transistors bipolaires, en raison de l'impédance d'entrée plus élevée et de l'indépendance des paramètres S par rapport aux niveaux.

1. Amplification faible signal à faible bruit

La **figure 37** est une comparaison des facteurs de bruit des transistors VMOS et des transistors bipolaires. Les composants bipolaires n'ont un bon comportement de bruit que si la source est de faible impédance. Les VMOS par contre permettent une amplification à faible bruit jusque dans la bande VHF, par exemple un amplificateur 12 dB, 20 MHz avec un facteur de bruit de 2,5 dB.

2. Etage de sortie pour émetteur

Un seul transistor VMOS peut fournir une puissance de plus de 10 W (par ex. 12 W à 150 MHz). Un avantage des VMOS réside dans leur insensibilité aux désadaptations à la sortie, due à l'absence du second claquage. Ils sont ainsi destinés aux stations mobiles, stations CB, télécommandes de modèles réduits, en bref, aux situations où les conditions sont variables et imprévisibles.

Outre les classes A, B, et C, les classes D, E et F, dans lesquelles l'élément actif sert de commutateur, sont des domaines d'application pour les VMOS. Dans ces classes, le rendement théorique est de 100 %. En pratique, il est essentiellement déterminé par la résistance ON du transistor.

La **figure 38** présente l'étage de base en classe E. La bobine L_1 est une self HF qui n'a rien à voir avec le calcul des composants déterminant la fréquence, C_1 , C_2 , L_2 , R_L . Le taux d'impulsion de la sinusoïde de contrôle du VMOS est de 50 %.

La **figure 39** présente l'étage de base en classe F. Le taux d'impulsion est également de 50 %, et L_1 est une bobine HF. Le circuit de résonance est composé de L_2 et C_2 . Le condensateur C_1 ne sert qu'à bloquer la composante de courant continu contenue dans l'alimentation de la charge. La **figure 40** est une variante de la classe F.

La pente linéaire (transconductance) des transistors VMOS en fait des composants idéaux pour la modulation d'amplitude à niveau élevé.

3. Amplification d'impulsions

Grâce à leurs très faibles temps de réponse, les VMOS sont d'excellents étages de sortie pour les générateurs d'impulsions. La **figure 41** présente deux variantes, l'une en source commune, l'autre en source follower. Dans les deux cas, il y a contrôles séparés de l'amplitude de sortie (R_1) et de la tension offset (R_2).

La **figure 42** présente le schéma de principe d'un amplificateur à chaîne, également utilisable comme amplificateur HF, sans composant de polarisa-

tion. Les amplificateurs à chaîne fournissent un gain utile obtenu par addition des gains de chaque étage même dans les plages de fréquence où le gain individuel serait inférieur à 1. Les étages sont interconnectés au moyen de lignes à retard LC destinées à provoquer un retard d'étage égal dans le circuit grille et dans le circuit drain.

Les capacités d'entrée et de sortie des transistors VMOS peuvent en elles-mêmes représenter les valeurs C_g et C_d , mais on peut leur adjoindre des condensateurs variables afin d'obtenir des valeurs uniformes à tous les étages. Les inductivités L_g et L_d sont généralement assez faibles pour être fournies par les pistes du circuit imprimé.

Le gain d'un amplificateur à chaîne de n étages à la valeur de base : $0,5 \cdot n \cdot g_m \cdot R_L$. Tous les étages sont polarisés en commun à travers la ligne à retard des grilles. La répartition du courant est suffisante pour que des résistances de distribution ne soient pas nécessaires.

Nous arrivons maintenant à la fin de la première partie de cette étude. La deuxième partie (et fin) traitera en particulier des applications suivantes :

- commutation et contrôle analogique,
- circuits de temporisation,
- commutation,
- transducteurs et capteurs réalisées au moyen des transistors VMOS.

Guy Wolff

Cet article a été réalisé grâce au fascicule « VMOS Application Ideas », Edition 1979, ITT Semiconductors.

Depuis le début des années 1970, le département Fiabilité Technologie du CNES (Toulouse) et le Groupe Microélectronique du CEA-DAM (Bruyères-le-Châtel) associent leurs moyens techniques et financiers dans le but d'évaluer périodiquement les principaux fabricants français de micro-circuits hybrides.

Ainsi, en 1971, les Industriels suivants : ALCATEL, LTT, RTC, SINTRA ont été évalués pour leur technologie hybride « couche mince ».

En 1974, CROUZET, EMD, LCC, OHMIC ont été évalués pour leur technologie hybride « couche épaisse ».

En 1979, 6 fabricants de circuits hybrides : ALCATEL, CROUZET, EMD, LTT, SINTRA, THOMSON DCH ont été évalués pour leur technologie hybride couche mince et/ ou épaisse.

Evaluation de la microélectronique hybride française

Dans cet article, nous exposerons en premier lieu les motivations, les buts et principes de ces évaluations. Ensuite, au travers de la dernière évaluation achevée fin 1979, nous définirons l'ensemble des essais réalisés avant de conclure sur les principaux enseignements que nous avons pu tirer de ces travaux.

Motivations

La complexité des systèmes électroniques augmente sans cesse et la nécessité d'en intégrer le maximum dans de petits volumes favorise la technologie hybride aux dépens de la technologie conventionnelle.

Ainsi, dans les équipements embarqués, où « poids », « volume » et « fiabilité » sont des paramètres essentiels à respecter, le nombre de circuits hybrides va croissant.

Devant cette évolution technologique amorcée en France vers la fin des années 1960, le CEA-DAM et le CNES, conscients de cette évolution inévitable et soucieux de juger le « savoir-faire » des industriels français

concernés ainsi que la fiabilité de leur technologie hybride, optèrent pour un système d'évaluation technologique à caractère périodique et comparatif.

Buts et principes de cette évaluation

Buts

Une telle évaluation technologique permet de juger comparativement la capacité des fabricants à répondre à un problème concret de microélectronique hybride de classe militaire ou spatiale et leur aptitude à produire des circuits hybrides en petite série.

Principes

Dans ce but, il est demandé à chaque industriel de fabriquer, à partir du schéma électrique d'un circuit fonctionnel et du cahier des charges qui l'accompagne, le circuit correspondant en technologie hybride et en quantité suffisante pour qu'elle soit représentative d'une chaîne de fabrication (100 pièces).

L'évaluation technologique proprement dite consiste à faire subir à cet ensemble de circuits une série de contraintes diverses et échelonnées de sévérité croissante.

Evaluation des microcircuits hybrides

Les précédentes investigations sur des microcircuits hybrides à couche mince et à couche épaisse avaient révélé quelques difficultés dans le domaine des couches déposées, du report des composants et des interconnexions. Le CEA et le CNES ont donc proposé aux industriels la fabrication d'un circuit hybride regroupant la plupart de ces difficultés, essentiellement :

- la fabrication de résistances de faible valeur (10 Ω)

FABRICANTS	TECHNOLOGIE « COUCHE MINCE »	TECHNOLOGIE « COUCHE EPAISSE »
ALCATEL	×	×
CROUZET		×
EMD	×	×
LTT	×	×
SINTRA	×	
THOMSON-DCH		×

Tableau 1

- le report de composants encombrants et lourds souvent nécessaires dans la conception de fonctions électroniques
- le tri de composants actifs avant montage
- les intraconnexions de composants actifs présentant de petites plages de métallisation.

Choix du circuit d'évaluation

Tous ces critères ont conduit à proposer l'hybridation d'une horloge (4 MHz-100 Hz) pilotée par quartz dont le fonctionnement peut être aisément contrôlé (voir schéma électrique de la figure 1 et nomenclature des composants).

Les fabricants consultés pouvaient

utiliser la technologie de leur choix (couche épaisse et/ou couche mince), le circuit permettant cette alternative et devant livrer une série de 100 circuits encapsulés, plus deux circuits en boîtier ouvert (voir répartition dans le tableau 1).

Organisation du programme d'évaluation

Celui-ci comprenait deux parties correspondant aux essais réalisés sur les deux circuits livrés en boîtier ouvert et sur les circuits encapsulés.

Circuits en boîtier ouvert

Ces circuits étaient inspectés visuellement puis subissaient une analyse physique destructive (DPA).

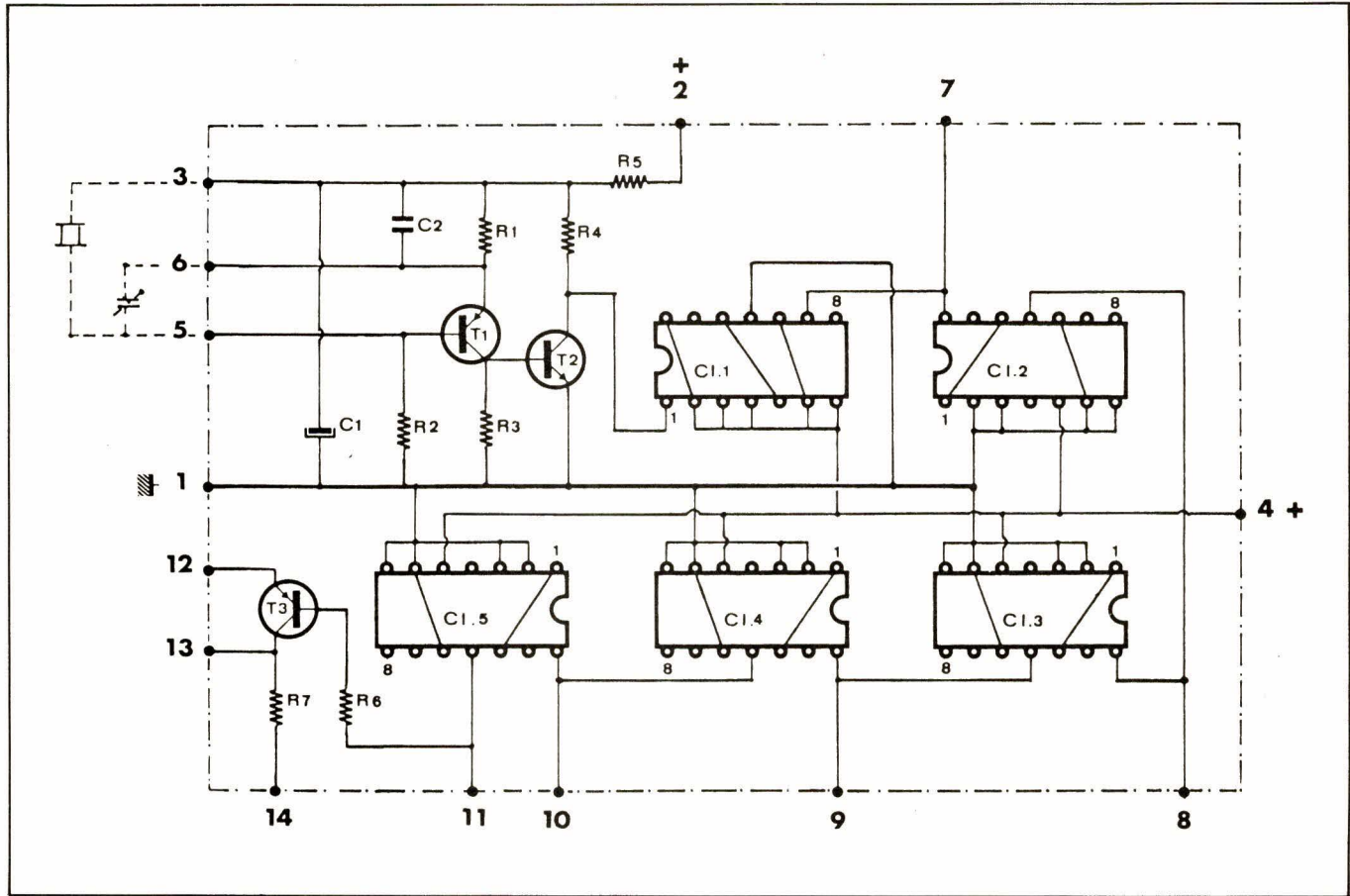


Fig. 1. - Schéma électrique du circuit d'évaluation.

L'inspection visuelle permettait d'identifier les différentes filières technologiques utilisées par le fabricant, d'évaluer la densité de l'implantation, la qualité et le soin apportés à la fabrication du circuit.

L'analyse physique destructive permettait essentiellement d'enregistrer la tenue des fils d'interconnexions à des essais de traction et la tenue des composants reportés à des essais de cisaillement.

Circuits encapsulés

L'ensemble de circuits encapsulés subissait une série de contraintes échelonnées décrites dans le synoptique de la **figure 2** ou figurent aussi :

– la répartition numérique des circuits dans les divers essais :

- nombre sans parenthèses : lorsque l'industriel a livré 100 circuits dans la même technologie

- nombre entre parenthèses : lorsque l'industriel a livré 50 circuits en couche mince et 50 circuits en couche épaisse ;

– le lieu des laboratoires où ont été effectués les essais :

- en pointillés : laboratoire de contraintes du département Fiabilité-Technologie – CNES Toulouse

- en traits pleins : laboratoire de Microélectronique du CEA/DAM – Bruyères-le-Châtel.

Principaux résultats d'essais

Circuits en boîtier ouvert

L'inspection visuelle des circuits a permis de noter des différences sensibles dans le soin apporté à la fabrication des circuits (traces de réparation, dessoudages, mauvais positionnements de composants, débordements excessifs de colle, etc.).

Quelques mauvais choix technologiques sont aussi apparus, notamment l'utilisation de soudure à base d'étain sur des couches minces d'or.

La densité d'implantation n'est pas toujours optimisée pour des raisons diverses et la disposition des composants lourds sur le substrat n'est pas toujours compatible avec les exigences de tenue mécanique.

Les essais d'analyse physique destructive ont généralement donné de bons résultats à la recette des circuits, aussi bien sur les fils d'interconnexions que sur les reports de composants quelque soit les techniques de fabrication utilisées.

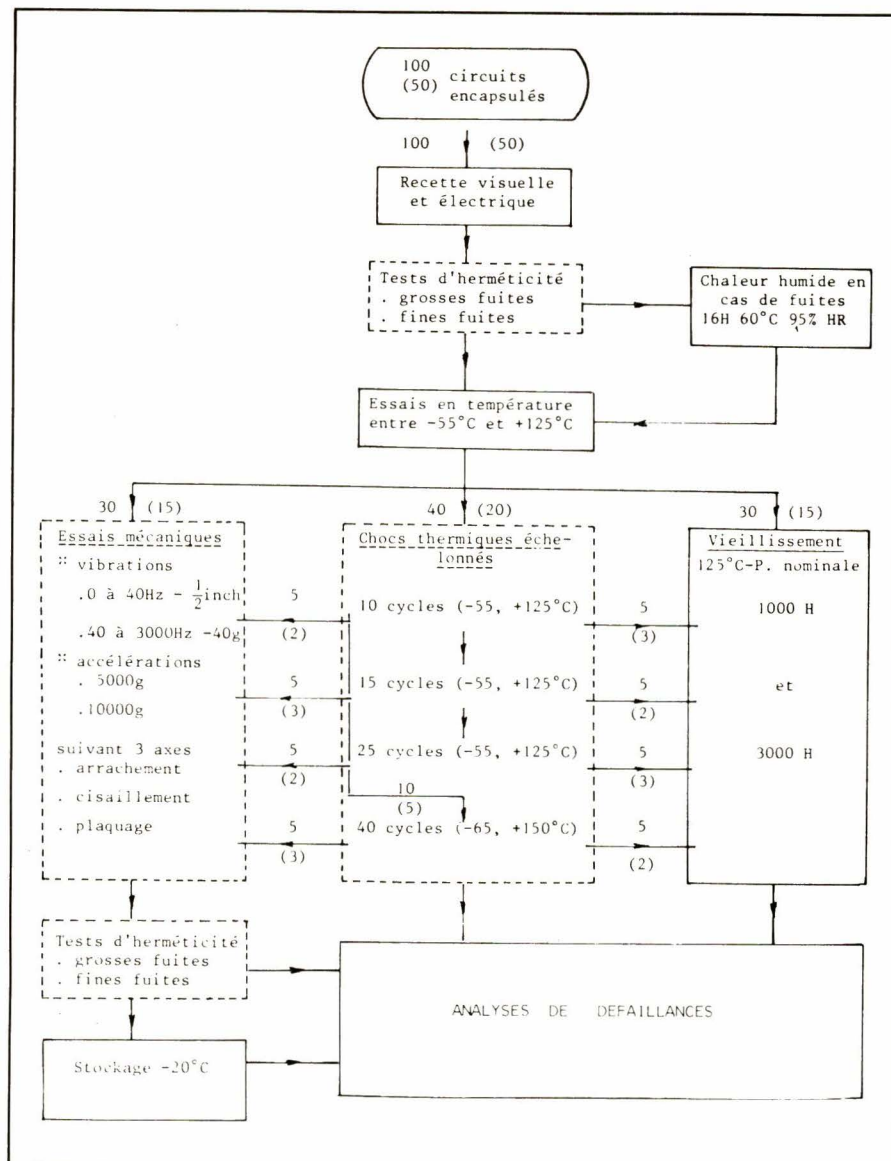


Fig. 2. – Synoptique des contraintes.

Circuits encapsulés

Dans les tableaux suivants sont reportés le nombre de circuits défail- lants après chaque type d'essai (**tableau 2**) et les types de défauts (**tableau 3**).

Résultats commentés

Au niveau des couches déposées

La définition et les caractéristiques électriques des dépôts conducteurs et résistifs sont bien maîtrisées par l'ensemble des fabricants que ce soit en couche mince ou en couche épaisse.

L'ajustage par faisceau laser se généralise vu les avantages qu'il procure, notamment pas de pollution, précision, rapidité, possibilités d'automatisation et d'ajustage dynamique.

Au niveau des composants passifs

Ce sont essentiellement les condensateurs.

Le condensateur tantale dont l'utilisation était inévitable vu la forte valeur capacitive de C_1 ($4,7 \mu F$) a posé des problèmes à de nombreux fabricants surtout au niveau du report. Étant donnée la sévérité des essais d'évaluation (chocs thermiques + accélérations) et le poids important de ce type de composant, la technique de report devait être particulièrement étudiée. Ainsi, l'emploi de condensateurs tantale avec métallisations dorées, fixé sur toute sa surface à l'aide d'une colle isolante et interconnecté au circuit de base par des fils d'or répondait parfaitement au problème posé.

Pour les condensateurs type « pavé céramique », leur poids beaucoup plus faible pouvait s'accommoder d'un collage conducteur assurant à la fois une bonne tenue mécanique à

de tels niveaux d'accélération et la continuité électrique.

Toutes les méthodes de report du type soudure à base d'étain ont été la source de défaillances trop nombreuses pour être recommandables d'emploi dans des circuits hybrides fonctionnant dans la gamme de température militaire. Cette méthode de report sur de la couche mince donne lieu à des défaillances encore plus fréquentes.

Au niveau des composants actifs

Dans ce cas, les problèmes rencontrés se situent à deux niveaux :

- au niveau du tri du composant actif sous forme de puce nue
- au niveau du report.

Au niveau du tri du composant actif sous forme de puce nue

Les défaillances dues au composant proprement dit ne sont pas imputables à l'hybridation et se retrouvent chez tous les fabricants en nombre plus ou moins important.

Cela est dû à la quasi-impossibilité de tester électriquement à 100 % des composants actifs dans la gamme de température (– 55°, + 125 °C) lorsque ceux-ci se présentent sous forme de puces nues. Ce problème de test devient encore plus critique lorsque la complexité et le nombre de puces par circuit hybride augmentent. L'évolution de la présentation des composants vers des concepts permettant des contrôles électriques plus complets avant montage pourrait apporter une solution au problème.

Au niveau du report

La technique de report des pastilles nues par collage époxy a été utilisée par tous les fabricants évalués. Ses avantages sont connus et indiscutables, néanmoins des précautions doivent être prises avant collage des puces à face arrière métallisée devant assurer une continuité électrique : (ex. : transistor avec face arrière servant de contact collecteur).

En effet, le bon contact électrique dépend de la qualité du joint de colle conductrice mais aussi de l'intégrité de la métallisation face arrière au cours du temps. De nombreuses défaillances révélées par des variations importantes de $V_{CE\ sat}$ de transistors au cours du vieillissement en température étaient dues à de mauvaises métallisations face arrière de puces.

Au niveau des interconnexions filaires

Il est à remarquer que les défauts de soudures étaient beaucoup plus fré-

Type d'essai	Nombre de circuits en essai	Nombre de circuits défaillants	% de circuits défaillants
Recette	250 c.m. 350 c.e. *	3 8	1,2 % 2,3 %
Herméticité (norme MIL STD 883A méthode 1014)	600 c.m.+ c.e.	8	1,3 %
Réponse en température	250 c.m. 349 c.e.	15 29	6 % 8,3 %
Chocs thermiques	100 c.m. 138 c.e.	2 7	2 % 5 %
Vibrations	120 c.m. 164 c.e.	2 0	1,6 %
Accélération constante			
5 000 g	117 c.m. 163 c.e.	6 7	5,1 % 4,3 %
10 000 g	111 c.m. 156 c.e.	17 22	15,0 % 14,1 %
Vieillessement			
1 000 H	128 c.m. 174 c.e.	14 55	12 % 32 %
3 000 H	89 c.m. 98 c.e.	16 33	18 % 34 %
Stockage – 20 °C	74 c.m. 57 c.e.	0 0	
* c.m. : couche mince c.e. : couche épaisse			

Tableau 2

quents sur les couches épaisses que sur les couches minces (cf **tableau 3**).

Liaisons puce-substrat

La soudure ultrasonique de fil d'aluminium, largement utilisée, permet d'éviter la formation de composés intermétalliques Au/Al au niveau de la puce active. Aucune défaillance due à ces intermétalliques ne s'est révélée au niveau des soudures de fil d'aluminium sur les couches d'or déposées. Néanmoins, de nombreux défauts dus à l'emploi d'encres incompatibles à la soudure ultrasonique et à l'état de surface des couches d'or (surtout couches épaisses) ont été enregistrés.

Liaisons substrat – sorties boîtiers

Ces liaisons entre couches d'or déposées et sorties dorées des boîtiers ont été réalisées, soit par des fils d'or thermocompressés, soit par des fils

d'aluminium soudés par ultrasons. Elles n'ont pratiquement pas été sources de défaillances.

Au niveau du report substrat – embase boîtier

Les substrats collés à l'embase du boîtier ont bien tenu, dans l'ensemble, les diverses contraintes et notamment les accélérations à 10 000 g. Les seuls défauts rencontrés sont dus à une mauvaise implantation du condensateur tantale fixé dans un angle en bout de substrat qui a créé du fait de son poids important, une répartition anisotrope des forces d'accélération, entraînant des décollements de substrat. Il convient donc, d'étudier particulièrement le positionnement de composants lourds au niveau de l'implantation de circuits hybrides destinés à subir des niveaux d'accélération

		DEFAUTS TECHNOLOGIQUES			DEFAUTS DUS AUX COMPOSANTS	
Type d'essai	Nombre de circuits défaillants	Inter- connexions filaires	Collage du substrat	Report du gros condensateur tantale	Pannes de composants actifs	Métallisation face arrière de puces
Recette	3 c.m. 8 c.e.	4		3 (fuites élect.)		3 1
Herméticité	3 grosses fuites 5 fines fuites					
Réponse en température	15 c.m. 29 c.e.	6			15 20	3
Chocs thermiques	2 c.m. 7 c.e.	7		2		
Vibrations	2 c.m. 0 c.e.	1		1		
Accélérations 5 000 g	6 c.m. 7 c.e.	2	1	5 5		
10 000 g	17 c.m. 22 c.e.	1	6 8	11 13		
Vieillessement 1 000 H	14 c.m. 55 c.e.	2 42			2 2	10 11
3 000 H	16 c.m. 33 c.e.	7 23			1	9 9

Tableau 3

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

**RESEAUX
DE
RESISTANCES**

STOCKS IMPORTANTS

documentation, prix, échantillons sur demande

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

Correspondant régional d'ALMEX : **LED**
 18, rue Henri-Pensier - 69008 LYON - Tél. (7) 858.85.85
 CLERMONT-FERRAND - Tél. (73) 37.42.96

importants, afin d'éviter ce type de défaillance.

Au niveau de l'herméticité des boîtiers

L'emploi de boîtiers métalliques fermés électriquement se généralise et permet d'obtenir une encapsulation hermétique sans utiliser de métal d'apport. Les taux de fuites mesurés ont été satisfaisants pour la grande majorité des circuits.

Conclusions

Les résultats de ces travaux d'investigation nous indiquent :

- la bonne maîtrise des techniques de dépôts et la bonne stabilité des couches dans les deux technologies ;
- qu'il n'existe pas de différences significatives dans ce domaine d'applications entre les couches minces et les couches épaisses sauf pour les vieillissements longue durée à température élevée (+ 125 °C ambiant) (avantage aux couches minces) ;
- la difficulté des tests de composants actifs sous forme de puces avant montage dans le circuit hybride ;
- que la principale cause de défaillance se situe aux niveaux des intra-connexions des composants actifs sur les couches épaisses et que la soudure étain-plomb ne doit pas être utilisée dans les circuits de haute fiabilité.

Cependant, malgré des critères de contraintes relativement sévères, ces évaluations démontrent les progrès sensibles de la microélectronique hybride française et son aptitude à l'utilisation dans le domaine militaire et spatial.

M. Billot
CNES Toulouse
Service F.T.

A. Vitez
CEA - DAM
Service Electronique

Nomenclature des composants

Résistances

Références	Valeurs	Dissipation mW	Tolérances %	Coefficients de temp. p.p.m.
R ₁	820 Ω	50	5	150
R ₂	22 kΩ	"	"	"
R ₃	270 Ω	"	"	"
R ₄	470 Ω	"	"	"
R ₅	10 Ω	"	"	"
R ₆	4 700 Ω	"	"	"
R ₇	1 kΩ	"	"	"

Condensateurs

Références	Valeurs	Tension	Tolérances
C ₁	4,7 μF	20 V	20 %
C ₂	470 pF	25 V	10 %

Transistors

Références	Types	Gain en courant $\beta = \frac{\Delta I_c}{\Delta I_b}$
T ₁	2N 3251	100 < β < 200 pour V _{CE} = 5 V et I _c = 5 mA
T ₂	2N 2369	70 < β < 120 pour V _{CE} = 5 V et I _c = 5 mA
T ₃	2N 2907A	100 < β < 200 pour V _{CE} = 5 V et I _c = 5 mA

Circuits intégrés

Références		
CI ₁	SN 5473	La version militaire type 54 est imposée pour sa tenue en température (- 55 °C, + 125 °C)
CI ₂	SN 54 L 90	
CI ₃	SN 54 L 90	
CI ₄	SN 54 L 90	
CI ₅	SN 54 L 90	

- Le quartz monté à l'extérieur du circuit hybride a une fréquence de 4 MHz - CEPE type V.
- Le condensateur ajustable à air est monté à l'extérieur du circuit hybride.

En tête de notre précédent article, nous avons indiqué que l'étude des méthodes additives comporte implicitement celle des câblages et circuits réalisés en couches minces et épaisses, c'est-à-dire les circuits appelés « hydrides ». En effet, ces façons de réaliser les circuits, déjà connues depuis longtemps, s'intègrent maintenant dans la technologie générale du câblage à plat dont elles deviennent le complément indispensable à la nouvelle structure que l'on peut appeler « miniélectronique ».

Le circuit imprimé : L'hybridation des circuits

Le but de cette technique intermédiaire

On peut s'interroger sur l'emploi du qualificatif « hybride » qui, caractérisant habituellement une combinaison d'espèces différentes, sert à désigner ici un réseau de dépôts métalliques conducteurs ou semi-conducteurs.

En 1967, Richard F. Bader (Fairchild/USA) en donnait la traduction suivante : « Composé de deux ou plusieurs puces de semi-conducteurs montées sur un substrat câblé avec résistances et capacités, en couches minces ou épaisses ». Cette définition est encore valable à cette différence près que l'ensemble peut comporter également des puces résistives ou capacitatives rapportées. J.-Y. Cartier (Idéa) est plus concis en parlant de « circuits imprimés, imprimés !... ». Ce n'est pas tout à fait cela l'hybridation, mais c'est de cette forme de circuit dont nous allons maintenant parler et à laquelle, comme l'écrit Richard F. Bader, la microélectronique fait appel. Le conformisme n'étant pas notre qualité dominante, nous aurions préféré, pour désigner ce type d'élément, « la miniélectronique ».

Entre le microcircuit intégré, nécessitant un processus élaboré de fabrication et le circuit sur carte imprimée, plus économique mais aussi plus encombrant, on a cherché à développer un type d'élément susceptible de combler le vide entre ces deux méthodes. C'est là que le circuit hybride a trouvé sa voie.

Lors de la réunion de l'ISHM (1) à Baltimore, fin 1977, on a beaucoup parlé du « Concept II » qui préconise l'emploi simultané et raisonné de trois types de réalisation de circuits ce qui implique une industrialisation de l'hybride comparable à celle de ses deux partenaires. C'est alors que, selon Mr. J. Boin, de CIT-Alcatel : « L'hybridation permet de décaler vers des niveaux plus élevés de complexité, l'optimum coût/complexité. »

Aux USA, la production d'hybrides a été, en 1979, estimée à 2,1 milliards de dollars (fabrifications intégrées et marché) et on prévoit 3,2 milliards pour 1985. Les domaines de prédilection de cette technologie sont nombreux mais elle répond surtout aux exigences des fabrications où la fiabilité à haut niveau doit être assurée : automobile, avionique, télécom (PCM (2) principalement), etc.

Toutefois le câblage hybride trouve aussi sa place dans le produit « grand public » lorsque le tracé est simple et la normalisation peu sévère. Il s'agit alors de pièces bon marché produites en très grande série. Les platines porte-ampoules de flash pour photo d'amateur sont presque toutes fabriquées de cette façon (fig. 1).

La technologie hybride présente en outre l'avantage de pouvoir produire directement des circuits comprenant des résistances et des capacités déposées et même ajustées comme nous allons le voir plus loin. Enfin, les appli-

(1) ISHM = International Society for Hybrid Microelectronics.

(2) PCM = Pulsed Code Modulation.

cations hyperfréquences sont de plus en plus réalisées selon ces techniques en raison du haut degré de répétabilité qu'elles offrent. De bons résultats ont, en tout cas, été enregistrés jusqu'à 10 GHz.

Les structures hybrides ou « filières »

Par opposition au circuit monolithique, le circuit est souvent hybride car il comporte des composants de technologies différentes. De plus, il peut être élaboré en partant de deux « process » : couches minces et couches épaisses. C'est ce qu'on appelle les deux filières.

La distinction entre les deux types de couches, qui n'est pas toujours primordiale au niveau de l'emploi, est considérable au stade de l'établissement. Malgré tout, étant donné la différence d'épaisseur des circuits, 10 000 Å max pour le film mince et plus de 50 µm (500 000 Å) pour les couches épaisses, il est clair que la dissipation calorifique est différente au même titre que l'intensité de courant applicable.

Par exemple, un type de résistance évaporée au nickel/chrome (Ni Cr) peut dissiper 3 W/cm² alors qu'une pâte résistive autorise facilement 10 fois plus dans des conditions de service équivalentes.

Par ailleurs, les encombrements sont très différents mais, en principe, les densités de composants ne sont pas les mêmes. Un circuit en couches minces peut être encapsulé dans un TO.8 (fig. 2) dans un TO.3 ou un TO.99 mais, lorsque la complexité l'exige, on adopte d'autres « packages » tels que les D.I.L. ou tout autre géométrie normalisée.

On peut résumer les deux méthodes sur le tableau de la **figure 3**, établi pour la monocouche alors que dans les deux cas les multicouches sont possibles. Nous remarquons une certaine similitude des « thin film » avec l'additif décrit dans notre précédent article (n° 14, page 88).

A – Les couches minces (thin film)

La technologie d'application des métaux en couches minces est déjà très ancienne puisqu'on évoque à son sujet toute une littérature dont certains titres sont antérieurs à la dernière guerre. Centralab, firme US toujours

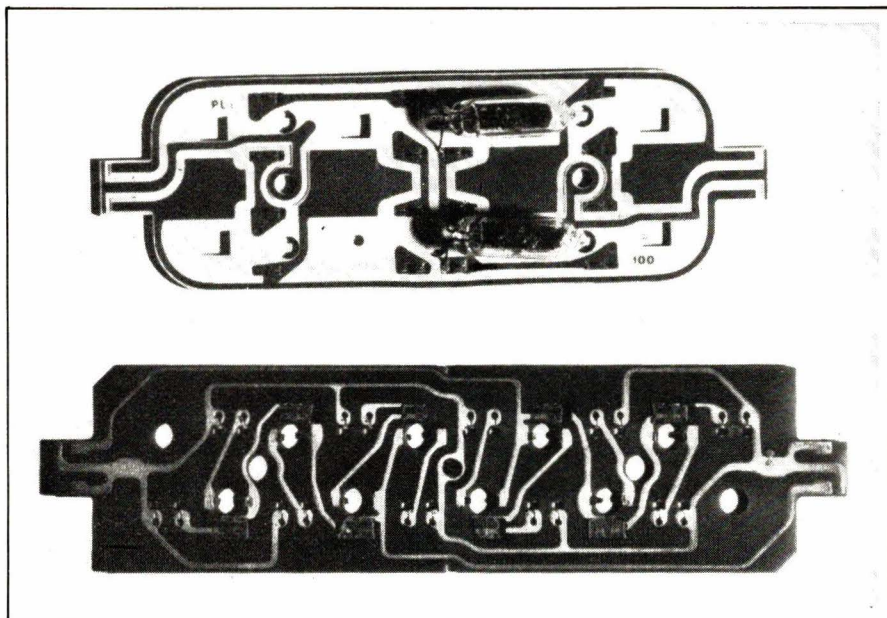


Fig. 1

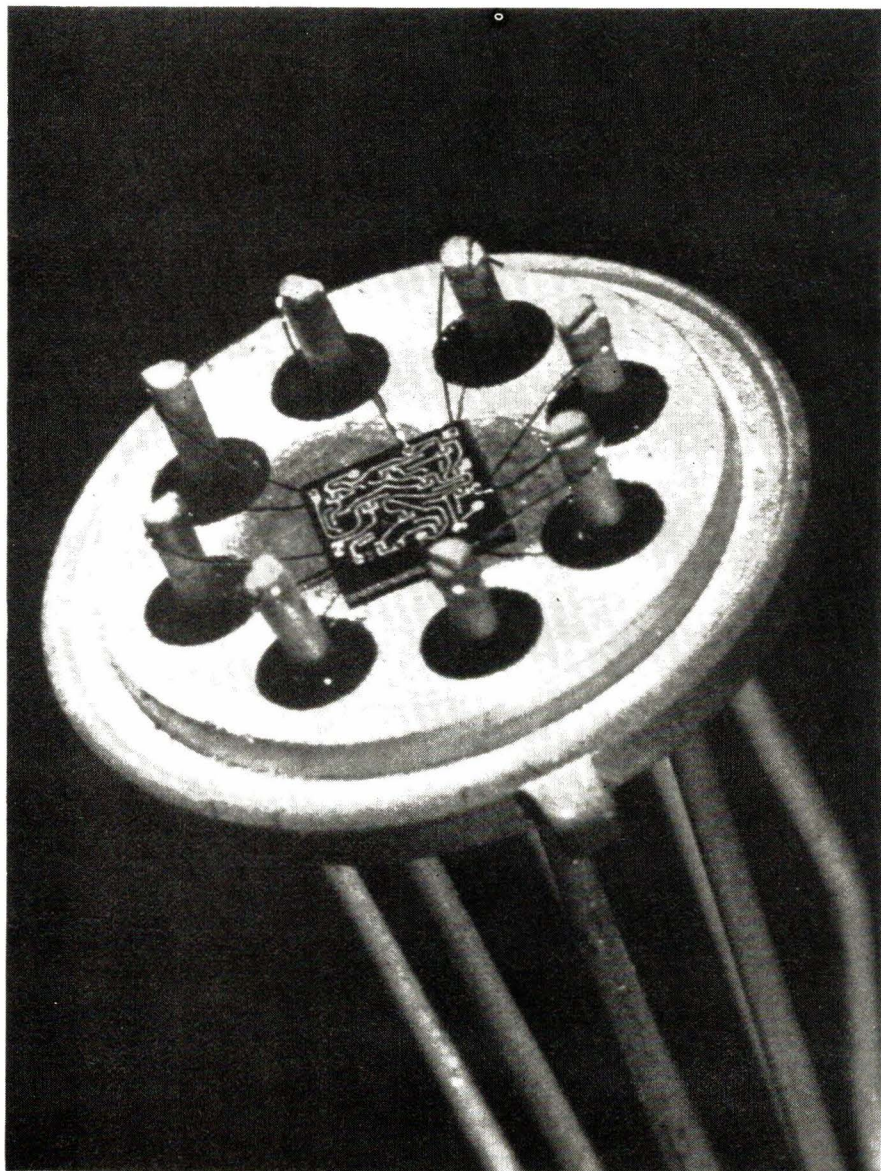


Fig. 2. – Circuit intégré SESCO (doc. La Photothèque).

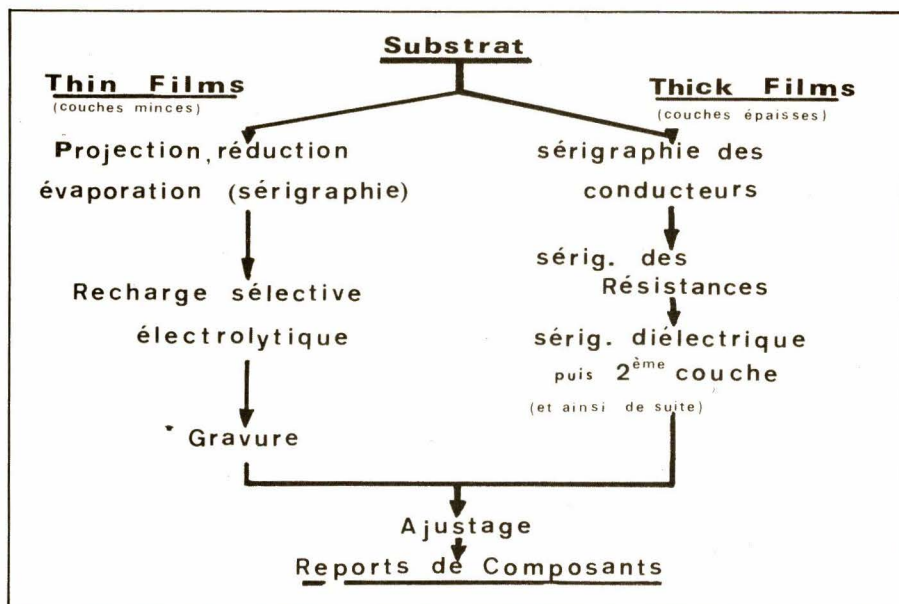


Fig. 3

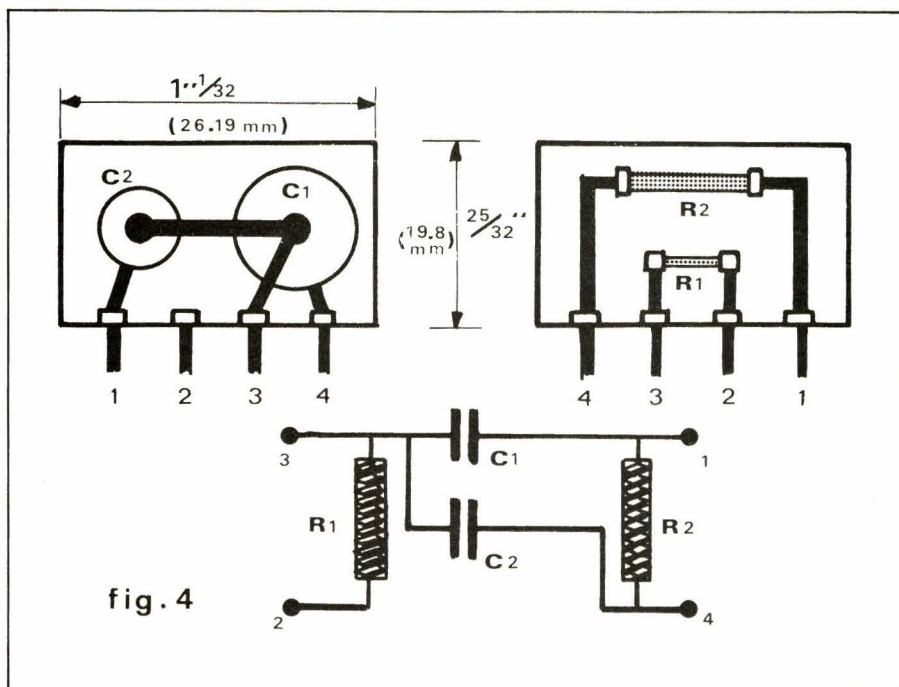


Fig. 4

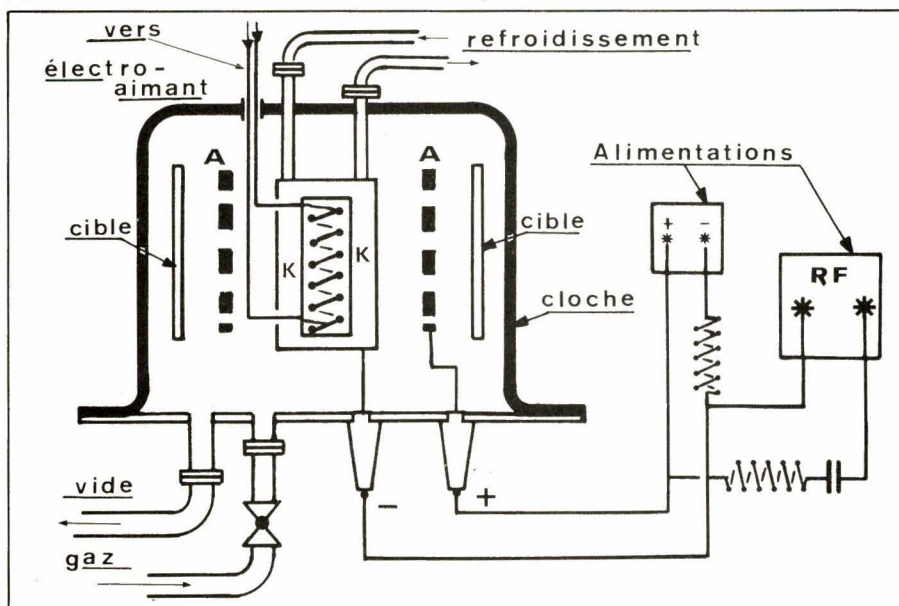


Fig. 5

« dans le vent » de la microélectronique, fabriquait en série en 1948 des réseaux résistifs et capacitifs, encapsulés exactement comme ceux que l'on trouve à l'heure actuelle.

La figure 4 montre l'élément TA.001-001 qui portait le nom de « couplage » (interétage) et mesurait 26 x 20 mm. Il s'agit d'un double face multicouche avec conducteurs argent de 7/100 déposés par sérigraphie. Les résistances étaient généralement en alliages de carbone avec certains phosphates et du graphite ou établies par évaporation d'un alliage appelé « Nobleloy », lequel était une composition de silicate de magnésium pur ou combiné. L'ajustage se faisait alors par grattage ! Le laser n'existait pas à l'échelon industriel !...

Le dépôt argentifère se pratiquait selon la formule des miroitiers (n° 14, page 82) mais la pratique des dépôts en pâtes voyait le jour vers 1947 en s'inspirant des principes de peinture de l'époque. Nous allons y revenir.

Dans la génération actuelle on fait usage du nickel ou de l'aluminium comme conducteurs et, pour les résistances, on adopte le nickel/chrome, le nitrure de tantale, les alliages de titane et de tungstène ou même aluminium-cuivre-silicium. Le nickel/chrome est le plus employé (on dit aussi « richrome ») car son adhérence est meilleure sur céramique et sur verre. Toutefois, sa dissipation est limitée (3 W/cm^2) et sa résistance max. est faible aux dimensions de dépôts couramment possibles. Le tantale offre des possibilités plus étendues.

Pour les couches diélectriques on dispose d'oxyde de silicium (SiO) mais sa permittivité est faible (< 5). On préfère certaines céramiques en dispersion mais leur fabrication pose encore quelques problèmes. Le tableau ci-dessous indique les produits disponibles :

Matériau	Emploi
Nickel	conducteur
Aluminium	conducteur
Nickel/chrome	résistif
Or/palladium	résistif
Titane	résistif
Alumine	diélectrique
Oxyde de tantale	diélectrique
Bioxyde de tantale	diélectrique
Oxyde de silicium	diélectrique

On pourrait imaginer d'autres métaux, l'oxyde d'étain par exemple, que l'on hydrolyse à haute température pour former des films résistants, mais la pratique se limite généralement aux Ni/Cr, Al, Au et SiO.

Les méthodes de dépôts des « thin-film »

En plus des techniques déjà décrites au sujet des additifs (n° 14, page 81 et suivantes) on peut pratiquer le dépôt des couches minces en électronique de quatre façons :

- 1) Evaporation sous vide.
- 2) Pulvérisation cathodique (Sputtering).
- 3) Dépôt ionique (ion beam reactive sputtering).
- 4) Sérigraphie.

1) Lorsque l'on applique aux filaments d'une lampe classique à incandescence une f.é.m. **très supérieure** à celle qu'elle peut supporter, le métal entre en fusion instantanément et se dépose sur la paroi de verre de la lampe. Le dépôt, assez diffus, s'effectue selon des projections rectilignes à partir du centre électrique du filament.

C'est l'évaporation sous vide que les Américains appellent P.V.D. (Physical Vapor Deposition) et il suffit de quelques électrons-volts (eV) pour provoquer la précipitation métallique. En électronique, c'est un système maintenant peu employé en raison de la faiblesse de ses performances technologiques.

2) L'évaporation ou la sublimation nécessaires pour déposer sous vide exigent l'élévation de température du métal d'apport à un niveau peu compatible avec certains substrats comme la plupart des polymères organiques ou même certaines porcelaines dont on a de plus en plus tendance à faire usage. On a donc cherché à abaisser la température d'impact en réduisant le gradient énergétique, c'est ce qui est réalisé dans la méthode du « magnétron sputtering ».

Ce système met en œuvre la formation d'un plasma (voir n° 9, pages 107 et suivantes) qui, en frappant une cathode, formée du produit à déposer, en extirpe les atomes. Toutefois la cathode devient émettrice d'électrons secondaires (à haute énergie) qu'il convient de maîtriser afin de ne pas dégrader les substrats par une trop forte élévation de la température. Pour ce faire, on soumet le rayonnement à l'action d'un champ magnétique (qui constitue le magnétron) afin d'infléchir le faisceau secondaire en un mouvement hélicoïdal autour de la cathode. Le champ électrique perpendiculaire résultant augmente au contraire et intensifie l'effet au niveau de la cible (fig. 5). Les substrats sont animés d'un mouvement de rotation et de translation pour uniformiser l'épaisseur du film déposé. Certains fabricants ont

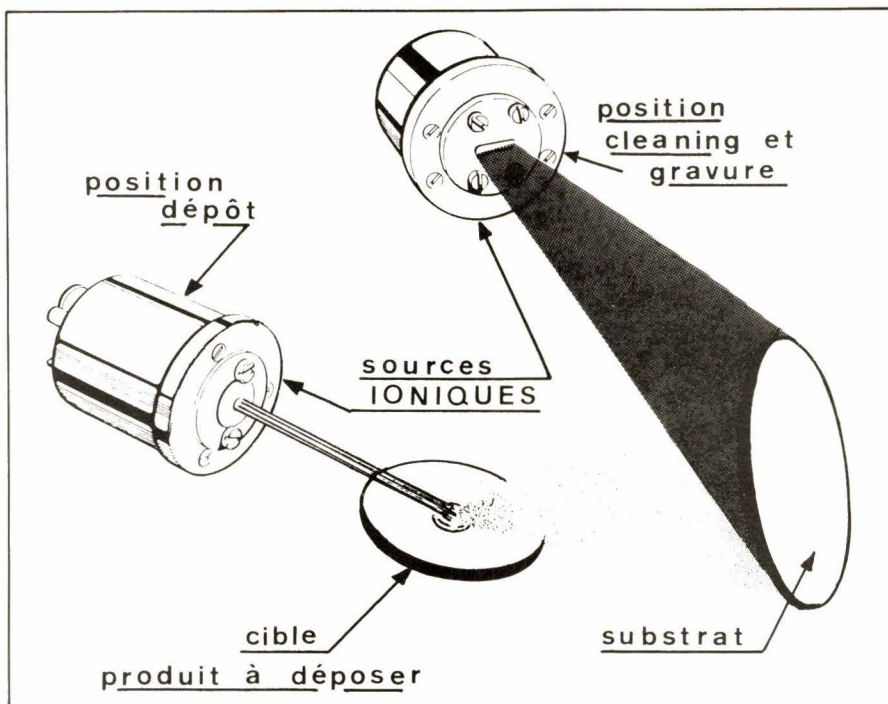


Fig. 6

équipé leur matériel d'un ordinateur à microprocesseur (Materials Research Corp. - Orangeburg NY USA) qui contrôle plusieurs dizaines de fois par seconde les paramètres (épaisseur déposée, régularité superficielle du dépôt, etc.).

Le fait de superposer une tension HF (fig. 5) à l'alimentation du four à dépôt permet de traiter le cas des films isolants ou semiconducteurs sans dépasser une température préjudiciable au substrat ($> 250^{\circ}\text{C}$), ni même, le cas échéant, aux résists courants en microélectronique (n° 7, page 27 et suivantes).

On peut atteindre des taux de dépôts d'environ $2\,500\text{ Å/mn}$ pour l'argent et ses alliages, $1\,000\text{ Å}$ pour le chrome et ses dérivés ou 500 Å pour le tungstène. L'opération s'effectue sous un vide de 10^{-5} torrs (1 torr équivaut à la pression de 1 mm de mercure de densité 13,595). La firme « Inficon » de Syracuse dans l'état de New York, propose un système d'asservissement pour les fours à films minces le IC.6000 qui, en plus des contrôles, se comporte en directeur de processus avec possibilité de réglage des épaisseurs jusqu'à $0,1\text{ Å/seconde}$. L'appareil muni de son tube cathodique de visualisation, mesure $42 \times 44 \times 13\text{ cm}$.

3) La nouveauté en matière de thin film est maintenant représentée par la méthode « Ion beam micro sputtering » qui offre l'avantage de fonctionner à cathode froide sans application de champ magnétique. Avec la projection ionique (ionoplastie) les dépôts sont plus précis et très facilement contrôlables par simple mesure du temps d'application. De plus, ce sys-

tème permet de supprimer les masques en travaillant par photocomposition avec des résist du type AZ 1350 de Shipley. Evidemment, on peut aussi pratiquer par photogravure directement par « ion etching ».

La figure 6 montre les principes de la machine « Microvac » fabriquée par Ion Tech Ltd (G.B.). Ses possibilités de dépôts sont résumées ci-dessous en angströms/minute.

Cuivre	100 Å
Aluminium	50 Å
Silicium	35 Å
Titane	20 Å
Chrome	26 Å
Fer	37 Å
Nickel	59 Å
Molybdène	39 Å
Argent	170 Å
Tungstène	30 Å
Platine	138 Å

On peut opérer à 10^{-3} torr, avec cette particularité que le nettoyage du substrat s'effectue simultanément au dépôt ce qui procure un gain de plus en matière de définition. Nous rappelons à ce sujet ce que nous avons écrit dans le numéro 11 (pages 75 et 76) en complément au chapitre « Nettoyage des circuits imprimés ». L'accrochage des films minces sur le substrat est forcément influencé par l'état de surface de la cible. La plus faible contamination risque d'aboutir à des catastrophes (certains avions modernes contiennent **plusieurs milliers** de platines hybrides) c'est pourquoi le traitement au four ionique offre l'avantage d'une plus grande pureté de dépôt.

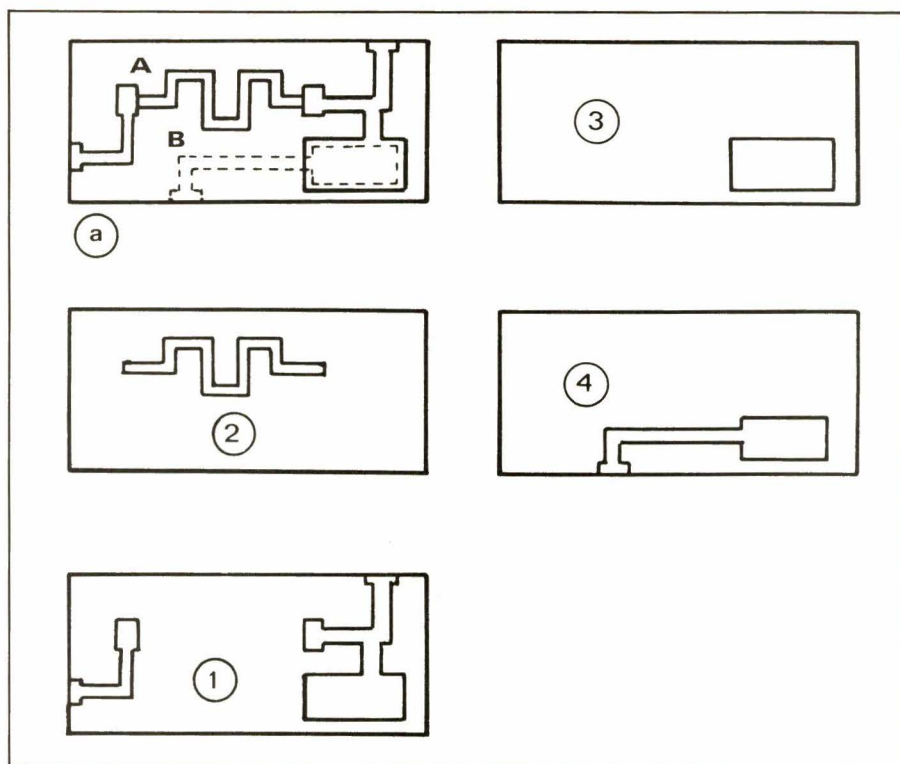


Fig. 7

On opère les dépôts à travers des masques métalliques capables de résister aux chocs thermiques lorsqu'il s'agit d'évaporation ou de sputtering et, dans ce cas, l'établissement des masques requiert une technique particulière. Ils sont établis en métal réfractaire (alliages au chrome et au tungstène) et découpés chimiquement ou au laser selon la pratique des masquages successifs.

Sur la **figure 7** nous avons schématisé le processus pour le tracé d'un circuit comportant deux connexions une résistance et une capacité. Il est évident que, si l'on veut obtenir une ouverture totale du tracé (a) la feuille de métal va se séparer en deux parties A et B. On fabrique alors les masques (deux dans notre cas); le masque 1 découvre les bandes de contact et le masque 2 la ligne résistive. C'est un exemple simplifié mais en traçant judicieusement 2 ou plusieurs masques élémentaires on arrive à découvrir la totalité du réseau projeté.

La **figure 8** montre un convertisseur D/A réalisé par la C.S.F. en couches minces obtenues par pulvérisation cathodique. Notons cependant que toute chose a ses inconvénients et ici le problème consiste à « enregistrer » les différents masques pour aboutir à une coïncidence aussi parfaite que possible. C'est difficile car cela exige un matériel sophistiqué, et, bien entendu, coûteux. La photogravure est beaucoup plus simple mais il a fallu la mise au point de photorésists à grande définition (voir numéro 7 pages 29 et suivantes) pour l'adapter à la technologie

microélectronique. Les « etchants » n'ont pas posé de problème car la chimie dispose à cet effet de toute une gamme de produits (annexe II, n° 8 page 31) et les plasmas comme nous venons de le voir, viennent compléter l'arsenal du graveur. La **figure 9** résume les opérations de gravures aboutissant aux réseaux conducteurs et résistifs.

On dépose sur toute la surface du substrat les deux couches métalliques corespondant aux éléments résistifs et conducteurs. Ensuite, on grave de façon sélective au moyen de deux masques successifs et l'on peut aussi, en utilisant deux autres masques, composer le diélectrique et la seconde armature des capacités ainsi que leurs connexions. Le tracé en pointillés de la **figure 7** indique cette possibilité. C'est en fait un multicouche et c'est peu rentable maintenant que l'on fabrique des « chips capacitors » dont certains sont même ajustables (Vitramon). Les photorésists positifs doivent être employés pour limiter le nombre d'opérations (voir n° 7, automne 78).

Nous allons tout de même voir comment on opère. Les conducteurs étant gravés, les assises des armatures inférieures sont découvertes. Le métal peut être du nickel, de l'or, de l'argent, du cuivre et, dans le premier cas, on recharge sélectivement les armatures avec un dépôt d'aluminium, ce qui fait une opération de dépôt supplémentaire, avec une application de photorésist et une insolation.

Ensuite, on dépose le diélectrique (oxyde de silicium ou autre) sur lequel

un autre dépôt forme l'armature supérieure avec sa liaison au réseau conducteur.

Ce réseau est donc formé sur une couche résistive dont il convient maintenant de graver les plages découvertes suivant les calibres désirés, ce qui nécessite une nouvelle insolation du résist si celui-ci est positif. S'il est négatif il faut procéder à une autre application après la seconde attaque (**fig. 9**).

Ouvrons ici une parenthèse pour indiquer qu'il existe dans le commerce un « metalclad » formé de deux couches métalliques superposées sur un support verre epoxy: le substrat « Ohmega » de Micaply. La première couche (résistive) mesure 1 000 Å (0,1 µm) et la seconde 35 µ (cuivre). On grave le cuivre dans une solution sulfochromique ($\text{CrO}_3 - 300 \text{ g/l} + \text{SO}_4\text{H}_2 - 30 \text{ ml/l} + \text{H}_2\text{O}$ jusqu'à 1 litre au total) vers 50 °C. Le film résistif est gravé dans une solution de sulfate de fer dans l'acide sulfurique ($\text{Fe}_2(\text{SO}_4)_3$, 200 grammes + $\text{SO}_4 \text{H}_2$ concentré, 415 grammes + H_2O jusqu'à 1 litre) (1).

Il ne s'agit déjà plus de couches minces mais le processus est très voisin. Les couches minces sont souvent composées de nickel-chrome (nichrome) pour les résistances et de nickel pour les conducteurs, ceux-ci étant ensuite étamés. Nous avons vu que ces métaux sont attaqués par l'acide fluoronitrique (N°8), mais l'acide nitrique pur pour le nichrome, et le mélange acide nitrique-eau oxygénée-perchlorure de fer pour le nickel pur, sont aussi des « etchants » valables.

Néanmoins de nombreuses préparations commerciales sont disponibles et expérimentées par leurs fabricants pour une optimisation des performances (voir n° 7 et 8 pages 32).

4) La sérigraphie ne sera citée, dans les films minces, que pour mémoire car elle est peu employée mais s'identifie à l'opération se rapportant aux couches épaisses dont nous parlerons dans un autre article.

Les masques pour photogravure

Les masques employés en technologie « thin film » sont de préférence fabriqués sur verre à haute teneur en silice surfacés par polissage à haute précision (**fig. 10**). Ils sont établis depuis des modèles à très grande échelle (X 20, X 30, X 40...) sur polyester pelliculable de préférence. On opère si possible au coordinatographe.

(1) Dans toute solution contenant un acide, on verse toujours l'acide dans l'eau lentement car l'opération est exothermique, ce qui entraîne des risques de projection sur l'opérateur.

Au cours de deux réductions successives, on multiplie les figures afin de travailler sur plusieurs circuits à la fois. Pour ce faire, on utilise des machines à répéter appelées « step-and-repeat », qui, en partant de la première réduction du cliché maître, le reproduisent en un certain nombre d'exemplaires.

Le premier report à l'échelle 1/6 à 1/8 donne un cliché négatif qui est à nouveau réduit à sa vraie grandeur au cours de l'opération de multiplication. On profite de cette occasion pour opérer l'inversion du cliché (n° 5, pages 165 et suivantes) qui permettra d'insoler le substrat avec la couche sensible du cliché en contact avec le photorésist. L'erreur due à la diffusion est ainsi évitée. La photo de la **figure 11** montre une machine à répéter en cours d'opération qui offre une précision de report de $\pm 5 \mu\text{m}$. Certaines machines permettent des clichés terminaux sur une surface totale de 1 m x 0,75 m et peuvent être commandées par ordinateur de façon totalement automatique (cas de la figure 11).

Evidemment le repérage exact des clichés doit être assuré pour permettre une parfaite superposition des différentes phases. Un magnifique exemple de circuit en couches minces est donné sur la **figure 12**. Le montage des boîtiers 741 D et des pins est effectué par refusion de pâte à souder déposée par sérigraphie. C'est un véritable hybride.

B – Les couches épaisses (thick film)

Par comparaison aux couches minces dont les épaisseurs se chiffrent en fractions de microns, voir en angströms, nous avons maintenant affaire à des dépôts dont les épaisseurs se situent dans les ordres des dizaines et des centaines de microns (1/100 – 1/10 de mm). Ce n'est toutefois pas à ce niveau que l'on constate le principal avantage des « thick-films » mais à celui des résistances dont les paramètres sont comparables à ceux des meilleurs éléments discrets malgré la facilité avec lesquelles on les produit par sérigraphie. Le travail à « l'écran de soie » est en effet la base de la couche épaisse, un procédé simple et économique.

Les circuits hybrides en couches épaisses « ont une fiabilité dont les taux atteignent 10 fois ceux des circuits équivalents réalisés sur circuit imprimé classique ». C'est le groupe européen des composants ITT qui en a fait la constatation vers les années 70.

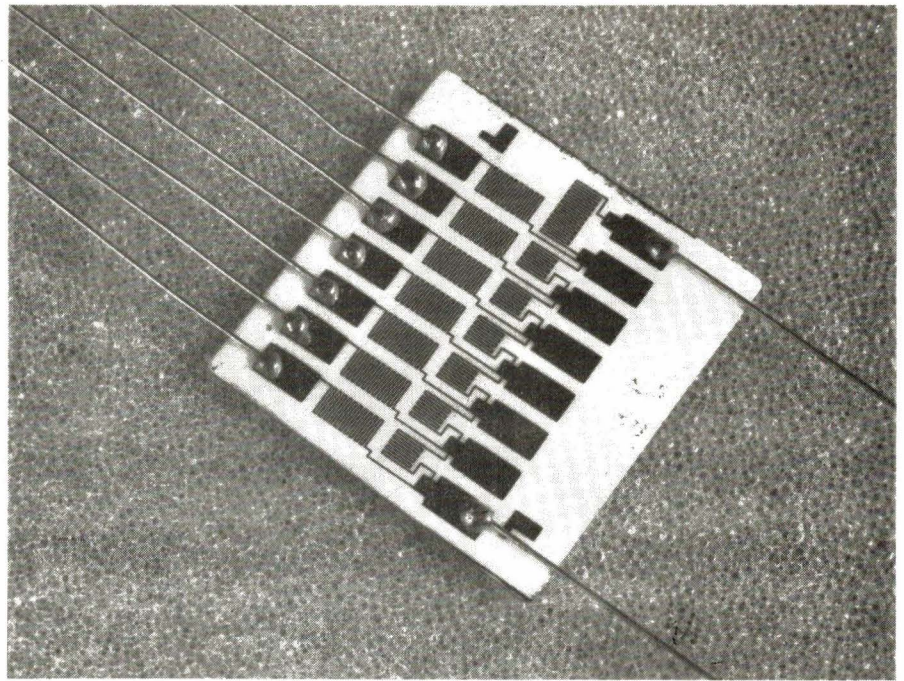


Fig. 8. (Cliché CSF - J.-C. Georgel).

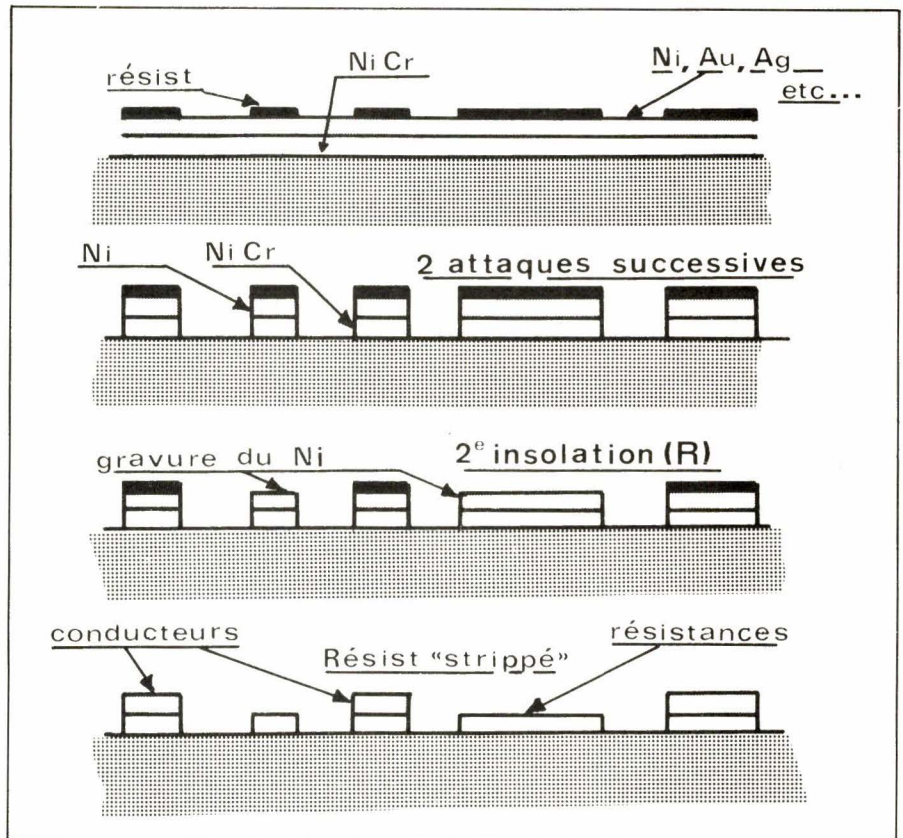


Fig. 9. – Grâce aux résines positives, il est possible, avec une même application, de réaliser deux attaques sélectives successives, puisque seules les parties insolées deviennent solubles.

Les premiers essais de modules Thick film semblent dus, conjointement, à Du Pont de Nemours et à Sprague (sociétés US présentes en France) à peu près à l'époque choisie par Centralab pour les couches minces. Il y a 35 ans... !

Au début, on ne parlait que de peintures conductives (conductor paints)

ou résistives (resist paints) préparées, comme des peintures classiques, au moyen de poudres métalliques, de liants et de solvants. Toutefois les liants étaient choisis en fonction de leur faculté d'absorption de l'oxygène des sels métalliques en vue de leur mutation en métal au moment du séchage. Certaines huiles comme l'huile de lin, de coton ou de castor

contenant des acides insaturés pouvaient répondre à cet impératif. Un agent réducteur était toujours ajouté au mélange afin d'activer la réaction.

Malgré tout, ces préparations nécessitaient une cuisson à haute température faute de quoi la conduction du dépôt ne pouvait être assurée. Ceci nous amène donc un peu au système actuel des pâtes contenant des particules de verre.

En 1947, une étude américaine laissait déjà prévoir l'avènement des pâtes polymères pour la confection de circuits sur lamifiés ou plaques calandrées. Des formules types ont été publiées : Tableau 1.

Pour l'application des résistances, les peintures proposées étaient à base de : carbon-black, graphite pulvérulent ou sels métalliques en mélange résineux avec solvants organiques. Les formules possibles sont : Tableau 2.

Le format des résistances étudiées est de 2,54 x 10,16 mm.

Le même document édité par le NBS (National bureau of Standard US) mentionne (en 1947) que la peinture à l'argent, la meilleure pour établir de bonnes connexions, est composée de :

- 5 parties d'argent,
- 1 partie de liant formé d'une laque comportant des particules de verre ou d'un silicate ou de borate de plomb.

On ajuste la viscosité de la préparation avec une cétone mélangée à une huile végétale. On sèche les dépôts aux infra-rouges pour évacuer les solvants et on cuit à 800/850 °C pendant 1 h 30.

Les pâtes modernes pour couches épaisses

Toutes les pâtes modernes à haute température de cuisson (600 à 1 000 °C) sont composées d'un métal

Substrats	Thermodurcissables	Thermoplastiques
Température de traitement	25° à 175 °C	25° à 75 °C
Pigment	Poudre d'argent 70 %	Poudre d'argent 70 %
Liant	Résine cellulosique, Méthacrylate, Phénolique 20 %	Méthacrylate, Polystyrène 20 %
Solvant	Acétates, Cétones ou Cello-solve et dérivés 10 %	Cétones, benzène, toluène ou dichloréthylène 10 %

Tableau 1

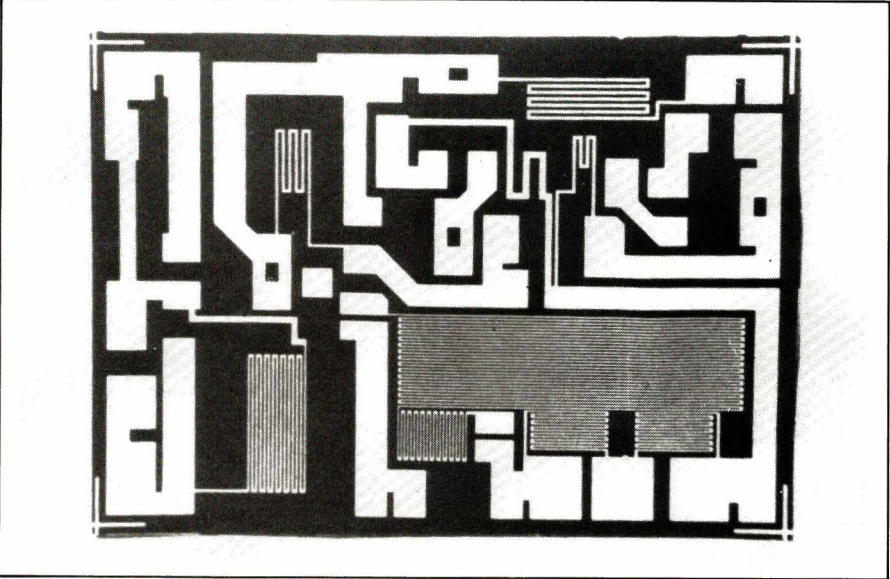


Fig. 10

ou d'un alliage pulvérulent mélangé à une résine visqueuse comportant des particules de verre à très fine granulométrie. Un agent mouillant incorporé permet d'assurer les contacts entre les particules afin d'en maintenir la cohésion. Un solvant ajuste la viscosité.

Comme agent conducteur on emploie : l'or, l'or/palladium, l'or/platine, l'argent/palladium et le cuivre. Les températures de cuisson sont évidemment oxydantes et, dans le cas du cuivre, on doit procéder à la cuisson sous atmosphère d'azote. C'est aussi

une raison pour ne pas employer l'argent pur. Précisons que le choix du cuivre est surtout motivé par sa haute conductibilité (0,017 Ω/ mm²/m contre 0,022 pour l'or et 0,029 pour l'al).

Une analyse succincte faite il y a quelques années par une très importante firme utilisatrice de pâtes a permis de comparer quelques formules conductrices en fonction de leur composition : Tableau 3.

Une pâte au cuivre, tout en offrant de bonnes qualités d'adhésion et de

R approximative	e (mm)	pigment	liant	solvant	T °C
1 000 Ω	0,076	38% G - 3% CB	62% silicone		275
5 000 Ω	0,076	27% G - 4% CB	77% silicone		275
25 kΩ	0,076	38% G - 12% CB	17% phénolique	33% cétone	175
25 à 50 kΩ	0,038 à 0,076	7% CB	72% silicone	21% benzène	275
45 kΩ à 10 MΩ	0,25 à 0,10	27% G - 12% CB	20% cristallite	12% toluène 20% dichloréthylène	50

Tableau 2 :: G = graphite ; CB = charbon black 20 à 50 μ.

résolution, est dotée, en plus de sa faible résistivité spécifique, d'une parfaite soudabilité. On notera que l'ensemble liant/solvants (avec mouillants et diluants le cas échéant) que l'on appelle « véhicule », intervient dans une large mesure sur les conditions de mise en œuvre. Il agit sur le niveau de température de cuisson (firing) mais aussi et surtout sur la rhéologie (1) de la phase pâteuse.

La nature du véhicule conditionne la vitesse et la qualité du dépôt sérigraphique à tel point que Du Pont a réussi à formuler ses nouveaux produits à partir d'un support auquel il a donné le nom de « Sprint ». Grâce au sprint la vitesse de la raclette de sérigraphie (squeegee speed) peut être élevée jusqu'à 30 cm/sec. (fig. 13). Dans la série des pâtes de ce fabricant, une trentaine de compositions, conducteurs, résistifs et diélectriques, bénéficient déjà de ce nouvel avantage.

Les nouveaux résistifs en couches épaisses constituent certainement le principal argument en faveur de cette technologie. D'une façon générale la coupe d'un film résistant se présente, comme l'indique la figure 14 (film de 10 à 25 Ω , avant cuisson, appliqué entre deux couches conductrices).

Avec le thick film on peut composer des résistances de 1 Ω à 1 G Ω avec des tolérances variables entre $\pm 2\%$ et $\pm 20\%$ et des tensions applicables jusqu'à plus de 50 kV. Le courant de bruit dépend de la composition et de la géométrie. Le taux décroît avec l'augmentation de la surface ce qui implique un accroissement du taux de bruit lorsque l'opération de trimming ampute la surface d'une trop grande portion. On a donc intérêt à travailler avec une pâte aux caractéristiques serrées ainsi qu'avec un matériel de sérigraphie précis. Dans un type de réseau fabriqué par AEG-Telefunken, avec une composition Ag-PdO + verre (cuit entre 700 et 800 °C) et une épaisseur finale de 15 μm , le taux $\mu\text{V/V}$, dans la bande 618/1 618 Hz, est situé aux alentours de -2,5 dB pour une surface brute de 8,75 mm², la résistivité étant de 10 k Ω par carré (0 dB à 1 $\mu\text{V/V}$). On doit tenir compte de ce phénomène lors de l'établissement du tracé.

Les formules de résistance sont très variables et si actuellement la tendance est à l'emploi du bioxyde de ruthénium (Ru O₂) pur ou en alliance avec: l'oxyde de niobium (Nb₂O₅), l'oxyde ferrique (Fe₂O₃), l'argent, etc., on peut encore trouver des préparations à l'iridium, au nickel ou même au palladium.

(1) Rhéologie vient du grec et signifie « courant » ou écoulement de la matière sous l'influence de la pression, la viscosité et la plasticité.

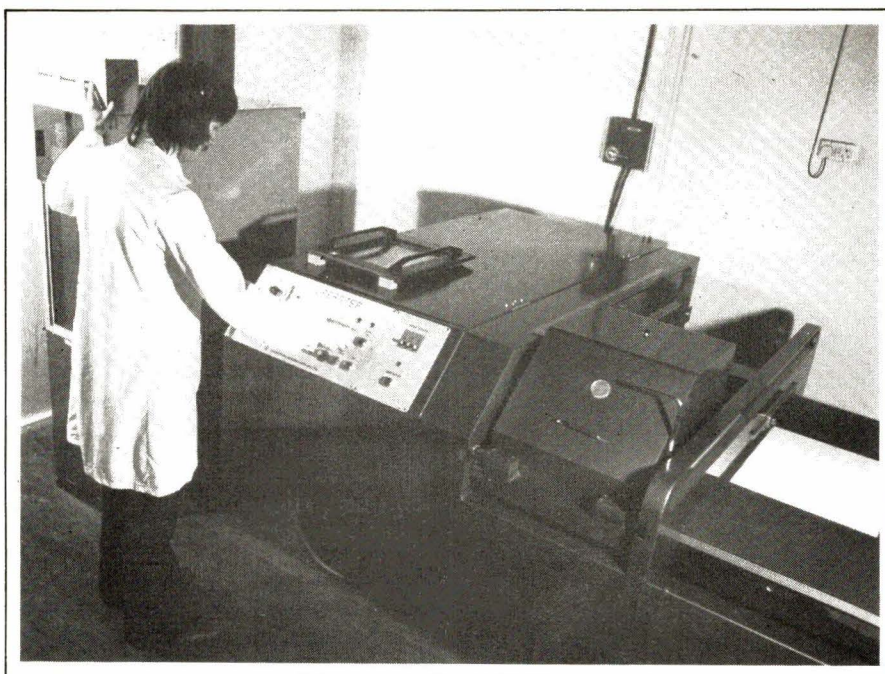


Fig. 11

métal Au Ag		verre (fritte)	liant/ solvant (véhicule)	adhé- sion	réso- lution	cuisson °C	obser- vations
85		6	9	H	B	800/ 1000	soudure Sn/Pb difficile
75,1		8,86	16,3	B	H	920/ 950	soudure Sn/Pb difficile
	70,09	6,23	23,68	H	M	750/ 850	soudure tendre facile
Les valeurs sont en % en poids. H = élevé, B = bon, M = moyen). Le substrat d'étude est en alumine à 96 %.							

Tableau 3

Avec les pâtes contenant RuO₂ + Nb₂O₅ on aboutit à une très bonne stabilité et c'est ce genre d'association que beaucoup de producteurs adoptent, avec quelques variantes dans les dosages d'additifs et de poudres de frittage. Les pourcentages respectifs de constituants et surtout le dosage du verre différencient les résistivités unitaires à partir desquelles on calibre les valeurs souhaitées.

Une série de pâtes produites par Du Pont (marque « Birox 1500 ») offre une gamme de six résistivités spécifiques: 10, 100, 1000, 10 k, 100 k Ω et 1 M Ω avec coefficients de température (TCR) de ± 100 ppm pour la première et ± 50 ppm pour les autres. Une nouvelle série (série 17) actuellement proposée présente un TCR inférieur à + 50 ppm/°C sur l'ensemble de la gamme.

Du Pont propose également les pâtes résistives « Certi-Fired » dont une série est conçue pour les grandes valeurs utilisables dans les applications

à hautes tensions telles que les potentiomètres de focalisation pour les récepteurs TV couleur.

On doit encore citer les préparations d'Engelhard, de Thick Film Systems (Vitr-Au-Less et Conductrox), de BFI, de Sprague (Metanet), de Comatel (E.M.C.A.), d'Anglade (Cermalloy), d'Electro-Science Laboratories.

Traitement des pâtes pour thick film

Chacune de ces fabrications comporte tout un éventail de produits avec des particularités de composition et de traitement propres. Il n'est donc pas recommander de mélanger deux fabrications dans l'espoir de créer de nouvelles possibilités. Par contre, sauf indications contraires, il est possible de procéder à cette opération à l'intérieur d'une même série, voire d'une même marque. On se souviendra que la plu-

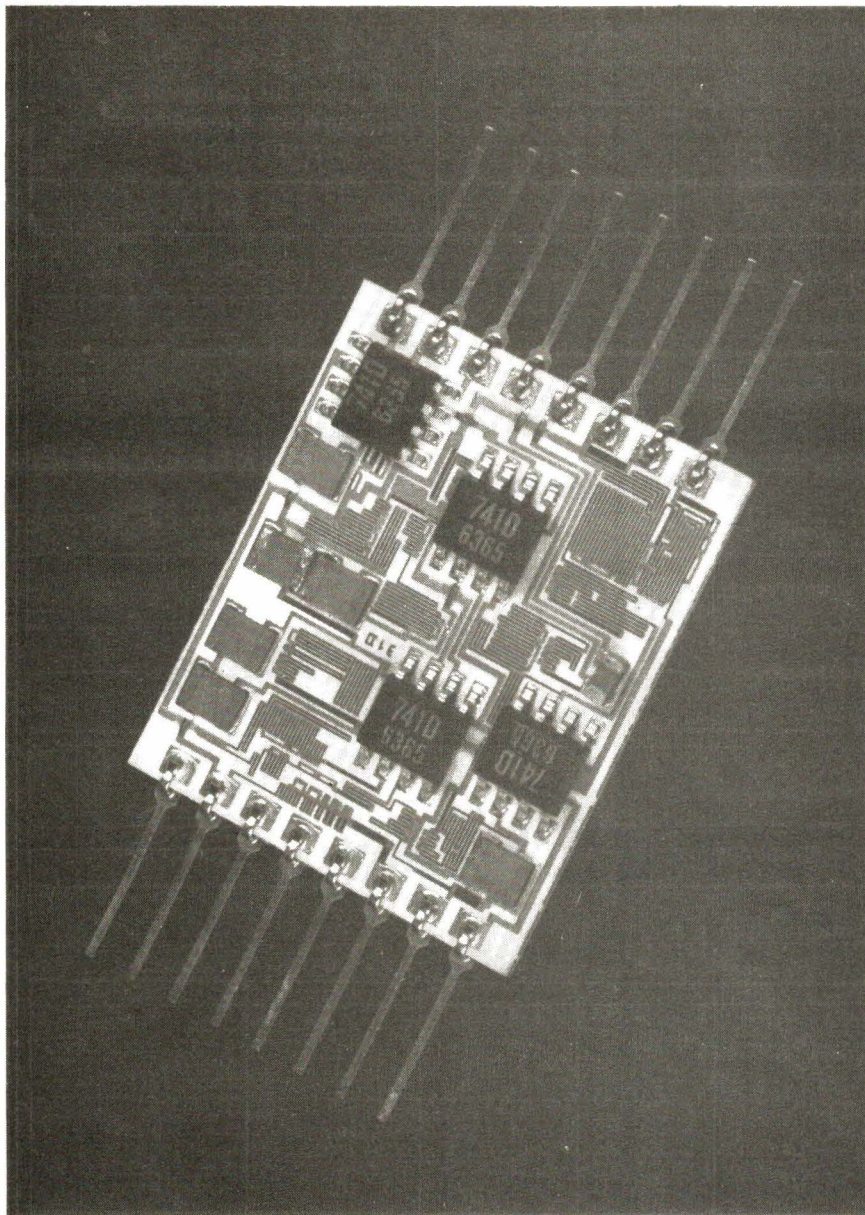


Fig. 12. – Filtre actif en couches minces avec ajustage laser réalisé par LTT.



Fig. 13. – A gauche, véhicule « Sprint », à droite, véhicule classique (doc. Du Pont).

part des pâtes pour couches épaisses sont thixotropiques c'est-à-dire qu'elles changent de viscosité dès qu'elles sont agitées et reprennent leur consistance de « gel » au repos. Mais attention, lorsque l'agitation est trop rapide ou lorsqu'elle est effectuée sous des conditions climatiques inadaptées, on risque de constater une exsudation, ce qui provoque le phénomène de « synérèse » c'est-à-dire une modification irréversible du produit qui n'est plus thixotropique. En tout état de cause, on ne procédera aux manipulations que sous une température d'environ 20°C et dans une atmosphère débarrassée de poussière.

La conservation des pâtes doit se faire dans une armoire réfrigérante, de préférence ventilée.

Pouvoir couvrant des pâtes

S'agissant des pâtes souvent composées de métaux nobles ou précieux la notion de coût doit être appréciée a priori lorsque l'on connaît le pouvoir couvrant du matériau mis en œuvre. A titre indicatif, nous reproduisons ci-après le tableau des recouvrements en cm²/gramme de produit, établi par Du Pont pour quelques-unes de ses fournitures : Tableau 4.

Les indications de ce tableau se rapportent à un film déposé par sérigraphie avec un rendement de 100 %, sur une épaisseur régulière de 50 microns (2 mils). La photographie de la **figure 15** montre un bel exemple de circuits en couches épaisses réalisés sur alumine.

Les pâtes polymères et les colles conductrices

Avec les produits dont nous venons de parler le choix des substrats est limité aux céramiques telles que : oxyde d'alumine (Al₂O₃) oxyde de béryllium (BeO) titanates (TiO₂) stéatites, etc. Ces substances, capables de supporter des températures supérieures à 1 000 °C, présentent des pouvoirs inducteurs spécifiques élevés, 10 et plus, mais sont assez coûteuses et difficiles à usiner par des moyens classiques.

Dans le but de réduire les coûts, surtout lorsque le substrat « noble » n'est pas indispensable, de nombreux chercheurs se sont souvenus des tentatives des temps héroïques, dont nous avons parlé ci-dessus, pour préparer des

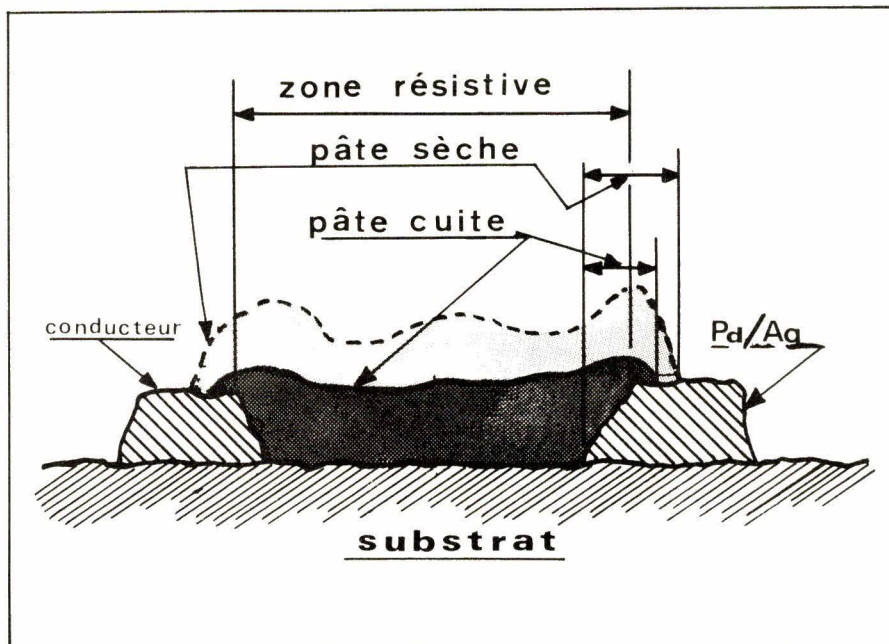


Fig. 14

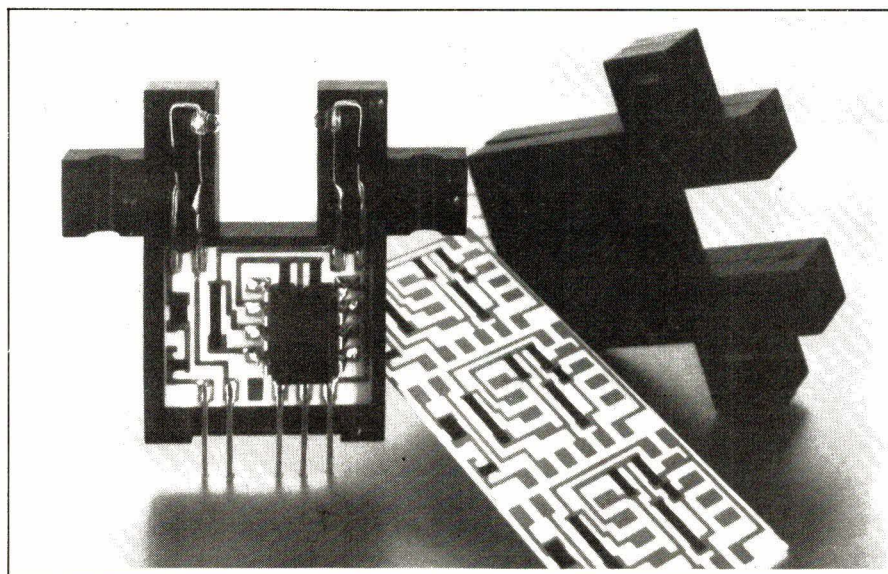


Fig. 15. - Détecteur de passage optoélectronique hybride (doc. RTC).

Type	Composition	Référence Du Pont	Pouvoir couvrant cm ² / g
Conducteurs	Or	9260	35
Conducteurs	Or-palladium	8651	52
Conducteurs	Argent-palladium	9061	70
Conducteurs	Platine-argent	9770	55
Pâtes résistives		1411/ 1311	76
Pâtes résistives		1421/ 1321	77
Pâtes résistives		1431/ 1331	84
Pâtes résistives		1441/ 1341	92
Pâtes résistives		1451/ 1351	96
Pâtes résistives		1461/ 1361	100

Tableau 4

peintures conductrices réticulables à basse température.

Les progrès de la macrochimie permettant de s'affranchir des caprices des réactions chimiques utilisées dans la pratique des peintures, ont orienté la recherche appliquée vers les polymères de synthèse. Les fabricants de « pâtes à souder » et particulièrement Alpha Metals avaient déjà dégrossi le problème; personnellement, nous avons fait usage de crèmes de soudure en application directe vers les années 50. L'Asturienne des Mines produisait en 1954 une peinture au zinc séchant à l'ambiance et sur laquelle on pouvait braser !...

Tout le problème réside dans la formulation du véhicule qui ne doit pas provoquer l'isolement électrique des particules métalliques en durcissant.

Nous reviendrons dans le prochain article, sur le sujet des compositions polymères. « General Electric » en 1975, parlait d'encre conductrice, plus récemment « Methode Corp », un ancien du circuit imprimé, et « Ferro Corp » désignent respectivement ces nouveautés par: polymers thick film (PTF) et thermoplastic thick film inks (TTFI).

En matière de conducteurs exclusivement, Du Pont propose des préparations dont nous avons fait usage en 1955 et qui existent depuis 1939 ! Epo-Tek, pour sa part, a établi sa raison sociale sur le nom du principal composant de ses produits les epoxy, et les dénomme « colle » alors qu'ils sont parfaitement adaptés à la confection de câblages en couches épaisses. On serait tenté de mettre la technologie des produits thermoplastiques (ou thermodurcissables le cas échéant) en compétition avec celle des « cermet » (produits à haute température), mais nous estimons que ce serait à la fois exagéré et erroné. Les deux méthodes ont leur destination, leur conjonction avec les câblages imprimés classiques constitue sans nul doute la formule d'avenir. Le tout, complété par les puces en couches minces cela va sans dire. La **figure 16** se rapportant à une construction modulaire est susceptible de faire usage de plusieurs types de plaquettes. Son volume total ne dépasse pas 4 cm³ ! (1/2" X 1/2" X 1").

Les conducteurs polymères et les colles sont à base d'or ou d'argent et les systèmes résistifs font appel à des composés de carbone ou de graphites en dispersion dans des résines synthétiques. Toutefois, rien n'implique qu'il s'agisse d'une obligation technologique et certains métaux ou sels métalliques ainsi que des compounds à base de phosphates peuvent être employés.

Des essais ont été effectués d'ailleurs depuis longtemps.

Certaines dispersions de graphite colloïdal dans l'eau distillée peuvent être appliquées directement sur un substrat isolant et former une résistance chimiquement neutre et pratiquement infusible. On fait appel à ce procédé pour former des écrans électrostatiques.

Le type de revêtement conducteur est constitué de particules métalliques en suspension dans un monomère, avec ou sans adjonction d'adjuvant et la cohésion résultant de la polymérisation établit le contact. Les celluloses et les époxy sont les véhicules les plus employés. Les solvants courants tels que : cellosolve, xylène, toluène, acétate de butyle, alcools benzyliques et quelques terpéniques (thérébentine) sont d'usage courant.

Enfin, les couches isolantes ne posent ici aucun problème. Les laques polymères sont en nombre infini et, en dehors des préparations proposées par les fabricants, les techniciens qualifiés peuvent facilement formuler des couches compatibles avec les métaux et leurs véhicules.

Nous ne pouvons traiter la totalité de cet important sujet des hybrides en une seule fois et nous arrêtons là notre première partie. Il reste beaucoup à dire sur le calcul, la mise en œuvre, l'ajustage des circuits en couches minces ou épaisses. Ce sera l'objet du prochain article avec évocation des matériels spécifiques pour la sérigraphie et la mise en place des composants sur les substrats.

P. LEMEUNIER

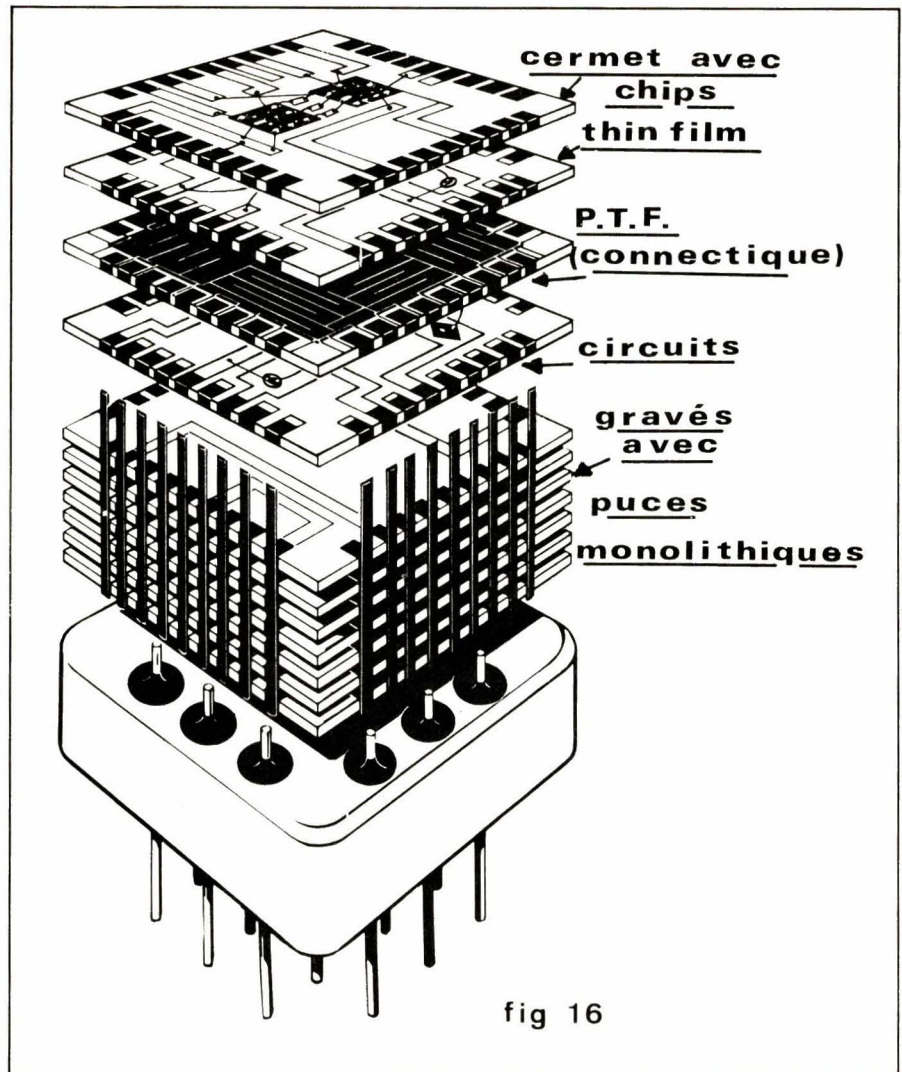


fig 16

Fig. 16

Fabricants de produits et matériels

- Alpha Metals, 27, rue Léon-Loiseau, 93100 Montreuil. Tél. : 857.11.80.
- Anglade (Cermalloy), 33, rue du Moulin-des-Bruyères, 92400 Courbevoie. Tél. : 789.42.42.
- B.F.I., 9, rue Yvart, 75015 Paris. Tél. : 533.01.37.
- Comatel (EMCA), 78-80, av. du Gal-de-Gaulle, 92130 Issy-les-Moulineaux, tél. : 644.34.20.
- Du Pont de Nemours France, avenue du Pacifique, Z.A. Courtabœuf, B.P. 85, 91403 Orsay. Tél. : 907.78.72.
- Electro-Science Laboratory, 38, Bennet Road Reading RG2 0QX Berkshire UK. Tél. (0734) 83139.
- Engelhard, 48, av. Victor-Hugo, 75783 Paris Cedex 16.
- Epotecny (Epo-Tech), 35 bis, rue Paul-Doumer, 78140 Velizy. Tél. : 946.69.34.

- Idea (Methode Corp. USA), 3, avenue St-Charles, P.O. Box 82. Monte-Carlo. Tél. (93) 50.83.86.
- Siemic (Thick Film System), 80, bd du Colonel-Fabien, 92240 Malakoff. Tél. : 644.80.44.

Matériels (thin film)

- Electrotech, 6, allée Mozart, 93270 Sevran. Tél. : 384.36.63.
- International Plasma. Teledyne, TAC, 1, rue du Lac, La Neuveville, Switzerland. Tél. : 038.28.07.
- LFE, GCA International, CH 8280, Kreuzlingen Konstanzerstrasse 6, Switzerland. Tél. : 072.88585.
- M.R.C., 23, rue de Fontenay, 92340 Bourg-la-Reine. Tél. : 660.23.44.

Annexe : Note sur les valeurs caractéristiques remarquables en technologie hybride

1) La première caractéristique que l'on rencontre sur les notions se rapportant à des compositions résistives c'est le coefficient de température : T.C.R. (en anglais = Temperature Coefficient of Resistance).

Le TCR, c'est le taux de dérive de la valeur nominale, mesurée à 25 °C, lorsque la résistance est soumise à une variation de température comprise entre - 55 °C et + 125 °C. Ces limites sont fixées par une spécification technique internationale. On peut généraliser le T.C.R. par son expression mathématique **approchée** :

$$TCR = \frac{1}{RT_0} \times \frac{RT' - RT_0}{T' - T_0} (10^6) \text{ ppm/}^\circ\text{C}$$

RT_0 est égale à 25 °C (température de référence)

T' est égale à + 125 ou à - 55 °C

Autrement dit :

$$TCR = \frac{1}{R} \times \frac{dR}{dT} (10^6)$$

Si une résistance imprimée mesure (après cuisson) 650 Ω , avec un TCR de $\pm 15,38$ ppm elle mesure 651 Ω à + 125 °C soit une dérive de + 1 Ω .

A - 55 °C, elle descend à 649,2 Ω soit une dérive de 0,8 Ω environ. A la vérité, ce calcul n'est qu'approximatif à quelques % près.

L'expression ppm équivaut à « parties par million » c'est-à-dire que 1 ppm = 0,0001 %. De cette façon, l'écriture est plus aisée et le nombre représentatif ne peut être confondu avec la tolérance de fabrication qui, elle, s'exprime en %. Pour traduire ppm et % il suffit de dresser le tableau suivant :

Unités	0,1	0,01 ou %	1/ 1 000	1/ 10 000	1/ 100 000	1/ 10 ⁶ ppm	décimales ppm
0 ^a	5	0 ^b	0	0	0	0	
0	0	0	0	2	0	0	
0	0	0	0	0	2	0	
0	0	0	0	0	0	2	
0	0	0	0	0	1	5	38

Les doubles barres a et b matérialisent les virgules d'unité et de % respectivement. Exemple 0,5 = 500 000 ppm (la moitié d'un million) ou 50 % et 0,000 002 = 2 ppm ou 0,0002 %.

II) La seconde caractéristique c'est le coefficient de voltage (VC) dont l'expression est :

$$VC = \frac{(R - r) 100}{0,9 E r} (\% \text{ volt})$$

La valeur de la résistance est modifiée en fonction du voltage appliqué.

R est la valeur nominale sous tension constante de 100 volts.

r est la valeur au 1/ 10 de la tension constante.

E est la tension constante nominale de travail.

Le coefficient VC dépend beaucoup de la géométrie du dépôt résistant. Les premières résistances imprimées (vers 1947) avaient un VC de 0,04 à 0,002 %/ volt alors que maintenant le coefficient de voltage descend à $\pm 0,0002$ %/ volt.



Grâce à la diffusion rapide et généralisée des micro-ordinateurs, il est maintenant très commode de disposer à la demande sur une console de visualisation d'une foule de renseignements indispensables à une activité professionnelle donnée. Qu'il s'agisse de relations mathématiques, de caractéristiques de circuits intégrés, de table de constantes, de renseignements sur les fournisseurs, de gestion de stock, etc. chacun pourra trouver dans cette nouvelle organisation du travail un important gain de temps. Dans cet esprit, on peut par exemple ranger en mémoire d'un micro-ordinateur une première page numérotée zéro qui est la table des matières. A son appel, elle apparaît sur l'écran avec tous les renseignements sur les fonctions stockées. Deuxième action, c'est la page des informations souhaitées qui se visualise. C'est évidemment beaucoup plus facile et plus rapide d'accès que de feuilleter fébrilement les manuels de références.

Tables et tableaux

Un certain nombre de programmes générateurs de tables et de tableaux sont ainsi présentés. Ils ont été choisis avec un souci de variété afin de montrer que même pour un secteur parfaitement défini, les renseignements nécessaires sont très divers. L'idée seconde est qu'ils peuvent inspirer le lecteur pour rédiger les programmes propres à ses besoins particuliers en s'inspirant des listings présentés.

Les solutions proposées ont été testées en LSE mais peuvent être transposées dans un autre langage sans grande difficulté.

L'étude commence par un bref rappel sur la boucle élémentaire FAIRE car elle sera largement utilisée dans les programmes ci-après.

La boucle élémentaire

C'est la structure de base de l'informatique. Son algorithme est représenté **figure 1**. Elle est formée de :

- une initialisation de la variable
- un corps de boucle : calculs, affichages, etc.
- un test de fin de boucle pour détecter la fin de l'ensemble de l'opération
- une incrémentation de la variable.

Les libellés sont les suivants :

– En LSE

```
n1 FAIRE n2 POUR — X1 PAS P
|   JUSQU'À X2
|   calculs, affichages, etc.
|
n2
```

C'est à cause de ce libellé qu'elle s'appellera par la suite boucle « FAIRE ».

– En BASIC

```
n1 FØR X = X1 TØ X2 STEP P
|   calculs, affichages, etc.
|
n2 NEXT X
```

Nota : Les boucles peuvent être multiples, s'imbriquer, etc. sans qu'il y ait de recouvrements partiels entre elles.

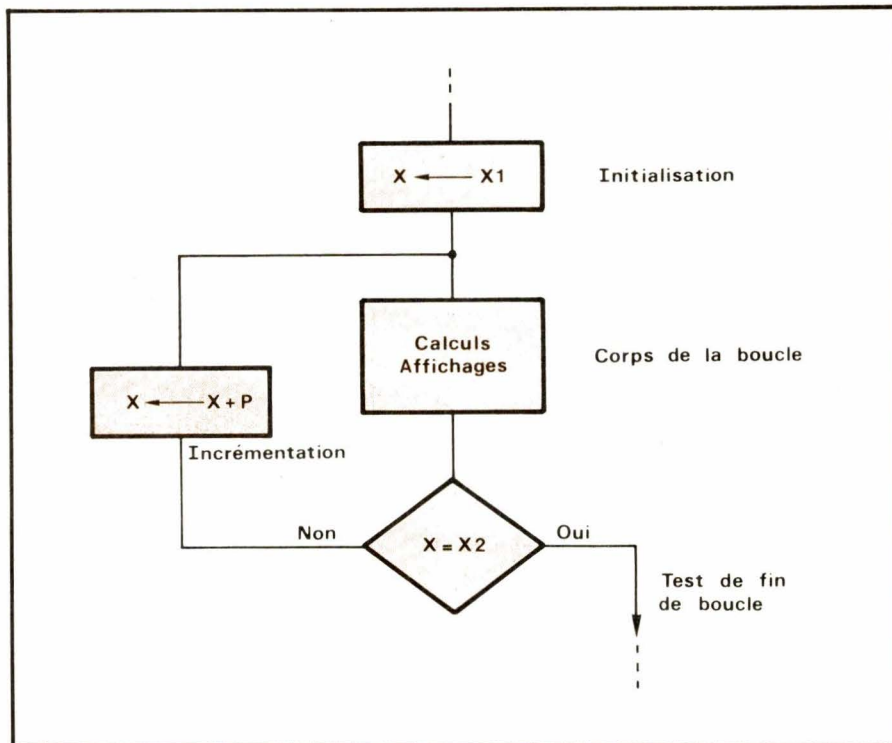


Fig. 1. – Schématisation de la boucle élémentaire « FAIRE ».

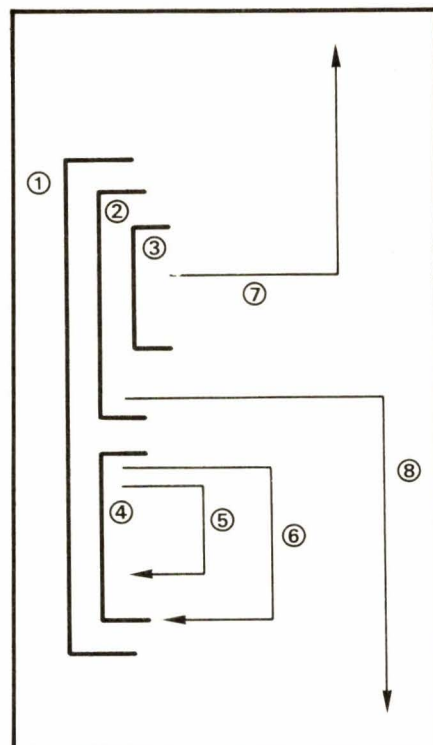


Fig. 2. – Formes tolérées ; boucles imbriquées et sorties extraordinaires.

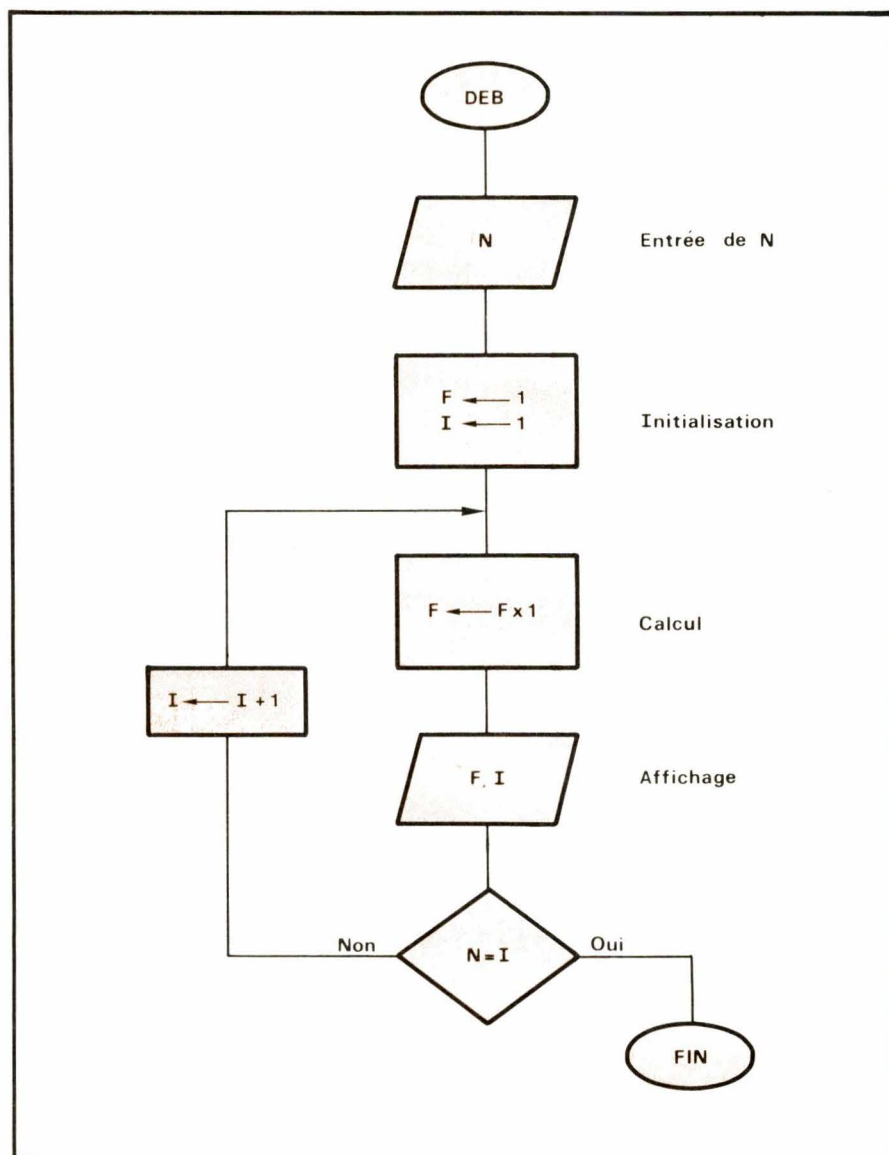


Fig. 3. – Calcul de factorielle...

Formes tolérées

On se référera à la **figure 2**.

Une boucle FAIRE (1) peut contenir elle-même plusieurs boucles distinctes (2) et (4) ou plusieurs formes cumulées traitant chacune d'elles une variable différente. Les sauts sont permis tant qu'ils restent à l'intérieur de leur propre boucle (5) avec possibilité au plus de sauter en fin de boucle (6) ; sans cela se pose le problème de la réinitialisation des variables. Les sorties extraordinaires sont elles-mêmes tolérées soit vers l'amont de la boucle (7) soit vers l'aval (8).

Hiérarchie entre différentes boucles : ce sont les plus intérieures qui tournent le plus.

Exemple : Pour traiter un tableau, il est commode d'utiliser une double boucle, la première traitant les lignes I et l'autre les colonnes J, soit le libellé :
20 Faire 50 pour I ← 1 jusqu'à 20
22 Faire 50 pour J ← 1 jusqu'à 10.

Opérations sur le tableau :

50 * R.

Il est commode de particulariser la ligne 50 par un « R » comme Relais.

L'ordre d'exécution sera :

I = 1 1 1 1 1 1 1 1 1 2 2 2 2 2
... 20 20 20 20

J = 1 2 3 4 5 6 7 8 9 10 1 2 3 4 5
... 7 8 9 10

Factorielle

Très utilisé en analyse combinatoire, dans les développements en série, etc., la factorielle d'un nombre n est tout simplement égale au produit des n premiers nombres entiers. Elle est notée comme suit :

$$n! = 1 \times 2 \times 3 \dots \times n$$

$$\text{Ex : } 3! = 1 \times 2 \times 3 = 6.$$

C'est une première et excellente application de la boucle FAIRE.

La lettre l est le curseur qui va se déplacer de terme en terme. Pour calculer la relation cherchée, il suffira de remarquer que :

$$3! = 2! \times 3$$

$$4! = 3! \times 4$$

$$n! = (n-1)! \times n$$

L'algorithme reproduit **figure 3** est bien similaire à celui de la boucle FAIRE. A chaque tour de boucle nous afficherons le nombre l et sa factorielle. Le calcul sera borné supérieurement en fonction de la puissance de calcul de la machine utilisée.

Table numérique

Le programme se passe de commentaires ; après les lignes de mise en page, la boucle FAIRE calcule et affiche directement les valeurs des fonctions. Le logarithme à base **dix** n'existant pas dans le langage utilisé, il est calculé à partir de son homologue népérien c'est-à-dire à base **e** suivant la relation :

$$\text{Log}_e x = 2,302 \log_{10} x$$

Table de trigonométrie

Pour éviter la forme « un sur zéro » conduisant à un message d'erreur de la machine, la première ligne correspondant à zéro degré n'est pas calculée mais seulement affichée.

Tableau d'équivalence numérique des caractères en code ASCII

EQN : équivalent numérique en décimal

EQC : équivalent caractère correspondant.

Il s'agit seulement des caractères alphanumériques imprimables tels que chiffres, lettres, symboles mathématiques, etc. le blanc correspond à 32, le point d'exclamation à 33. etc.

De 0 à 31 sont regroupés les caractères de commande (tableau) :

00	NUL	Null	nul
01	SOH	Start of Heading	début de message
02	STX	Start of Text	début de texte
03	ETX	End of Text	fin de texte
04	EOT	End of Transmission	fin de transmission
05	ENQ	Enquiry	demande d'identification
06	ACK	Acknowledge	accusé de réception
07	BEL	Bell	sonnette
08	BS	Backspace	retour en arrière
09	HT	Horizontal Tabulation	tabulation horizontale
10	LF	Line Feed	saut d'une ligne
11	VT	Vertical Tabulation	tabulation verticale
12	FF	Form Feed	saut en début de page suivante
13	CR	Carriage Return	retour chariot
14	SO	Shift Out	hors code
15	SI	Shift in	en code
16	DLE	Data link escape	transmission transparente
17 à 20	DC	Device control	contrôle d'équipements
21	NAK	Negative Acknowledge	accusé de réception négatif
22	SYN	Synchronous idle	synchronisation
23	ETB	End of Transmission Block	fin de bloc de transmission
24	CAN	Cancel	annulation
25	EM	End of medium	fin de support
26	SUB	Substitute	substitution
27	ESC	Escape	échappement
28	FS	File Separator	séparateur de fichier
29	GS	Group Separator	séparateur de groupe
30	RS	Record Separator	séparateur d'article
31	US	Unit Separator	séparateur de sous-article

Lignes trigonométriques hyperboliques

Les lignes trigonométriques hyperboliques sont souvent utilisées dans le calcul des filtres. Elles sont définies par les relations :

sinus hyperbolique :

$$\text{shx} = \frac{e^x - e^{-x}}{2}$$

cosinus hyperbolique :

$$\text{chx} = \frac{e^x + e^{-x}}{2}$$

tangente hyperbolique :

$$\text{thx} = \frac{e^x - e^{-x}}{e^x + e^{-x}}$$

Nota : Pour $x > 5$:

$$\text{shx} \approx \text{chx} \approx e^x/2 \text{ et } \text{thx} \approx 1.$$

Atténuateur

Soit une structure en T conforme à celle de la **figure 4**. On appelle impédance caractéristique R_0 de ce quadripôle, l'impédance vue de l'entrée lorsque la sortie est elle-même bouclée sur R_0 . Dans ce cas de figure cette impédance sera donnée par la relation :

$$R_0 = \sqrt{R_1^2 + 2R_1R_2}$$

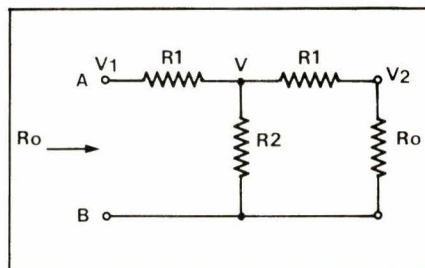


Fig. 4. -

Signalons d'ailleurs qu'elle est très accessible à l'expérience car R_0 est aussi égal à :

$$R_0 = \sqrt{Z_o \cdot Z_F}$$

Z_o : impédance d'entrée en sortie ouverte.

Z_F : impédance d'entrée avec sortie en court-circuit.

On conçoit aisément l'intérêt de cette notion d'impédance caractéristique puisqu'elle permet, sans altération aucune des performances d'un sous-ensemble, de l'insérer dans une chaîne de quadripôle en cascade à partir du moment où ils ont tous même impédance caractéristique (amplificateurs, tronçons de ligne, filtre, atténuateur, etc.) comme le montre la **figure 5**.

L'objectif du programme est de délivrer une table permettant de déterminer les valeurs des résistances R_1 et R_2 pour une atténuation A donnée. On démontre facilement que cette atténuation satisfait à la relation :

$$A = \frac{V_1}{V_2} = \frac{R_0 + R_1}{R_0 - R_1}$$

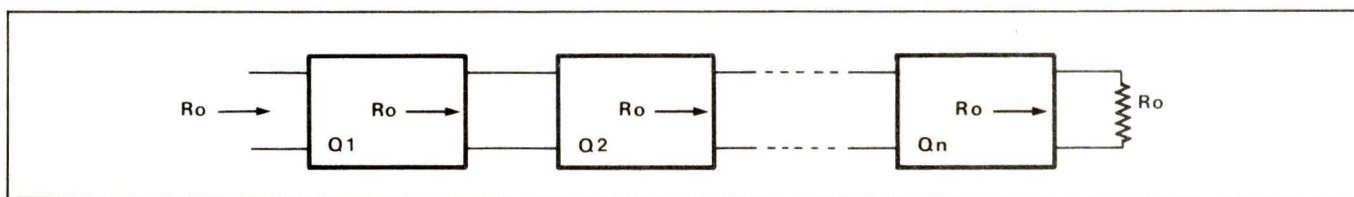


Fig. 5. - Quadripoles en cascade.

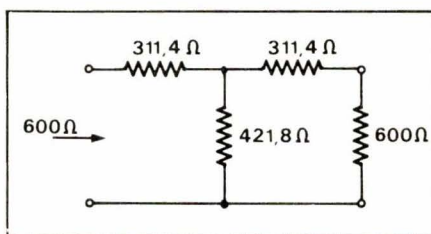


Fig. 6. - Atténuateur 10 dB - 600 Ω.

Expression de laquelle on tire :

$$R_1 = R_0 \cdot \frac{A - 1}{A + 1}$$

et à partir de la définition de R_0 ci-dessus :

$$R_2 = R_0 \frac{2A}{A^2 - 1}$$

Programme

Soit x l'atténuation en décibels ; nous aurons :

$$x = 20 \log \frac{V_1}{V_2} = 20 \log A$$

La relation entre logarithmes népériens et décimaux est telle que :

$$\log A = 2,302 \log A$$

Posons $Y = \log A$

$$Y = \frac{2,302 x}{20} = \log A$$

$$= Y \log e = \log e^Y$$

Sachant que $\log e = 1$ et que $\log a^b = b \log a$, on obtient finalement :

$$A = e^Y$$

Pour rendre le programme plus général, nous ne calculerons pas R_1 et R_2 fonction de R_0 et A mais les valeurs normées X_1 et X_2 telles que :

$$X_1 = \frac{R_1}{R_0}$$

$$\text{et } X_2 = \frac{R_2}{R_0}$$

Nous aurons donc dans le programme les simples calculs :

$$Y = 2,302 x / 20$$

$$A = \text{EXP}(Y)$$

$$X_1 = (A - 1) / (A + 1)$$

$$X_2 = 2A / (A^2 - 1)$$

Exemple d'utilisation (figure 6)

Calcul d'une ligne d'impédance caractéristique $R_0 = 600 \Omega$ et ayant une atténuation de 10 dB.

Lecture du tableau résultat de l'exécution : pour 10 dB

$$X_1 = \frac{R_1}{R_0} = 0,519$$

$$X_2 = \frac{R_2}{R_0} = 0,703$$

$$\text{d'où } R_1 = 0,519 \times 600 = 311,4 \Omega$$

$$R_2 = 0,703 \times 600 = 421,8 \Omega$$

La précision des résultats mesurables (atténuation et résistance vue de l'entrée) dépendra des tolérances adoptées sur les valeurs réelles de R_1 et R_2 (fig. 6).

Variables aléatoires

Dans de nombreuses applications, il est commode de disposer d'un générateur de variables aléatoires. Avant de pousser plus loin l'étude précisons quelques définitions fréquemment utilisées.

Moyenne : C'est le quotient des différentes valeurs de la variable par l'effectif, ou nombre d'individus recensés, de l'échantillon. C'est ce que l'on appelle aussi la moyenne arithmétique. Elle est notée :

$$\bar{x} = \frac{\sum_{i=1}^n x_i}{n}$$

Variance : C'est le quotient de la somme des carrés des écarts à la moyenne par l'effectif de l'échantillon.

$$V = \frac{\sum_{i=1}^n (x_i - \bar{x})^2}{n}$$

Ecart type : C'est la racine carrée de la variance ; elle indique la dispersion des valeurs autour de la moyenne.

En LSE c'est la fonction ALE(x) avec deux utilisations particulières :

● $x = 0$; la fonction a une valeur vraiment aléatoire comprise entre 0 et 1 bornes exclues.

● $x = k (0 < k < 1)$; la fonction donne une valeur qui dépend de k mais la

même à chaque appel. L'étude se fait sur deux programmes.

Le premier donne 216 valeurs aléatoires comprises entre 0 et 1 bornes exclues.

Le second résume sur chaque ligne les résultats obtenus sur 50 tirages. Les paramètres affichés sont, dans l'ordre : la valeur moyenne, X1 plus petite valeur et X2 plus grande valeur du tirage puis variance et écart type.

Table d'équivalence de nombres décimaux et hexadécimaux (1)

L'équivalence entre une même quantité écrite en base 10 (décimal) et en base 16 (hexadécimal) est donnée par le tableau de la figure 7. Chaque nombre compris entre 0 et F en hexadécimal ou 0 et 15 en décimal sera codé en binaire sur 4 bits. Donc sur un octet on pourra représenter deux chiffres hexadécimaux valant au maximum FF soit 255 en décimal. C'est une telle table que nous désirons créer par programme. Différentes méthodes sont possibles. Une de celles qui nous paraît simple et courte consiste à utiliser les équivalents numériques EQN vus précédemment. Un premier tableau à une dimension (fig. 8) assure la correspondance entre la valeur décimale qui est

(1) Pour éviter les confusions un nombre hexadécimal sera précédé d'une apostrophe ; ex : '1000 représente 1000 en base 16.

Décimal	Hexadécimal	Binaire
0	0	0 0 0 0
1	1	0 0 0 1
2	2	0 0 1 0
3	3	0 0 1 1
4	4	0 1 0 0
5	5	0 1 0 1
6	6	0 1 1 0
7	7	0 1 1 1
8	8	1 0 0 0
9	9	1 0 0 1
10	A	1 0 1 0
11	B	1 0 1 1
12	C	1 1 0 0
13	D	1 1 0 1
14	E	1 1 1 0
15	F	1 1 1 1

Fig. 7. - Tableau d'équivalence décimal/hexadécimal/binaire.

Hexadécimal →	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	A	B	C	D	E	F
EQN →	48	49	50	51	52	53	54	55	56	57	65	66	67	68	69	70
Décimal (et n° de case) →	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16

Fig. 8. – Tableau H de codage.

en même temps le numéro de la case et son équivalent hexadécimal écrit en EQN dans la case.

A partir du tableau précédent H il suffit de remplir le tableau T contenant les valeurs en EQN et sur deux chiffres, équivalentes aux numéros de case soit de 1 à 255 (fig. 9).

Il suffit ensuite par l'opération inverse soit EQC d'afficher le contenu du tableau T.

1	48	48	—	00
2	48	49	—	01
3	48	50	—	02
...				
254	70	69	—	FE
255	70	70	—	FF

Fig. 9. – Tableau T d'équivalence.

Table Hexa/Décimale sur deux octets

C'est une table similaire à la précédente mais portant sur deux octets soit de 0000 à FFFF (65535 en décimal).

Cette table est beaucoup plus condensée mais nécessite de petits calculs à l'utilisation. Elle est basée sur la relation générale :

$$N = a(B)^3 + b(B)^2 + c(B)^1 + d(B)^0$$
 utilisée pour calculer le nombre N décimal équivalent au nombre abcd en base B. Dans le cas présent, B = 16.

Transformation Hexa/Décimale :

Exemple :

$$'00C2 = 0 + 0 + 192 + 2 = 194$$

$$'1000 = 4096 + 0 + 0 + 0 = 4096$$

$$'FFFF = 61440 + 3840 + 240 + 15 = 65535$$

Transformation Décimale/Hexadécimale :

Exemple : soit à transformer 35272. Il suffit de quatre soustractions :

$$35272 - 8000 = 27272$$

$$\text{reste : } 27272 - 0900 = 26372$$

$$\text{reste : } 26372 - 00C0 = 25232$$

$$\text{reste : } 25232 - 0008 = 25224$$

$$\text{Soit } 35272 = '89C8$$

Tables d'addition et de multiplication de nombres hexadécimaux

Ces deux programmes utilisent comme précédemment le principe des tableaux T et H. Il est vivement conseillé au lecteur d'en analyser le mécanisme à partir de l'algorithme qui est, lui, très facile à retrouver.

Table des puissances de 2

La taille des nombres traités dépend du langage utilisé. En LSE par exemple les limites sont de l'ordre $1, 10^{-31}$ à $1, 10^{31}$, et ce, avec une précision de sept chiffres significatifs. Pour obtenir une précision supérieure dans le cas du calcul d'une table de puissance de 2 par exemple, les nombres sont rangés dans un tableau à 9 cases. A chaque pas de calcul tous les contenus sont multipliés par 2. S'ils dépassent 999 les milliers sont rangés dans la case immédiatement supérieure. Les contenus des 9 cases du tableau sont ensuite affichés. Les zéros situés à gauche des nombres sont sous entendus : 24 pour 024 par exemple.

Développements en série

Sur simple appel, une page des principaux développements en série est affichée sur la console de visualisation.

En effet, dans certaines conditions il est parfois commode, en ce qui concerne les simplifications dans les relations littérales, de pouvoir remplacer des fonctions comme : $\sin x$ ou $\sinh x$ par des expressions plus simples. C'est ce que l'on appelle les développements limités, on remplace la fonction par le ou les deux premiers termes de son développement en série. L'exemple le plus classique est de dire : si x est suffisamment petit, on a :

$$\sin x \approx x$$

Le problème que chacun se pose dans ce cas est de dire : jusqu'à quelle valeur de x cette approximation est valable et qu'elle est l'erreur introduite. C'est le programme suivant : DÉVE-

LOPPEMENTS LIMITÉS qui répond à cette question. Il donne pour quelques fonctions classiques et pour différentes valeurs de x : la valeur approchée, la valeur exacte, le signe de l'erreur soit + par excès et - par défaut et finalement l'erreur relative apportée.

Table des fils de cuivre

Pour un calcul de bobinage, il est indispensable de disposer d'une table regroupant les renseignements suivants :

- intensité admissible pour différentes densités de courant
- résistance au kilomètre
- poids du bobinage
- nombre de spires par couches, etc.

Le programme proposé donne toutes ces valeurs pour différents diamètres de fil de cuivre échelonnés de 5/100 à 2 millimètres.

Filtres actifs à amplificateur opérationnel

C'est un simple programme d'affichage où sont regroupés les principaux renseignements concernant le calcul des filtres actifs de types passe-bas, passe-haut et passe-bande. Un schéma général indique l'emplacement des composants repérés par leur indice soit de 1 à 5. Leur nature est ensuite précisée dans la colonne correspondant au type de filtre. Les trois paramètres A B et C sont définis pour chaque cas en fonction des valeurs des composants. Les gains caractéristiques : fréquence nulle pour passe-bas, fréquence infinie pour passe-haut et de coupure pour passe-bande sont ensuite indiqués. Les relations communes à chaque type de filtre : pulsation de coupure et coefficient de surtension, terminent finalement la page.

André Billès

Voir aux pages suivantes les tableaux correspondants.

Factorielle

```

LI 1
1* FACTORIELLE
2* BFAC
5 AFFICHER(3//6X,'N',8X,'N 1',3/1
10 F=1
20 N=33
30 FAIRE 60 POUR I=1 JUSQUA N
40 F=F*I
50 AFFICHER(5X,F2.0,5X,E1.3//11,F
60#R
90 AFFICHER(3/1
100 TERMINER

```

EX 1

N	N 1
1	1.000E+00
2	2.000E+00
3	6.000E+00
4	2.400E+01
5	1.200E+02
6	7.200E+02
7	5.040E+03
8	4.032E+04
9	3.629E+05
10	3.629E+06
11	3.992E+07
12	4.790E+08
13	6.227E+09
14	8.718E+10
15	1.308E+12
16	2.092E+13
17	3.557E+14
18	6.402E+15
19	1.216E+17
20	2.433E+18
21	5.109E+19
22	1.124E+21
23	2.585E+22
24	6.204E+23
25	1.551E+25
26	4.033E+26
27	1.089E+28
28	3.049E+29
29	8.842E+30
30	2.653E+32
31	8.223E+33
32	2.631E+35
33	8.683E+36

TERMINE EN LIGNE 100

Table numérique

```

LI 1
1* TABLE NUMERIQUE
10 AFFICHER(3/1
20 AFFICHER(6X,'N',8X,'1/N',8X,'RAC(N)',1
22 AFFICHER(6X,'N',2',9X,'N',3',7X,'LOG(X)',2/1
30 FAIRE 40 POUR X=1 JUSQUA 30
32 AFFICHER(5X,F2.0,7X,F1.3,7X,F1.31X,1/X,RAC(X)
34 AFFICHER(7X,F3.0,7X,F5.0,7X,F1.3//1X'2,X'3,LGN(X)/2.302
40#R
45 AFFICHER(3/1
50 TERMINER

```

EX 1

N	1/N	RAC(N)	N'2	N'3	LOG(X)
1	1.000	1.000	1	1	0.000
2	0.500	1.414	4	8	0.301
3	0.333	1.732	9	27	0.477
4	0.250	2.000	16	64	0.602
5	0.200	2.236	25	125	0.699
6	0.167	2.449	36	216	0.778
7	0.143	2.646	49	343	0.845
8	0.125	2.828	64	512	0.903
9	0.111	3.000	81	729	0.954
10	0.100	3.162	100	1000	1.000
11	0.091	3.317	121	1331	1.042
12	0.083	3.464	144	1728	1.079
13	0.077	3.606	169	2197	1.114
14	0.071	3.742	196	2744	1.146
15	0.067	3.873	225	3375	1.176
16	0.063	4.000	256	4096	1.204
17	0.059	4.123	289	4913	1.231
18	0.056	4.243	324	5832	1.256
19	0.053	4.359	361	6859	1.279
20	0.050	4.472	400	8000	1.301
21	0.048	4.583	441	9261	1.323
22	0.045	4.690	484	10648	1.343
23	0.043	4.796	529	12167	1.362
24	0.042	4.899	576	13824	1.381
25	0.040	5.000	625	15625	1.398
26	0.038	5.099	676	17576	1.415
27	0.037	5.196	729	19683	1.432
28	0.036	5.292	784	21952	1.448
29	0.034	5.385	841	24389	1.463
30	0.033	5.477	900	27000	1.477

Tableau équivalence EQN-EQC

```

LI 1
1*TABLEAU EQUIVALENCE EQN-EQC
10 AFFICHER(2/1
12 FAIRE 14 POUR I=1-32 JUSQUA 63
14 AFFICHER(18X,F2.0,6X,U,12X,F2.0,6X,U,2/11,EQC(I),1+32,EQC(1+32)
16 AFFICHER(5/1
17 TERMINER

```

32	64	#
33	!	65 A
34	"	66 B
35	#	67 C
36	\$	68 D
37	%	69 E
38	&	70 F
39	'	71 G
40	(72 H
41)	73 I
42	*	74 J
43	+	75 K
44	,	76 L
45	-	77 M
46	.	78 N
47	/	79 O
48	0	80 P
49	1	81 Q
50	2	82 R
51	3	83 S
52	4	84 T
53	5	85 U
54	6	86 V
55	7	87 W
56	8	88 X
57	9	89 Y
58	:	90 Z
59	;	91 [
60	<	92 \
61	=	93]
62	>	94 ^
63	?	95 _

Table de trigo

```

LI 1
1*TABLE DE TRIGO
2*BL046
5 PI=3.141592
10 AFFICHER(3//10X,'TABLE DES FONCTIONS TRIGONOMETRIQUES',2/1
15 AFFICHER(3X,'DEG',5X,'SIN',6X,'COS',5X,'TGTE',6X,'COT',6X,'--',2/1
20 AFFICHER(5X,'0',4X,'0.000',4X,'1.000',4X,'0.000',5X,'INF.',5X,'90',//1
25 FAIRE 40 POUR I=1 JUSQUA 45
30 X=PI*I/180
35 AFFICHER(4X,F2.0,4X,F1.3,4X,F1.3,4X)11,SIN(X),COS(X)
40 AFFICHER(F1.3,4X,F2.3,4X,F2.0//1SIN(X)/COS(X),COS(X)/SIN(X),90-I
45 AFFICHER(/,4X,'--',5X,'COS',6X,'SIN',6X,'COT',6X,'TGTE',4X,'DEG',3/1
50 TERMINER

```

EX 1 TABLE DES FONCTIONS TRIGONOMETRIQUES

DEG	SIN	COS	TGTE	COT	--
0	0.000	1.000	0.000	INF.	90
1	0.017	1.000	0.017	57.290	89
2	0.035	0.999	0.035	28.636	88
3	0.052	0.999	0.052	19.081	87
4	0.070	0.998	0.070	14.301	86
5	0.087	0.996	0.087	11.430	85
6	0.105	0.995	0.105	9.514	84
7	0.122	0.993	0.123	8.144	83
8	0.139	0.990	0.141	7.115	82
9	0.156	0.988	0.158	6.314	81
10	0.174	0.985	0.176	5.671	80
11	0.191	0.982	0.194	5.145	79
12	0.208	0.978	0.213	4.705	78
13	0.225	0.974	0.231	4.331	77
14	0.242	0.970	0.249	4.011	76
15	0.259	0.966	0.268	3.732	75
16	0.276	0.961	0.287	3.487	74
17	0.292	0.956	0.306	3.271	73
18	0.309	0.951	0.325	3.078	72
19	0.326	0.946	0.344	2.904	71
20	0.342	0.940	0.364	2.747	70
21	0.358	0.934	0.384	2.605	69
22	0.375	0.927	0.404	2.475	68
23	0.391	0.921	0.424	2.356	67
24	0.407	0.914	0.445	2.246	66
25	0.423	0.906	0.466	2.145	65
26	0.438	0.899	0.488	2.050	64
27	0.454	0.891	0.510	1.963	63
28	0.469	0.883	0.532	1.881	62
29	0.485	0.875	0.554	1.804	61
30	0.500	0.866	0.577	1.732	60
31	0.515	0.857	0.601	1.664	59
32	0.530	0.848	0.625	1.600	58
33	0.545	0.839	0.649	1.540	57
34	0.559	0.829	0.675	1.483	56
35	0.574	0.819	0.700	1.428	55
36	0.588	0.809	0.727	1.376	54
37	0.602	0.799	0.754	1.327	53
38	0.616	0.788	0.781	1.280	52
39	0.629	0.777	0.810	1.235	51
40	0.643	0.766	0.839	1.192	50
41	0.656	0.755	0.869	1.150	49
42	0.669	0.743	0.900	1.111	48
43	0.682	0.731	0.933	1.072	47
44	0.695	0.719	0.966	1.036	46
45	0.707	0.707	1.000	1.000	45

-- COS SIN COT TGTE DEG
TERMINE EN LIGNE 050

Lignes trigonométriques hyperboliques

```

1 1
1* LIGNES TRIGONOMETRIQUES HYPERBOLIQUES
5 AFFICHER(3/1)
10 AFFICHER(2/17X,'X',9X,'-X',/1)
12 AFFICHER(6X,'X',9X,'E',9X,'E',10X,'SH X',6X,'CH X',7X,'TH X',3/1)
15 C=0
20 FAIRE 55 POUR I=0.1 PAS 0.1 JUSQUA 5
25 C=C+1
30 X=X*P(1)
35 S=(X-1/X)/2
40 C=(X+1/X)/2
42 T=(X-1/X)/(X+1/X)
45 AFFICHER(5X,F1.1,5X,F3.2,5X,F1.4,5X)1,X,1/X
46 AFFICHER(F2.3,5X,F2.3,5X,F1.4,1),S,C,T
50 SI C=9 ALORS DEBUT AFFICHER(1/C=0 FIN
55=R
60 AFFICHER(2/1)
80 TERMINER

```

	X	-X			
X	E	E	SH X	CH X	TH X
0.1	1.11	0.9048	0.100	1.005	0.099
0.2	1.22	0.8187	0.201	1.020	0.197
0.3	1.35	0.7408	0.305	1.045	0.291
0.4	1.49	0.6703	0.411	1.081	0.379
0.5	1.65	0.6065	0.521	1.128	0.450
0.6	1.82	0.5488	0.637	1.185	0.507
0.7	2.01	0.4966	0.759	1.255	0.560
0.8	2.23	0.4493	0.888	1.337	0.604
0.9	2.46	0.4066	1.027	1.433	0.716
1.0	2.72	0.3679	1.175	1.543	0.761
1.1	3.00	0.3329	1.336	1.669	0.800
1.2	3.32	0.3012	1.509	1.811	0.833
1.3	3.67	0.2725	1.698	1.971	0.861
1.4	4.06	0.2466	1.904	2.151	0.885
1.5	4.48	0.2231	2.129	2.352	0.906
1.6	4.95	0.2019	2.376	2.577	0.921
1.7	5.47	0.1827	2.646	2.828	0.935
1.8	6.05	0.1653	2.942	3.107	0.946
1.9	6.69	0.1496	3.268	3.418	0.956
2.0	7.39	0.1353	3.627	3.762	0.964
2.1	8.17	0.1225	4.022	4.144	0.970
2.2	9.03	0.1108	4.457	4.568	0.975
2.3	9.97	0.1003	4.937	5.037	0.980
2.4	11.02	0.0907	5.466	5.557	0.983
2.5	12.18	0.0821	6.058	6.132	0.986
2.6	13.46	0.0743	6.695	6.769	0.989
2.7	14.88	0.0672	7.406	7.473	0.991
2.8	16.44	0.0608	8.192	8.253	0.992
2.9	18.17	0.0550	9.060	9.115	0.994
3.0	20.09	0.0498	10.018	10.068	0.995
3.1	22.20	0.0450	11.076	11.121	0.995
3.2	24.53	0.0408	12.246	12.287	0.996
3.3	27.11	0.0369	13.538	13.575	0.997
3.4	29.96	0.0334	14.965	14.999	0.998
3.5	33.12	0.0302	16.543	16.573	0.998
3.6	36.60	0.0273	18.285	18.313	0.998
3.7	40.45	0.0247	20.211	20.236	0.998
3.8	44.70	0.0224	22.339	22.362	0.998
3.9	49.40	0.0202	24.691	24.711	0.999
4.0	54.60	0.0183	27.290	27.308	0.999
4.1	60.34	0.0166	30.162	30.178	0.999
4.2	66.69	0.0150	33.336	33.351	0.999
4.3	73.70	0.0136	36.843	36.857	0.999
4.4	81.55	0.0123	40.693	40.732	0.999
4.5	90.02	0.0111	45.003	45.044	0.999
4.6	99.48	0.0101	49.737	49.747	0.999
4.7	109.95	0.0091	54.969	54.978	0.999
4.8	121.51	0.0082	60.751	60.759	0.999
4.9	134.29	0.0074	67.149	67.149	0.999

Atténuateur

```

LI 1
1 *ATTENUATEUR
10 AFFICHER(2/,4X,'X(DB)',4X,'R1/R0',6X,'R2/R0',2/)
15 FAIRE 40 POUR X=0.5 PAS 0.5 JUSQUA 20
20 Y=2.302*X/20
25 A=EXP(Y)
30 X1=(A-1)/(A+1)
35 X2=2*A/(A+2-1)
40 AFFICHER(4X,F2.1,3X,F3.3,5X,F3.3,/X,X1,X2
50 TERMINER

```

EX 1

X (DB)	R1/R0	R2/R0
0.5	0.029	17.367
1.0	0.057	8.669
1.5	0.086	5.763
2.0	0.115	4.306
2.5	0.143	3.428
3.0	0.171	2.839
3.5	0.199	2.416
4.0	0.226	2.097
4.5	0.253	1.847
5.0	0.280	1.645
5.5	0.306	1.479
6.0	0.332	1.339
6.5	0.358	1.220
7.0	0.382	1.116
7.5	0.407	1.026
8.0	0.430	0.946
8.5	0.454	0.876
9.0	0.476	0.812
9.5	0.498	0.755
10.0	0.519	0.703
10.5	0.540	0.656
11.0	0.560	0.613
11.5	0.580	0.573
12.0	0.598	0.536
12.5	0.617	0.503
13.0	0.634	0.472
13.5	0.651	0.443
14.0	0.667	0.416
14.5	0.683	0.391
15.0	0.698	0.367
15.5	0.712	0.346
16.0	0.726	0.325
16.5	0.740	0.306
17.0	0.752	0.288
17.5	0.765	0.272
18.0	0.776	0.256
18.5	0.787	0.241
19.0	0.798	0.227
19.5	0.808	0.214
20.0	0.818	0.202

TERMINE EN LIGNE 050

ALE I (BLA 50)

```

LI 1
1* ALE I (BLA50)
3 AFFICHER(2/)
5 I=0
8 C=0Z-0
10 FAIRE 40 POUR Y=1 JUSQUA 216
15 X=ALE(I)
20 AFFICHER(F1.8,X)X
25 C=C+1
30 SI C<6 ALORS ALLER EN 40
35 C=0/AFFICHER(/)
40=R
50 TERMINER

```

EX 1

0.71516620	0.8871310	0.94379168	0.47189588	0.23594791	0.61797396
0.30898596	0.56459430	0.82274686	0.91362358	0.56811791	0.22848589
0.11428293	0.57101147	0.82855973	0.41247337	0.00713768	0.58356899
0.25178444	0.62589238	0.81249620	0.90647320	0.95323660	0.77661530
0.73389181	0.86915460	0.43457730	0.71288868	0.85864440	0.49232220
0.21465189	0.86733063	0.63066530	0.40183264	0.20091632	0.10845816
0.55822918	0.77514545	0.38755727	0.19377863	0.59689490	0.29894460
0.14922234	0.57461120	0.28730559	0.64365280	0.82182650	0.41891323
0.78545668	0.85272840	0.92634620	0.96318210	0.98159110	0.48979560
0.24539778	0.12289889	0.56134940	0.78667470	0.39023375	0.69516878
0.34758436	0.17739218	0.58689610	0.79344810	0.39762404	0.19836202
0.59918118	0.29959583	0.14979526	0.57489768	0.78744898	0.89372448
0.44682620	0.22343111	0.61171560	0.80858580	0.40292889	0.28146444
0.11513222	0.50366111	0.82518306	0.10259153	0.58629580	0.75314800
0.87652800	0.87528000	0.21828351	0.18957575	0.55478580	0.27739292
0.13896456	0.86918823	0.96473978	0.96137018	0.668554	0.69183438
0.84591720	0.92295860	0.96147390	0.98873978	0.98873978	0.98873978
0.87259248	0.93629026	0.96814810	0.98487410	0.99283710	0.99681858
0.49888938	0.79090460	0.87450230	0.43251101	0.71862550	0.35931727
0.67965648	0.93082819	0.66991410	0.33495786	0.66674780	0.83373938
0.41686954	0.78843480	0.35421741	0.17718870	0.08855435	0.54427728
0.77218036	0.386866930	0.19303465	0.89651732	0.54825870	0.27412933
0.63706470	0.31853235	0.59526620	0.82963310	0.91481660	0.57488380
0.97878420	0.98935210	0.49467510	0.24733883	0.12369901	0.50873458
0.28891723	0.14045861	0.87822931	0.03511465	0.01755733	0.56183748
0.75438948	0.87719480	0.93859748	0.46929878	0.23464936	0.11732465
0.55863230	0.27933115	0.63656560	0.31983280	0.15991540	0.57995820
0.28997910	0.14498955	0.87249477	0.03624739	0.1812369	0.00906185
0.00453092	0.09226546	0.00113273	0.00805637	0.50802820	0.25814162
0.00000001	0.16253538	0.53126788	0.26563380	0.1381691	0.56468880
0.78328400	0.89564600	0.96164500	0.96164500	0.96164500	0.96164500
0.74631258	0.87130638	0.93655318	0.96332668	0.96332668	0.96332668
0.87104088	0.93552840	0.96776828	0.98388028	0.49194818	0.74597808
0.87298580	0.43064920	0.71824620	0.35912311	0.17956155	0.08978878
0.54489048	0.77244520	0.63822620	0.19311138	0.59555570	0.79827790
0.89913890	0.44956950	0.22478473	0.11239237	0.05619618	0.02898989

TERMINE EN LIGNE 050

Etude des formes aléatoires

```

1 I
1 *ETUDE DES FORMES ALEATOIRES
5 N=50
10 X1=1;X2=0
12 R=0;S=0
15 TABLEAU T[N]
16 AFFICHER(2/,2X,'N',6X,'M0Y',8X,'X1',8X,'X2',8X,'VAR',7X,'E T',2/)
20 FAIRE 100 P0UR J=1 JUSQUA 20
25 FAIRE 45 P0UR I=1 JUSQUA N
30 X=ALE(0)
35 T[I]=X
40 SI X<X1 ALORS X1=X
45 SI X>X2 ALORS X2=X
50 FAIRE 55 P0UR I=1 JUSQUA N
55 R=R+T[I]
60 M0Y=R/N
65 FAIRE 70 P0UR I=1 JUSQUA N
70 S=S+(T[I]-M0Y)*2
75 VAR=S/N
80 TE=RAC(VAR)
85 AFFICHER(F3.0,5X,F1.3,5X,F1.3,5X,N,M0Y,X1
90 AFFICHER(F1.3,5X,F1.3,5X,F1.3,5X,/)X2,VAR,TE
95 R=0;S=0
98 X1=1;X2=0
100*
115 AFFICHER(2/)
120 TERMINER

```

EX 1					
N	MOY	X1	X2	VAR	E T
50	0.533	0.056	0.932	0.067	0.259
50	0.475	0.005	0.987	0.085	0.291
50	0.603	0.084	0.988	0.068	0.262
50	0.489	0.051	0.981	0.083	0.289
50	0.569	0.013	0.963	0.072	0.268
50	0.583	0.007	0.982	0.087	0.296
50	0.534	0.075	0.990	0.070	0.265
50	0.500	0.037	0.979	0.075	0.273
50	0.619	0.054	0.999	0.081	0.285
50	0.479	0.020	0.941	0.075	0.273
50	0.420	0.007	0.953	0.096	0.311
50	0.542	0.043	0.993	0.076	0.276
50	0.482	0.067	0.994	0.076	0.276
50	0.522	0.023	0.983	0.086	0.306
50	0.493	0.027	0.917	0.061	0.248
50	0.569	0.062	0.995	0.080	0.283
50	0.362	0.009	0.896	0.067	0.260
50	0.518	0.039	0.987	0.065	0.255
50	0.545	0.015	0.987	0.082	0.287
50	0.587	0.030	0.996	0.094	0.306

TERMINE EN LIGNE 120

Table DEC-HEX

```

LI 1
1* TABLE DEC - HEX
2*BTMH
5 TABLEAU H(16);TABLEAU T(255,2)
10 CHAINE C1,C2
12 AFFICHER(3/)
15 FAIRE 20 POUR I=1 JUSQUA 16
20 SI I<11 ALORS H(I)=1+47 SINON H(I)=1+54
25 D=1
28 J0=2
30 FAIRE 55 POUR I=1 JUSQUA 16
35 FAIRE 55 POUR J=J0 JUSQUA 16
40 T(D,1)=H(I)
45 T(D,2)=H(J)
50 D=D+1
52 J0=1
55 SI D=255 ALORS ALLER EN 64
60 FAIRE 25 POUR I=1 JUSQUA 64
65 FAIRE 80 POUR J=0 PAS 64 JUSQUA 192
70 SI I+J=256 ALORS ALLER EN 94
75 C1=EQC(T(I,J,1))
76 C2=EQC(T(I,J,2))
80 AFFICHER(8X,F3.0,3X,2U1+J,C1,C2)
85 AFFICHER(/)
90 AFFICHER(5/)
100 TERMINER

```

1	01	65	41	129	81	193	C1
2	02	66	42	130	82	194	C2
3	03	67	43	131	83	195	C3
4	04	68	44	132	84	196	C4
5	05	69	45	133	85	197	C5
6	06	70	46	134	86	198	C6
7	07	71	47	135	87	199	C7
8	08	72	48	136	88	200	C8
9	09	73	49	137	89	201	C9
10	0A	74	4A	138	8A	202	CA
11	0B	75	4B	139	8B	203	CB
12	0C	76	4C	140	8C	204	CC
13	0D	77	4D	141	8D	205	CD
14	0E	78	4E	142	8E	206	CE
15	0F	79	4F	143	8F	207	CF
16	10	80	50	144	90	208	D0
17	11	81	51	145	91	209	D1
18	12	82	52	146	92	210	D2
19	13	83	53	147	93	211	D3
20	14	84	54	148	94	212	D4
21	15	85	55	149	95	213	D5
22	16	86	56	150	96	214	D6
23	17	87	57	151	97	215	D7
24	18	88	58	152	98	216	D8
25	19	89	59	153	99	217	D9
26	1A	90	5A	154	9A	218	DA
27	1B	91	5B	155	9B	219	DB
28	1C	92	5C	156	9C	220	DC
29	1D	93	5D	157	9D	221	DD
30	1E	94	5E	158	9E	222	DE
31	1F	95	5F	159	9F	223	DF
32	20	96	60	160	A0	224	E0
33	21	97	61	161	A1	225	E1
34	22	98	62	162	A2	226	E2
35	23	99	63	163	A3	227	E3
36	24	100	64	164	A4	228	E4
37	25	101	65	165	A5	229	E5
38	26	102	66	166	A6	230	E6
39	27	103	67	167	A7	231	E7
40	28	104	68	168	A8	232	E8
41	29	105	69	169	A9	233	E9
42	2A	106	6A	170	AA	234	EA
43	2B	107	6B	171	AB	235	EB
44	2C	108	6C	172	AC	236	EC
45	2D	109	6D	173	AD	237	ED
46	2E	110	6E	174	AE	238	EE
47	2F	111	6F	175	AF	239	EF
48	30	112	70	176	B0	240	F0
49	31	113	71	177	B1	241	F1
50	32	114	72	178	B2	242	F2
51	33	115	73	179	B3	243	F3
52	34	116	74	180	B4	244	F4
53	35	117	75	181	B5	245	F5
54	36	118	76	182	B6	246	F6
55	37	119	77	183	B7	247	F7
56	38	120	78	184	B8	248	F8
57	39	121	79	185	B9	249	F9
58	3A	122	7A	186	BA	250	FA
59	3B	123	7B	187	BB	251	FB
60	3C	124	7C	188	BC	252	FC
61	3D	125	7D	189	BD	253	FD
62	3E	126	7E	190	BE	254	FE
63	3F	127	7F	191	BF	255	FF
64	40	128	80	192	C0		

HEX-DEC

```

LI 1
1* HEX-DEC
2*BNXDC
5 TABLEAU H(16)
10 FAIRE 15 POUR I=1 JUSQUA 16
15 SI I<11 ALORS H(I)=1+47 SINON H(I)=1+54
20 B1=1;B2=16;B3=256;B4=4096
25 AFFICHER(3/,15X,'0',8X,'0',7X,'0',6X,'0',5X,'0',/ )
30 FAIRE 40 POUR I=1 JUSQUA 15
35 AFFICHER(15X,U,4X,F5.0,4X,F4.0)EQC(H(I+1)),B4*B1,B3*B1
40 AFFICHER(4X,F3.0,4X,F2.0,/)B2*B1,B1*B1
50 AFFICHER(2/)
60 TERMINER

```

EX 1	0	0	0	0	0
1	4096	256	16	1	
2	8192	512	32	2	
3	12288	768	48	3	
4	16384	1024	64	4	
5	20480	1280	80	5	
6	24576	1536	96	6	
7	28672	1792	112	7	
8	32768	2048	128	8	
9	36864	2304	144	9	
A	40960	2560	160	10	
B	45056	2816	176	11	
C	49152	3072	192	12	
D	53248	3328	208	13	
E	57344	3584	224	14	
F	61440	3840	240	15	

TERMINE EN LIGNE 060

Table d'addition hexadécimale

```

LI 1
1* TABLE D'ADDITION HEXADECIMALE
2* BTAH
5 TABLEAU H(16);TABLEAU T(255,2)
8 CHAINE C1,C2
10 AFFICHER(3/,17X,'TABLE D'ADDITION HEXADECIMALE',3/,6X)
15 FAIRE 20 POUR I=1 JUSQUA 16
20 SI I<11 ALORS H(I)=1+47 SINON H(I)=1+54
22 FAIRE 24 POUR I=2 JUSQUA 16
24 AFFICHER(3X,U)EQC(H(I))
26 AFFICHER(/,6X,62'-')
28 J0=2
29 D=1
30 FAIRE 55 POUR I=1 JUSQUA 16
35 FAIRE 55 POUR J=J0 JUSQUA 16
40 T(D,1)=H(I)
45 T(D,2)=H(J)
50 D=D+1
52 J0=1
55 SI D=255 ALORS ALLER EN 80
80 FAIRE 100 POUR I=1 JUSQUA 16
85 AFFICHER(/,2X,U,' 1 'EQC(H(I+1))
90 FAIRE 100 POUR J=1 JUSQUA 15
94 Y=I+J
95 AFFICHER(U,2X)AH(Y)
100*
110 AFFICHER(3/)
140 TERMINER
150 PROCEDURE AH(X)
152 C1=EQC(T(X,1))
153 C2=EQC(T(X,2))
154 RESULTAT C1+C2

```

EX 1

TABLE D'ADDITION HEXADECIMALE

	1	2	3	4	5	6	7	8	9	A	B	C	D	E	F
1	02	03	04	05	06	07	08	09	0A	0B	0C	0D	0E	0F	10
2	03	04	05	06	07	08	09	0A	0B	0C	0D	0E	0F	10	11
3	04	05	06	07	08	09	0A	0B	0C	0D	0E	0F	10	11	12
4	05	06	07	08	09	0A	0B	0C	0D	0E	0F	10	11	12	13
5	06	07	08	09	0A	0B	0C	0D	0E	0F	10	11	12	13	14
6	07	08	09	0A	0B	0C	0D	0E	0F	10	11	12	13	14	15
7	08	09	0A	0B	0C	0D	0E	0F	10	11	12	13	14	15	16
8	09	0A	0B	0C	0D	0E	0F	10	11	12	13	14	15	16	17
9	0A	0B	0C	0D	0E	0F	10	11	12	13	14	15	16	17	18
A	0B	0C	0D	0E	0F	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19
B	0C	0D	0E	0F	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	1A
C	0D	0E	0F	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	1A	1B
D	0E	0F	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	1A	1B	1C
E	0F	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	1A	1B	1C	1D
F	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	1A	1B	1C	1D	1E

Table de multiplication hexadécimale

```

LI 1
1* TABLE DE MULTIPLICATION HEXADECIMALE
2*BTMH
5 TABLEAU H(16);TABLEAU T(255,2)
8 CHAINE C1,C2
10 AFFICHER(3/,12X,'TABLE DE MULTIPLICATION HEXADECIMALE',3/,6X)
15 FAIRE 20 POUR I=1 JUSQUA 16
20 SI I<11 ALORS H(I)=1+47 SINON H(I)=1+54
22 FAIRE 24 POUR I=2 JUSQUA 16
24 AFFICHER(3X,U)EQC(H(I))
26 AFFICHER(/,6X,61'-')
28 J0=2
29 D=1
30 FAIRE 55 POUR I=1 JUSQUA 16
35 FAIRE 55 POUR J=J0 JUSQUA 16
40 T(D,1)=H(I)
45 T(D,2)=H(J)
50 D=D+1
52 J0=1
55 SI D=255 ALORS ALLER EN 80
80 FAIRE 100 POUR I=1 JUSQUA 15
85 AFFICHER(/,2X,U,' 1 'EQC(H(I+1))
90 FAIRE 100 POUR J=1 JUSQUA 15
94 Y=I+J
95 AFFICHER(U,2X)AH(Y)
100*
110 AFFICHER(2/)
140 TERMINER
150 PROCEDURE AH(X)
152 C1=EQC(T(X,1))
153 C2=EQC(T(X,2))
154 RESULTAT C1+C2

```

EX 1

TABLE DE MULTIPLICATION HEXADECIMALE

	1	2	3	4	5	6	7	8	9	A	B	C	D	E	F
1	01	02	03	04	05	06	07	08	09	0A	0B	0C	0D	0E	0F
2	02	04	06	08	0A	0C	0E	10	12	14	16	18	1A	1C	1E
3	03	06	09	0C	0F	12	15	18	1B	1E	21	24	27	2A	2D
4	04	08	0C	10	14	18	1C	20	24	28	2C	30	34	38	3C
5	05	0A	0F	14	19	1E	23	28	2D	32	37	3C	41	46	4B
6	06	0C	12	18	1E	24	2A	30	36	3C	42	48	4E	54	5A
7	07	0E	15	1C	23	2A	31	38	3F	46	4D	54	5B	62	69
8	08	10	18	20	28	30	38	40	48	50	58	60	68	70	78
9	09	12	1B	24	2D	36	3F	48	51	5A	63	6C	75	7E	87
A	0A	14	1E	28	32	3C	46	50	5A	64	6E	78	82	8C	96
B	0B	16	21	2C	37	42	4D	58	63	6E	79	84	8F	9A	A5
C	0C	18	24	30	3C	48	54	60	6C	78	84	90	9C	A8	BA
D	0D	1A	27	34	41	4E	5B	68	75	82	8F	9C	A9	BE	C3
E	0E	1C	2A	38	46	54	62	70	7E	8C	9A	AB	BA	C4	D2
F	0F	1E	2D	3C	4B	5A	69	78	87	96	A5	B4	C3	D2	E1

Puissances de deux

```

LI 1
1* PUISSANCES DE DEUX
2* BP2
5 AFFICHER(2/,40X,2*N,26X,2/,62X,1/,6X,0/,/)
10 TABLEAU T(9);ZER T
20 T(1)-1
30 FAIRE 170 POUR N-1 JUSQUA 89
40 FAIRE 50 POUR I-1 JUSQUA 9
50 T(1)-T(1)+2
60 FAIRE 120 POUR I-1 JUSQUA 9
70 SI T(1)<1000 ALORS ALLER EN 120
80 X-T(1)
90 Y-ENT(X/1000)
100 T(1)-X-1000*Y
110 T(1+1)-T(1)+Y
120 R
130 FAIRE 155 POUR I-9 PAS -1 TANT QUE I>0
140 SI T(1)=0 ALORS DEBUT AFFICHER(7X);ALLER EN 155 FIN
150 AFFICHER(4X,F3.0)T(1)
155 R
160 AFFICHER(5X,F2.0,1/N)
170 R
180 AFFICHER(3/)
200 TERMINER
    
```

EX 1

	2*N	N
	1	0
	2	1
	4	2
	8	3
	16	4
	32	5
	64	6
	128	7
	256	8
	512	9
1	24	10
2	48	11
4	96	12
8	192	13
16	384	14
32	768	15
64	1536	16
128	3072	17
256	6144	18
512	12288	19
1024	24576	20
2048	49152	21
4096	98304	22
8192	196608	23
16384	393216	24
32768	786432	25
65536	1572864	26
131072	3145728	27
262144	6291456	28
524288	12582912	29
1048576	25165824	30
2097152	50331648	31
4194304	100663296	32
8388608	201326592	33
16777216	402653184	34
33554432	805306368	35
67108864	1610612736	36
134217728	3221225472	37
268435456	6442450944	38
536870912	12884901888	39
1073741824	25769803776	40
2147483648	51539607552	41
4294967296	103079215104	42
8589934592	206158430208	43
17179869184	412316860416	44
34359738368	824633720832	45
68719476736	1649267441664	46
137438953472	3298534883328	47
274877906944	6597069766656	48
549755813888	13194139533312	49
1099511627776	26388279066624	50
2199023255552	52776558133248	51
4398046511104	105553116266496	52
8796093022208	211106232532992	53
17592186044416	422212465065984	54
35184372088832	844424930131968	55
70368744177664	1688849860263936	56
140737488355328	3377699720527872	57
281474976710656	6755399441055744	58
562949953421312	13510798882111488	59
1125899906842624	27021597764222976	60
2251799813685248	54043195528445952	61
4503599627370496	108086391056891904	62
9007199254740992	216172782113783808	63
18014398509481984	432345564227567616	64
36028797018963968	864691128455135232	65
72057594037927936	1729382256910270464	66
144115188075855872	3458764513820540928	67
288230376151711744	6917529027641081856	68
576460752303423360	13835058055282163712	69
1152921504646846720	27670116110564327424	70
2305843009293693440	55340232221128654848	71
4611686018587386880	11068046442225730976	72
9223372037174773760	22136092884451461952	73
18446744074349547520	44272185768902923904	74
36893488148699095040	88544371537805847808	75
73786976297398190080	177088743075611695616	76
147573952594796380160	354177486151223391232	77
295147905189592760320	708354972302446782464	78
590295810379185520640	1416709944604893564928	79
1180591620758371041280	2833419889209787129856	80
2361183241516742082560	5666839778419574259712	81
4722366483033484165120	11333679556839148518424	82
9444732966066968330240	22667359113678297036848	83
18889461932133936660480	45334718227356594073696	84
37778923864267873320960	90669436454713188147392	85
75557847728535746641920	181338872909426376294784	86
151115695474071493283840	362677745818852752589568	87
302231390948142986567680	725355491637705505179136	88
604462781896285973175360	1450710983275411010358272	89
1208925563791771946350720	2901421966550822020716544	90
2417851127583543892701440	5802843933101644041433088	91
4835702255167087785402880	11605687866203288082866176	92
9671404510334175570815760	23211375732406576165732352	93
19342809020668351141631520	46422751464813152331464704	94
38685618041336702283263040	92845502929626304662929408	95
77371236082673404566526080	185691005859252609325858816	96
154742472165346809127052160	371382011718505218651717632	97
309484944330693618254010320	742764023437010437303435264	98
618969888661387236508020640	1485528046874020874606870528	99

TERMINE EN LIGNE 200

Développements limités

```

LI 1
1* DEVELOPPEMENTS LIMITES
2* BDL
4 CHAINE C1,C2,C3
8 AFFICHER(2/)
10 K=60
12 C1='';C2='';C3='';
13 ALLER EN K/4
15 AFFICHER(3/,2X,X',10X,'SIN X',17X,'COS X',17X,1/(1+X),2/)
17 AFFICHER(3X,3' D L EXACT E R %/)
18 ALLER EN 40
20 AFFICHER(3/,2X,X',10X,'EXP X',18X,'SH X',18X,'CH X',2/)
22 AFFICHER(3X,3' D L EXACT E R %/)
23 ALLER EN 40
25 AFFICHER(3/,2X,X',9X,'LOG(1+X)',15X,'(1+X)^2',15X,'(1+X)^3',2/)
27 AFFICHER(3X,3' D L EXACT E R %/)
40 C=0
45 FAIRE 180 POUR X=0.02 PAS 0.02 JUSQUA 0.5
50 C=C+1
55 ALLER EN K
60 A1=X*V1-SIN(X)
65 A2=1-X^2/2+V2-COS(X)
70 A3=1-X*V2-1/(1+X)
75 ALLER EN 120
80 A1=X*V1-EXP(X)
85 A2=X*V2-(EXP(X)-1/EXP(X))/2
90 A3=1-X^2/2+V2-(EXP(X)+1/EXP(X))/2
95 ALLER EN 120
100 A1=X*V1-LOG(1+X)
105 A2=1+2*X*V2-(1+X)^2
110 A3=1+3*X*V3-(1+X)^3
120 SI A1>V1 ALORS C1='+'
125 SI A2>V2 ALORS C2='+'
130 SI A3>V3 ALORS C3='+'
135 E1=ABS(A1-V1)/V1*100
140 E2=ABS(A2-V2)/V2*100
145 E3=ABS(A3-V3)/V3*100
160 AFFICHER(F1.2,X,F1.3,X,F1.3,X,U,X,'<',E1.0)A1,V1,C1,E1
162 AFFICHER(CX,F1.3,X,F1.3,X,U,X,'<',E1.0)A2,V2,C2,E2
165 AFFICHER(CX,F1.3,X,F1.3,X,U,X,'<',E1.0)A3,V3,C3,E3
166 AFFICHER(3/)
170 SI C=5 ALORS DEBUT AFFICHER(1/C=0 FIN
180 R
200 K=K+20
210 SI K>100 ALORS ALLER EN 240 SINON ALLER EN 12
240 AFFICHER(3/)
250 TERMINER
    
```

SIN X		COS X		1/(1+X)	
D L EXACT	E R %	D L EXACT	E R %	D L EXACT	E R %
0.02	0.020 0.020 < 7E-03	1.000 1.000 < 0E+00	0.980 0.980 < 0E-02		
0.04	0.040 0.040 < 3E-02	0.999 0.999 < 1E-05	0.960 0.962 < 2E-01		
0.06	0.060 0.060 < 6E-02	0.998 0.998 < 5E-05	0.940 0.943 < 0E-01		
0.08	0.080 0.080 < 1E-01	0.997 0.997 < 2E-04	0.920 0.926 < 0E-01		
0.10	0.100 0.100 < 2E-01	0.995 0.995 < 0E-04	0.900 0.909 < 1E-00		
0.12	0.120 0.120 < 2E-01	0.993 0.993 < 0E-04	0.880 0.893 < 1E+00		
0.14	0.140 0.140 < 3E-01	0.990 0.990 < 2E-03	0.860 0.877 < 2E+00		
0.16	0.160 0.159 < 4E-01	0.987 0.987 < 3E-03	0.840 0.862 < 3E+00		
0.18	0.180 0.179 < 5E-01	0.984 0.984 < 0E-03	0.820 0.847 < 3E+00		
0.20	0.200 0.199 < 7E-01	0.980 0.980 < 7E-03	0.800 0.833 < 4E+00		
0.22	0.220 0.218 < 8E-01	0.976 0.976 < 1E-02	0.780 0.820 < 5E+00		
0.24	0.240 0.238 < 1E+00	0.971 0.971 < 1E-02	0.760 0.806 < 6E+00		
0.26	0.260 0.257 < 1E+00	0.966 0.966 < 2E-02	0.740 0.794 < 7E+00		
0.28	0.280 0.276 < 1E+00	0.961 0.961 < 3E-02	0.720 0.781 < 8E+00		
0.30	0.300 0.296 < 2E+00	0.955 0.955 < 4E-02	0.700 0.769 < 9E+00		
0.32	0.320 0.315 < 2E+00	0.949 0.949 < 5E-02	0.680 0.758 < 1E+01		
0.34	0.340 0.333 < 2E+00	0.942 0.943 < 6E-02	0.660 0.746 < 1E+01		
0.36	0.360 0.352 < 2E+00	0.935 0.936 < 7E-02	0.640 0.735 < 1E+01		
0.38	0.380 0.371 < 2E+00	0.928 0.929 < 0E-02	0.620 0.725 < 1E+01		
0.40	0.400 0.389 < 3E+00	0.920 0.921 < 1E-01	0.600 0.714 < 2E+01		
0.42	0.420 0.408 < 3E+00	0.912 0.913 < 1E-01	0.580 0.704 < 2E+01		
0.44	0.440 0.426 < 3E+00	0.903 0.905 < 2E-01	0.560 0.694 < 2E+01		
0.46	0.460 0.444 < 4E+00	0.894 0.896 < 2E-01	0.540 0.685 < 2E+01		
0.48	0.480 0.462 < 4E+00	0.885 0.887 < 2E-01	0.520 0.676 < 2E+01		
0.50	0.500 0.479 < 4E+00	0.875 0.878 < 3E-01	0.500 0.667 < 2E+01		
X	EXP X	SH X	CH X		
D L EXACT	E R %	D L EXACT	E R %	D L EXACT	E R %
0.02	1.020 1.020 < 2E-02	0.020 0.020 < 7E-03	1.000 1.000 < 0E+00		
0.04	1.040 1.041 < 0E-01	0.040 0.040 < 3E-02	1.001 1.001 < 2E-05		
0.06	1.060 1.062 < 2E-01	0.060 0.060 < 0E-02	1.002 1.002 < 5E-05		
0.08	1.080 1.083 < 3E-01	0.080 0.080 < 1E-01	1.003 1.003 < 2E-04		
0.10	1.100 1.105 < 5E-01	0.100 0.100 < 2E-01	1.005 1.005 < 4E-04		
0.12	1.120 1.127 < 7E-01	0.120 0.120 < 2E-01	1.007 1.007 < 9E-04		
0.14	1.140 1.150 < 9E-01	0.140 0.140 < 3E-01	1.010 1.010 < 2E-03		
0.16	1.160 1.174 < 1E+00	0.160 0.161 < 4E-01	1.013 1.013 < 3E-03		
0.18	1.180 1.197 < 1E+00	0.180 0.181 < 5E-01	1.016 1.016 < 4E-03		
0.20	1.200 1.221 < 2E+00	0.200 0.201 < 7E-01	1.020 1.020 < 7E-03		
0.22	1.220 1.246 < 2E+00	0.220 0.222 < 8E-01	1.024 1.024 < 1E-02		
0.24	1.240 1.271 < 2E+00	0.240 0.242 < 1E+00	1.029 1.029 < 1E-02		
0.26	1.260 1.297 < 3E+00	0.260 0.263 < 1E+00	1.034 1.034 < 2E-02		
0.28	1.280 1.323 < 3E+00	0.280 0.284 < 1E+00	1.039 1.039 < 2E-02		
0.30	1.300 1.350 < 4E+00	0.300 0.305 < 1E+00	1.045 1.045 < 3E-02		
0.32	1.320 1.377 < 4E+00	0.320 0.325 < 2E+00	1.051 1.052 < 4E-02		
0.34	1.340 1.405 < 5E+00	0.340 0.347 < 2E+00	1.058 1.058 < 5E-02		
0.36	1.360 1.433 < 5E+00	0.360 0.368 < 2E+00	1.065 1.066 < 7E-02		
0.38	1.380 1.462 < 6E+00	0.380 0.389 < 2E+00	1.072 1.073 < 8E-02		
0.40	1.400 1.492 < 6E+00	0.400 0.411 < 3E+00	1.080 1.081 < 1E-01		
0.42	1.420 1.522 < 7E+00	0.420 0.432 < 3E+00	1.088 1.090 < 1E-01		
0.44	1.440 1.553 < 7E+00	0.440 0.454 < 3E+00	1.097 1.098 < 1E-01		
0.46	1.460 1.584 < 8E+00	0.460 0.476 < 3E+00	1.106 1.108 < 2E-01		
0.48	1.480 1.616 < 8E+00	0.480 0.499 < 4E+00	1.115 1.117 < 2E-01		
0.50	1.500 1.649 < 9E+00	0.500 0.521 < 4E+00	1.125 1.128 < 2E-01		
X	LOG(1+X)	(1+X)^2	(1+X)^3		
D L EXACT	E R %	D L EXACT	E R %	D L EXACT	E R %
0.02	0.020 0.020 < 1E+00	1.040 1.040 < 4E-02	1.060 1.061 < 1E-02		
0.04	0.040 0.039 < 2E+00	1.080 1.082 < 1E-01	1.120 1.125 < 4E-01		
0.06	0.060 0.058 < 3E+00	1.120 1.124 < 3E-01	1.180 1.191 < 9E-01		
0.08	0.080 0.077 < 4E+00	1.160 1.166 < 5E-01	1.240 1.260 < 2E+00		
0.10	0.100 0.095 < 5E+00	1.200 1.210 < 8E-01	1.300 1.331 < 2E+00		
0.12	0.120 0.113 < 6E+00	1.240 1.254 < 1E+00	1.360 1.405 < 3E+00		
0.14	0.140 0.131 < 7E+00	1.280 1.300 < 2E+00	1.420 1.482 < 4E+00		
0.16	0.160 0.148 < 8E+00	1.320 1.346 < 2E+00	1.480 1.561 < 5E+00		
0.18	0.180 0.166 < 9E+00	1.360 1.392 < 2E+00	1.540 1.643 < 6E+00		
0.20	0.200 0.182 < 1E+01	1.400 1.440 < 3E+00	1.600 1.728 < 7E+00		
0.22	0.220 0.199 < 1E+01	1.440 1.488 < 3E+00	1.660 1.816 < 9E+00		
0.24	0.240 0.215 < 1E+01	1.480 1.538 < 4E+00	1.720 1.907 < 1E+01		
0.26	0.260 0.231 < 1E+01	1.520 1.588 < 4E+00	1.780 2.000 < 1E+01		
0.28	0.280 0.247 < 1E+01	1.560 1.638 < 5E+00	1.840 2.107 < 1E+01		
0.30	0.300 0.262 < 1E+01	1.600 1.690 < 5E+00	1.900 2.197 < 1E+01		
0.32	0.320 0.278 < 2E+01	1.640 1.742 < 6E+00	1.960 2.300 < 1E+01		
0.34	0.340 0.293 < 2E+01	1.680 1.796 < 6E+00	2.020 2.406 < 2E+01		
0.36	0.360 0.307 < 2E+01	1.720 1.850 < 7E+00	2.080 2.515 < 2E+01		
0.38	0.380 0.322 < 2E+01	1.760 1.904 < 8E+00	2.140 2.628 < 2E+01		
0.40	0.400 0.336 < 2E+01	1.800 1.960 < 8E+00	2.200 2.744 < 2E+01		
0.42	0.420 0.351 < 2E+01	1.840 2.016 < 9E+00	2.260 2.863 < 2E+01		
0.44	0.440 0.365 < 2E+01	1.880 2.071 < 9E+00	2.320 2.986 < 2E+01		
0.46	0.460 0.378 < 2E+01	1.920 2.126 < 1E+01	2.380 3.112 < 2E+01		
0.48	0.480 0.392 < 2E+01	1.960 2.180 < 1E+01	2.440 3.242 < 2E+01		
0.50	0.500 0.405 < 2E+01	2.000 2.250 < 1E+01	2.500 3.375 < 2E+01		


```
LI 1  
1 * TABLE DES FILS DE CUIVRE  
2 = BTFCU  
10 AFFICHER(6,'23X','COURANT ADMIS.','9X','R','5X','POIDS',6X,'SPIRES/CM')  
12 AFFICHER(7,2X,'O','7X','S',/)  
14 AFFICHER(20X,'DENSITE PAR MM2',7X,'OHMS',5X,'KG/KM',/)  
16 AFFICHER('MMI'),4X,'(MM2)',47X,'EMAIL 20 COTON',/  
18 AFFICHER(19X,'2A',6X,'2.5A',6X,'3A',6X,'/KM',5X,'G/M',3/) 45 P-0.01  
50 FAIRE 125 POUR D=0.05 PAS P JUSQUA 2  
55 S-3.14159+DY2/4  
60 I1=2+S  
65 I2=2*S+5  
70 I3=3*S  
75 R=I7.24/S  
80 PD=7*D/2  
85 N1=10/(D+0.025)  
90 N2=10/(D+0.18)  
100 AFFICHER(F1,2,4X,F1,3,4X,F1,3,4X,F1,3,4X,F1,3ID,S,I1,I2,13  
102 AFFICHER(4,F4,0,4X,F2,2,4X,F3,0,4X,F3,0,4X,F3,0,4X,F3,PD,N1,N2  
110 SI D>0.999999 ALORS DEBUT P=0.1ZALLER EN 125 FIN  
115 SI D>0.2999998 ALORS DEBUT P=0.05ZALLER EN 125 FIN  
120 SI D>0.0999999 ALORS DEBUT P=0.02ZALLER EN 125 FIN  
125=R  
140 AFFICHER(I2/)  
150 TERMINER
```

EX 1

Ø (MM)	S (MM2)	COURANT ADMISSIBLE.			R	POIDS	SPIRES/CM
		DENSITE PAR MM2			OHMS	KG/KM	(EMAIL)
		2A	2.5A	3A	/KM	G/M	
0.05	0.002	0.004	0.005	0.006	8780	0.02	133
0.06	0.003	0.006	0.007	0.008	6097	0.03	118
0.07	0.004	0.008	0.010	0.012	4480	0.03	105
0.08	0.005	0.010	0.013	0.015	3430	0.04	95
0.09	0.006	0.013	0.016	0.019	2710	0.06	87
0.10	0.008	0.016	0.020	0.024	2195	0.07	80
0.12	0.011	0.023	0.028	0.034	1524	0.10	69
0.14	0.015	0.031	0.038	0.046	1120	0.14	61
0.16	0.020	0.040	0.050	0.060	857	0.18	54
0.18	0.025	0.051	0.064	0.076	677	0.23	49
0.20	0.031	0.063	0.079	0.094	549	0.28	44
0.22	0.038	0.076	0.095	0.114	454	0.34	41
0.24	0.045	0.090	0.113	0.136	381	0.40	38
0.26	0.053	0.106	0.133	0.159	325	0.47	35
0.28	0.062	0.123	0.154	0.185	280	0.55	33
0.30	0.071	0.141	0.177	0.212	244	0.63	31
0.35	0.096	0.192	0.241	0.289	179	0.86	27
0.40	0.126	0.251	0.314	0.377	137	1.12	24
0.45	0.159	0.318	0.398	0.477	108	1.42	21
0.50	0.196	0.393	0.491	0.589	88	1.75	19
0.55	0.238	0.475	0.594	0.713	73	2.12	17
0.60	0.283	0.565	0.707	0.848	61	2.52	16
0.65	0.332	0.663	0.838	1.005	51	2.95	14
0.70	0.385	0.770	0.962	1.155	45	3.43	14
0.75	0.442	0.884	1.104	1.325	39	3.94	13
0.80	0.503	1.005	1.257	1.508	34	4.48	12
0.85	0.567	1.135	1.419	1.702	30	5.06	11
0.90	0.636	1.272	1.590	1.909	27	5.67	11
0.95	0.709	1.418	1.772	2.126	24	6.32	10
1.00	0.785	1.571	1.963	2.356	22	7.00	10
1.10	0.950	1.901	2.376	2.851	18	8.47	9
1.20	1.131	2.262	2.827	3.393	15	10.08	8
1.30	1.327	2.655	3.318	3.982	13	11.83	7
1.40	1.539	3.079	3.848	4.618	11	13.72	8
1.50	1.767	3.533	4.418	5.301	10	15.75	6
1.60	2.011	4.021	5.027	6.032	9	17.92	6
1.70	2.270	4.540	5.674	6.809	8	20.23	5
1.80	2.545	5.089	6.362	7.634	7	22.68	5
1.90	2.835	5.671	7.088	8.506	6	25.27	5
2.00	3.142	6.283	7.854	9.425	5	28.00	5

TERMINE EN LIGNE 150

```

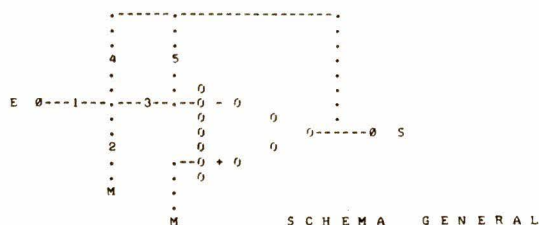
L 1
1# DGC FILTRES ACTIFS
2# BTFA
10 AFFICHER[4,'10X','F I L T R E S   A C T I F S   A',2/1]
15 AFFICHER[18X,'A M P L I F I C A T E U R   O P E R A T I O N N E L']
20 AFFICHER[3,'30X','- - - - -',3/]
25 AFFICHER[24X,',',6X,',',17X,',',',',24X,',',6X,',',17X,',',',',/]
30 AFFICHER[24X,',',6X,',',17X,',',',',/]
35 AFFICHER[24X,',',6X,',',17X,',',',',/]
40 AFFICHER[24X,',',6X,',',17X,',',',',/]
45 AFFICHER[24X,',',6X,',',2X,',',14X,',',',',/]
50 AFFICHER[13X,'E ---1--- -- -- -- --0-',10X,',',',',/]
55 AFFICHER[24X,',',9X,',',7X,',',6X,',',',',/]
60 AFFICHER[24X,',',9X,',',11X,',',6X,',',',',0 S',/]
65 AFFICHER[24X,',',2X,',',9X,',',7X,',',',',/]
70 AFFICHER[24X,',',6X,',',--0+',0',/]
75 AFFICHER[24X,',',6X,',',',',',',/]
80 AFFICHER[24X,'M',6X,',',31X,',',',',31X,'M',2/]
85 AFFICHER[2X,'S C H E M A G E N E R A L',3/]
90 AFFICHER[5X,'PASSE BAS',19X,'PASSE HAUT',12X,'PASSE BANDE',/]
95 AFFICHER[2X,'R1 C2 R3 R4 C5',13X,'C1 R2 C3 C4 R5',/]
96 AFFICHER[8X,'R1 R2 C3 R4 C5',2/]
118 AFFICHER[2X,'A = ( C1 C2 R3 C5',17X,'A = C4/C1',12X,'A = R1 C4',2/]
146 AFFICHER['          I 1 1 ',8X,'          C1+C3+C4']
147 AFFICHER[14X,'R1 ( C3+C4)',/]
150 AFFICHER['B = R1 C3 C5 ( ----+---- )',8X,'B = -----']
152 AFFICHER[10X,'B = -----',/]
155 AFFICHER['          R1 R3 R4 ',8X,'          C1 C3 R5']
156 AFFICHER[17X,'C3 R5',3/]
159 AFFICHER[61X,'R1 / 1 ',/]
160 AFFICHER[' C = R1 / R4 ',2X,' C = 1 / C1 R2 C3 R5']
161 AFFICHER[6X,'C = ----( ----) ',/]
162 AFFICHER[59X,'C3 R5',2X,'R1 R2',2/]
198 AFFICHER[4X,'G(0) = 1/C',19X,'G(INF) = 1/A',13X,'G(C) = 1/B',2/]
218 AFFICHER[2/]
218 AFFICHER['PULSATION DE COUPURE : W = RAC ( C / A )',2/]
215 AFFICHER['COEFFICIENT DE SURTENSION : Q = RAC ( A * C ) / B',3/]
240 TERMINER

```

EX 1

FILTRES ACTIFS A

AMPLIFICATEUR OPERATIONNEL



S C H E M A G E N E R A L

PASSE BAS (R1 C2 R3 R4 C5)	PASSE HAUT (C1 R2 C3 C4 R5)	PASSE BANDE (R1 R2 C3 C4 R5)
A = R1 C2 R3 C5	A = C4/C1	A = R1 C4
B = R1 C3 C5 ($\frac{1 \quad 1 \quad 1}{R1 \quad R3 \quad R4}$)	B = $\frac{C1+C3+C4}{C1 \quad C3 \quad R5}$	B = $\frac{R1 \quad (C3+C4)}{C3 \quad R5}$
C = R1 / R4	C = 1 / C1 R2 C3 R5	C = $\frac{R1 \quad 1 \quad 1}{C3 \quad R5 \quad R1 \quad R2}$
G(Ø) = 1/C	G(INF) = 1/A	G(C) = 1/B
PULSATION DE COUPURE : W = RAC (C / A)		
COEFFICIENT DE SURTENSION : Q = RAC (A * C) / B		
TERMEINE EN LIGNE 240		

```

1 I
2 * DEVELOPPEMENTS EN SERIE
3 * BDSER
4 1 AFFICHER(2/,25X, 'DEVELOPPEMENTS (UNUS) ',/,25X,22',/2/
5 1 AFFICHER(*VALUES QUELQUE SOIT X,*/1
6 2 AFFICHER(X,*/',/ E = 1+X+X^2/21+....+X^N/N!+....',/2/
7 25 AFFICHER('A*X = 1+X.LOG A +X*2(LOG A )^2/2!+....+X^N.(LOG A )^N/N!+...'
8 25 AFFICHER('...',/2/
9 3 AFFICHER('SIN X = X-X^3/3!+X^5/5!-X^7/7!+',/2/
10 32 AFFICHER('X*(4N+1)/(4N+1)!-X*(4N+3)/(4N+3)!+....',/2/
10 40 AFFICHER('COS X = 1-X^2/2!+X^4/4!-X^6/6!+....',/2/
11 50 AFFICHER('X^4N/4N!-X^(4N+2)/(4N+2)!+....',/2/
12 50 AFFICHER('SH X = X+X^3/3!+X^5/5!+....+X^(2N+1)/(2N+1)!+....',/2/
13 55 AFFICHER('CH X = 1+X^2/2!+X^4/4!+....+X^2N/2N!+....',/2/
14 60 AFFICHER('...',/VALUES POUR IX(1+/,/2/
17 70 AFFICHER('1/(1-X) = 1+X+X^2+X^3+X^4+....+(-1)^N-1.X^(N-1)+....',/2/
17 72 AFFICHER('1/(1-X) = 1+X+X^2+....',/2/
17 75 AFFICHER('1/(1+X^2) = 1-X^2+X^4-X^6+....+(-1)^N.X^2N+....',/2/
18 80 AFFICHER('LOG (1+X) = X-X^2/2+X^3/3+....+(-1)^N-1.X^N/N!+....',/2/
18 82 AFFICHER('LOG((1+X)/(1-X)) = 2 ARG TH X = 2 [X+X^3/3+X^5/5+....',/2/
18 85 AFFICHER('ARG TH X = X/1-X+X^3/3+X^5/5+....+(-1)^N-1.X^2N+1/2N+1+....',/2/
19 90 AFFICHER('1(X)-N = 1+N*(N-1)*X^2/2+....',/2/
19 92 AFFICHER('N(N)-N = (N-1)*X+P/1+....',/2/
19 100 AFFICHER('ARG SIN X = X-X^3/2*3+X^5/2*4+5+....',/2/
19 102 AFFICHER('1.3.5....(2N-1).X^(2N+1)/2.4.6*...*40X.'*2N*2N+1+....',/2/
19 105 AFFICHER('ARG SH X = LOG(X+RAC(X^2+1)) = X-X^3/2.3+1.3^3/2.4.5+',/2/
19 112 AFFICHER('...',/2/
120 120 AFFICHER('LOG 2 = 1-1/3+1/3-1/4+....',/2/
130 130 AFFICHER('PI/4 = 1-1/3+1/5-1/7+....+(-1)^N.1/(2N+1+....',/2/
150 150 TERMINER

```

DEVELOPPEMENTS USUELS

EX 1

* VALABLES QUELQUE SOIT X

$$E = 1 + X + X^2/2! + \dots + X^N/N! + \dots$$
$$A^X = 1 + X \cdot \text{LOG } A + X^2 (\text{LOG } A)^2 / 2! + \dots + X^N (\text{LOG } A)^N / N! + \dots$$
$$\sin x = x - \frac{x^3}{3!} + \frac{x^5}{5!} - \frac{x^7}{7!} + \frac{x^{(4N+1)}}{(4N+1)!} - \frac{x^{(4N+3)}}{(4N+3)!} + \dots$$
$$\cos x = 1 - \frac{x^2}{2!} + \frac{x^4}{4!} - \frac{x^6}{6!} + \dots + \frac{x^{4N}}{4N!} - \frac{x^{(4N+2)}}{(4N+2)!} + \dots$$
$$\text{SH } X = X + X^3/3! + X^5/5! + \dots + X^{(2N+1)}/(2N+1)! + \dots$$
$$\text{CH } X = 1 + X^2/2! + X^4/4! + \dots + X^{2N}/2N! + \dots$$
• VALABLES POUR $IXI < 1$
$$1/(1+x) = 1 - x + x^2 - x^3 + x^4 - \dots + (-1)^{N-1} x^{N-1} + (-1)^N x^N + \dots$$
$$1/(1-X) = 1 + X + X^2 + \dots + X^N + \dots$$
$$1/(1+x^2) = 1 - x^2 + x^4 - x^6 + \dots + (-1)^N x^{2N} + \dots$$
$$\text{LOG}(1+X) = X - X^2/2 + X^3/3 - \dots + (-1)^{N-1} \cdot X^N/N + \dots$$
$$\text{LOG}((1+X)/(1-X)) = 2 \text{ ARG TH } X = 2 [X + X^3/3 + X^5/5 + \dots]$$
$$\text{ARC TG } X = X/1 - X^3/3 + X^5/5 - \dots + (-1)^N X^{2N+1}/2N+1 + \dots$$
$$(1+X)^N = 1 + NX + \frac{N(N-1)}{2!}X^2 + \dots + \frac{N(N-1)\dots(N-P+1)}{P!}X^P + \dots$$
$$\text{ARC SIN } X = X + \frac{X^3}{2 \cdot 3} + \frac{3 \cdot X^5}{2 \cdot 4 \cdot 5} + \dots + \frac{1 \cdot 3 \cdot 5 \dots (2N-1) \cdot X^{(2N+1)}}{2 \cdot 4 \cdot 6 \dots (2N)}$$
$$ABC \text{ SH } Y = LOG(X+BAC(X+2+1)) = X \cdot X+2+2 \cdot 2+1 = 5+2+2+1 = 10$$

LOG 2 = $1 - 1/2 + 1/3 - 1/4 + \dots$

$$P_{1/4} = 1 - 1/3 + 1/5 - 1/7 + \dots + (-1)^{N-1} 1/(2N+1) + \dots$$

TERME EN LIGNE 150



Le but de cette étude est de réaliser une interface entre le bus IEEE (HP.IB) d'un calculateur Hewlett Packard 9825 et une table analogique par système à microprocesseur 6802.

Cette interface doit permettre, lorsque l'on écrit une instruction sur le calculateur, de faire correspondre la valeur analogique de la donnée sur la sortie référencée par le caractère. Les trois sorties doivent être repérées par les caractères « X », « Y », « Z ».

Le principe de cette étude est résumé par le schéma de la figure 1.

Conversion tridimensionnelle analogique

à partir d'un système à microprocesseur 6802

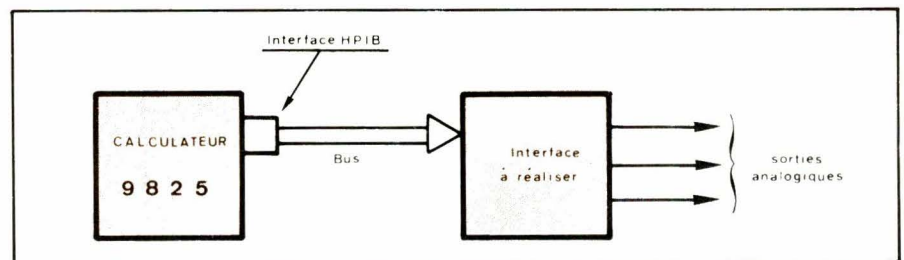


Fig. 1. -

Description de l'interface

Cette interface comportera trois parties :

- Une partie concernera le problème d'acquisition des données présentes sur le bus HP.IB que l'on réalisera avec le GPIA MC 68 488.
- Une autre partie de cette interface s'intéresse au problème de traitement de ces données.
- Enfin la dernière partie concerne la conversion digitale analogique que l'on réalise par l'intermédiaire de PIA et de convertisseurs digitaux analogiques.

Rappels sur le bus H.P. IB (IEEE 1975)

Le bus est constitué d'un ensemble de 16 fils. Les informations peuvent

circuler dans les deux sens, 8 fils sont utilisés pour le transfert des données, 8 autres servent au contrôle.

Les signaux électriques envoyés sur le bus sont compatibles TTL mais la logique utilisée est négative.

La vitesse maximum de transfert des données est de 1 méga-octet et de 250 à 500 k-octets sur la distance maximum.

Les instruments connectés sur le bus peuvent jouer trois rôles : contrôleur, transmetteur, récepteur. Un appareil évolué (calculateur) pourra jouer tour à tour l'un de ces trois rôles, tandis qu'un instrument plus simple ne remplira en permanence qu'une fonction : transmetteur ou récepteur.

Chaque instrument connecté sur le bus a une adresse. Cette adresse permet au contrôleur d'indiquer à chaque appareil ce qu'il attend de lui. Un appareil adressé peut émettre ou recevoir des informations. Un appareil non-

adressé est déconnecté du bus. Ainsi le contrôleur (calculateur) désigne par son adresse l'instrument qui va émettre les informations (transmetteur ou parleur). Il désigne également le ou les instruments qui vont recevoir ces informations (récepteur ou écouteur). A un moment donné on peut n'avoir sur le bus qu'un seul transmetteur et un ou plusieurs récepteurs.

Une fois que le contrôleur a défini une configuration sur le bus en indiquant qui parle et qui écoute, on passe au transfert de l'information. La difficulté principale vient du fait que les appareils ne travaillent pas à la même vitesse. Ainsi il faut prévoir sur le bus 3 lignes de synchronisation qui servent à la gestion des échanges.

Présentation de l'adaptateur d'interface MC 68 488

Le MC 68 488 sert d'interface entre le microprocesseur 6802 et le standard de bus IEEE 488. Comme on l'a vu précédemment, le bus 488 permet la commande et le déplacement des données entre systèmes complexes comprenant de nombreux instruments.

1. Description des signaux « côté bus IEEE 488 »

- lignes « IBO-IB 7 » : ce sont des lignes bidirectionnelles qui permettent le passage de messages sous forme de mots 8 bits codés en Ascii.

- lignes « DAC-RFD, DAV » : ces lignes donnent le cycle de transfert sur le bus entre les sources et les accepteurs.

(DAC : data accepted ; RFD : ready for data ; DAV : data valid).

- Bus des lignes de contrôle ($\overline{\text{ATN}}$, $\overline{\text{IFC}}$, $\overline{\text{SRQ}}$, $\overline{\text{EOI}}$, $\overline{\text{REN}}$) : ces lignes sont utilisées pour contrôler le transfert de l'information.

$\overline{\text{ATN}}$ (attention) : l'état haut de cette ligne ($\overline{\text{ATN}} = 0$) sert à adresser le système avec lequel on veut dialoguer en faisant passer l'adresse sur le bus de données tandis que l'état bas sert à faire passer la donnée.

$\overline{\text{EOI}}$ (end of identify) : signale la fin d'une séquence de transfert d'octets et avec la ligne $\overline{\text{ATN}}$ on exécute un « parallel polling séquence ».

$\overline{\text{REN}}$ (remote enable) : sélectionne l'une des sources du système de programmation des données (contrôle local ou à distance).

2. Description des signaux « côté microprocesseur 6802 »

Le MC 68488 est adressé par l'intermédiaire de la ligne CS (chip select) cette ligne étant positionnée à l'aide du bus d'adresses du microprocesseur et de la ligne VMA (valid memory access).

Ainsi dans ce cas, l'adresse de cette interface est positionnée à la valeur hexadécimale « 9000 » : en effet nous avons pour les bus d'adresses (voir fig. 2).

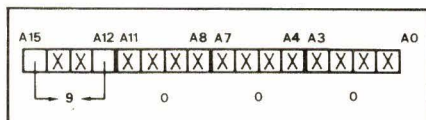


Fig. 2. –

D'autre part, cette interface comporte 15 registres internes que l'on adresse à l'aide des lignes : RSO, RS1, RS2, et R/W donc les adresses vont de 9000 à 9007.

(RS0 \Leftarrow A0, RS1 \Leftarrow A1, RS2 \Leftarrow A2)

On a 7 registres dans lesquels on ne peut qu'écrire, et 8 registres à lecture seule.

Pour expliquer le fonctionnement de ces registres on donne 2 exemples :

1° Ecrire sur le calculateur une instruction du type de la figure 3 ceci permettant de programmer les différents registres de façon à respecter le cycle de chargement de ce message.

2° Ou rentrer la donnée correspondant à Z et réaliser un balayage automatique en X et Y contrôlé par le microprocesseur de façon à fabriquer une image.

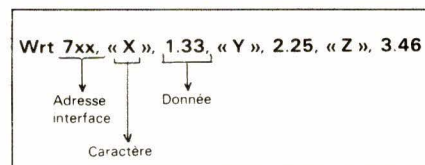


Fig. 3. –

Schéma de principe de l'adaptateur d'interface

Pour faire l'étude de cet adaptateur, nous utilisons le système de développement « PDS » du M6800 tel qu'on peut le voir à la figure 4.

Réalisation du programme de transfert d'un message

1. Mécanisme de transfert des données

Le transfert des données se fait sous contrôle des trois lignes, DAV, NRFD, NDAC. Le transmetteur ou parleur commande les 8 lignes de données et DAV. Le récepteur ou écouteur contrôle les lignes NRFD et NDAC (voir fig. 5).

t-2 : le récepteur est prêt à accepter les données,

t-1 : le transmetteur place l'information sur les lignes de données,

t0 : le transmetteur indique que les données sont valides,

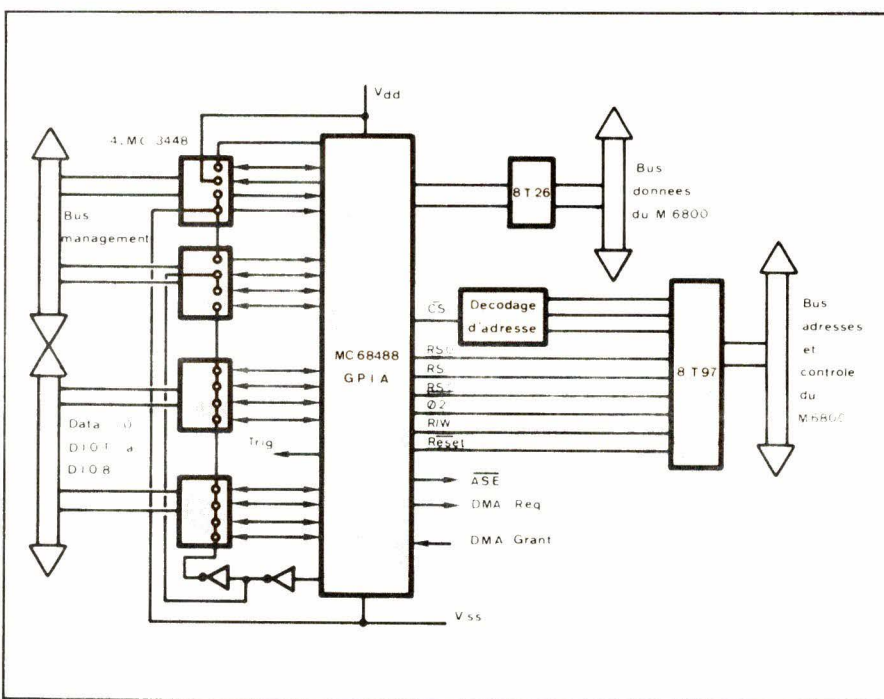


Fig. 4. –

t1 : le récepteur a accepté les données,

t2 : le transmetteur indique que les données ne sont plus valides,

t3 : le récepteur indique qu'il est prêt par de nouvelles données,

t4 : un nouveau cycle recommence (équivalent à t0).

Le transfert d'un caractère commence lorsque tous les écouteurs indiquent qu'ils sont prêts en mettant NRFD haut. Quand le transmetteur reconnaît que NRFD est haut et après avoir placé l'information sur les lignes de données, il met au niveau bas. Quand le récepteur constate que DAV est bas et après qu'il ait terminé l'utilisation des données, il place NDAC haut. Un récepteur peut mettre NRFD bas dès qu'il reconnaît que DAV est bas. Il doit faire ceci avant ou en même temps qu'il place NDAC au niveau haut. Le récepteur remet DAV haut quand il reconnaît que NDAC est haut (données acceptées par le récepteur). Un récepteur peut mettre NDAC bas dès qu'il constate DAV haut. Il doit le faire avant ou en même temps qu'il place NRFD à l'état haut.

2. Adressage du GPIA

Avec le calculateur nous écrivons l'instruction : Wrt 730 « X ».

Le nombre « 730 » représente l'adresse, le premier chiffre 7 est l'adresse de l'interface HPIB, le nombre 30 l'adresse propre du GPIA, (adresse à choisir).

Nous donnons à la **figure 6** le chronogramme des signaux lors de cette opération.

Nous remarquons donc, que dans un premier temps, les lignes de données supportent l'adresse, puis dans un autre temps la donnée proprement dite.

3. Organigramme de la séquence de chargement d'un caractère

Il est représenté à la **figure 7**.

4. Organigramme de la séquence de chargement d'un message

Il est représenté à la **figure 8**.

Le message que l'on doit rentrer est composé de la manière suivante :

wrt 730, « X133Y254Z736 ».

X, Y, Z sont les caractères.

Les valeurs « 133 », « 254 », « 736 »,

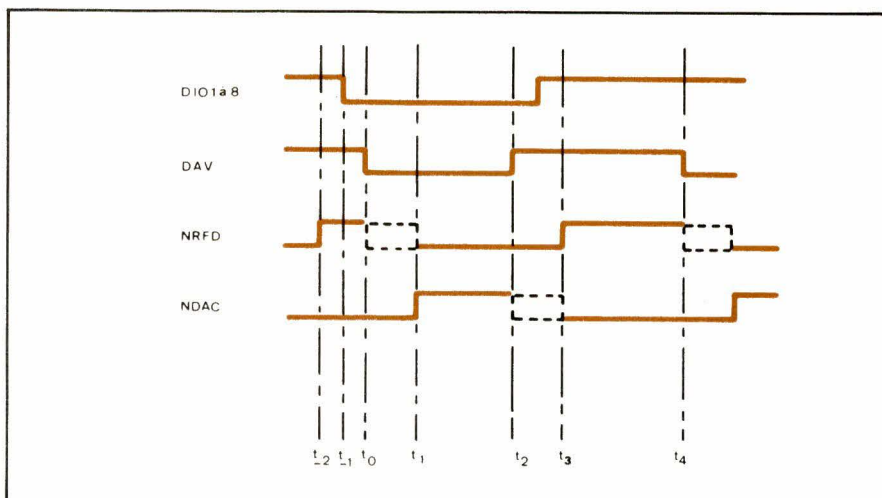


Fig. 5. -

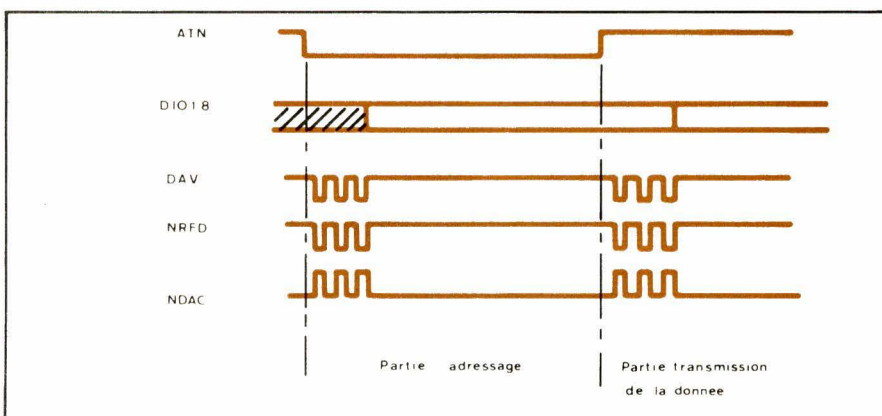


Fig. 6. -

sont des valeurs aléatoires qui représentent les données propres à chaque caractère.

5. Application de l'interface

« Entrée d'une chaîne de caractères sur la voie Z et balayage automatique en X et Y par l'intermédiaire du microprocesseur (fabrication d'une image) ».

Pour conserver la rapidité d'acquisition des données, il est intéressant de ne rentrer dans le système que le caractère Z.

Le message Z correspondant à un point ne sera composé que d'un seul caractère ; on aura 256 valeurs possibles de Z que l'on mémorise momentanément dans des RAM.

Le balayage en X et Y est contrôlé par le microprocesseur. Dans notre cas, la valeur de X est stockée à l'adresse « 0000 » alors que la valeur Y est à l'adresse « 0001 ».

Les valeurs de Z sont conservées à partir de l'adresse « 0200 » jusqu'à « 02FF ». La séquence pour générer une image est la suivante :

1° entrer la chaîne de caractère de Z en mémoire,

2° mettre X et Y à 0 et sortir la première valeur de Z,

3° incrémenter X et sortir la valeur suivante de Z,

4° tester X (X = 255) : non aller en « 3 », oui aller en « 5 »,

5° mettre X à 0, incrémenter Y et sortir la valeur suivante de Z,

6° tester Y (Y = 255) : non aller en « 1 », oui aller en « 7 »,

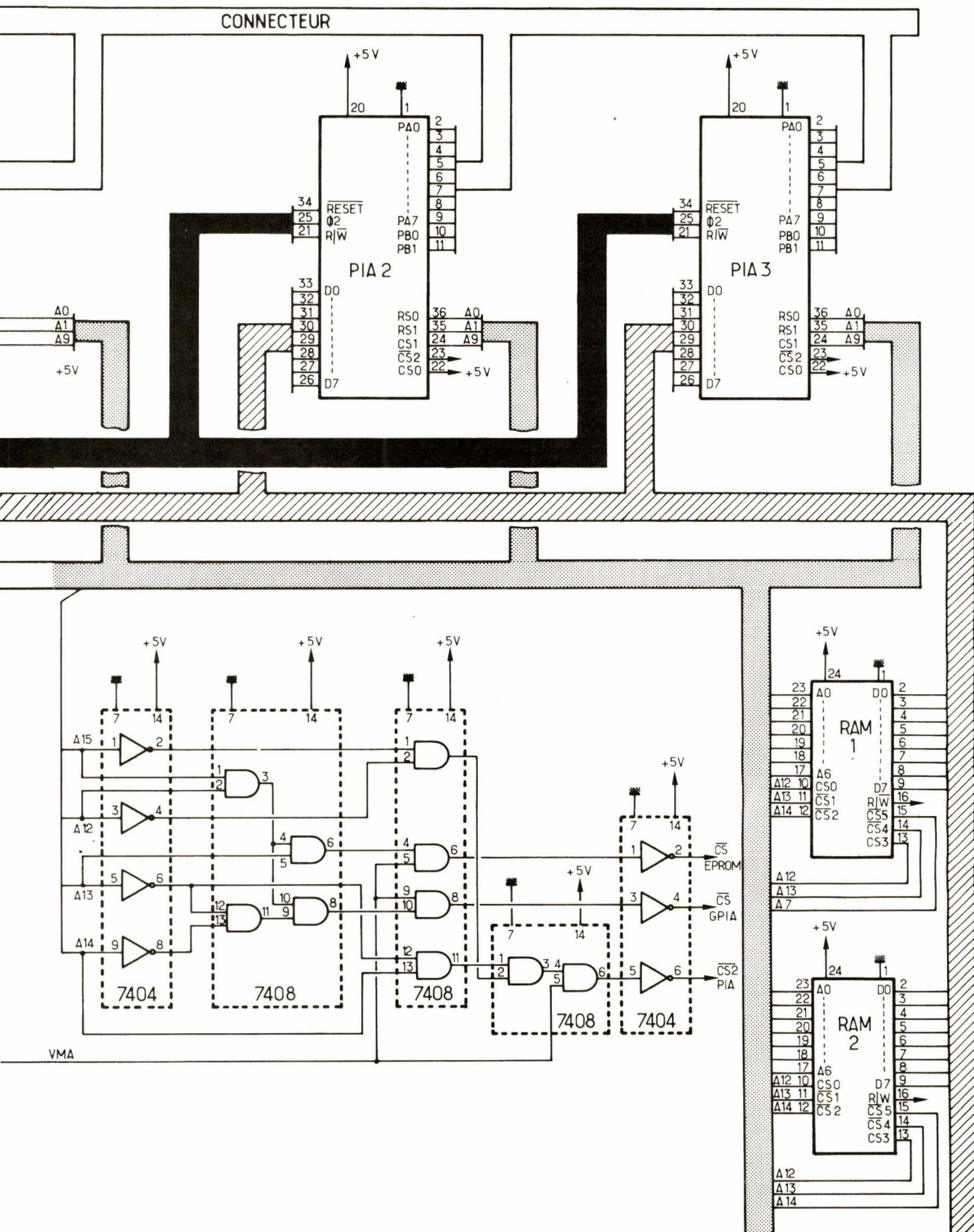
7° fin.

On remarque que l'image se présente sous la forme d'une matrice de 256 points par 256.

A la page suivante nous donnons l'organigramme correspondant à ce mode de fonctionnement :

Réalisation du convertisseur tridimensionnel en système autonome

Ce système est réalisé autour d'un microprocesseur MC 6802. Les différents programmes sont enregistrés dans une « Eprom » MC 2708. Nous donnons à la **figure 9** le schéma électrique de ce système.



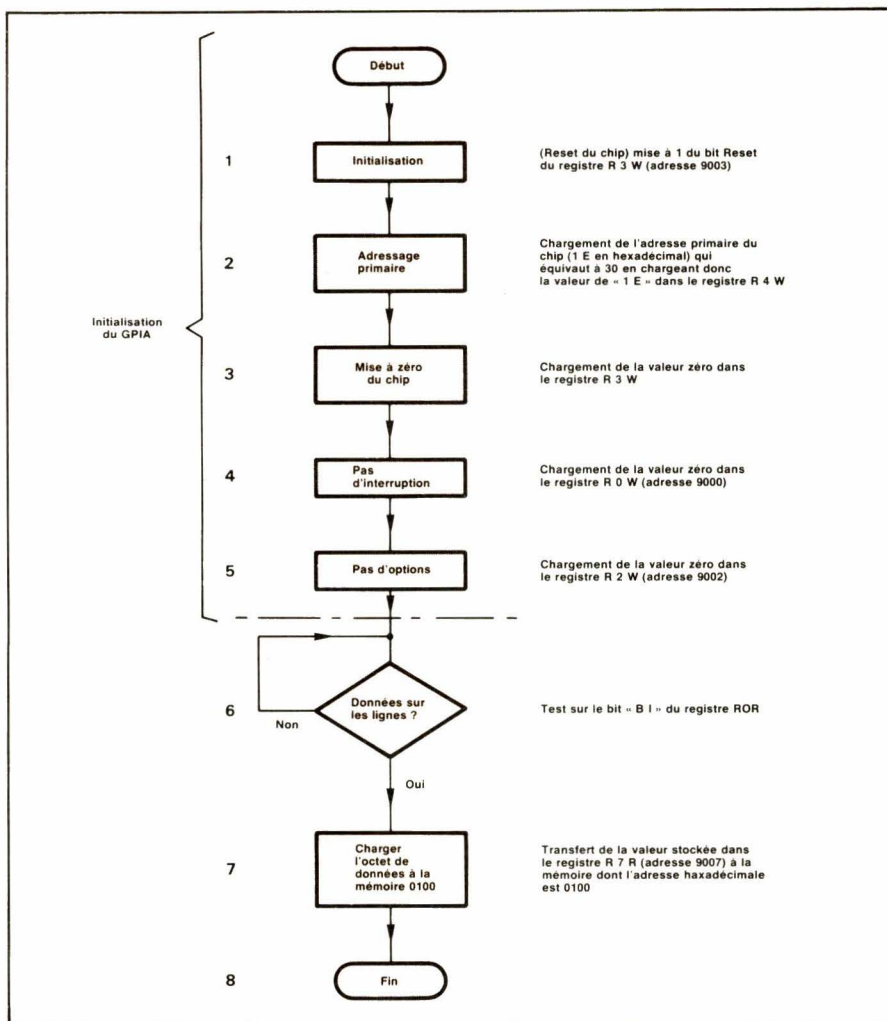


Fig. 7

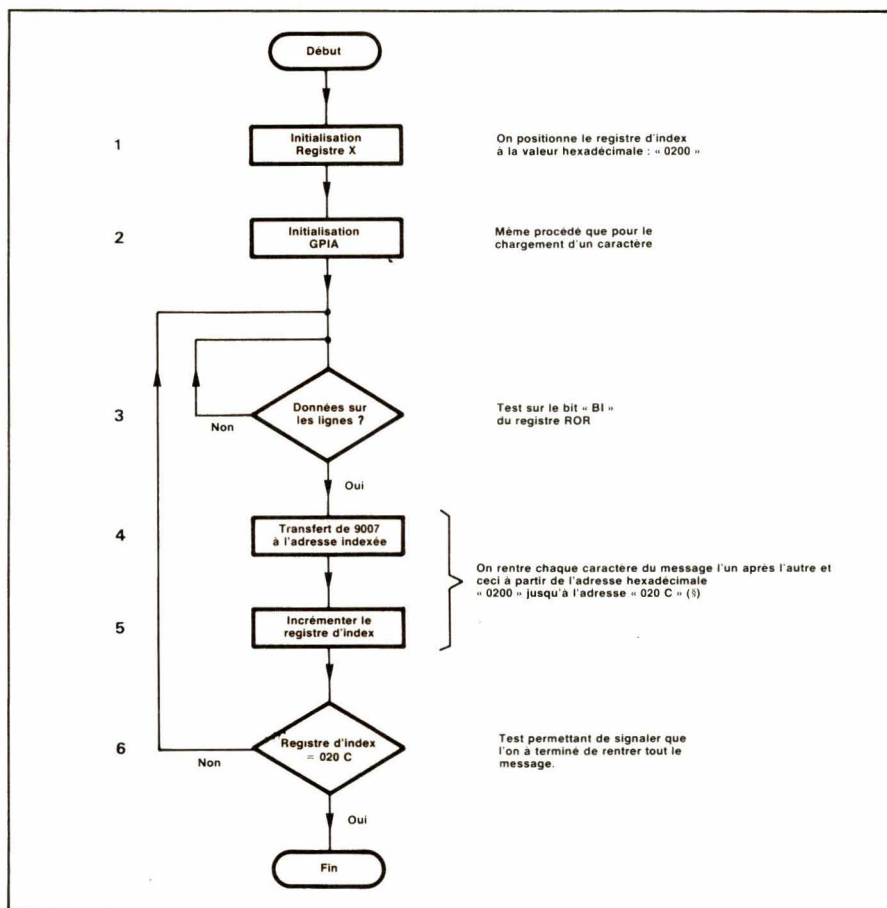


Fig. 8

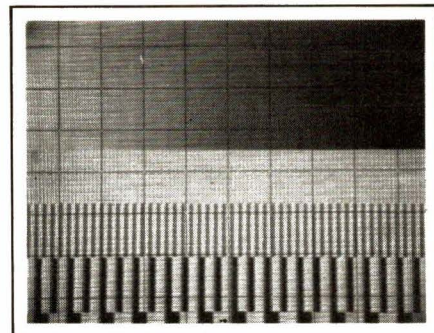


Photo 1. – Image obtenue avec 32 niveaux de grille.

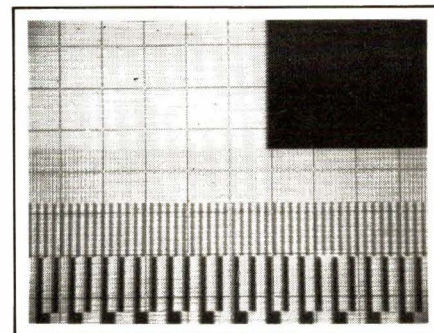


Photo 2. – Image obtenue avec 2 niveaux de grille.

Conclusion

Ce système permet de connecter un ordinateur à une table analogique, mais, il est évident que c'est un cas particulier d'utilisation et que l'on pourra l'utiliser dans de nombreux cas où il fait appel au bus IEEE.

M. Paindavoine
Im Saroeun
D. Ferrand
M. Decker
 Laboratoire d'électronique
 ISIM
 USTL Montpellier

Bibliographie

- 1 – Motorola : « Microcomputer components ».
- 2 – Electronic Design (n° 24, p. 152) : « Mating micros to the IEEE. 488 bus doesn't take many connections » par Jim Farrel ».
- 3 – Analogie Devices : « Data acquisition products catalog supplement ».
- 4 – Electronique Applications : « Un générateur d'impulsions à microprocesseur 6800 » (n° 10, P. 115) par S. Soegijoko, D. Ferrand, et J.F. Renaud ».

Le fonctionnement des CCD (Charge Coupled Devices) nécessite un certain nombre de signaux de synchronisation dont la gamme de fréquence et la forme diffèrent suivant les structures adoptées pour les CCD. On peut avoir pour ces derniers, soit des capteurs sous forme de barrette, soit sous forme de matrice. En général, dans les caméras CCD proposées par les constructeurs, les bases de temps sont en logique câblée, donc on ne peut ni modifier la forme des signaux, ni leur fréquence, d'où une grande difficulté pour adapter les caméras à d'autres utilisations que celles de la télévision.

Base de temps programmable, au standard T.V., pour caméra C.C.D.

Nous proposons dans cet article une base de temps programmable réalisée à partir d'un microprocesseur et d'un timer (**fig. 1**), qui permet d'adapter la caméra CCD (à barrette ou à matrice) à l'utilisation recherchée (haute définition, grande vitesse dans le transport de l'image, déformations hardware, etc.).

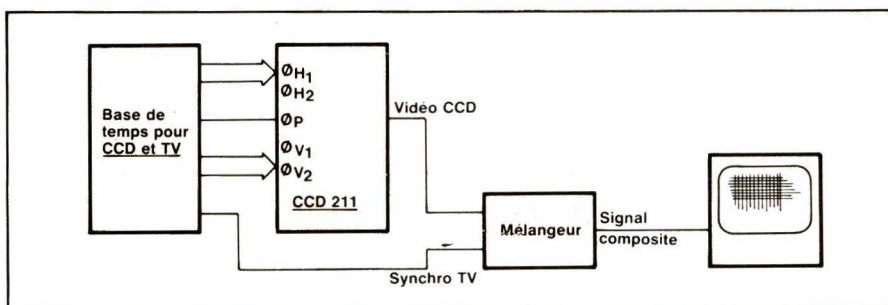


Fig. 1.

Rappels sur le CCD utilisé

Dans cette application, nous avons utilisé un CCD sous forme de matrice (224×190 points) commercialisé par la firme Fairchild sous la référence CCD 211 (voir biblio 1).

La **figure 2** donne l'architecture du capteur CCD ainsi que le diagramme des temps à respecter pour lire les éléments photosensibles. Le fonctionnement est le suivant :

a) Le signal ϕ_P transfère les charges accumulées par les éléments photosensibles sur le registre de transport

vertical. Ce transfert s'effectue par trame de lignes impaires et de lignes paires.

b) Les signaux ϕ_V , par décalages successifs, transfèrent ensuite ces charges dans le registre horizontal.

c) Entre deux fronts ϕ_V , 190 impulsions ϕ_H permettent de décaler du registre de transport horizontal vers la sortie du CCD, le signal vidéo constitué par les 190 points images.

Remarque : Selon que la trame est impaire ou paire, le signal ϕ_{V1} aura un front descendant ou montant, ceci étant à respecter dans l'adaptation avec les trames TV.

(Voir biblio 4)

On doit produire les signaux de synchronisation ligne et image, les signaux Φ_{v1} , Φ_{v2} , Φ_p , pour le CCD (fig. 3).

Le signal de synchronisation ligne TV sert de signal de transfert Φ_{v1} .

Le signal Φ_H est produit de manière analogue. La figure 3 donne le diagramme des signaux avec les caractéristiques à respecter pour les fronts de Φ_{v1} .

Le cadrage de l'image correspond au décalage entre le signal Φ_p et le signal de synchronisation image, et au nombre d'impulsions Φ_{v1} après Φ_p (fig. 4).

Solution technique adoptée

(Voir biblio 5)

1. Composants

On utilise un microprocesseur INS8060N, car il a des sorties asynchrones (flags F0, F1, F2) une entrée S_A de test pour interruption prioritaire et surtout une instruction « délai ». Le timer programmable INS8253 comprend trois compteurs indépendants, fonctionnant sur six modes différents (voir biblio 2). On utilise ici les modes 2, 4 et 5 (fig. 5). Sa programmation s'effectue en trois phases.

a) Changement du mot de contrôle de 8 bits (fig. 5a) par lequel on définit :

- Le choix du compteur (SC_0 , SC_1).
- Le choix du mode du chargement du nombre n de comptage (RL_0 et RL_1).
- La sélection d'un des six modes (M_0 , M_1 , M_2).
- Le mode de travail sur le nombre : hexadécimal ou décimal.

b) Chargement du nombre n .

c) Mise en place d'un niveau logique nécessaire pour la porte G, selon que l'on travaille un mode déclenché ou non.

2. Elaboration des signaux (fig. 6 et fig. 7)

Le compteur T_0 en mode 2, avec $n = 14$, élabore à partir d'un signal carré d'une horloge H , de période d'environ $4,6 \mu s$, un signal asymétrique de $64 \mu s$ qui constitue le signal de synchronisation pour la ligne TV. Celui-ci sert également de signal d'horloge

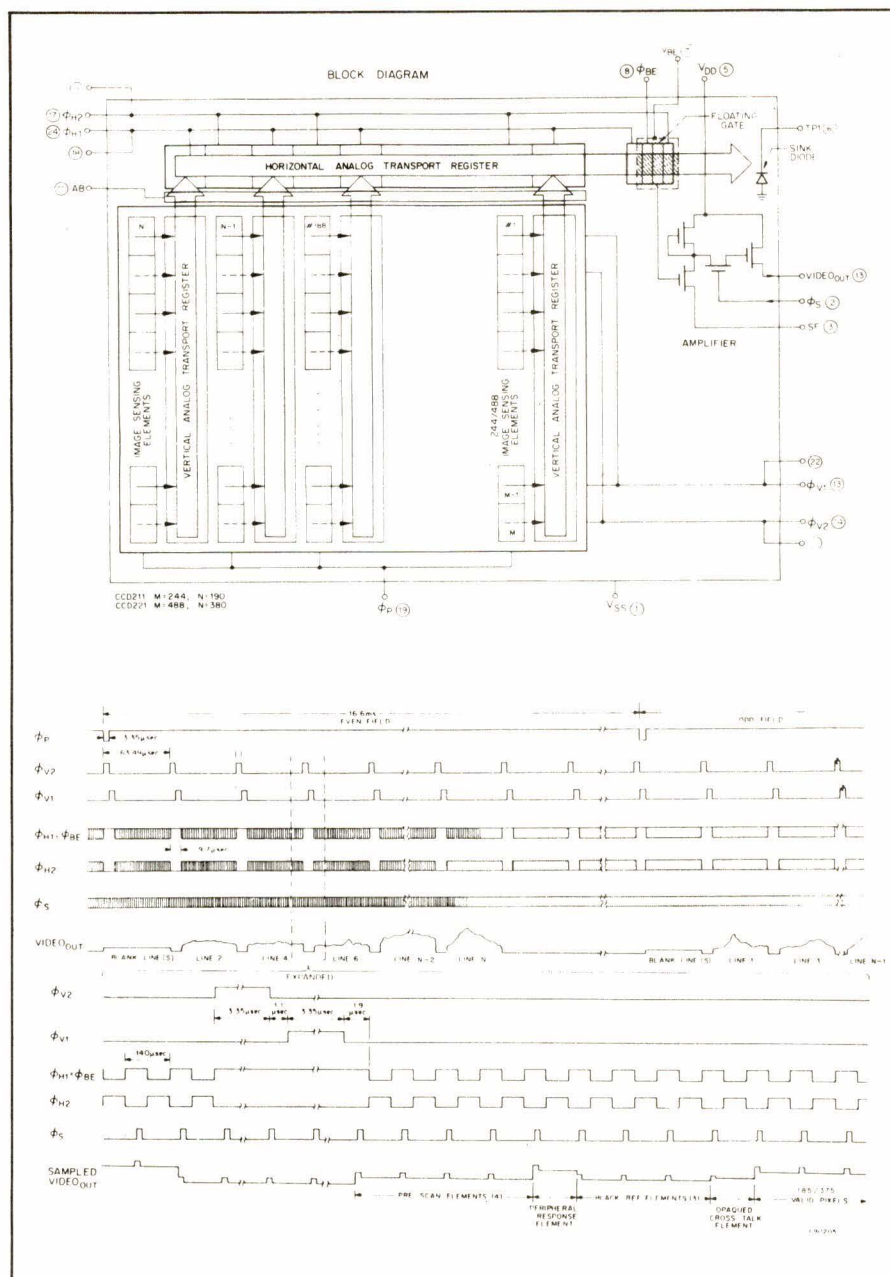


Fig. 2. – Schéma et diagramme des signaux de lecture du CCD211.

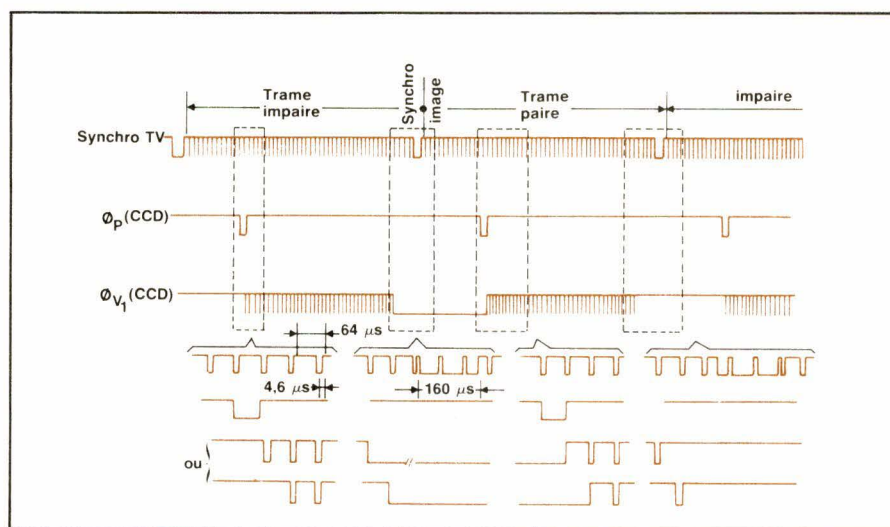


Fig. 3. – Signaux de synchronisation TV et CCD.

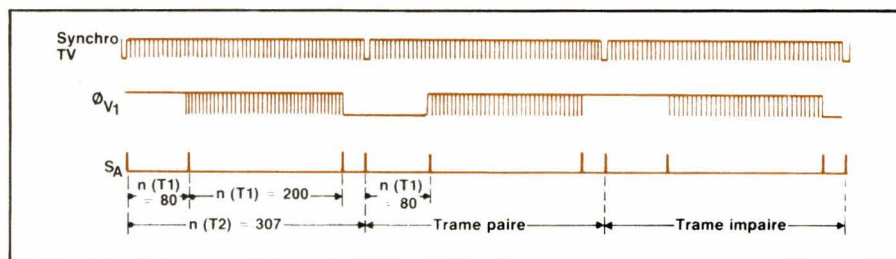


Fig. 4.

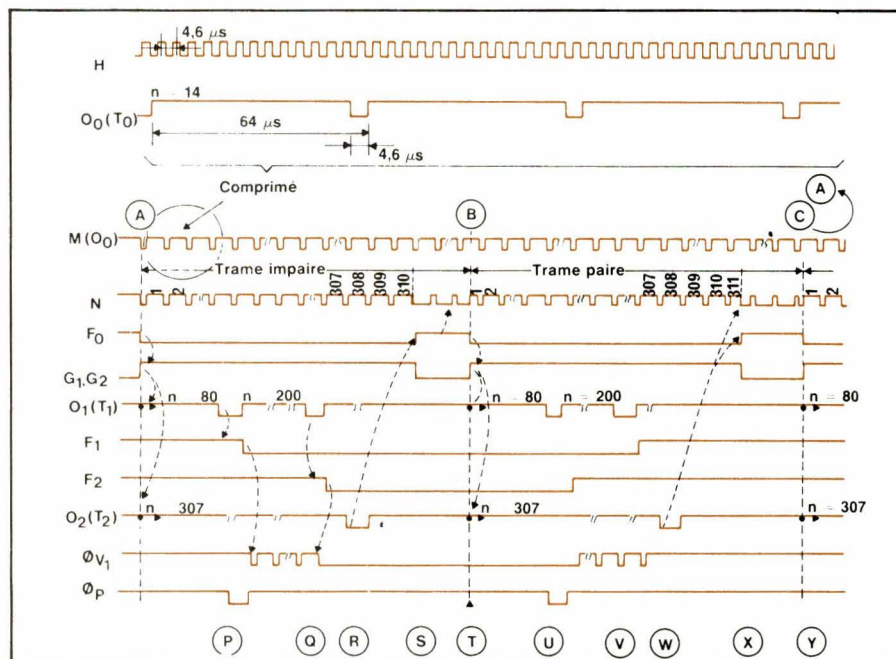


Fig. 6. - Elaboration des signaux (P = niveau de programmation).

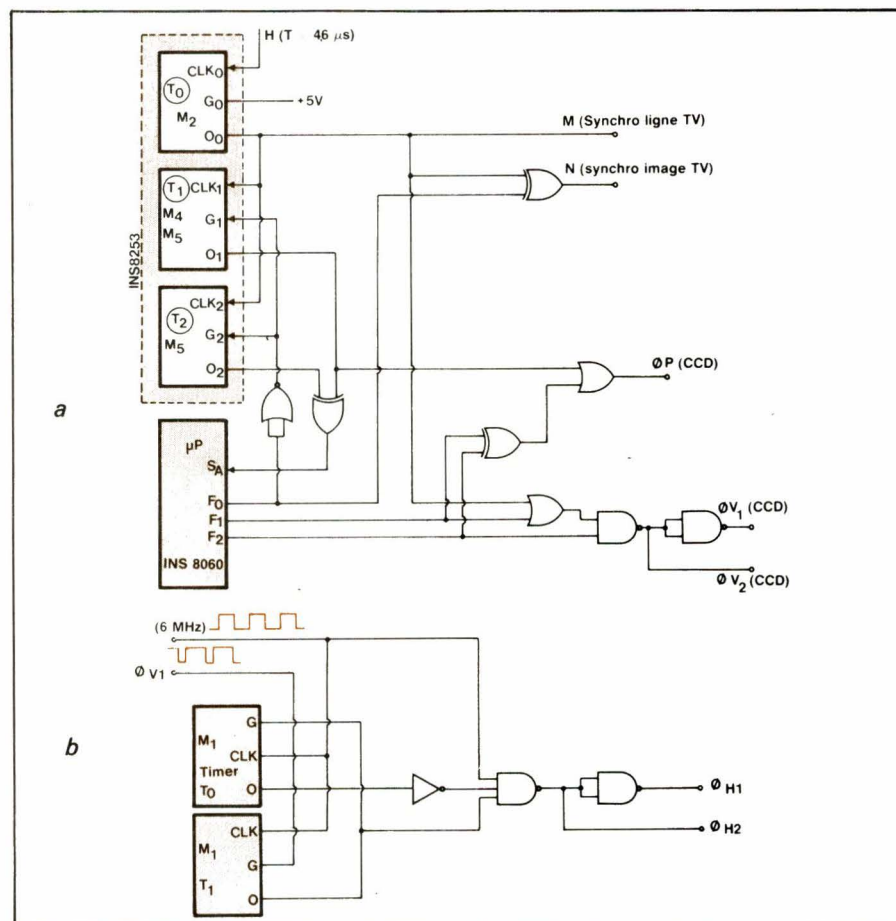


Fig. 7. - a Montage pour production des signaux synchro TV Φ_{V1} , Φ_{V2} , Φ_P
b Montage pour Φ_{H1} , Φ_{H2} .

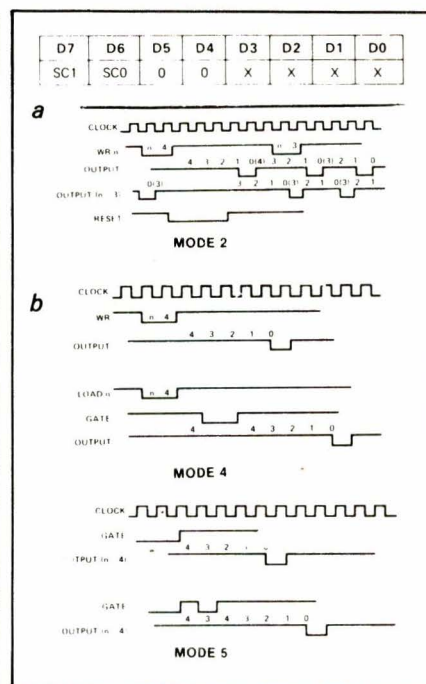


Fig. 5. - a Mot de commande
b Modes utilisés.

pour les deux autres compteurs T_1 et T_2 .

Le compteur T_1 en mode 4 avec $n = 80$, fonctionnant en déclenché par le flag F_0 du microprocesseur, a un double rôle :

- compter le nombre de lignes pour produire Φ_P à un moment donné de la trame (cadrage),
- compter le nombre d'impulsions Φ_{V1} à laisser passer à chaque trame (nombre de lignes CCD).

Dans cet exemple, T_1 donne une impulsion Φ_P après les 80 premières lignes de la trame TV. Cette impulsion testée par S_A , provoque une interruption et le microprocesseur exécute un programme d'opération sur les flags F_0 , F_1 , F_2 , permettant le passage des fronts appropriés. En même temps, T_1 , reprogrammé, compte 200 lignes (on peut prendre 244 lignes). Quand le nombre 200 est atteint, une autre impulsion est fournie, et le microprocesseur exécute la séquence suivante. En fin d'impulsion Φ_{V1} reste maintenu au niveau bas, tandis que la sortie de T_1 est au niveau haut. Pendant ce temps, T_2 , chargé en mode 5 déclenché, avec $n = 307$ compte. A la 308^e ligne, il délivre une impulsion et prépare le microprocesseur à générer en F_0 une impulsion de durée programmable (dans le cas présent : 2,5 fois la durée d'une ligne). T_1 est prépositionné en mode 5 déclenché avec $n = 80$. La fin de l'impulsion provoque par les portes G_1 et G_2 le redémarrage des compteurs T_1 et T_2 . Une impulsion de synchronisation image TV vient donc d'être engendrée et la séquence de la trame paire commence suivant la

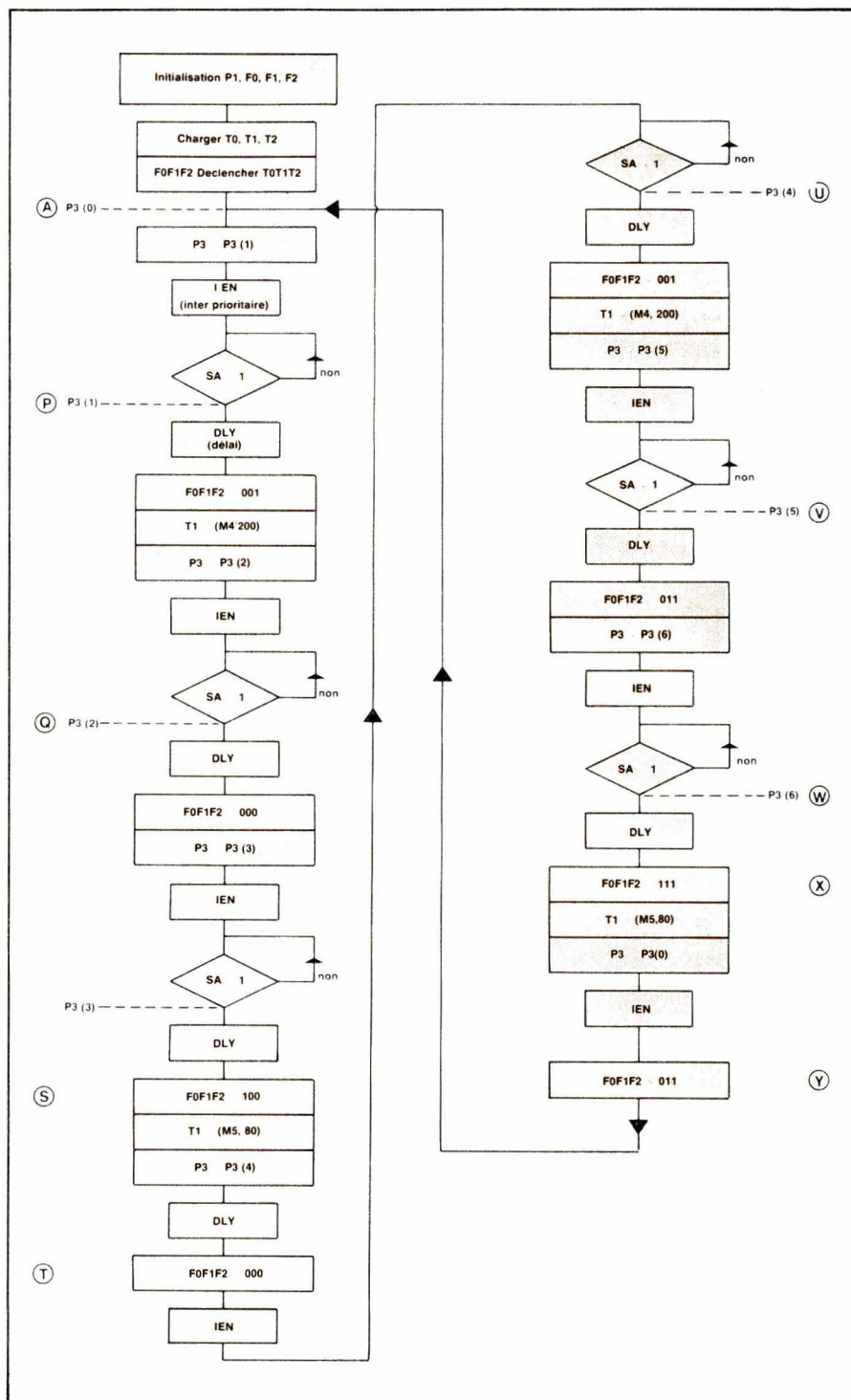


Fig. 8

même procédure. Les figures 4 et 6 donnent les signaux ϕ_{v1} , les signaux de synchronisation ligne et image TV et les signaux en S_A , pour une durée de trois trames.

Programme

Implanté dans un EPROM (MM 5204), un programme de 240 pas est suffisant pour couvrir un cycle de deux trames, impaire et paire (voir organigramme fig. 8 et 6).

Conclusion

Les figures 9 à 14 donnent les résultats obtenus :

- Les figures 9, 10 et 11 montrent les signaux ϕ_p et les fronts corrects des signaux ϕ_{v1} dont les instants de démarrage sont programmables (retard de démarrage dans la fig. 9).
- Les figures 12a et 12b montrent les signaux de synchronisation image TV, en trames paire et impaire.
- Les figures 13 et 14 correspondant à $n(T_1) = 80$ et 200, et $n(T_1) = 40$ et 100 montrent la flexibilité de la programmation pour le cadrage vertical et

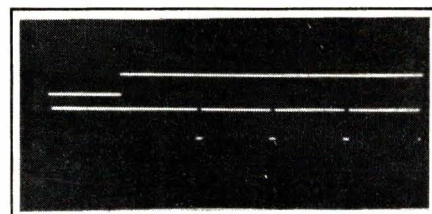


Fig. 9. – En haut : ϕ_p ; en bas : ϕ_{v1} ($V = 5 \text{ V/C}$; $H = 30 \mu\text{s/C}$).

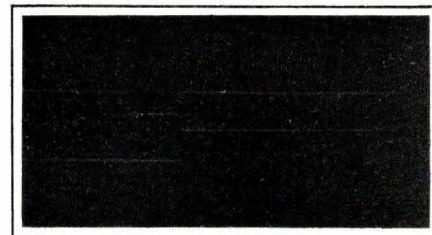


Fig. 10. – En haut : ϕ_p ; en bas : ϕ_{v1} ($V = 5 \text{ V/C}$; $H = 50 \mu\text{s/C}$).

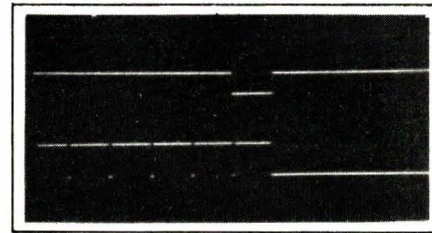


Fig. 11. – En haut : S_A ; en bas : ϕ_{v1} ($V = 5 \text{ V/C}$; $H = 50 \mu\text{s/C}$).

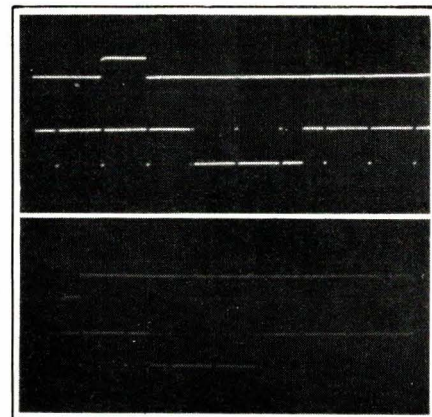


Fig. 12. – Synchro image ; a : trame impaire ; b : trame paire ($V = 5 \text{ V/C}$; $H = 50 \mu\text{s/C}$).

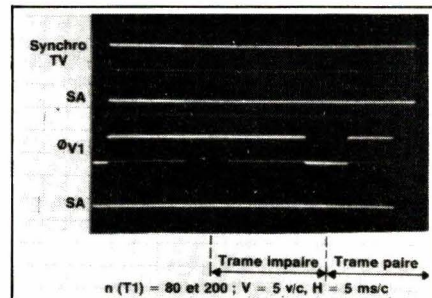


Fig. 13. – $n(T_1) = 80$ et 200 ($V = 5 \text{ V/C}$; $H = 5 \text{ ms/C}$).

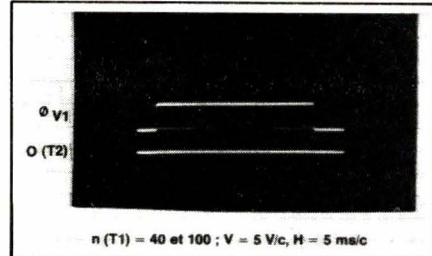


Fig. 14. – $n(T_1) = 40$ et 100 ($V = 5 \text{ V/C}$; $H = 5 \text{ ms/C}$).

l'adaptabilité du dispositif aux CCD de matrices différentes.

Les montages pratiques en logique programmée et en logique câblée sont donnés par les **figures 15 et 16**. Remarquons que les possibilités du microprocesseur permettront, en plus de générer ces signaux, de prévoir une compression d'image, une sortie sur bus calculateur HPIB, etc., car de longs temps morts dans le programme pourront être mis à profit pour d'autres tâches qu'exige le développement d'une caméra CCD. Ce qui est très difficile à réaliser pour un montage en logique câblée.

Im-Sarœun
M. Paindavoine
D. Ferrand
M. Decker
Laboratoire d'électronique
de l'ISIM
USTL-Montpellier

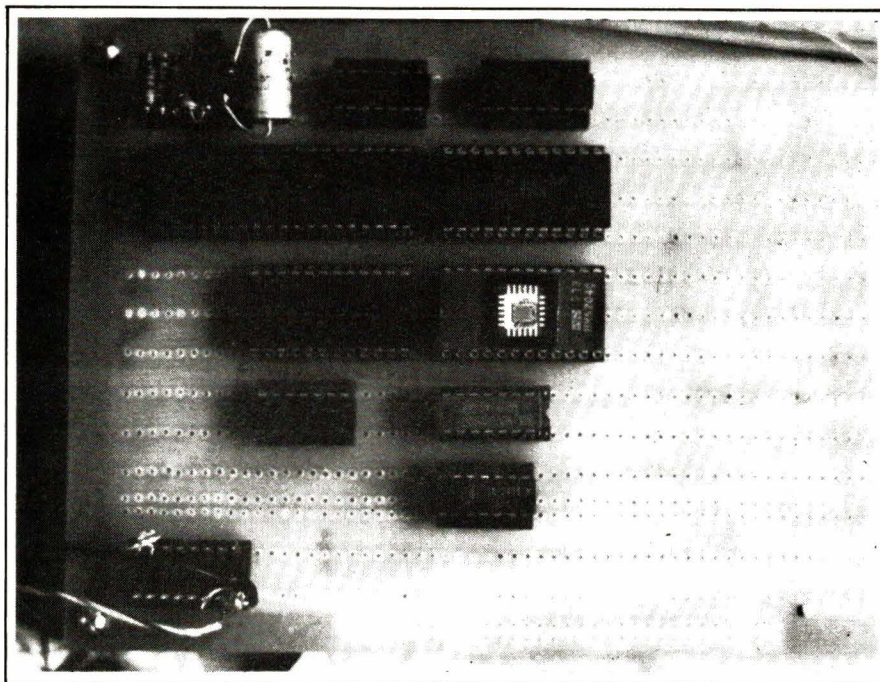


Fig. 15. – Montage en logique programmée.

Bibliographie

- 1 – Fiches techniques Fairchild sur les CDD.
- 2 – 8253/8253-5 : Catalogue INTEL.
- 3 – INS 8253 : Series 8000. Microprocessor Family Handbook, National Semiconductor.
- 4 – Cours élémentaire de Télévision moderne, R. Besson. Editions Radio.
- 5 – Un générateur d'impulsions à microprocesseur 6800, par S. SOEGI-JOKO, D. FERRAND et J.-F. RENAUD, Electronique Applications n° 10.

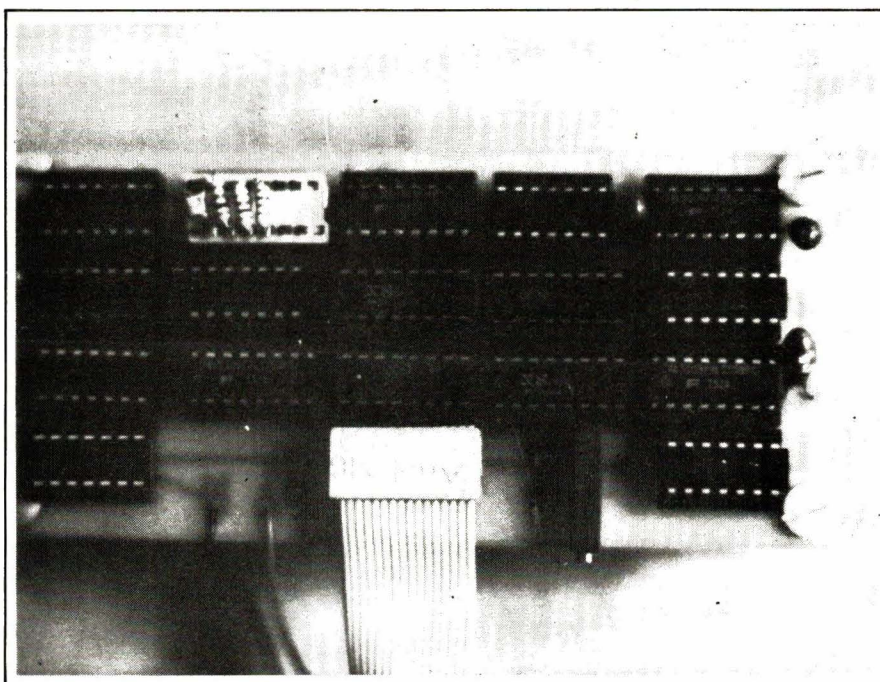


Fig. 16. – Montage en logique câblée (CCD202).



Editions Techniques et Scientifiques Françaises

niveau 1 : débutant — niveau 3 : amateur et technicien spécialisés

INFORMATIQUE

D.J. DAVID

Cours d'initiation à l'informatique (ENS). Langages de programmation : Fortran, APL. Fonctionnement interne des ordinateurs. L'esprit informatique, modèles schématiques des applications, cartes-contrôle : IBM, CDC, UNIVAC, CII et Philips, 336 pages.

NIVEAU 2

PRIX : 66 F

ELEMENTS ESSENTIELS DE L'ELECTRONIQUE ET DES CALCULS DIGITAUX

D. ULRICH

Logique électronique. Logique informatique. Calculateurs à circuits logiques. Réalisation des calculateurs. Le transistor en commutation. Multivibrateurs. Montages logiques de base. Fonctions logiques. Algèbre de Boole. Calculs binaires. 304 pages.

NIVEAU 3

PRIX : 95 F

TECHNIQUE POCHE N° 4

INITIATION A LA MICRO INFORMATIQUE LE MICROPROCESSEUR

P. MELUSSON

Qu'est-ce qu'un ordinateur. Langages. Calcul binaire. Codages. Fonctions logiques. Technologie et organisation des microprocesseurs. Les mémoires. Circuits et systèmes d'interface. La programmation. 136 pages.

NIVEAU 1

PRIX : 28 F

LE MICROPROCESSEUR EN ACTION

P. MELUSSON

Après un ouvrage de pure initiation au microprocesseur, à la portée de tous, le spécialiste qu'est P. Mélusson, propose ici une introduction pratique et simple à son emploi, articulé autour d'un type « monobit ». Pour faciliter la compréhension, il propose une série de manipulations sur une « carte » réalisable par l'amateur sans trop de difficultés. 152 pages.

NIVEAU 2

PRIX : 48 F



LE HARDWARE ou la PRATIQUE des MICROPROCESSEURS

M. OUAKNINE et R. POUSSIN

Principes généraux. Fonctionnement et jeu d'instruction d'un système construit autour d'un microprocesseur 8080 A. Trois applications réelles avec schémas et programmes. Fonctionnement des dernières nouveautés 8048-Z80 - 8086. 254 pages.

NIVEAU 3

PRIX : 83 F

LE BASIC PAR LA PRATIQUE

J.-P. LAMOITIER

Comme de nombreuses techniques l'apprentissage de la programmation nécessite de nombreux exercices pratiques. Les exercices de difficultés variables classés par rubriques ont été choisis en tenant compte de leur intérêt pédagogique et des applications concrètes. 200 pages.

NIVEAU 2

PRIX : 70 F

Collection SYBEX

INTRODUCTION AUX MICROORDINATEURS INDIVIDUELS ET PROFESSIONNELS

R. ZAKS

Ce livre vous permettra d'évaluer si vous devez utiliser, l'un des nouveaux microordinateurs.

Comment choisir son système.

Définitions, pièges à éviter, programmation. Quel Basic ?

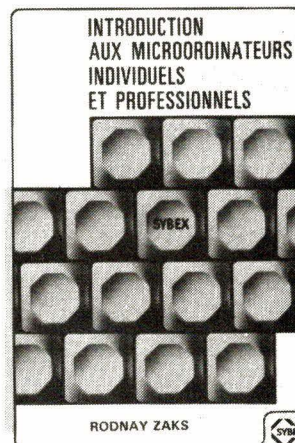
— Applications professionnelles et commerciales

— Choix des périphériques.

272 pages.

NIVEAU 1

PRIX : 54 F



LEXIQUE MICROPROCESSEURS

Dictionnaire anglais-français 1 000 termes et abréviations. Définitions des composants par numéros, des signaux pour les bus S 100, RS 232C, IEEE 488. Adresses des fabricants et distributeurs. Table de conversion. Format Poche. 120 pages.

NIVEAU 2

PRIX : 28 F

LES MICROPROCESSEURS

ZAKS et LE BEUX

Ouvrage de base conçu pour la formation. Concepts et techniques. Principes de bases jusqu'à la programmation. Techniques « standards ». L'interconnexion d'un système « standard ». Les problèmes liés au développement d'un système. 320 pages.

NIVEAU 2

PRIX : 98 F

TECHNIQUES D'INTERFACE AUX MICROPROCESSEURS

LESEA et ZAKS

Comment connecter un système à microprocesseur aux périphériques, depuis l'unité centrale jusqu'au clavier, télécype, disque souple, écran de visualisation, et interfaces analogiques. Techniques de test. 416 pages.

NIVEAU 2

PRIX : 126 F

PROGRAMMATION DU 6502

ZAKS

Ce livre vous enseignera la programmation des systèmes basés sur le microprocesseur 6502. Pour lire ce livre il n'est pas nécessaire de savoir programmer. Il sera une référence indispensable à toute personne désirant se familiariser avec le 6502. 280 pages.

NIVEAU 2

PRIX 98 F

INTRODUCTION AU BASIC

P. LE BEUX

Cet ouvrage de base présente le langage et ses particularités ainsi que les versions actuelles qui sont disponibles sur les différents types de microordinateurs. Un texte complet, progressif et pédagogique pour l'apprentissage de la programmation en Basic. 300 pages.

PRIX : 86 F

Règlement à l'ordre de la
LIBRAIRIE PARISIENNE DE LA RADIO
43, rue de Dunkerque, 75480 Paris. Cedex 10

AUCUN ENVOI contre remboursement. Port Rdé jusqu'à 35 F : taxe fixe 10 F - De 35 à 75 F : taxe fixe 14 F - De 75 à 120 F : taxe fixe 20 F - Au-dessus de 120 F : taxe fixe 25 F.

L'odorat est le parent pauvre de notre arsenal sensoriel et, pourtant, le monde des odeurs représente un environnement riche en émotions. Cette lacune tient en partie au fait que notre système d'éducation scolaire n'a rien prévu en ce domaine. En effet, dès le jeune âge, on apprend à mettre un nom sur des couleurs, on discerne la forme des objets et leur relief. Tout ceci représente le développement et l'éducation de la vue. De même, on apprend à reconnaître les sons, les bruits, c'est l'apprentissage de la parole et de l'ouïe. Avec un peu d'éducation, on goûte les joies de la musique.

L'odorat n'a pas cette chance. On discerne les odeurs au fur et à mesure de notre croissance, et ce, dans un environnement relativement restreint. Pourtant, l'odorat est un sens délicat dont la sensibilité permet de nous situer dans un environnement émotionnel. Il suffit pour s'en convaincre de se placer la nuit dans un endroit silencieux pour se rendre compte qu'une odeur représente une sensation qui, à elle seule, nous apporte beaucoup d'informations.

Les odeurs et l'olfactométrie

Si l'organe de l'olfaction ne s'atrophie pas c'est bien parce qu'il existe des inter-relations avec les autres organes des sens. Ceux-ci mettent l'odorat à contribution et aident à son développement. Ainsi, par exemple, l'appréhension sensorielle d'une fleur fera intervenir la vue (couleur, forme), le toucher (velouté des pétales) et l'odorat. Il y a complémentarité.

On peut ajouter que les sensations engendrent parfois des réactions motrices : une odeur agréable attire alors qu'une odeur très désagréable peut développer une réaction de fuite.

Il est donc intéressant de faire le point sur les odeurs, l'olfaction et ce que l'on peut en attendre aussi bien en médecine qu'au cours de la vie professionnelle.

L'appréhension sensorielle de la matière fait appel aux propriétés organoleptiques de celle-ci, c'est-à-dire aux goûts et aux arômes. Pour ne parler que de l'odorat, le nez occupe une place privilégiée, non pour sa position anatomique mais par sa situation dans le contexte neurologique. C'est en effet le seul exemple où un neurone sensitif est en même temps un récepteur situé à la surface du corps. Les cellules de l'épithélium olfactif qui tapissent intérieurement le toit de la cavité nasale sont les seules à être exposées au milieu extérieur.

Que savons-nous de l'olfaction ?

Percevoir une odeur nécessite un détecteur très performant surtout si l'on veut déterminer des seuils (évaluations quantitatives) ou faire la différence entre les odeurs (discrimination qualitative). Cependant le problème n'est pas aussi simple qu'il ne paraît. Il faut tenir compte des conditions de l'environnement : la température ambiante, l'humidité, l'électricité statique ; mais également de considérations physiologiques. Ainsi, il existe une mémoire olfactive qu'il est d'ailleurs possible de développer. On peut ressentir une factive olfactive dont la conséquence est de relever le seuil olfactif.

Enfin, tous les individus ne sont pas égaux devant les odeurs. Certaines personnes ont perdu complètement l'usage de l'odorat (anosmie), ou partiellement (hyposmie). D'autres perçoivent, sans cause, des odeurs (parosmie), celles-ci étant parfois mauvaises (cacosmie). On parle alors d'hallucinations olfactives.

Devant tous ces paramètres, dont quelques uns seulement peuvent être appréhendés d'une manière rationnelle, il est difficile de considérer l'olfaction comme une fonction bien connue. Rappelons qu'en neurologie, l'odorat est, avec le goût et le toucher, l'un des trois sens mineurs. L'odorat et le goût sont étroitement liés, la suppression du premier s'accompagne d'une diminution du second.

L'organe de l'odorat

Les odeurs sont véhiculées par les fluides : l'air pour les êtres humains et

les animaux aériens, l'eau pour les animaux aquatiques. Puisque nous nous limitons aux êtres humains nous considérerons les corps odorants (odorivecteurs) dont l'un de leurs caractères essentiels est la volatilité.

Les odeurs sont véhiculées par l'air que nous respirons et c'est pourquoi l'organe de l'odorat se trouve placé en dérivation sur le courant aérien respiratoire. Le nez, que l'on appelle également l'organe olfactif périphérique, est tapissé intérieurement par un épithélium neurosensoriel (fig. 1). Celui-ci couvre une surface d'environ 10 cm² chez l'homme et sa structure histologique fait apparaître des cellules bipolaires rangées en une couche compacte dont la densité est d'environ 10 000 par millimètre carré. Ce sont les récepteurs proprement dit ou **cellule de Schultze**.

La structure histologique de cet épithélium (fig. 2) montre qu'entre les cellules réceptrices se logent des cellules de soutien, l'ensemble reposant sur une couche de cellules basales. Chaque cellule réceptrice se prolonge d'une part par une dendrite dont le rôle est de recueillir l'information olfactive et, d'autre part, par un axone chargé de retransmettre cette information aux structures cérébrales.

La dendrite se termine par une extrémité renflée d'où émergent des cils baignant dans un mucus recouvrant l'épithélium. Les cils sont nombreux et ils forment un réseau très dense qui pourrait favoriser le piégeage des molécules odorantes. L'idée qui vient immédiatement à l'esprit, selon A. Holley, serait d'attribuer à cette structure ciliaire la propriété de réaliser les premières étapes de la perception olfactive, c'est-à-dire la réception du signal chimique et sa conversion en signal électrique. En fait, c'est une hypothèse qui ne reçoit pas l'adhésion de tous.

A l'autre extrémité de la cellule réceptrice, nous avons un axone qui pénètre dans la structure basale et se regroupe avec d'autres axones pour former les racines du nerf olfactif. Les axones arrivent ensuite aux bulbes olfactifs sans aucun chaînon de relais. Ainsi la cellule réceptrice est une entrée qui joue le rôle de récepteur, de transducteur et d'émetteur, mettant les odeurs au niveau du cerveau en termes d'information.

Les structures cérébrales

A une très courte distance, l'axone de la cellule réceptrice rejoint la dendrite de la cellule cérébrale : la **cellule mitrale**. Rappelons que la structure cérébrale est représentée par les bulbes olfactifs, pédicules appendus de chaque côté des hémisphères cérébraux (fig. 3). Les bulbes olfactifs sont anatomiquement très proches de la zone olfactive des fosses nasales.

Dans le bulbe olfactif, la structure nerveuse est un peu plus complexe que dans l'épithélium nasal. En effet, à ce niveau nous avons déjà un traitement de l'information, notamment sous la forme d'une inhibition.

La cellule mitrale représente l'élément de base du bulbe olfactif. Elle comporte (fig. 4) un renflement à l'extrémité de sa dendrite : le glomérule, qui reçoit quelques milliers d'axones venant des cellules réceptrices. Les glomérules eux-mêmes communiquent entre eux au moyen de cellules disposées à leur périphérie et dont les dendrites vont à la rencontre les uns des autres, sous la forme de relations synoptiques (dendro-dentritiques).

Près des cellules mitrales on rencontre la présence de cellules à panache et de cellules granulaires dont les liaisons

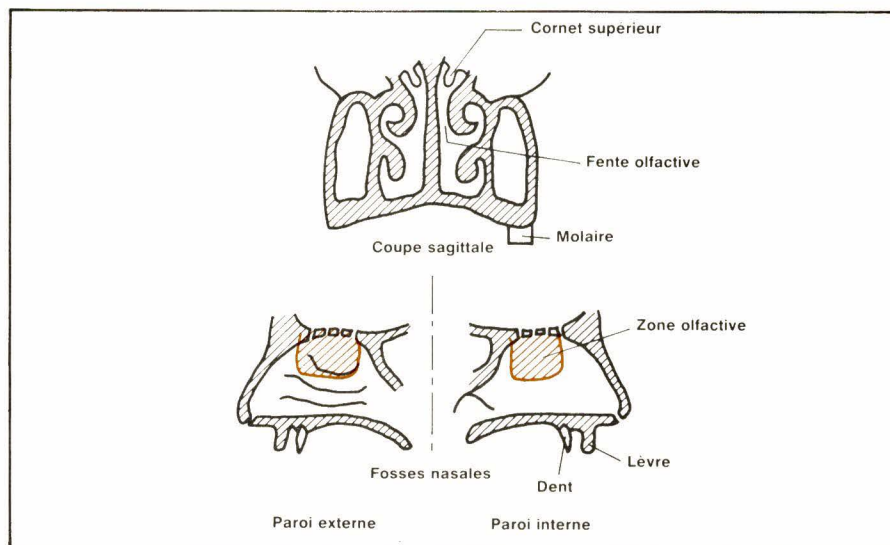


Fig. 1. - Les cavités nasales et l'épithélium neurosensoriel.

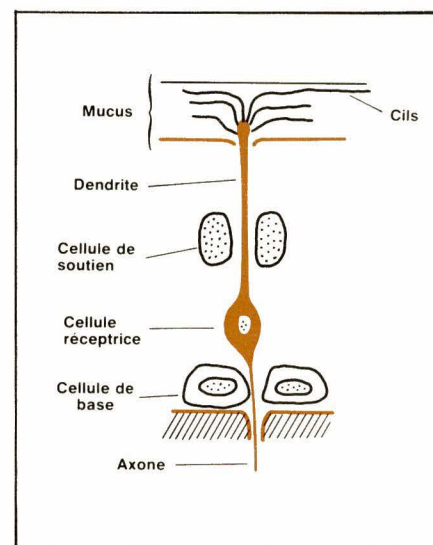


Fig. 2. - Structure histologique de l'épithélium neurosensoriel des cavités nasales.

réciroques participent à la réalisation de circuits courts.

Que se passe-t-il après le bulbe ? L'axone de la cellule mitrale quitte le bulbe en formant, avec des milliers d'autres axones, un faisceau de fibres connu sous le nom de tractus olfactif latéral. Il atteint une structure cérébrale que l'on nomme le noyau olfactif antérieur et là, nous trouvons un rapprochement des éléments qui jusque là étaient bien individualisés (droite et gauche). A ce niveau on remarque l'existence d'un pont fibreux, de sorte qu'entre les noyaux, existe une liaison permettant à ceux-ci de s'influencer mutuellement.

Ainsi, comme l'ont bien mis en évidence les travaux de J. Levetau et P. Macleod (1966), le fait de stimuler plus, ou plus précocement, l'une des narines provoque une réaction d'inhibition du côté opposé, renforçant ainsi cet aspect disymétrique de l'olfaction. Nous retrouvons dans ce processus les bases de la perception du relief mais surtout le fait de pouvoir déceler la direction d'où vient le message odorant.

C'est donc avec une chaîne nerveuse très limitée (fig. 5) que s'effectue le lien entre l'odeur et son interprétation. Afin de ne pas entrer dans des détails de neurophysiologie, précisons que cette chaîne n'emprunte pas le thalamus comme relais pour atteindre le cortex, mais en revanche l'amygdale reçoit les fibres venant de l'aire ento-rhinale et du bulbe olfactif.

Cette mise en place des structures nous permet maintenant de considérer la perception des odeurs sous ses deux aspects, l'un quantitatif et l'autre qualitatif.

Le seuil olfactif

Il s'agit en fait de déterminer la plus petite quantité d'un corps odorant qui peut être perçu par un sujet. Le problème semble simple et pourtant de nombreux facteurs interviennent pour compliquer la situation. On peut penser qu'il existe une corrélation entre les propriétés physico-chimiques des molécules et leurs propriétés odoran-

tes, mais plus la molécule est complexe et moins la corrélation est possible. Certaines substances sont très odorantes même à des concentrations qu'il est parfois difficile à déceler, même avec des appareils de hautes performances. Il faut donc travailler avec des capteurs sensibles et à l'heure actuelle on a pas trouvé mieux que les muqueuses olfactives elles-mêmes. C'est la base de l'olfactométrie.

Vu sous cet angle, on comprend que chaque individu perçoit les odeurs d'une manière bien personnelle et que cette perception peut varier, chez le même individu, selon ses conditions physiologiques du moment. Si l'on veut avoir une opinion « objective » sur une odeur et la réaction qu'elle provoque, il est nécessaire d'effectuer des mesures sur plusieurs personnes (jury d'experts) et d'en déduire une opinion moyenne. On peut considérer, selon Zettwoog, que les progrès de la psychophysique permettent de définir les conditions dans lesquelles les mesures effectuées par un jury sont fidèles et de calculer leur précision.

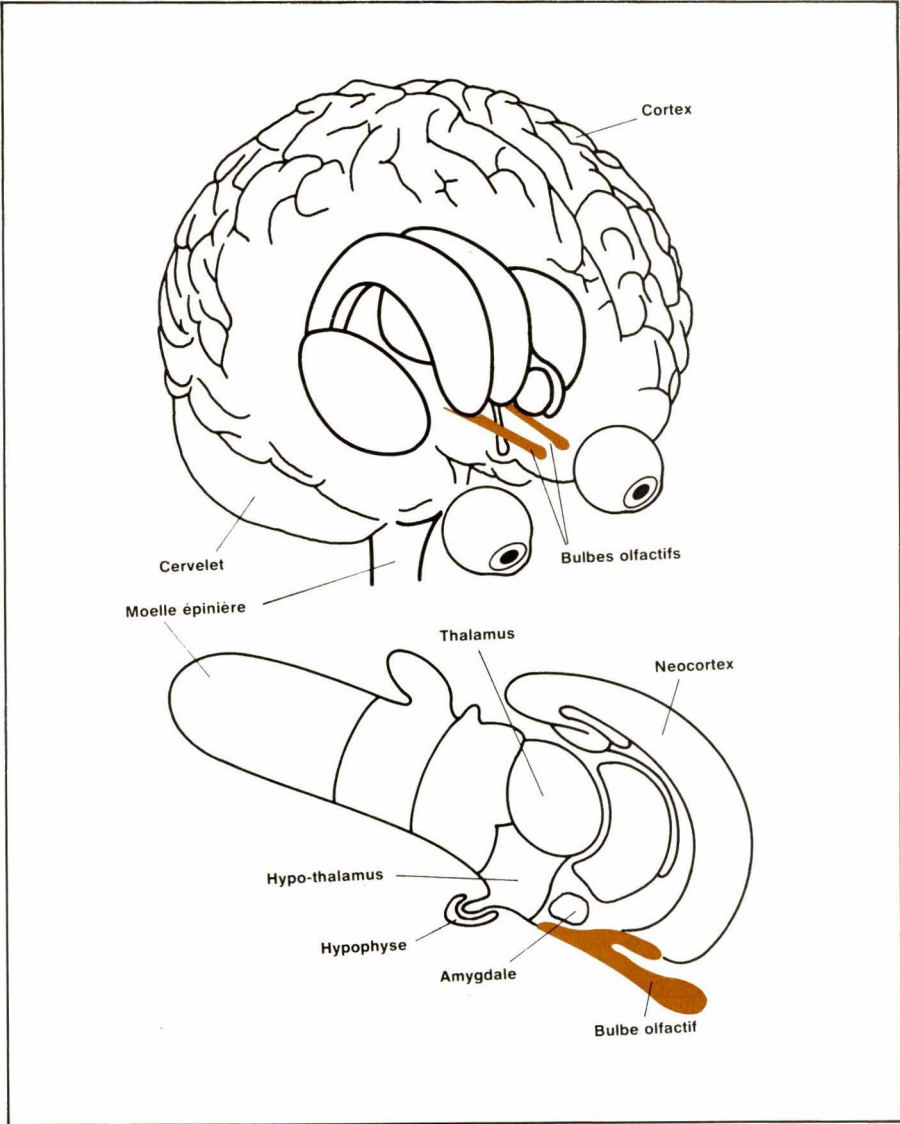


Fig. 3. – Position des bulbes olfactifs dans les structures cérébrales.

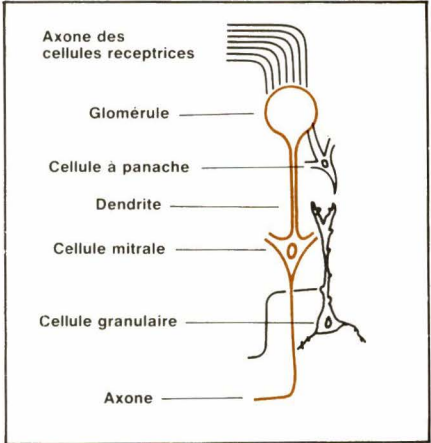


Fig. 4. – La cellule mitrale du bulbe olfactif.

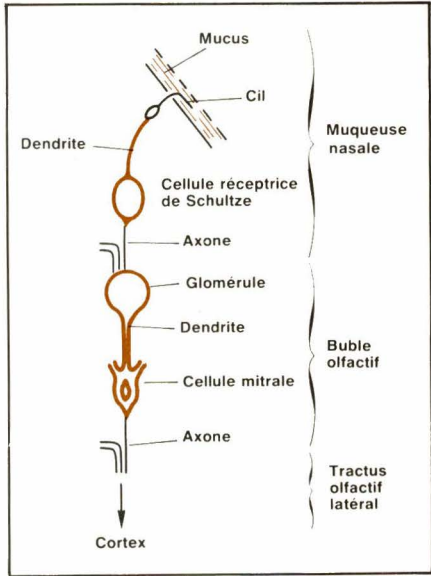


Fig. 5. – C'est par une chaîne de deux neurones seulement que la voie olfactive aboutit au cortex cérébral.

L'olfactométrie

Nous ne ferons pas l'historique de l'olfactométrie qui, au fil des années, est passée de l'empirisme à la mise au point de procédés bien codifiés. Pour reprendre un certain nombre de notions publiées par P. Zettwoog, on peut dire que l'olfactométrie consiste à mesurer, soit la concentration d'un mélange odorant (exprimée en unité seuil), soit l'intensité odorante d'une atmosphère (exprimée par rapport à une gamme de référence). Pour ce faire on emploie un olfactomètre (**fig. 6**) dont la conception permet d'effectuer un mélange entre de l'air pur (air reconstitué en bouteilles) et le gaz odorant. La dilution peut se faire dans un rapport de 1 à 400, mais en faisant une dilution primaire du gaz odorant, il est possible d'augmenter considérablement ce rapport.

Le sujet (l'expert) est placé dans un scaphandre, afin d'être isolé des odeurs ambiantes. Le mélange gazeux est inhalé par une narine seulement, au moyen d'un embout nasal et ce, à la demande du sujet, grâce à la présence d'une soupape dans le circuit. Le sujet n'a pas connaissance des dilutions utilisées (absence d'auto-suggestion).

En augmentant graduellement la teneur en gaz odorant du mélange on va déterminer une concentration seuil. Celle-ci sera obtenue lorsque 50 % des experts percevront l'odeur (**fig. 7**). Il est certain que cette méthode est précise dans la mesure où l'on interroge un grand nombre d'experts. Comme cela n'est pas possible (problème de temps et de coût), on fait intervenir un traitement statistique des données basé sur la méthode des moindres carrés.

Il en est autrement si l'on désire mesurer l'intensité odorante. Bien que celle-ci soit une fonction de la concentration, les résultats de la mesure sont différents selon que l'on a affaire à un corps pur ou à un mélange complexe. Le cas le plus simple est celui du corps pur et nous ferons de nouveau appel aux notions émises par Zettwoog.

En examinant la courbe représentant la variation de l'intensité d'une odeur en fonction de sa concentration dans l'air respiré (**fig. 8**), on distingue plusieurs zones. Tout d'abord une zone où l'on ne sent rien (inodorité), puis apparaît le seuil de perception suivi du seuil d'identification. Ce dernier est légèrement plus élevé que le précédent car il faut un peu plus de produit odorant pour sensibiliser les récepteurs olfactifs à cette notion d'identification. Ensuite, nous avons une zone où l'intensité est proportionnelle à la concentration, selon deux échelles

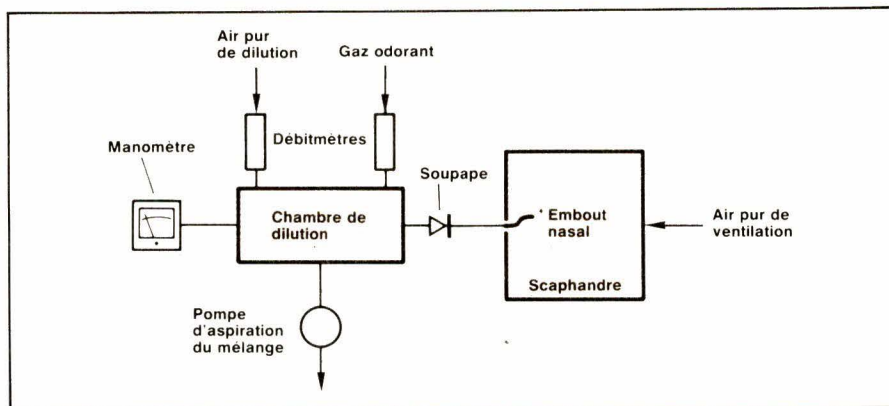


Fig. 6. – Schéma de principe d'un olfactomètre (d'après Zettwoog).

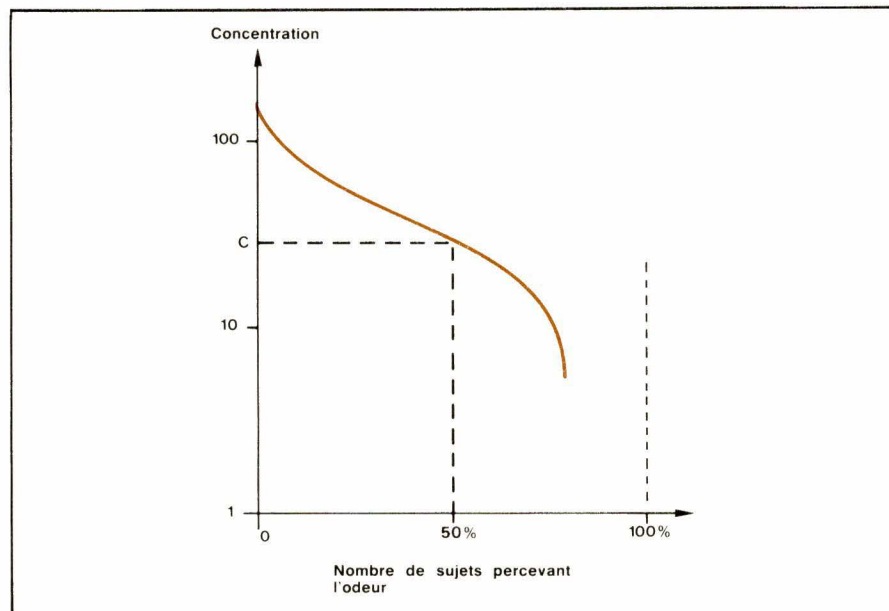


Fig. 7. – Détermination de la concentration – seuil à partir d'un groupe de sujets (experts).

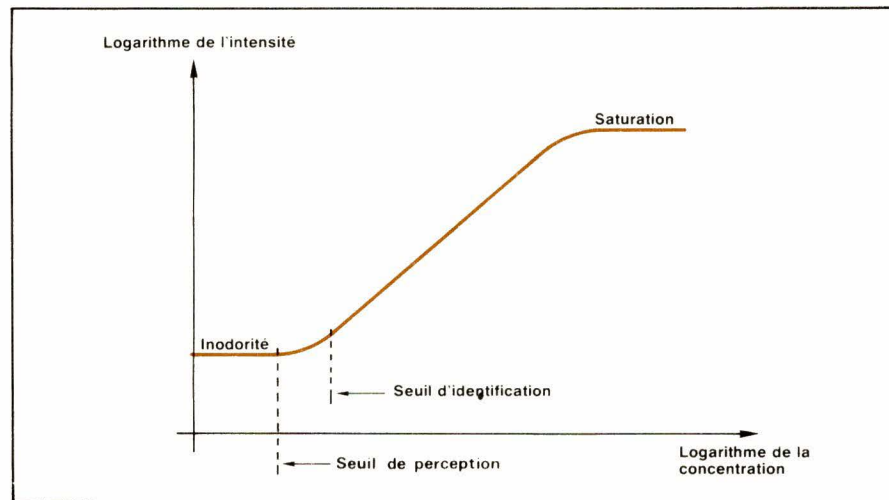


Fig. 8. – Variation de l'intensité d'une odeur en fonction de sa concentration, en échelle logarithmique (d'après Zettwoog).

logarithmiques : c'est la loi de Stevens. Enfin, apparaît un palier correspondant à une saturation.

La mesure de l'intensité est d'interprétation délicate. En effet, on peut choisir une méthode arbitraire qui consiste à demander à des experts de chiffrer la valeur de l'intensité odorante perçue. Mais il est préférable d'utiliser

une autre méthode qui emploie une série de flacons contenant des produits à concentrations connues. Il est certain qu'il faut choisir des produits bien acceptés sur le plan physiologique, tel le n-butanol et la pyridine. Partant de cela, nous avons une base de comparaison, puisque l'on a pu vérifier que si deux stimuli sont trouvés

d'intensité égale à un troisième, leur intensité est aussi trouvée égale entre elles dans une comparaison directe.

Le problème est différent lorsque l'on désire mesurer l'intensité odorante d'un mélange complexe. Certaines substances sont composées de plusieurs dizaines de corps purs dont les odeurs ont des intensités qui ne s'additionnent pas. Il peut y avoir synergie, exacerbation, masquage, etc., et ceci représente ce que l'on rencontre actuellement dans le monde industriel.

Le cas particulier de la parfumerie

Dans ce domaine, il ne s'agit plus de percevoir des odeurs dans le but de les détecter, mais plutôt afin de créer de nouvelles odeurs pour le plaisir de l'environnement.

En effet, parmi les odeurs, certaines sont agréables et s'il est un art subtil, c'est bien celui du créateur de parfums. Le fait de pouvoir concrétiser une odeur sous une forme originale, permet d'établir un dialogue entre le parfumeur (client) et le créateur.

Ainsi, **Lautier Aromatiques**, par exemple, a mis au point une gamme de formes subjectives et colorées des parfums où, autour de 7 thèmes (les tabacs, les chypres, les fougères-lavandes, les aldéhydes, les natures, les orientaux et les épices), il a construit 400 standards odorants.

Chacun des thèmes possède une puissance émotionnelle bien définie mais les thèmes peuvent être combinés entre eux. Comme chaque thème est suggéré par une forme et une couleur, la combinaison de deux ou plusieurs thèmes permet d'imager la forme colorée d'un nouveau parfum.

Tout en laissant au talent la place qui lui revient, l'art de la parfumerie s'enrichit d'un moyen d'expression qui ne manque pas d'intérêt, mais nous restons néanmoins dans le monde de l'interprétation, faute d'un moyen d'expression plus concret.

L'électro-olfactogramme

L'examen des moyens proposés par l'olfactométrie montre que ceux-ci manquent de précision et font trop appel à l'arbitraire pour être considérés comme une méthode scientifique. C'est en se tournant à nouveau vers la physiologie que nous avons peut-être une solution, sinon pour mesurer des seuils ou des intensités mais tout au

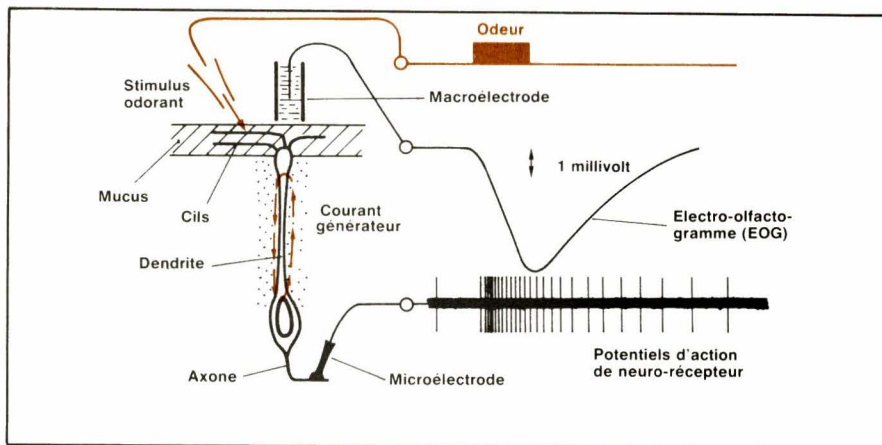


Fig. 9. – Signaux électriques enregistrés au niveau de la muqueuse olfactive (électro-olfactogramme) et de l'axone, à la suite d'un stimulus odorant (d'après A. Holley).

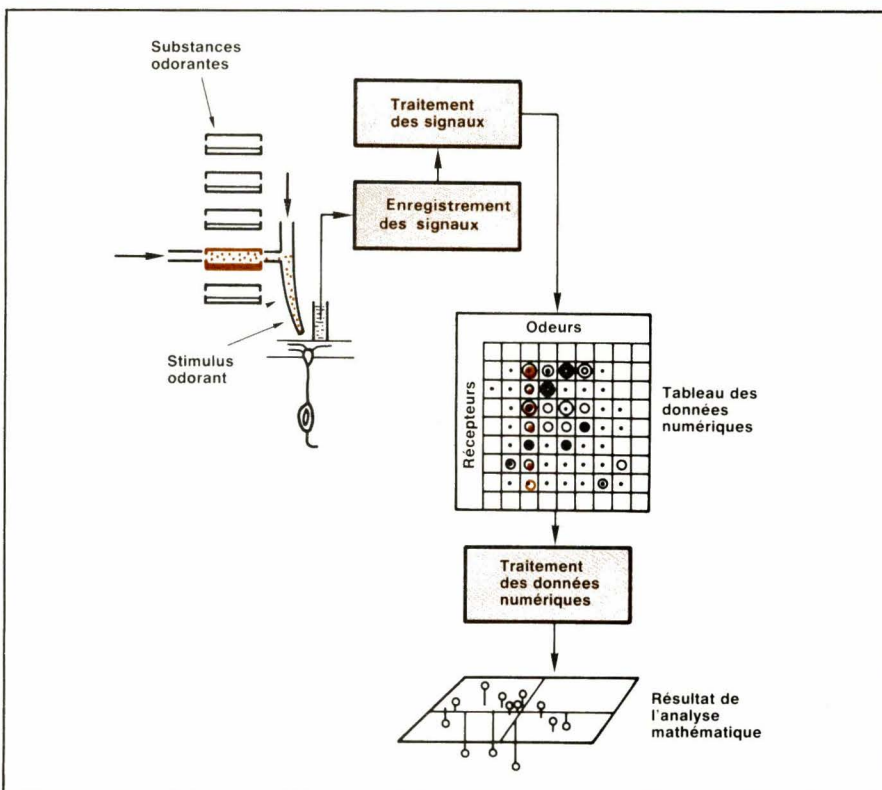


Fig. 10. – Classification des molécules odorantes en fonction des récepteurs interrogés, au moyen d'un olfactomètre à voies multiples (d'après A. Holley).

moins pour affiner notre connaissance de l'olfaction.

En reprenant l'image de notre cellule olfactive (fig. 9), nous obtenons des signaux différents selon que l'on place des électrodes au niveau du mucus (où se situent les cils) ou sur un axone situé dans la couche basale. En effet, au moyen d'une macroélectrode placée à la surface du mucus on recueille des courants produits par les nombreux récepteurs stimulés par le stimulus odorant. Cet enregistrement est l'électro-olfactogramme (EOG) qui se présente sous la forme d'une onde lente, négative, atteignant plusieurs millivolts. C'est au suédois D. Ottoson que nous devons les premiers enregistrements de l'EOG.

Partant de cet enregistrement on a cherché une corrélation entre la variation et la valeur du signal avec les propriétés physico-chimiques du stimulus odorant. Toutefois, en déplaçant l'électrode sur la surface de la muqueuse, nous obtenons des variations dans l'amplitude et la forme de l'EOG, variations qui seraient en rapport avec la répartition (densité) des cellules olfactives. En plus de cela, l'homogénéité de cette répartition est différente si l'on considère la sensibilité des cellules à tel ou tel type d'odeur.

Si maintenant l'on place une microélectrode dans la profondeur de la muqueuse, de façon à atteindre un axone de la cellule olfactive, on obtient un tracé différent (fig. 9). On recueille

des potentiels d'action, ceux-ci provenant du courant générateur, et ce sont ces potentiels qui sont transmis au cerveau. On considère que l'EOG est la somme de ces potentiels d'action, bien que dans le processus global on devrait plutôt raisonner inversement, c'est-à-dire partir de l'odeur pour aboutir au cerveau.

Malgré la précision des mesures, l'expérience montre qu'il règne une certaine confusion dans les résultats enregistrés et que la corrélation entre les caractéristiques chimiques de l'odeur et l'amplitude des potentiels recueillis n'est pas possible. On peut obtenir une réaction identique des récepteurs pour des odeurs différentes et réciproquement. On comprend ainsi la difficulté d'une classification des récepteurs, des odeurs et de leurs interactions.

La classification des récepteurs

Afin d'éviter l'aspect subjectif d'une telle entreprise, Holley a mis au point une méthode qui permet de classer les molécules odorantes d'après leurs propriétés stimulantes et cela pour chacun des récepteurs interrogés. Cela nécessite l'emploi d'un olfactomètre à voies multiples, et l'expérience a été réalisée sur la grenouille (fig. 10). L'appareil délivre un stimulus odorant et simultanément l'activité électrique du récepteur est enregistrée. Ensuite on passe à un autre stimulus et ainsi de suite. Il est certain que des récepteurs réagissent et d'autres pas. Lorsque tous les stimulus ont défilé, on cherche un autre récepteur et l'expérience recommence jusqu'à épuisement du nombre de récepteurs choisis.

Les données sont regroupées dans un tableau sous la forme de valeurs numériques qui, après traitement par un calculateur, sont à même de faire apparaître des ressemblances entre les substances odorantes pour un ensemble de récepteurs olfactifs. C'est la transposition visuelle d'une réaction olfactive plus facile à manipuler. C'est une méthode très riche en informations sur le plan expérimental.

La classification des odeurs

C'est un rêve ancien que de vouloir établir une classification des odeurs. Les nombreuses classifications proposées ont reposé sur des jugements subjectifs et souvent de caractère affectif (bonnes ou mauvaises odeurs).

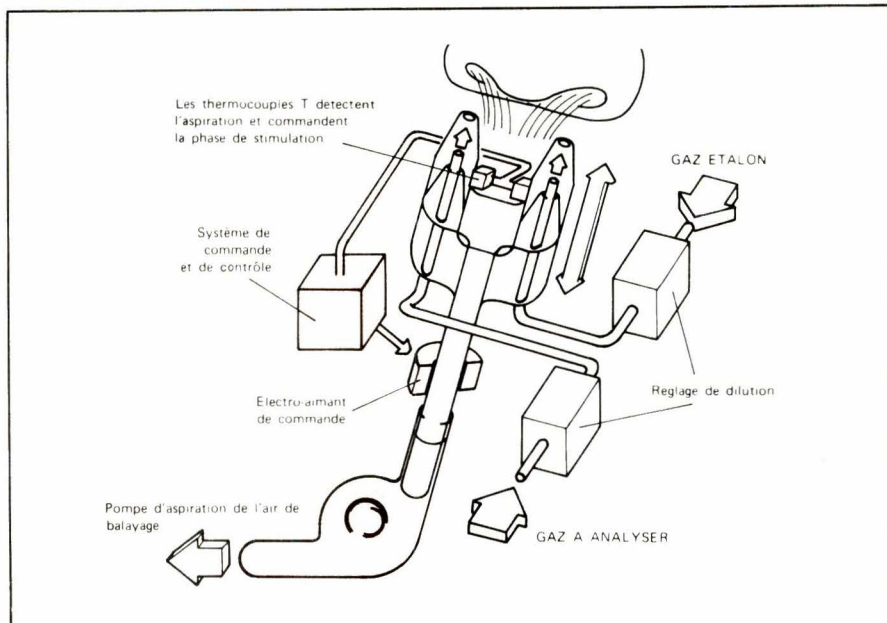


Fig. 11. - Principe du stimulateur olfactomètre différentiel « Stod » de la société Ecopol.

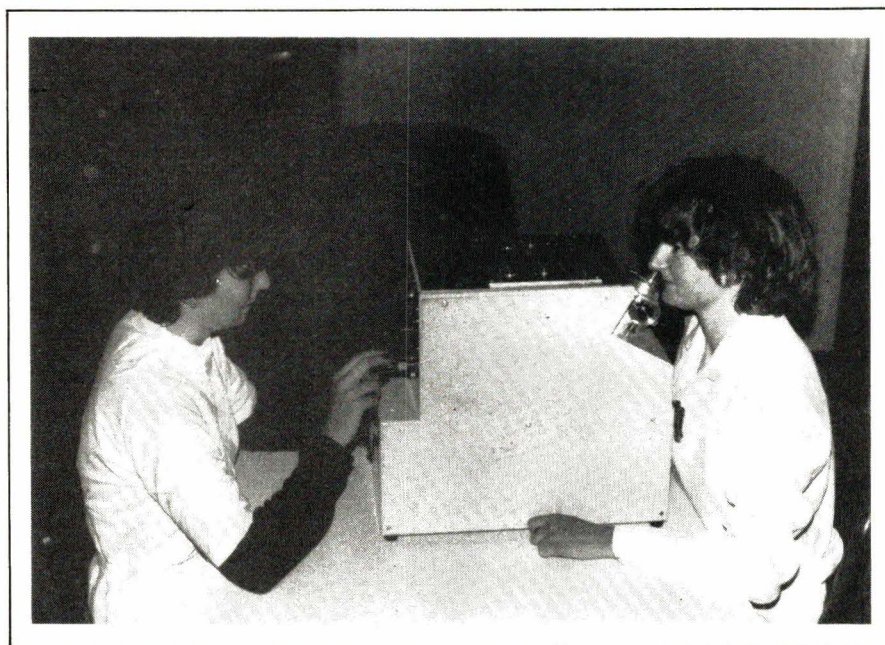


Fig. 12. - Le stimulateur olfactomètre différentiel de la société Ecopol.

Cet aspect ne mettait pas suffisamment en évidence le lien qui pouvait exister entre l'odeur elle-même et la réaction physiologique du système olfactif.

Il fallut attendre les travaux de Le Magnen et de Köster pour aborder le problème sous un autre angle, celui de l'adaptation croisée. On sait que les molécules odorantes ont la propriété d'adapter le système olfactif, en réduisant notamment sa sensibilité. Si les stimulus affectent les mêmes récepteurs on peut penser que les molécules appartiennent à une même classe chimique. En fait, l'expérience a montré que les réactions n'étaient pas parfaitement symétriques et que cette méthode de l'adaptation croisée ne

permettait pas une bonne classification des substances odorantes.

Des essais de classification ont également été faits, notamment par Döving, en tenant compte des poids moléculaires des substances. Mais là aussi il ne semble pas que ce soit la bonne voie.

L'olfactométrie différentielle

Puisqu'il n'est pas facile de faire reconnaître les milliers d'odeurs existantes par les milliers de récepteurs que comporte la muqueuse olfactive, il existe tout de même la possibilité

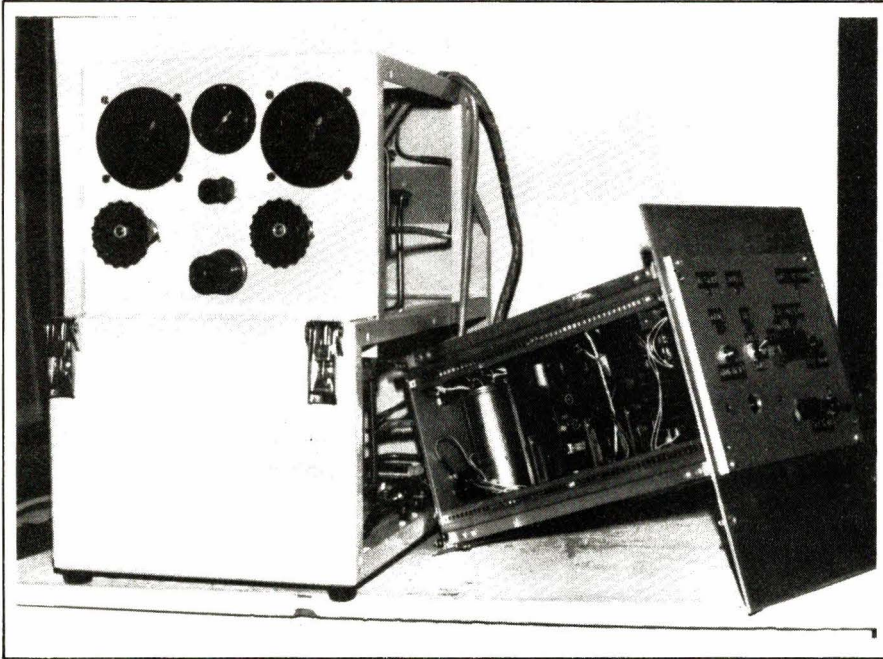


Fig. 13. - Vue interne du « Stod » (doc. Ecopol).

d'appliquer ce que nous savons à certains domaines précis. Ainsi, en 1964, Von Békésy montre qu'un sujet humain est capable de localiser une source odorante se déplaçant sous son nez. En outre, le fait que l'organe de l'odorat est double et symétrique permet à l'individu d'orienter un autre système de détection (la vue, par exemple) dans la direction de l'odeur, afin de confirmer la première impression.

En poursuivant ses travaux, Von Békésy a trouvé qu'en stimulant différemment les deux narines on obtenait des résultats particuliers. Ainsi : en stimulant une narine par rapport à l'autre, avec un décalage d'une milliseconde ou avec un gaz dont la différence de concentration est de 10 %, le sujet ne percevait que l'odeur la plus précoce ou celle la plus concentrée. Il se produit donc une inhibition réciproque au niveau des deux bulbes olfactifs.

C'est sur ce phénomène physiologique que MacLeod (Directeur du Laboratoire de Neurobiologie sensorielle de l'Ecole pratique des Hautes Etudes) a mis au point le Stimulateur Olfactomètre Différentiel STOD. Cet appareil (fig. 11, 12 et 13), permet la comparaison simultanée de l'odeur à mesurer et de l'odeur étalon, présentées dans les deux narines d'un même sujet. L'intérêt de cette méthode est d'utiliser les circuits neurophysiologiques inconscients, automatiques et réflexes, sans mettre en œuvre la mémoire du sujet. Ainsi, au jugement d'égalité fait place une perception d'égalité.

Pour obtenir cela il a fallu solutionner les trois problèmes fonctionnels suivants :

- présenter d'une manière synchrone des « tops » odorants à chaque narine ;

- déclencher automatiquement la phase de stimulation au moment de l'inspiration ;

- ajuster l'intensité de chacun des « tops » en tenant compte non seulement des gammes de valeurs à explorer, mais aussi des écarts physiologiques entre les individus et aussi entre les narines elles-mêmes.

Avec le stimulateur olfactomètre différentiel il est possible d'évaluer l'intensité odorante d'un gaz. Mais pour un gaz donné on peut réaliser des tests médicaux, notamment pour l'évaluation de la fonction olfactive d'un sujet. La gamme des applications est donc large et son emploi est également envisagé en parfumerie et en cosmétologie.

Jacques Trémolières

Bibliographie

1. Thal M.F., Zettwoog P., Guillet P. : « Mesure des odeurs. Nuisances et Environnement, janv./fév. 1978 ».

2. Holley A. : « La perception des odeurs. La Recherche, n° 58, juil./août 1975, p. 629 à 639. »

3. Levetau J., MacLeod P., Daval G. : « Etude électrophysiologique de la discrimination latérale en olfaction. Physiology and Behavior, vol. 4, 1969, p. 479 à 482. »

4. Le Magnen J. : « Les mécanismes de l'odorat. Atomes, n° 254, mai 1968, p. 280 à 286 »

5. Guerrier Y., Morineau C. : « Examen de l'odorat et du goût. Encyclopédie médico-chirurgicale. Système Nerveux 1969, 17018 A 10 ».

6. Zettwoog P. : « Olfactométrie dans l'industrie. Application à la mesure des odeurs à l'émission et dans l'environnement. Techniques de l'Ingénieur, P. 445 I. 1978. »

Adresse utile

- Société Ecopol (filiale du CEA et de la Serete), 26, rue du Château des Reniers, 75013 Paris. Tél. : 584-15-15.

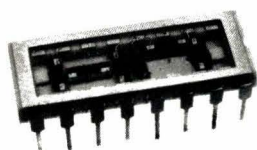
VISHAY

NOUVEAU

Réseaux standard
et spéciaux



TO 99



Boîtier DIL



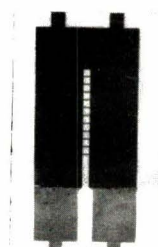
Résistances
série S 102 J
E 102 J

250 K max

Résistances de puissance

“ZERO ppm/°C”

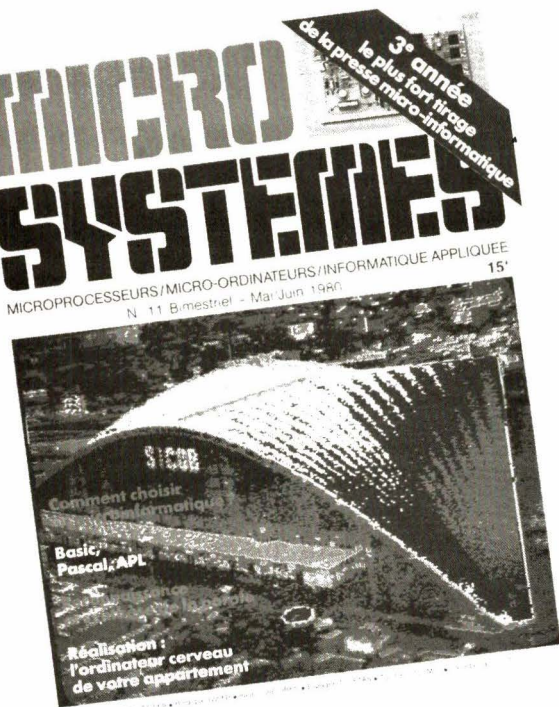
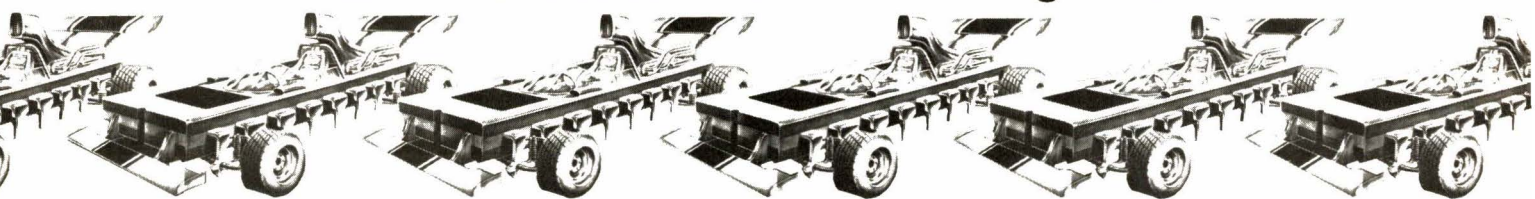
Série HP 100



40 W

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

Micro-ordinateur et voiture intelligente...



Le "premier
Championnat International
de voitures-robots"

Une grande
première
mondiale et

une idée **MICRO-SYSTÈMES**

Nous ne nous contentons pas de réaliser pour vous un magazine passionnant et bien documenté.

En plus, nous avons des idées... que nous aimons partager avec nos lecteurs.

C'est ainsi que Micro-Systèmes est devenu leader de la presse micro-informatique.

Tous les grands médias se sont déjà fait l'écho de ce défi lancé il y a maintenant 1 an : réalisez votre voiture-robot.

La recette est simple : vous prenez une petite machine de course, de taille voisine des modèles réduits bien connus des amateurs de radio-commande, munie de 4 roues, à propulsion électrique et d'un poids total inférieur à 5 kg.

Rien de bien nouveau jusque là.

Toute l'originalité de la "**Formule μ** " puisque c'est ainsi que nous avons baptisé ces voitures, vient de ce que le pilote-robot devra être autonome (pas de télécommande) et se débrouiller tout seul sur un circuit qui n'est pas connu à l'avance !

L'objectif du robot sera fort simple : faire le meilleur temps sur 2 tours d'un circuit. Pour cela, il ne pourra se fier qu'aux bandes latérales blanches réfléchissantes, tracées sur une piste de couleur sombre délimitant ainsi la route et la bande centrale discontinue.

Nous ne surprendrons personne en prévoyant pour le pilotage de la voiture d'installer un microprocesseur et des mémoires à bord.

D'ailleurs, vous avez déjà certainement dû, tout au long des articles publiés dans Micro-Systèmes, vous passionner pour cette idée.

Ainsi, nous avons organisé, pour vous, 3 journées de course captivante et un après-midi de conférence :

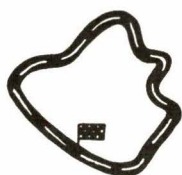
"Conception et réalisation d'une voiture-robot."

Venez encourager les nombreux participants (plus de 100 voitures inscrites à ce jour), mieux, assistez aussi à la conférence.

Nous sommes certains que vous deviendrez ainsi des fervents de micro-informatique et... de nouveaux lecteurs de Micro-Systèmes.

Vous pourrez lire, pages suivantes, l'organisation complète de ces journées. Utilisez notre coupon-réponse, vous bénéficierez ainsi d'une réduction de 50 % sur les entrées.

**Micro-Systèmes est en vente chez tous
les marchands de journaux.**



Formule μ

Une course de voitures programmées, organisée par la revue "MICRO-SYSTÈMES"
15, rue de la Paix - 75002 Paris - Tél. : 296.46.97.

Dans le premier championnat les 14, 15, 16 novembre 1980: des sur les 5.000 m² de l'an

3 journées consacrées à la voiture-robot...

L'ensemble de cette manifestation est
organisé de la manière suivante :

La course :

- Vendredi 14, samedi 15 novembre 1980 de 10 h à 17 h 30 et dimanche 16 novembre 1980 au matin de 10 h à 12 h 30.
- Dimanche 16 novembre 1980 après-midi de 14 h à 17 h 30 finale et remise des prix.

Prix d'entrée :

- Sur place **20 f** (gratuit pour les moins de 15 ans).
- Réduction MICRO-SYSTÈMES **10 F** (coupon-réponse ci-dessous).
- Carte valable pour les 3 journées **40 F** sur place, **20 F** réduction MICRO-SYSTÈMES.

La conférence :

*"Conception et réalisation de
la voiture-robot."*

Au choix :

- le vendredi 14 novembre 1980 de 14 h 30 à 17 h 30,
- le samedi 15 novembre 1980 de 14 h 30 à 17 h 30.

Participation **50 F**. Inscription à la rédaction de
MICRO-SYSTÈMES (coupon-réponse).

Bénéficiez d'une **réduction de 50 %** sur l'entrée
au premier championnat international de voitures-robots en nous retournant ce coupon-réponse à :
MICRO-SYSTÈMES Formule μ - 15, rue de la Paix - 75002 Paris

Pour tous renseignements, téléphonez au : **296.46.97**.

réduction de 50 %

(Date limite d'envoi le 1^{er} novembre 1980).

Pour recevoir vos entrées à tarif préférentiel MICRO-SYSTÈMES, ou pour vous inscrire à la conférence, indiquez ci-dessous vos coordonnées :

Nom : _____ Prénom : _____ Tél. : _____
Adresse : _____

Entrée au premier championnat international de voitures-robots

Je désire recevoir :

- entrée (s) valable 1 journée au prix de
10 F (20 F sur place),
- entrée (s) valable 3 journées au prix de
20 F (40 F sur place).

Conférence

Veuillez m'inscrire à la conférence "Conception et réalisation d'une voiture-robot" par J.-M. COUR.

Cochez ci-dessous la journée choisie :

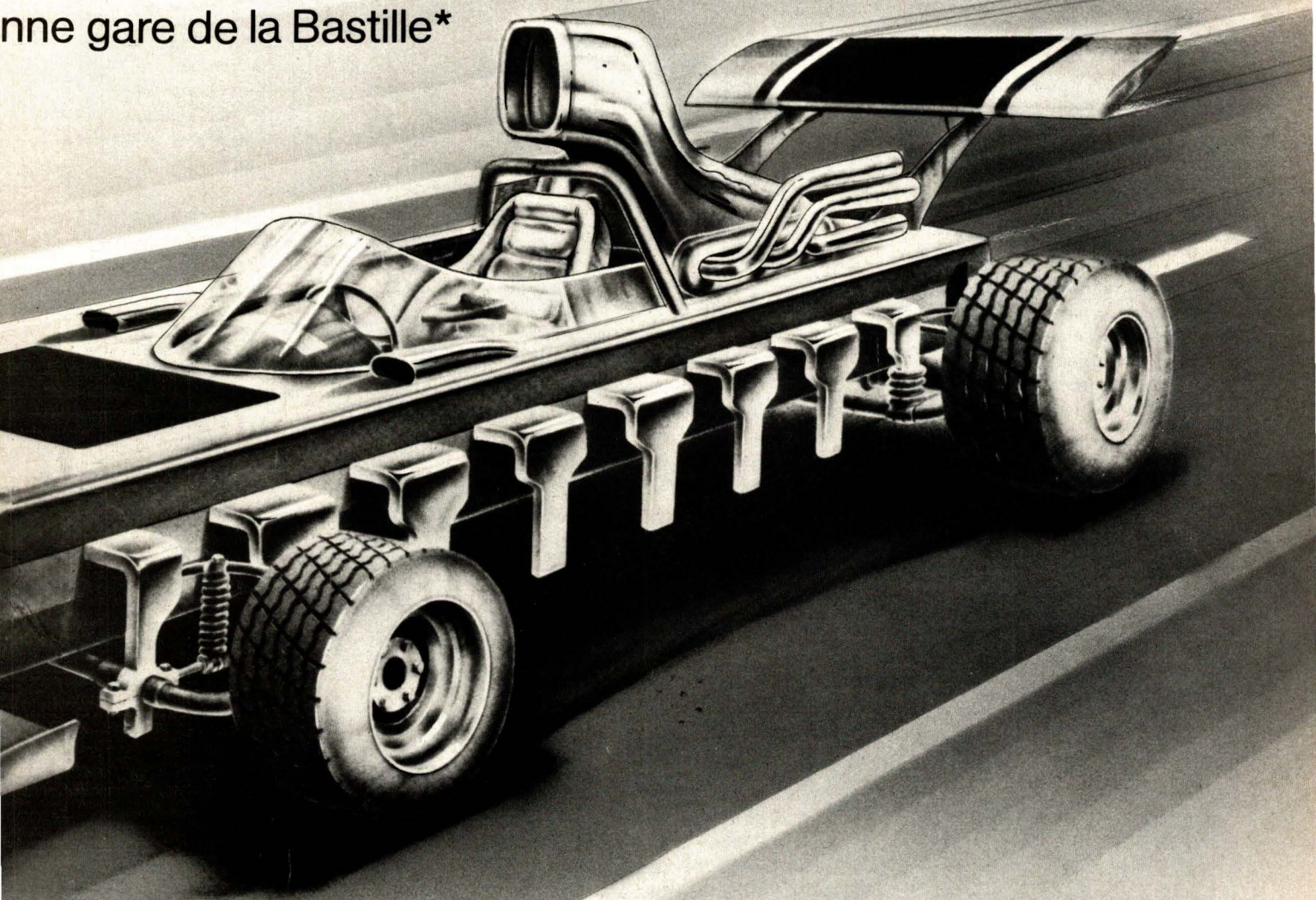
- ☐ Vendredi 14 novembre 1980 de 14 h 30 à 17 h 30.
- ☐ Samedi 15 novembre 1980 de 14 h 30 à 17 h 30.

Frais de participation à la conférence : **50 F**.

Ci-joint un chèque de _____ F à l'ordre de MICRO-SYSTÈMES.

International de voitures-robots, robots s'affronteront

à la gare de la Bastille*



C'est donc dans le hall d'exposition de l'ancienne gare de la Bastille*, d'une superficie de 5000 m² que se déroulera les 14, 15 et 16 novembre prochains la première course internationale de voitures-robots.

L'organisation d'une manifestation d'une telle ampleur demande un travail considérable, mais tout semble prévu pour que cette première course soit une réussite.

Nos hôtes accueilleront et guideront candidats et visiteurs durant ces trois jours, un restaurant leur permettra de "survivre aux épreuves" quant au bar, chacun pourra y trouver de quoi se remettre de ses émotions!

Nul doute que cette manifestation, la première du genre au monde, sera un immense succès.

Dès à présent, plus de 100 participants se sont inscrits et, si l'on en juge par les caractéristiques originales de certaines voitures (caméra CCD, différentiel programmé, microprocesseur 16 bits, miniaturisation poussée

à l'extrême...), ces trois journées seront certainement passionnantes et dignes du plus grand intérêt.

L'ensemble de la course se déroulera: les **vendredi 14, samedi 15 novembre 1980** et **dimanche 16 novembre au matin**.

Dimanche 16 novembre après-midi: finale et remise des prix.

Conférence : *"Conception et réalisation de la voiture-robot."*

Parallèlement à la course proprement dite, J.-M. COUR instigateur du championnat, auteur de la série d'articles publiée dans MICRO-SYSTÈMES sur la voiture-robot, donnera une conférence sur la *"Conception et la réalisation de la voiture-robot."*

Rappelons que J.-M. COUR anime le Département Ingénierie-Informatique dans la Société GIXI filiale de la CISI.

Mais attention, le nombre des places étant limité, nous vous demandons de

vous inscrire au plus tôt.

Afin que vous puissiez organiser votre emploi du temps la même conférence aura lieu les : **vendredi 14 novembre 1980** de 14 h 30 à 17 h 30 et **samedi 15 novembre 1980** de 14 h 30 à 17 h 30.

Pour vous inscrire, remplissez le bulletin-réponse prévu à cet effet.

**MICRO
SYSTEMES**
Un journal - des idées

*L'ancienne gare de la Bastille est située 2, Place de la Bastille, Paris 12^e.

NOUVEAUTES

Guirlande anti-statique

Tous ceux qui travaillent sur des produits isolants comme le papier (les imprimeurs en particulier) savent bien que, malgré notre technologie avancée, rien n'a encore détrôné la « guirlande de Noël » pour supprimer l'électricité statique, ceci pour un coût très faible.

Cette guirlande anti-statique appelée Steltin est un produit spécialement conçu pour cet usage et intéresse surtout les industries suivantes : textile, électronique, imprimerie, pharmacie, reprographie, informatique, automobile.

Steltin est fabriqué selon 2 procédés : le premier est composé d'aiguilles de cuivre et d'un fil relieur en cuivre ; le second possède un fil relieur en cuivre mélangé à de la corde.

Dans les deux cas, le cuivre est à 100 % électrolytique. Pour obtenir les meilleurs résultats, la machine sur laquelle on emploie cette guirlande doit être reliée à la terre. Steltin a fait ses preuves lors de son utilisation avec les matériaux suivants : papier, polypropylène, PVC, papier peint, papiers synthétiques, etc.

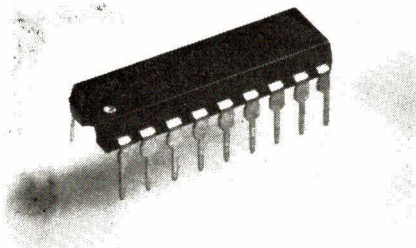
Sicape : 3, villa Moderne, 75014 Paris. Tél. : 543.65.49.

RAM 4K statique

La mémoire UPD 444 de NEC est une RAM statique de 4096 bits haute vitesse, faible consommation fabriquée en technologie Silicongate et organisée en 1024 mots de 4 bits.

Cette mémoire est entièrement compatible avec la RAM statique N.MOS 2114 et remplace directement et avantageusement les autres 4 K C.MOS actuellement sur le marché. Entièrement statique, asynchrone et compatible TTL, son temps d'accès très rapide est de 200 ns, les données apparaissant sur un bus 3 états.

Se positionnant automatiquement en état « attente faible consommation », elle ne nécessite alors que



100 μ A. La consommation pour la conservation des données est au maximum de 10 μ A sous une tension de 2 V. La valeur capacitive d'entrée est de 5 pF.

Le temps maximum de 300 ns pour un cycle d'écriture fait de cette mémoire RAM C.MOS 4 K bits l'une des plus performantes du marché.

NEC : Tête du pont de Sèvres, Tour Ambroise, avenue du Général-Leclerc, 92100 Boulogne. Tél. : 609.22.77.

Electromètre numérique

Keithley vient d'introduire sur le marché, sous la référence 619, un électromètre numérique entièrement programmable avec deux voies de mesure indépendantes.

Les sensibilités des gammes électrométriques sont 2 nA pleine échelle (10 fA de résolution) jusqu'à 2 A, 200 mV pleine échelle (1 μ V de résolution) jusqu'à 200 V avec une impédance d'entrée ≥ 20 T Ω ($20 \cdot 10^{12} \Omega$) et 2 k Ω pleine échelle (10 m Ω de résolution) jusqu'à $2 \cdot 10^{12} \Omega$.

L'utilisateur peut acquérir l'appareil de base avec une voie de mesure et le compléter ultérieurement en faisant l'achat de la deuxième voie, doublant de cette manière les possibilités de l'ensemble. A noter que chaque voie est totalement indépendante et qu'elle est programmable à travers un interface IEE 488 BUS.

Bien que le modèle 619 puisse être employé sur table manuellement, il n'en est pas moins conçu comme un instrument « Système ».

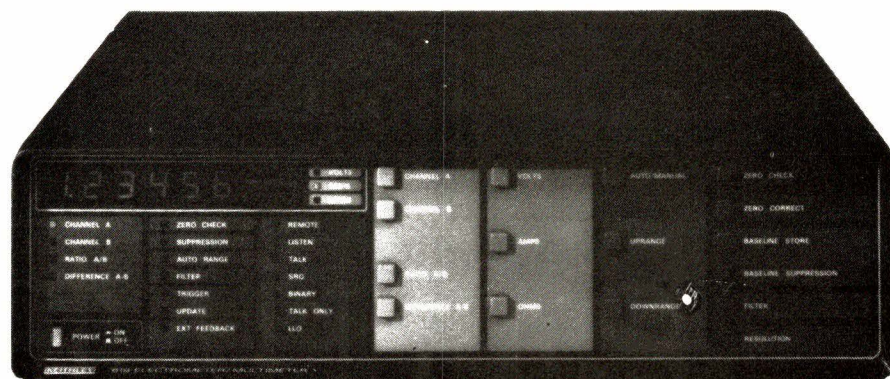
Toute fonction, gamme et commandes situées en face avant sont programmables à l'exception du « Rapport » et de la « Différence ».

Keithley : BP60, 91121 Palaiseau Cedex. Tél. : 014.16.81.

Module de reconnaissance de la parole

Ce module mis au point par Inters-tate Electronic Corporation, s'appelle VRM et permet la reconnaissance de la parole avec une efficacité supérieure à 99 % quel que soit la langue, l'accent, ou le dialecte. Un châssis appelé : « Voterm I » équipé d'une alimentation, d'entrées/sorties, et d'un microphone permet une mise en œuvre rapide du module de reconnaissance de la parole.

Construit à partir d'un microprocesseur, le module est proposé en plusieurs versions permettant la reconnaissance de 40, 70 ou 100 mots ou uttérances. Un niveau de réjection, permettant de rejeter les entrées indé-



sirables, peut être sélectionné par un commutateur, ou par l'unité centrale à laquelle est connecté le module de reconnaissance de la parole.

La carte unique du module est de la taille d'une carte standard Multibus. Une entrée/sortie parallèle est standard. Des entrées/sorties série sélectables en mode RS 232C ou boucle de courant sont proposées en option.

En cours d'opération, les mots prononcés sont analysés par une série de 16 filtres passe-bande et sont convertis en éléments binaires caractérisant la durée et les caractéristiques du spectre de fréquence.

Les données sont groupées sous forme d'un tableau, chacun représentant un mot enregistré, qui sera utilisé par la suite pour être comparé à des nouveaux mots.

Tekelec Airtronic, Cité des Bruyères, rue Carle Vernet, BP2, 92310 Sèvres. Tél. : 534.75.35.

- une armoire de commande à microprocesseur susceptible de gérer indépendamment le bloc imprimeur et les opérations de chargement et déchargement,

- un magasin chargeur (loading)

- une machine de sérigraphie à plateau tournant,

- un dispositif de séchage (derrière la sérigraphie),

- un déchargeur à tapis (unloading).

Grâce aux 8 positions du plateau on peut atteindre 1 800 impressions par heure sur substrats de 6,35 x 6,35 cm. La répétabilité atteint la précision de $\pm 0,02$ mm.

Le mouvement de la raclette est commandé par moteur à courant continu à pilotage électronique. La machine OSL s'appelle « Cermatic 1800 ».

OSL : Zone Industrielle, Lot.R. 06510 Carros Industries. Tél. : (93) 81.43.82.



s'établit, on appuie sur une touche marche-arrêt qui va permettre à l'appareil d'afficher la durée et le prix sur l'écran. Cette même touche sert à arrêter le comptage en fin de communication.

Toutes les 3 minutes, une sonnerie rappelle à l'ordre les bavards. Ce compteur est équipé d'un totalisateur qui permet de contrôler la consommation sur une période choisie.

Sate : Chemin du Puy, « Le Vauban » K, 06600 Antibes. Tél. : (93) 50.51.22.

Une machine française à sérigraphier les couches épaisses

Dans notre n° 11, automne 79, il a été fait mention des productions OSL (pages 75 et 76 - fig. 7 et 8) dans le domaine du nettoyage des circuits imprimés.

Cette firme française, dont il convient de noter la persévérance face à une concurrence redoutable, a présenté au Salon des Composants la première machine française à imprimer les couches épaisses. La photographie montre l'ensemble de l'équipement qui comporte (de gauche à droite) :

Compteur de taxes téléphoniques

Cet appareil, baptisé « Clockie », ne se branche pas sur le réseau téléphonique mais uniquement sur le secteur 220 V. Six piles de 1,5 V lui permettent par ailleurs de conserver son autonomie en cas de coupure du réseau EDF.

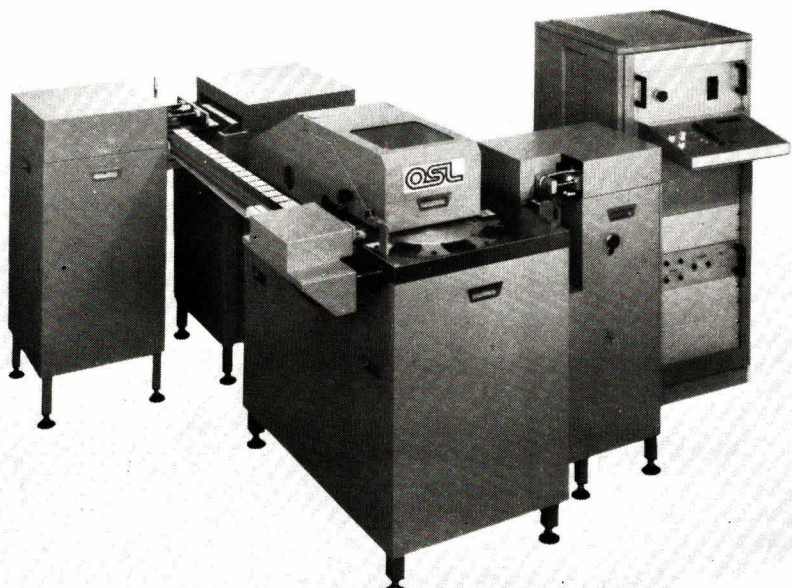
Il suffit d'entrer en mémoire la taxe de base PTT (une fois pour toutes, sauf en cas de changement de tarif de cette administration). Lorsque l'on désire appeler, on compose au clavier le chiffre correspondant à la zone que l'on appelle. Dès que la communication

Une caméra acoustique pour les eaux turbides

Les eaux turbides rendent souvent difficiles et hasardeuses les opérations d'inspection en rivières, estuaires, ports ou en environnement offshore.

Les caméras de télévision conventionnelles sont inutilisables dans ces conditions et peuvent maintenant être remplacées par la caméra de télévision sous-marine fonctionnant dans des eaux turbides et sans visibilité.

Le système se compose d'une caméra (tube image à vide fermé à l'avant par une surface de quartz) avec lentille de focalisation et d'une unité de



contrôle et visualisation interconnectée par un cordon ombilical.

L'émission d'ultrasons à 2 MHz générée par la caméra se réfléchit sur des objets solides puis est focalisée sur un écran de quartz qui convertit l'émission en énergie électrique correspondant à l'amplitude du signal reçu. L'information est alors transmise à l'écran de télévision de l'unité de contrôle.

Cette caméra acoustique, d'une portée de 10 mètres, est utilisable jusqu'à une profondeur maximale de 300 mètres. Elle est utilisée dans l'équipement de sous-marins télécommandés, la pose de pipe-lines, la détection d'objets recouverts de vase, les inspections d'ouvrages d'art (ports, ponts, estuaires, barrages hydro-électriques...), le contrôle non destructif : détection de fissures par rupture de la propagation acoustique le long de structures métalliques, par exemple.

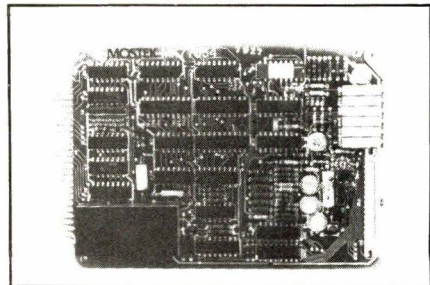
Emi Technology : 38, rue de la République, 93100 Montreuil. Tél. : 365.0042.

Carte Entrées/sorties analogiques

La série de cartes micro-ordinateurs « Mostek MD » (Micro Design) basées sur le Z80 se compose de modules tous compatibles avec le Bus Standard STD (interconnexion sur fond de panier) de plus en plus populaire dans l'industrie.

La série MD comportait déjà de nombreux modules d'entrées (A/D) ou de Sortie (D/A) analogiques, mais la carte MDX-A10 est la première à combiner les deux sur une seule carte.

Le module MDX-A10 comporte 16 canaux (précision sur 10 bits) d'Entrée, la conversion analogique/numérique se faisant en 40 micro-secondes et 2 canaux (précision sur 8 bits) de Sortie avec une vitesse de 30 micro-secondes.



L'Entrée et la Sortie peuvent être programmées par l'utilisateur pour opérer entre 0 et 10 V, ± 5 ou ± 10 V (monotonie garantie).

Un amplificateur échantillonneur-

bloqueur intégré à la carte permet une conversion analogique/numérique exacte, même à débit maximum.

La carte est adressable comme la mémoire, ce qui assure un accès rapide aux données d'entrée et un taux de sortie élevé.

La série MD comprend d'autres cartes analogiques 16 canaux, 8 et 12 bits A/N et 4 canaux, 8 et 12 bits N/A.

Mostek : 30, rue du Morvan, Silic 505, 94623 Rungis Cedex. Tél. : 687.34.14.

Piles boutons au lithium 1,5 V

Les piles boutons au lithium-bismuthate de plomb 1,5 V (série LP) ont été conçues pour remplacer les traditionnelles piles boutons à l'oxyde d'argent. Elles peuvent être utilisées aux températures courantes et possèdent une aptitude aux impulsions allant jusqu'à 500 μ A environ. Elle sont réalisées dans des modules de boutons au standard CEI, et leur gamme de capacité s'étend jusqu'à 200 mAh.

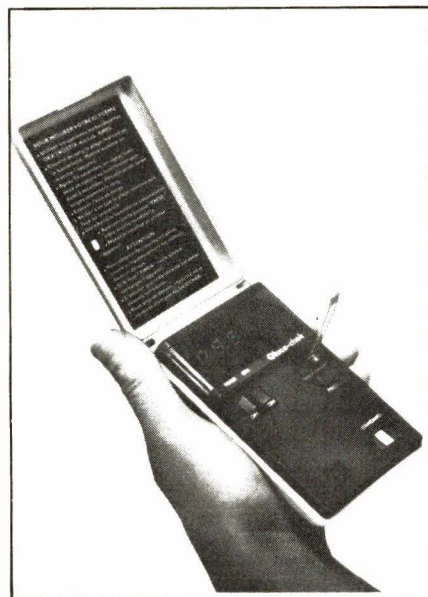
Ces piles sont destinées à équiper les montres analogiques à quartz, les montres LCD, les calculatrices, les appareils photo et autres instruments fonctionnant habituellement avec des piles à l'oxyde d'argent.

Saft Leclanché : Division des Produits Techniques, rue Georges-Leclanché, 86009 Poitiers. Tél. : (49) 53.09.13.

Appareil de poche pour la mesure de la glycémie

La mesure du taux de sucre dans les urines (glycosurie) chez les diabétiques traités par l'insuline va bientôt être remplacée par une méthode plus précise pour mesurer le taux de sucre dans le sang (glycémie).

Cette méthode est applicable par le malade lui-même au moyen du **Glucosechek**. C'est un analyseur de poche (128 x 74 x 40 mm, poids 300 g) fournissant en 60 secondes le taux de glucose sanguin. L'affichage, exprimé en mmol/l, est réalisé par des diodes lumineuses. L'appareil est alimenté par une batterie sèche rechargeable : autonomie de 4 jours en utilisation normale.



C'est à partir d'une goutte de sang prise sur le doigt que le malade effectue le contrôle de sa glycémie. Ces mesures constituent pour les médecins une base fiable pour conseiller des changements de régime ou de dosage d'insuline et normaliser ainsi la glycémie.

Collin-Victoria Médical : BP12, 69, avenue Laplace, 94114 Arcueil Cedex. Tél. : 657.12.35.

Régulateurs de tension pour automobiles

Les régulateurs de tension « 3 patentes » de la série L2600 sont destinés à stabiliser les alimentations et à supprimer les transitoires dans les systèmes électroniques automobiles.

Leurs caractéristiques sont les suivantes :

- 3 tensions de sorties disponibles (5 V ; 8,5 V et 10 V),
- courant de sortie : 500 mA,
- pas de composants externes,
- faible tension de déchet,
- protection en surtension jusqu'à 120 V,
- protection en inversion de polarité jusqu'à - 90 V,
- limitation de courant,
- protection contre les courts-circuits,
- protection thermique.

SGS-ATES France : « Le Palatino », 17, avenue de Choisy, 75643 Paris Cedex 13. Tél. : 584.27.30.

Circuits intégrés

de télécommande TV

afficheur de canaux

Fabricant

Siemens

Généralités

Le composant SAB 3211, développé en technologie MOS à appauvrissement, est spécialement adapté au circuit SAB 3209

Il est particulièrement approprié à l’affichage de programmes 1 à 16 et 1 à 8 sur des téléviseurs munis d’afficheurs à diodes électroluminescentes.

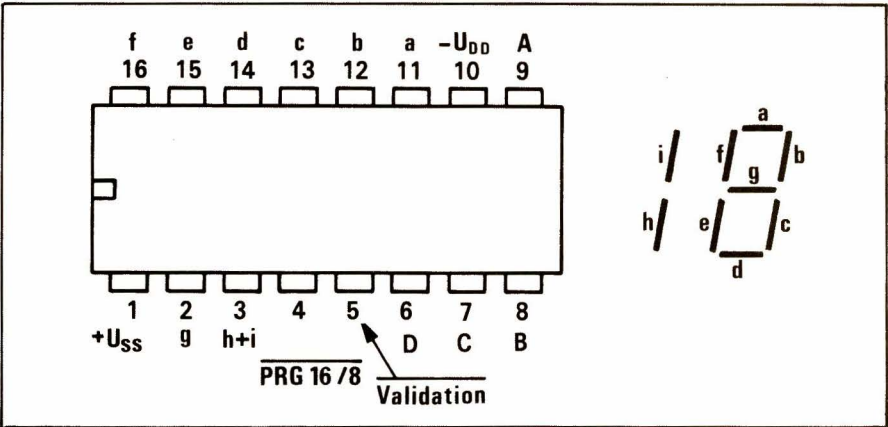
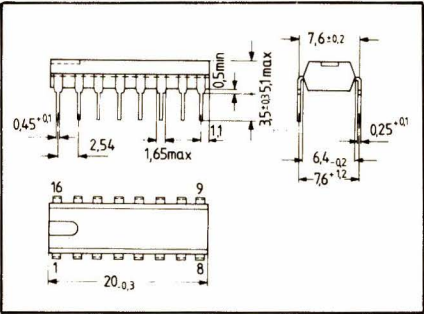
Grâce à une modification de programmation, des affichages de 0 à 15 et de 00 à 99 en fonctionnement en multiplex sont possibles. Il se caractérise par les points suivants :

- Remise à zéro automatique
- Programmation modifiable 0 à 15 et 1 à 16
- Décodage binaire exact
- Mémoire des données introduites

Brochage

- 1 : Tension d’alimentation positive U_{ss} (0 V)
- 2 : Sortie vers le segment d’affichage g
- 3 : Sortie vers le segment d’affichage h + i
- 4 : Programme 16 affichages/Entrée de programmation
- 5 : Validation (Enable)
- 6 : Entrée binaire D
- 7 : Entrée binaire C
- 8 : Entrée binaire B
- 9 : Entrée binaire A
- 10 : Tension d’alimentation négative U_{DD} (– 15 V)
- 11 : Sortie vers le segment d’affichage a
- 12 : Sortie vers le segment d’affichage b
- 13 : Sortie vers le segment d’affichage c
- 14 : Sortie vers le segment d’affichage d
- 15 : Sortie vers le segment d’affichage e
- 16 : Sortie vers le segment d’affichage f

Boîtier :

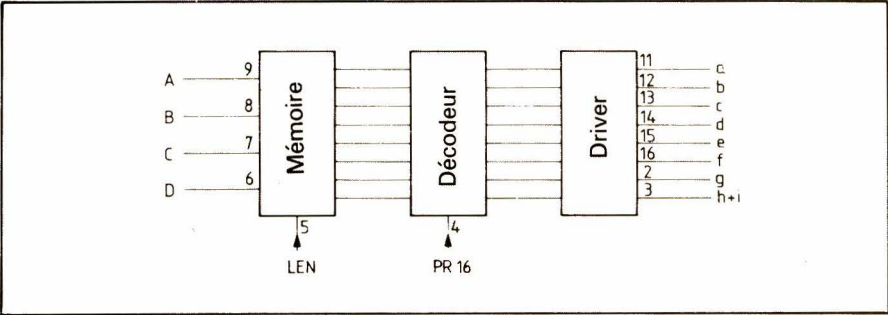


Brochage (vue de dessus)

Valeurs limites absolues

		Limite inf. B	Limite sup. A	Unité
Tension d’alimentation	U_{DD}	– 18	+ 0,3	V
Tension d’entrée	U_i	– 18	+ 0,3	V
Puissance dissipée à une sortie	P_a		100	mW
Puissance dissipée totale	P_{tot}		500	mW
Tension de sortie	U_a	– 18	+ 0,3	V
Température ambiante	T_{amb}	0	+ 70	°C
Température de stockage	T_s	– 55	+ 125	°C

Schéma interne :



Caractéristiques générales

(tensions rapportées à U_{SS})

		Conditions d'essai	Limite inf. B	Limite sup. A	Unité
Tension d'alimentation	U _{DD}		- 16	- 11	V
Consommation de courant	I _{DD}	étages de sortie non branchés		5	mA
Tension d'entrée pour les entrées A, B, C, D et validation	U _{IH} U _{IL}		- 3 - 16	0 - 8	V V
Tension de sortie pour les sorties a, b, c, d, e, f, g	U _{QH}	I _{charge} = 10 mA	- 3	0	V
sorties (h + i)	U _{QH}	I _{charge} = 20 mA	- 3	0	V
Courant résiduel aux sorties a... (h + i)	I _{QL}	U _a = U _{DD}		50	μA
Entrée de programmation comme sortie vers le décodage du programme 16 ou 8	U _{IH} U _{IL} U _{QH} U _{QL}	courant d'entrée nécessaire I _{IH} ≤ 200 μA I _{charge} ≤ 100 μA I _{charge} ≤ 1 μA	- 1 - 16 - 1 - 16	0 - 10 0 U _{DD} + 0,4	V V V V

Table de vérité :

Affichage	Entrées											
	D	C	B	A	a	b	c	d	e	f	g	h+i
0	L	L	L	L	H	H	H	H	H	H	L	L
1	L	L	L	H	L	H	H	L	L	L	L	H
2	L	L	H	L	H	H	L	H	H	L	H	H
3	L	L	H	H	H	H	H	H	L	L	H	H
4	L	H	L	L	L	H	H	L	L	H	H	H
5	L	H	L	H	H	L	H	H	L	H	H	H
6	L	H	H	L	H	L	H	H	H	H	H	H
7	L	H	H	H	H	H	H	L	L	L	L	H
8	H	L	L	L	H	H	H	H	H	H	H	H
9	H	L	L	H	H	H	H	H	L	H	H	H
10	H	L	H	L	H	H	H	H	H	L	H	H
11	H	L	H	H	L	H	H	L	L	L	L	H
12	H	H	L	L	H	H	L	H	H	L	H	H
13	H	H	L	H	H	H	H	L	L	H	H	H
14	H	H	H	L	L	H	H	L	L	H	H	H
15	H	H	H	H	H	L	H	H	L	H	H	H
16	L	L	L	L	H	L	H	H	H	H	H	L

Applications : Affichage binaire 0...15 (et aussi BCD 0...9)

Validation

D	C	B	A	Affichage
L	L	L	L	0
L	L	L	H	1
L	L	H	L	2
L	L	H	H	3
L	H	L	L	4
L	H	L	H	5
L	H	H	L	6
L	H	H	H	7
H	L	L	L	8
H	L	L	H	9
H	L	H	L	10
H	L	H	H	11
H	H	L	L	12
H	H	L	H	13
H	H	H	L	14
H	H	H	H	15

Toutes les résistances : env. 1,2 K

Schémas d'application :

Affichage de 16 programmes

Affichage de 8 programmes

Circuits intégrés
de télécommande TV

récepteur à infrarouges

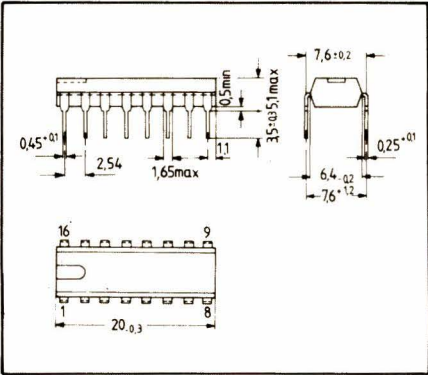
Fabricant

Siemens.

Généralités

Le composant récepteur SAB 3271 exploite de façon simplifiée la totalité des instructions provenant de l'émetteur SAB 3210. Il contient un circuit de réception, un registre à entrée série et à six sorties parallèles, une entrée de programmation du bit de départ, une sortie de bascule T, une sortie de bascule RS et un circuit de répétition facultative des signaux. L'information d'entrée est d'abord vérifiée, puis changée dans le registre, dirigée sur les sorties parallèles et enfin sortie en série sur le BUS I.

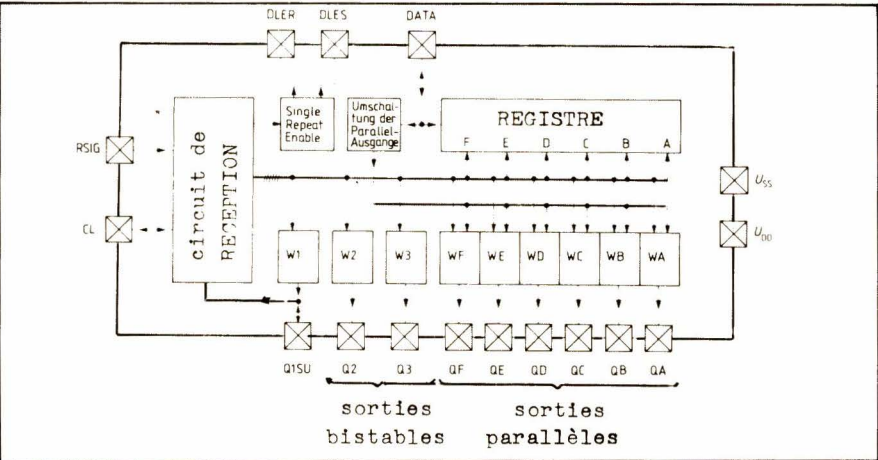
Boîtier



Brochage

- 1 V_{SS}
- 2 oscillateur
- 3 Q1SU / programmation bit de départ
- 4 Q2RS } sorties bistables
- 5 Q3T }
- 6 entrée IR « RSIG »
- 7 sortie série « DATA »
- 8 QA
- 9 QB } sorties parallèles
- 10 QC }
- 11 QD }
- 12 QE }
- 13 QF }
- 14 V_{DD}
- 15 DLER } signaux de validation
- 16 DLES }

Schéma interne



Valeurs limites absolues

		min.	max.	Unité
Tension d'alimentation	U _{SS}	- 0,3	+ 18	V
Tension d'entrée	U _i	0	U _{SS} + 0,3	V
Dissipation par sortie	P _q		100	mW
Dissipation totale	P _{tot}		500	mW
Température de stockage	T _s	- 55	+ 125	°C
Domaine de fonctionnement				
tension d'alimentation	U _{SS}	+ 11	+ 16	V
température de fonctionnement	T _U	0	+ 70	°C

Jeu d'instructions

Ins. Nr.	Code FED CBA	Ins. Nr.	Code FED CBA	Ins. Nr.	Code FED CBA	Ins. Nr.	Code FED CBA
0	LLL LLL ¹⁾	16	LHL LLL ²⁾	32	HLL LLL ²⁾	48	HHL LLL
1	LLH ²⁾	17	LLH	33	LLH Q1SU ³⁾	49	LLH
2	LHL ²⁾	18	LHL	34	LHL Q2 ³⁾	50	LHL
3	LHH	19	LHH	35	LHH Q3 ³⁾	51	LHH
4	HLL ²⁾	20	HLL	36	HLL	52	HLL
5	HLH	21	HLH	37	HLH	53	HLH
6	HHL	22	HHL	38	HHL	54	HHL
7	HHH	23	HHH	39	HLL HHH	55	HHH
8	LLH LLL ²⁾	24	LHH LLL	40	HLH LLL	56	HHH LLL
9	LLH	25	LLH	41	LLH	57	LLH
10	LHL	26	LHL	42	LHL	58	LHL
11	LHH	27	LHH	43	LHH	59	LHH
12	HLL	28	HLL	44	HLL	60	HLL
13	HLH	29	HLH	45	HLH	61	HLH
14	HHL	30	HHL	46	HHL	62 ⁴⁾	HHH HHL
15	HHH	31	HHH	47	HHH	63	Ordre de fin interdit

NOTES :

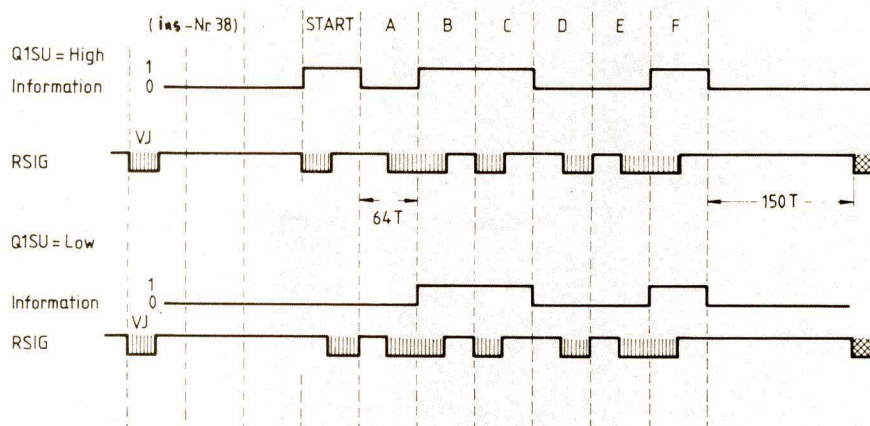
- 1) Position de repos de toutes les sorties parallèles.
- 2) Toutes ces instructions ne comportent qu'un bit à 1.
- 3) Ces instructions permettent d'étendre à 9 le nombre des canaux disponibles sans décodage.
- 4) L'instruction 62 est l'instruction de fin.

Caractéristiques générales

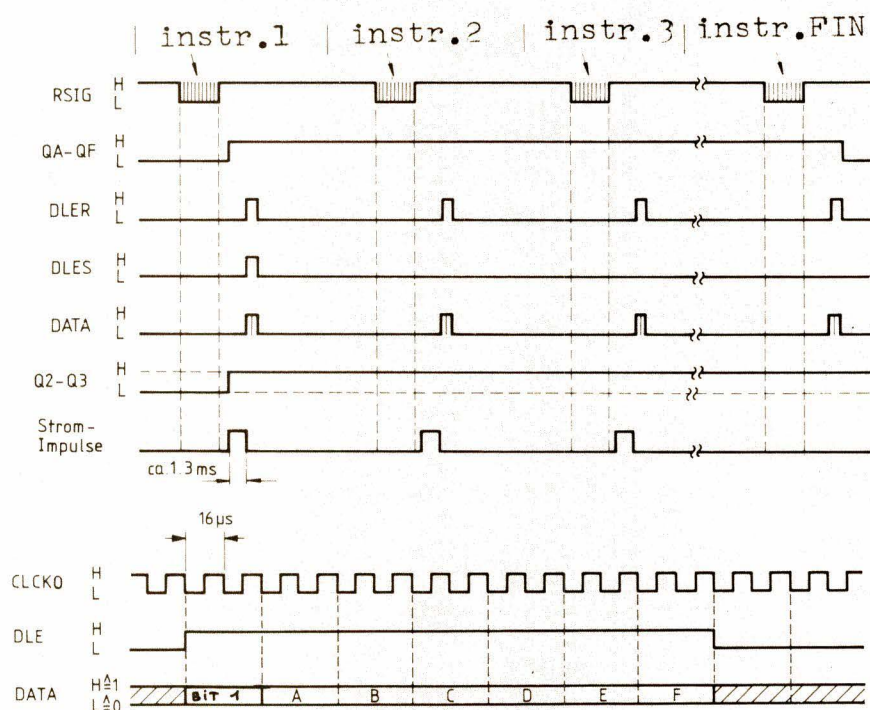
		cond.	min.	typ.	max.	Unité
Consommation	I_{DD}	$U_{DD} = 16 \text{ V}$, sorties en l'air		5	10	mA
Fréquence de l'oscillateur	f_{osz}		20	62,5	70	kHz
Entrée signal RSIG						
niveau d'entrée H	U_{iH}	au repos	$U_{SS} - 1 \text{ V}$		U_{SS}	
niveau d'entrée L	U_{iL}		U_{DD}		$U_{SS} - 3,5 \text{ V}$	
largeur d'impulsion L	t_{WL}		2			μs
résistance d'entrée	R_i		0,2			$\text{M}\Omega$
Sorties parallèles QA → F						
Sorties bistables Q1SU Q2 Q3						
Sorties BUS DATA DLER DLES						
niveau de sortie H	U_{qH}	$I_D = + 1 \mu\text{A}$	$U_{SS} - 0,4 \text{ V}$		U_{SS}	
niveau de sortie L	U_{qL}	$I_D = - 1 \mu\text{A}$	U_{DD}		$U_{DD} + 0,4 \text{ V}$	
niveau de sortie H	U_{qH}	$I_D = + 300 \mu\text{A}$	$U_{SS} - 1 \text{ V}$		U_{SS}	
niveau de sortie L	U_{qL}	$I_D = - 5 \mu\text{A}$	U_{DD}		$U_{DD} + 3 \text{ V}$	

Chronogrammes

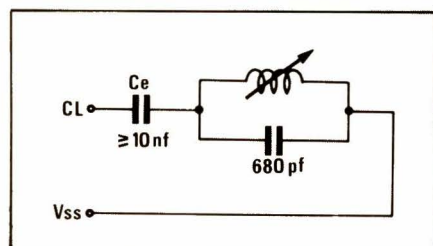
1) Codage :



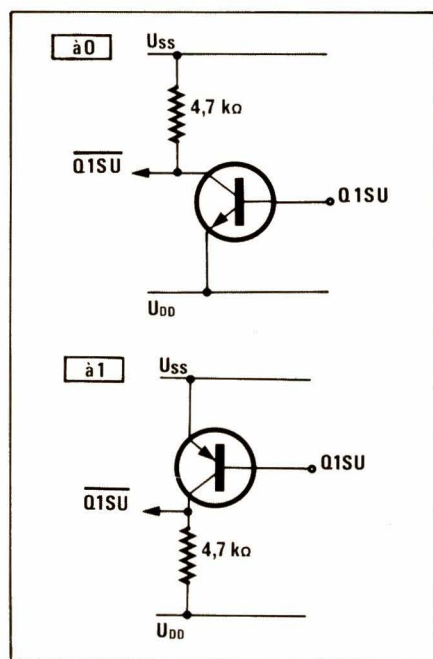
2) Entrée-sortie des informations :



Schémas d'application



Branchement de l'oscillateur



Programmation du bit de départ

L'album 1979 d'Electronique Applications

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

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

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

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

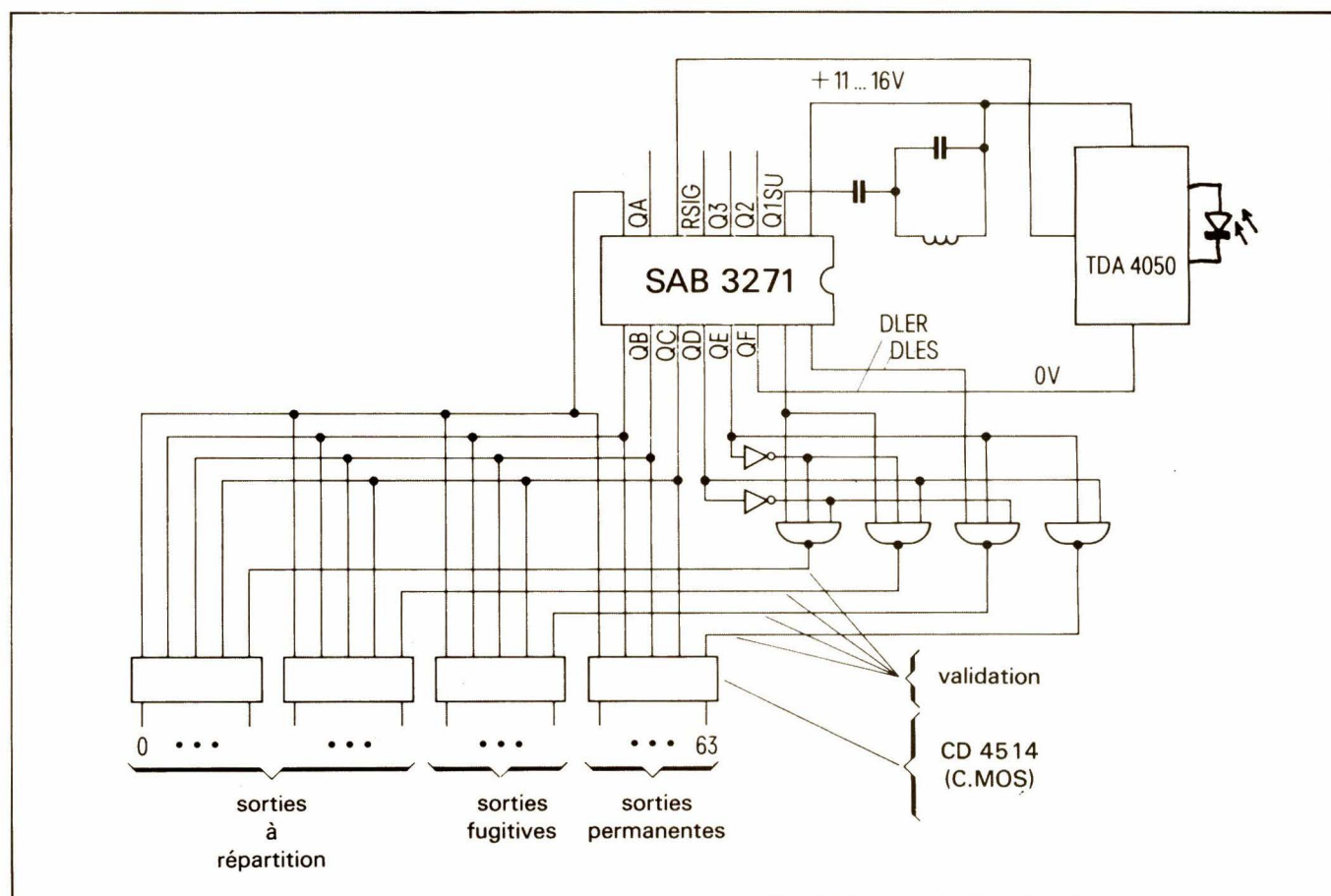


Schéma typique

Circuits intégrés de télécommande TV

Fabricant

Siemens.

Généralités

Le circuit de réception MOS en technique à appauvrissement SAB 4209 traite les signaux infrarouges émis par le circuit émetteur SAB 3210. Les ordres arrivent à la mémoire de programmes et à la mémoire analogique par l'intermédiaire d'une interface série accessible de l'extérieur. Le SAB 4209 peut commander 16 programmes et 4 fonctions analogiques. Le circuit comporte en outre une commutation de clavier, ainsi qu'une entrée/sortie pour la fonction « marche / arrêt ». Il se caractérise par les points suivants :

- A l'interface série (I.BUS) on dispose, en plus des ordres pour le 4209, de 30 autres instructions, pour le Teletext par exemple ou la commande d'un enregistreur vidéo.
- L'interface série permet d'entrer directement des ordres dans le SAB 4209. Ces ordres ont une priorité absolue sur les signaux provenant de l'émetteur infrarouge.
- Les sorties de programmes sont protégées contre les courts-circuits et commutables de l'extérieur.
- Le SAB 4209 fonctionne aussi bien avec un oscillateur intégré qu'avec une horloge extérieure.

Boîtier

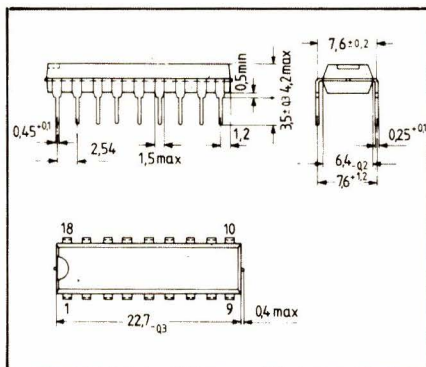
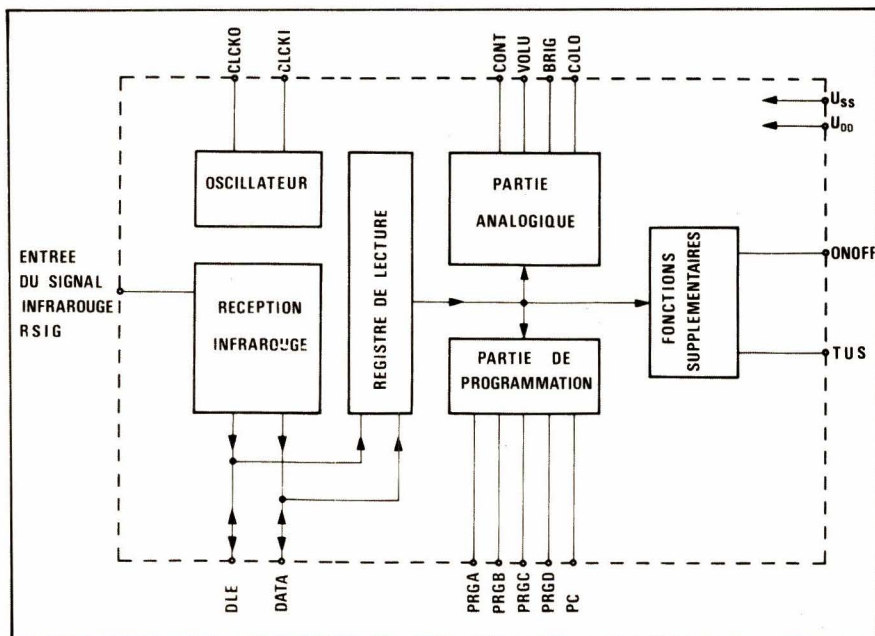


Schéma interne



Brochage

- | | | | |
|---|--------------------------------------------------|----|-------------------------------------------------------|
| 1 | U _{SS} , tension d'alimentation, + 12 V | 9 | TUS, commutation clavier |
| 2 | sortie d'horloge CLCKO | 10 | VOLU, sortie volume |
| 3 | entrée d'horloge CLCKI | 11 | ONOFF, sortie « arrêt momentané » |
| 4 | sortie commande de programme PRGD | 12 | CONT, sortie contraste |
| 5 | sortie commande de programme PRGC | 13 | BRIG, sortie luminosité |
| 6 | sortie commande de programme PRGB | 14 | COLO, sortie contraste couleur |
| 7 | sortie commande de programme PRGA | 15 | RSIG, entrée infrarouge |
| 8 | PC, changement de programme Strobe E/S | 16 | DLE, entrée/sortie interface série (I.BUS) |
| | | 17 | U _{DD} , tension d'alimentation, 0 V (masse) |
| | | 18 | DATA, entrée/sortie interface série (I.BUS) |

Valeurs limites absolues

			min.	max.	Unité
Tension d'alimentation	} rapportées à $U_{ss} = 0\text{ V}$	U_{DD}	- 18	+ 0,3	V
Tension d'entrée		U_i	- 18	+ 0,3	V
Puissance dissipée totale		P_{tot}		500	mW
Puissance dissipée par sortie		P_q		100	mW
Température de stockage		T_s	- 40	+ 125	°C
Température de fonctionnement		T_{amb}	0	+ 70	°C

Domaine de fonctionnement

		min.	max.	Unité
Tension d'alimentation	U_{DD}	- 16	- 13	V
Température ambiante en fonctionnement	T_{amb}	0	70	°C

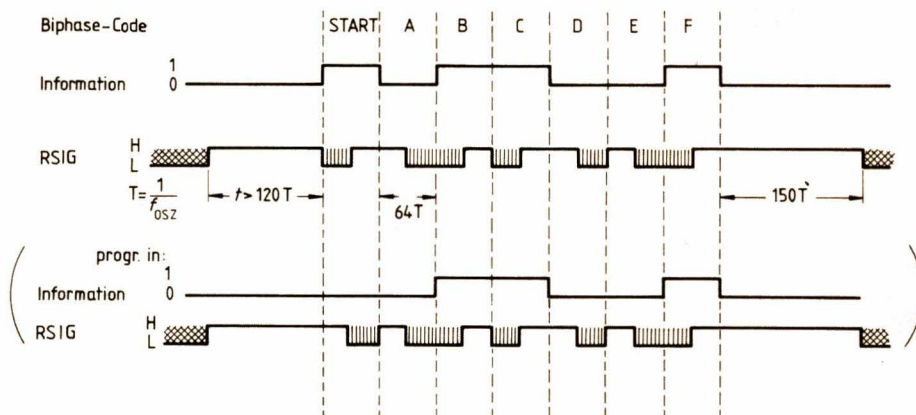
Caractéristiques générales

(rapportées à $U_{SS} = 0\text{ V}$, $T_{amb} = 25\text{ °C}$)

		min.	typ.	max.	Unité
Tension d'alimentation	U_{DD}	- 16		- 13	V
Consommation de courant (sorties non commutées)	I_{DD}		5	10	mA
ENTREES					
Entrée d'horloge CLCKI					
Tension d'entrée L	U_{iL}	U_{DD}		- 7	V
Tension d'entrée H	U_{iH}	- 1		0	V
Courant d'entrée	I_i			15	μA
Temps de commutation	t_{THL}, t_{TLH}			4	μs
Fréquence	f	20	60	70	kHz
Entrée signal de télécommande RSIG					
Tension alternative d'entrée	U_{iH}	- 1		0	V
	U_{iL}	U_{DD}		- 3,5	V
Résistance d'entrée	R_i	0,2			$M\Omega$
Entrée de l'interface série DLE et DATA					
Tension d'entrée L	U_{iL}	U_{DD}		- 7	V
Tension d'entrée H	U_{iH}	- 2		0	V
Courant d'entrée H ($U_i = U_{SS}$) (résistance interne pull-low)	I_{iH}			1,5	mA
Temporisation + temps de commutation	$(t_D + t_T)_{HL}$ $(t_D + t_T)_{LH}$			} 1	μs
Entrée d'avancement de programme PC					
Tension d'entrée H	U_{iH}	- 1,5		0	V
Tension d'entrée L	U_{iL}	U_{DD}		- 7	V
Courant d'entrée H ($U_i = U_{SS}$) (résistance interne pull-low)	I_{iH}			10	μA
SORTIES					
Sortie d'arrêt momentané (standby) ONOFF					
Tension d'entrée H ($I_{iH} < 1\text{ mA}$)	U_{iH}	$U_{SS} - 1\text{ V}$		U_{SS}	V
Sorties de l'interface série					
Tension de sortie H ($I_{charge} \leq 200\text{ }\mu\text{A}$)	U_{qH}	- 1,5		0	V
Tension de sortie L ($I_{charge} \leq 10\text{ }\mu\text{A}$)	U_{qH}	U_{DD}		$U_{DD} + 0,35\text{ V}$	
Temporisation + temps de commutation ($C_L = 50\text{ pF}$, rapporté à CLCKI)	$t_{DH} + t_{THL}$ $t_{DL} + t_{THL}$			} 5	μs
Sorties de mémoire de programmes PRGA, PRGB, PRGC, PRGD					
Tension de sortie H ($I_q = 0,1\text{ mA}$)	U_{qH}	- 0,5		0	V
Tension de sortie L ($I_q = 10\text{ mA}$)	U_{qL}	U_{DD}		$U_{DD} + 1,0\text{ V}$	
Sortie d'avancement de programme PC					
Tension de sortie H ($I_q = 0,3\text{ mA}$)	U_{dH}	- 1,5		0	V
Tension de sortie L (sans charge)	U_{qL}	U_{DD}		$U_{DD} + 2\text{ V}$	
Sorties des fonctions analogiques COLO, BRIG, VOLU, CONT.					
Tension de sortie H ($I_q = 1\text{ mA}$)	U_{qH}	- 1,5		0	V
Tension de sortie L ($I_q = 1\text{ }\mu\text{A}$)	U_{qL}	U_{DD}		$U_{DD} + 0,35\text{ V}$	
Sorties de réserve et d'arrêt momentané ONOFF, TUS					
Tension de sortie H ($I_q = 0,3\text{ mA}$)	U_{qH}	- 1,5		0	V
Tension de sortie L ($I_q = 1\text{ }\mu\text{A}$)	U_{qL}	U_{DD}		$U_{DD} + 0,35\text{ V}$	
Sortie d'horloge CLCKO					
Tension de sortie H (sans charge)	U_{qH}	- 1		0	V
Tension de sortie L (sans charge)	U_{qL}	U_{DD}		$U_{DD} + 1\text{ V}$	

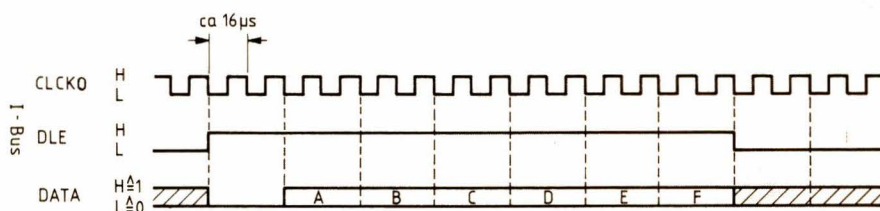
Chronogrammes

1) Codage



2) Interface série (BUS.I) pour la distribution et l'introduction d'instruction

entrée d'ordres



sortie d'ordres

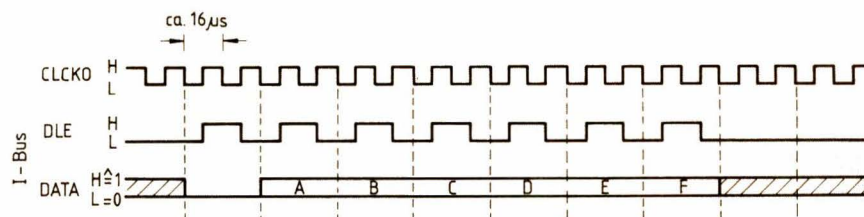
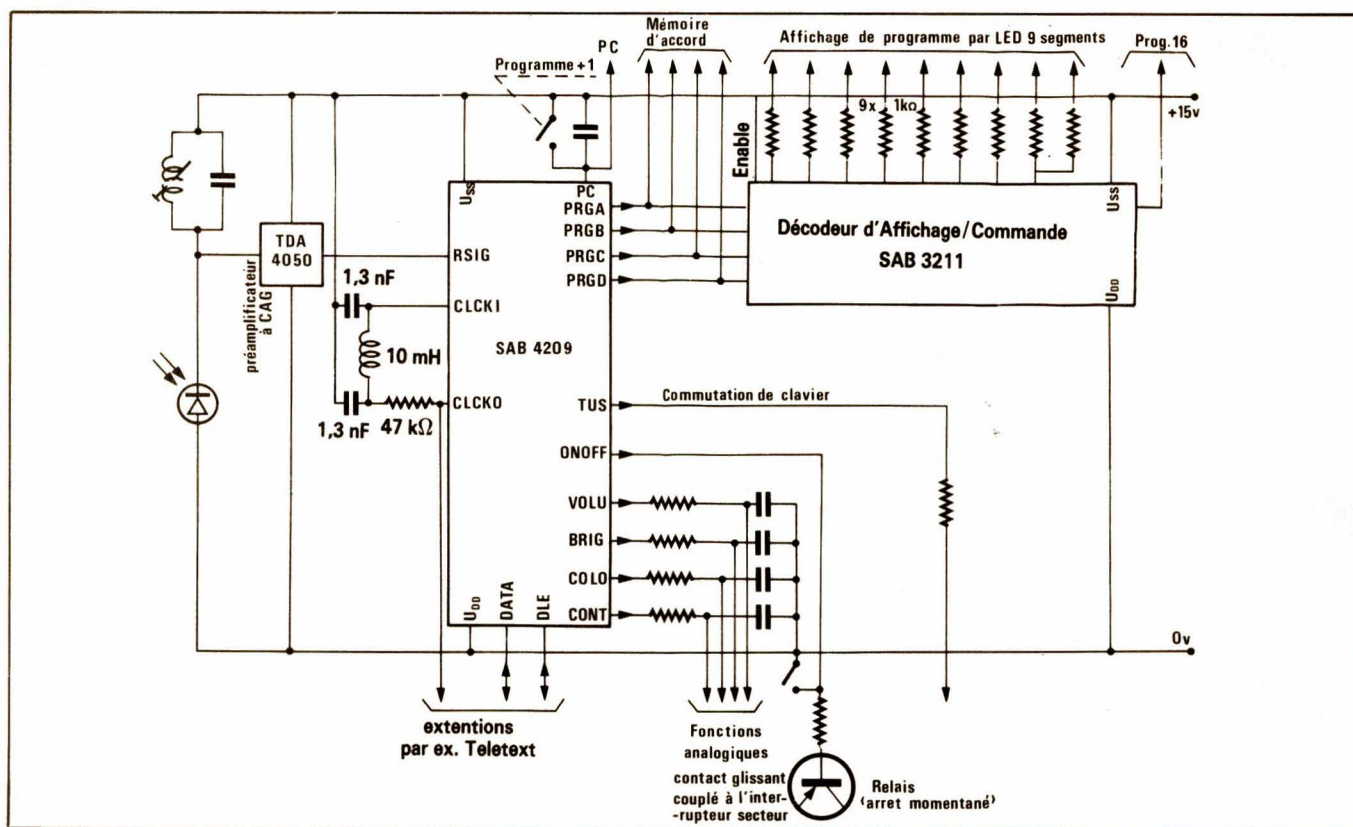


Schéma d'application

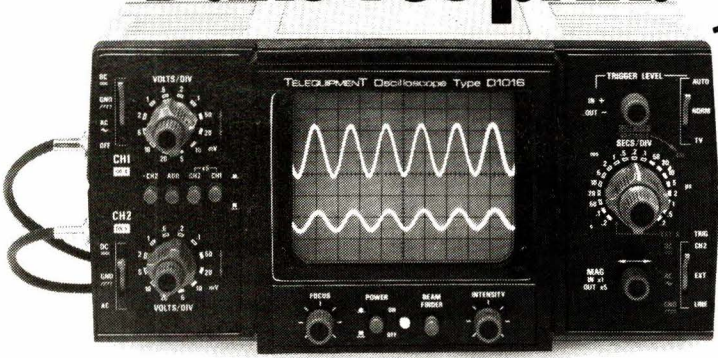


Jeu d'instructions

Nr.	FED	Code CBA	Ordre	Après l'ordre TUS
0	000	000	Position normale	Etat précédent conservé
1		001	Suppression du son	Arrêt momentané + TR (retour 1 ^{er} clavier)
2		010	Arrêt momentané	Etat précédent conservé
3		011		
4		100	Programme + 1/marche	" "
5		101	Programme - 1/marche	" "
6		110	Marche	" "
7		111	Commutation clavier/marche	TR (retour au premier clavier)
8	101	000	Volume +	Etat précédent conservé
9		001	Volume -	" "
10		010	Luminosité +	" "
11		011	Luminosité -	" "
12		100	Couleur +	" "
13		101	Couleur -	" "
14		110	Contraste +	" "
15		111	Contraste -	" "
16	010	000	LLLL/marche	" "
17		001	LLHH/marche, position préférentielle	" "
18		010	LLHL/marche	" "
19		011	LLHH/marche	" "
20		100	LHLL/marche	" "
21		101	LHLH/marche	" "
22		110	LHHL/marche	" "
23		111	LHHH/marche	" "
24	011	000	HLLL/marche	" "
25		001	HLLH/marche	" "
26		010	HLHL/marche	" "
27		011	HLHH/marche	" "
28		100	HHLL/marche	" "
29		101	HHLH/marche	" "
30		110	HHHL/marche	" "
31		111	HHHH/marche	" "

Les ordres 32 à 61 ne sont pas exploités dans le circuit intégré, mais uniquement sortis par l'interface série.
L'ordre 63 (= 111 111) doit rester libre.
L'ordre 62 (= 111 110) est l'ordre de fin. (Voir spécif. SAB 3210.)

Performances haut de gamme.
Dans vos prix.



Tektronix annonce
une réduction de 12%
sur toute la gamme
Telequipment.
Offre valable
jusqu'au 30.04.80

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 Versallies

Circuits intégrés
de télécommande TV

préamplificateur infrarouges

Fabricant

Siemens.

Généralités

Le circuit intégré TDA 4050 peut être utilisé comme préamplificateur pour signaux émis dans l'infrarouge dans les systèmes de télécommande pour postes de radio ou téléviseurs et autres transmissions par infrarouge.

Ce circuit comporte un étage préliminaire à gain commandé, suivi d'un étage amplificateur et d'un détecteur de seuil. Le circuit interne est symétrique.

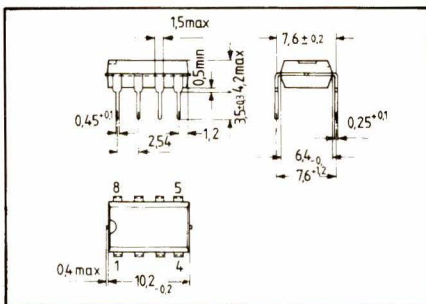
Le TDA 4050 précédé d'une photodiode BP 104 pour l'infrarouge s'adapte particulièrement bien aux circuits d'émission et de réception de télécommande SAB 3209 et SAB 3210. Il se caractérise par les points suivants :

- Tension de réglage du gain interne.
- Grande stabilité pour les signaux forts.
- Sortie du circuit protégée contre les courts-circuits.
- Câblage simple d'un filtre de bande actif.
- Câblage externe très simple.

Brochage

- 1 masse
- 2 condensateur pour réglage du gain de l'étage préliminaire
- 3 sortie du détecteur de seuil
- 4 sortie du filtre actif
- 5 entrée du filtre actif
- 6 tension d'alimentation (positive)
- 7 blocage du réglage du point de travail
- 8 entrée du signal.

Boîtier



Valeurs limites absolues

Tension de fonctionnement	+ V _{cc}	15 ¹⁾	V
Résistance thermique	R _{thSU}	140	°K/W
Température de jonction	T _j	150	°C
Température de stockage	T _s	- 40 à + 125	°C

1) 16,5 V pendant une minute max.

Plage de fonctionnement

Tension de fonctionnement	+ V _{cc}	7,5 à 15	V
Température ambiante en fonctionnement	T _{amb}	15 à 80	°C
Fréquence d'entrée	f _i	0 à 100	kHz

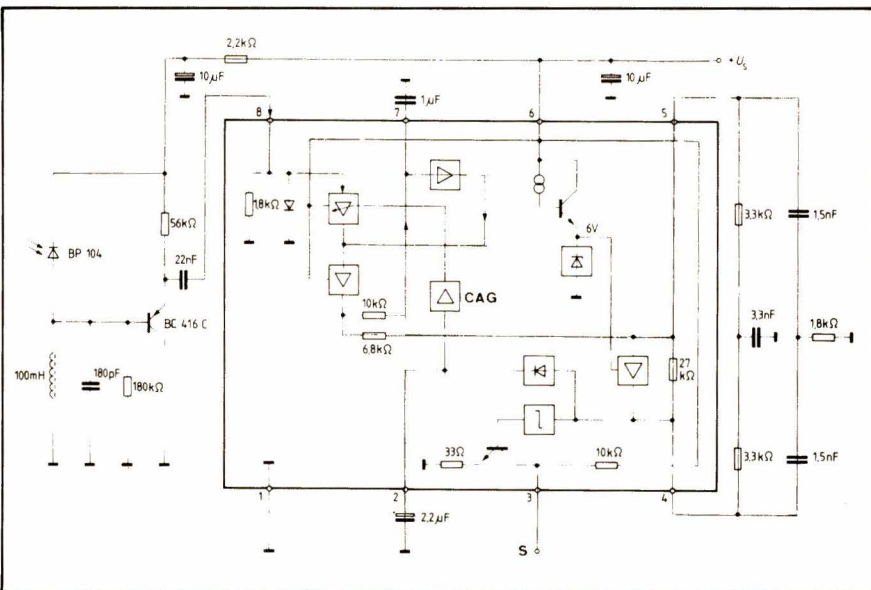
Caractéristiques générales

(+ V_{cc} = 15 V ; T_{amb} = 25 °C ; f_{IR} = 31,25 kHz, mesurées sur montage)

		min.	typ.	max.	Unité
Consommation de courant (R _L > 10 kΩ)	I ₆		9	19	mA
Domaine de réglage total	V		70		dB
Amplification	V _{4/8}		77		dB
Courant de sortie (R _L = 0 Ω)	I ₃		20		mA
Amplification	V _{3/4}		23		dB

Schéma interne et montage d'application

(Valeurs données pour f = 31,25 kHz)



Nous allons étudier dans ce qui suit les principaux montages fondamentaux utilisant un amplificateur opérationnel. Ces montages sont très utilisés en électronique. L'étude des montages utilisés dans les circuits de calcul analogique, à l'exception de celle de l'amplificateur de différence, fera l'objet d'un prochain article.

Nous entendons par amplificateur opérationnel parfait ou idéal un circuit intégré linéaire ayant les particularités suivantes :

1. Son impédance d'entrée est infinie.
2. Son impédance de sortie est nulle.
3. Son gain est infini.
4. Sa « bande passante » est infinie.
5. En l'absence de signal à l'entrée, la tension de sortie est nulle.

Quelques montages fondamentaux utilisant un amplificateur opérationnel

Nous considérerons, dans ce qui suit, qu'en l'absence de signal à l'entrée, on a toujours une tension de sortie nulle.

Pour bien montrer le mécanisme des calculs, nous donnerons une étude détaillée de l'amplificateur de tension avec inversion de signe, de l'amplificateur de tension pour gain important en boucle fermée et de l'amplificateur de différence.

Amplificateur de tension avec inversion de signe

Son schéma est représenté **figure 1**. Calculons V_s/V_g dans le cas où l'impédance d'entrée Z_e de l'amplificateur opérationnel et son gain A_v ne tendent pas vers l'infini. On a :

$$\begin{aligned}
 A_v &= - \frac{V_s}{V_e} \\
 -V_e &= \frac{V_s}{A_v} \\
 V_e &= i_3 \cdot Z_e \\
 i_1 &= i_2 + i_3 \\
 -V_g + i_1 \cdot R_2 + V_e &= 0 \\
 i_1 &= \frac{V_g - V_e}{R_2} \\
 -V_e + i_2 \cdot R_1 + V_s &= 0 \\
 \frac{V_s}{A_v} + (i_1 - i_3) R_1 + V_s &= 0
 \end{aligned}$$

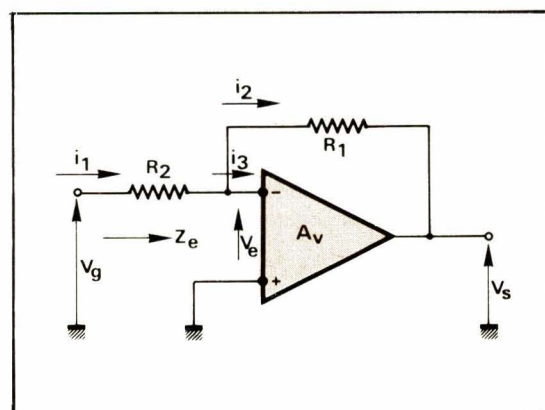


Fig. 1

$$\begin{aligned} \frac{V_s}{A_v} + \left[\frac{V_g - V_o}{R_2} - \frac{V_o}{Z_o} \right] R_1 + V_s &= 0 \\ V_s \left[1 + \frac{1}{A_v} \right] + \left[\frac{V_g}{R_2} - V_o \left(\frac{1}{R_2} + \frac{1}{Z_o} \right) \right] R_1 &= 0 \\ V_s \left[1 + \frac{1}{A_v} \right] + \frac{V_g \cdot R_1}{R_2} + \frac{V_s}{A_v} \left(\frac{1}{R_2} + \frac{1}{Z_o} \right) R_1 &= 0 \\ V_s \left[1 + \frac{1}{A_v} + \frac{1}{A_v} \left(\frac{R_1}{R_2} + \frac{R_1}{Z_o} \right) \right] &= - \frac{V_g \cdot R_1}{R_2} \\ \frac{V_s}{V_g} &= - \frac{R_1}{R_2} \cdot \frac{1}{1 + \frac{1}{A_v} \left[1 + \left(\frac{R_1}{R_2} + \frac{R_1}{Z_o} \right) \right]} \\ \frac{V_s}{V_g} &= - \frac{R_1}{R_2} \cdot \frac{1}{1 + \frac{1}{A_v} \left[1 + \frac{R_1 (Z_o + R_2)}{R_2 \cdot Z_o} \right]} \\ \frac{V_s}{V_g} &= - \frac{R_1}{R_2} \cdot \frac{1}{1 + \frac{1}{A_v} \left[1 + \frac{R_1}{R_2 \cdot Z_o} \right]} \end{aligned}$$

Si l'amplificateur opérationnel est idéal, on a :

$$A_v \rightarrow \infty$$

et :

$$\frac{V_s}{V_g} = - \frac{R_1}{R_2}$$

Avec un amplificateur opérationnel parfait, la résistance d'entrée R_e de ce montage est :

$$R_e = R_2$$

La résistance de sortie R_s du montage avec un amplificateur opérationnel qui n'est pas idéal est :

$$R_s = \frac{R'_s}{1 + \frac{R'_s (R_2 + Z_o) + A_v \cdot R_2 \cdot Z_o}{R_1 (R_2 + Z_o) + R_2 \cdot Z_o}}$$

R'_s est la résistance de sortie de l'amplificateur opérationnel.

Amplificateur de tension pour gain important en boucle fermée

Son schéma est représenté **figure 2**. On considère que l'on a affaire à un amplificateur opérationnel idéal. On doit avoir :

$$R_1 \gg R_2$$

Dans le cas où la résistance R_2 a une valeur de quelques kilohms (ou quelques dizaines de kilohms), la résistance R_1 peut avoir, si le gain du montage est important, une valeur de plusieurs dizaines de mégohms. Une telle résistance est une source importante de bruit.

Dans le cas où la résistance R_1 a une valeur de quelques dizaines de kilohms, la résistance R_2 peut avoir, si le gain du montage est important, une valeur de quelques dizaines d'ohms (ou quelques centaines d'ohms). Dans ce cas la résistance d'entrée du montage devient très faible.

Pour éviter ces inconvénients, on place, à la sortie de l'amplificateur opérationnel, deux résistances R_{s1} et R_{s2} , comme il est indiqué sur le schéma de la **figure 2**.

Calculons V_s/V_g . On a :

$$\begin{aligned} i_3 &= i_1 + i_2 \\ -V_g + i_1 \cdot R_2 &= 0 \\ i_1 \cdot R_1 - i_2 \cdot R_{s2} &= 0 \\ i_2 \cdot R_{s2} + i_3 \cdot R_{s1} + V_s &= 0 \\ i_2 \cdot R_{s2} + (i_1 + i_2) R_{s1} + V_s &= 0 \end{aligned}$$

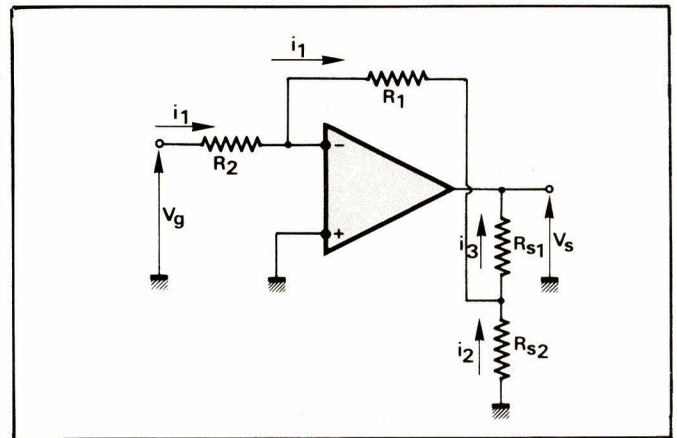


Fig. 2

$$i_2 \cdot R_{s2} + i_2 \cdot R_{s1} + i_1 \cdot R_{s1} + V_s = 0$$

$$i_1 \cdot R_1 = i_2 \cdot R_{s2}$$

$$i_2 = \frac{i_1 \cdot R_1}{R_{s2}}$$

$$\frac{i_1 \cdot R_1}{R_{s2}} \cdot R_{s2} + \frac{i_1 \cdot R_1}{R_{s2}} \cdot R_{s1} + i_1 \cdot R_{s1} + V_s = 0$$

$$i_1 = \frac{V_g}{R_2}$$

$$\frac{V_g}{R_2} \cdot R_1 + \frac{V_g \cdot R_1 \cdot R_{s1}}{R_2 \cdot R_{s2}} + \frac{V_g}{R_2} \cdot R_{s1} + V_s = 0$$

$$V_g \cdot R_1 \cdot R_{s2} + V_g \cdot R_1 \cdot R_{s1} + V_g \cdot R_{s1} \cdot R_{s2} = -V_s \cdot R_2 \cdot R_{s2}$$

$$V_g [R_1 \cdot R_{s2} + R_1 \cdot R_{s1} + R_{s1} \cdot R_{s2}] = -V_s \cdot R_2 \cdot R_{s2}$$

$$\frac{V_s}{V_g} = - \frac{R_1 \cdot R_{s2} + R_1 \cdot R_{s1} + R_{s1} \cdot R_{s2}}{R_2 \cdot R_{s2}}$$

$$\frac{V_s}{V_g} = - \left[\frac{R_1}{R_2} + \frac{R_1}{R_2} \cdot \frac{R_{s1}}{R_{s2}} + \frac{R_1}{R_2} \cdot \frac{R_{s1}}{R_1} \right]$$

$$\frac{V_s}{V_g} = - \frac{R_1}{R_2} \left[1 + \frac{R_{s1}}{R_{s2}} + \frac{R_{s1}}{R_1} \right]$$

$$\frac{V_s}{V_g} = - \frac{R_1}{R_2} \cdot \left[\frac{R_{s2} \cdot R_1 + R_{s1} \cdot R_1 + R_{s1} \cdot R_{s2}}{R_{s2} \cdot R_1} \right]$$

Si l'on a :

$$R_{s1} \ll R_1 \quad \text{et} \quad R_{s2} \ll R_1$$

On obtient :

$$\frac{V_s}{V_g} = - \frac{R_1}{R_2} \cdot \frac{R_1 [R_{s1} + R_{s2}]}{R_{s2} \cdot R_1}$$

$$\frac{V_s}{V_g} = - \frac{R_1}{R_2} \cdot \frac{R_{s1} + R_{s2}}{R_{s2}}$$

Si l'amplificateur opérationnel est idéal, la résistance d'entrée du montage est la suivante :

$$R_e = R_2$$

Amplificateur de tension sans inversion de signe

Son schéma est représenté **figure 3**. Si l'amplificateur opérationnel est idéal, on a :

$$\frac{V_s}{V_g} = 1 + \frac{R_1}{R_2}$$

Si $R_1 \gg R_2$, on peut écrire que l'on a :

$$\frac{V_s}{V_g} = \frac{R_1}{R_2}$$

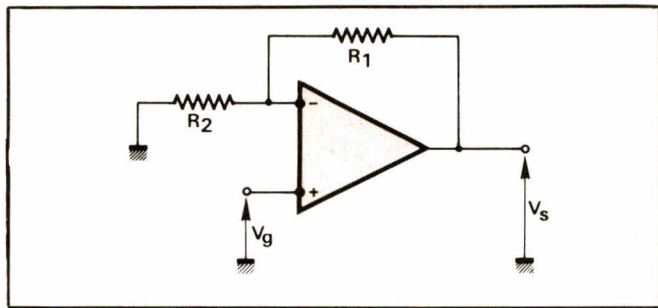


Fig. 3

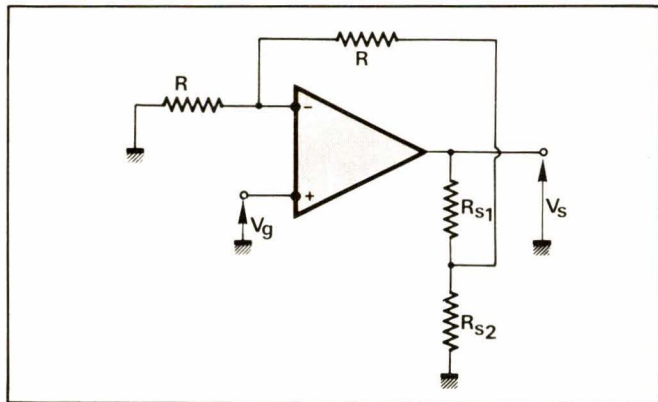


Fig. 4

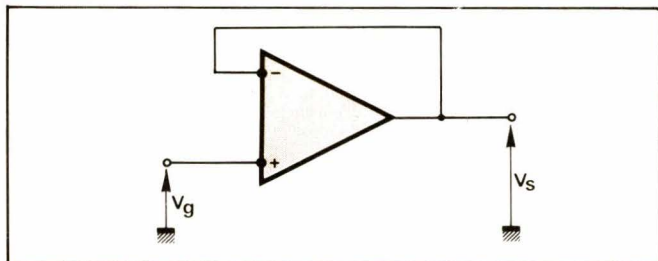


Fig. 5

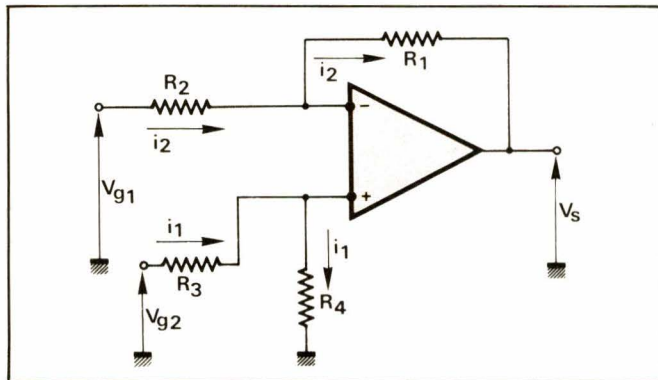


Fig. 6

Si le gain de l'amplificateur opérationnel A_v et son impédance d'entrée Z_e ne tendent pas vers l'infini, la résistance d'entrée du montage est donnée par la formule suivante :

$$R_e = Z_e \left(1 + \frac{A_v \cdot R_2}{R_1 + R_2} \right) + \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2}$$

Montage amplificateur de tension sans inversion de signe avec un pont diviseur en sortie

Son schéma théorique est représenté **figure 4**. On considère que l'amplificateur opérationnel est parfait. On obtient, tous calculs faits, pour la valeur de V_s/V_g :

$$\frac{V_s}{V_g} = \frac{R_2 (R_{s1} + R_{s2}) + R_1 (R_{s1} + R_{s2}) + R_{s1} \cdot R_{s2}}{R_2 \cdot R_{s2}}$$

ou :

$$\frac{V_s}{V_g} = 1 + \frac{R_1}{R_2} \left[\frac{R_1 \cdot R_{s1} + R_2 \cdot R_{s1} + R_1 \cdot R_{s2} + R_{s1} \cdot R_{s2}}{R_1 \cdot R_{s2}} \right]$$

Si l'on a :

$$R_{s1} \ll R_1$$

$$R_{s2} \ll R_1 \text{ et } R_2 \ll R_1$$

On peut écrire que l'on a :

$$\frac{V_s}{V_g} = 1 + \frac{R_1}{R_2} \left(\frac{R_{s1} + R_{s2}}{R_{s2}} \right)$$

Montage dit « suiveur de tension »

On utilise un tel montage comme adaptateur d'impédance. Son schéma est représenté **figure 5**. L'amplificateur opérationnel est parfait. On a trouvé, lors de l'étude du montage amplificateur de tension sans inversion de signe, le résultat suivant :

$$\frac{V_s}{V_g} = 1 + \frac{R_1}{R_2}$$

Dans le cas présent, on a :

$$R_1 = 0 \text{ et } R_2 \rightarrow \infty.$$

Soit pour le montage dit « suiveur de tension » :

$$\frac{V_s}{V_g} = 1$$

Si le gain A_v du montage ne tend pas vers l'infini, on a :

$$\frac{V_s}{V_g} = 1 - \frac{1}{A_v}$$

Amplificateur de différence

Son schéma est donné **figure 6**. On considère que l'amplificateur opérationnel est idéal. Calculons V_s en fonction de V_{g1} et V_{g2} .

On a :

$$-V_{g1} + i_2 \cdot R_2 + i_2 \cdot R_1 + V_s = 0$$

$$-V_{g1} + R_2 \cdot i_2 + i_1 \cdot R_4 = 0$$

$$i_2 = \frac{V_{g1} - i_1 \cdot R_4}{R_2}$$

$$-V_{g1} + \frac{V_{g1} - i_1 \cdot R_4}{R_2} \cdot R_2 + \frac{V_{g1} - i_1 \cdot R_4}{R_2} \cdot R_1 + V_s = 0$$

$$-V_{g2} + i_1 \cdot R_3 + i_1 \cdot R_4 = 0$$

$$-V_{g2} + i_1 (R_3 + R_4) = 0$$

$$i_1 = \frac{V_{g2}}{R_3 + R_4}$$

$$-V_{g1} + V_{g1} - \frac{V_{g2}}{R_3 + R_4} \cdot R_4 + \frac{V_{g1} \cdot R_1}{R_2}$$

$$- \frac{R_4 \cdot R_1}{R_2} \cdot \frac{V_{g2}}{R_3 + R_4} = -V_s$$

$$V_s = -\frac{R_1}{R_2} \cdot V_{g1} + V_{g2} \left[\frac{R_4}{R_3 + R_4} + \frac{R_4 \cdot R_1}{R_2 (R_3 + R_4)} \right]$$

$$V_s = \left[\frac{R_4 \cdot R_2 + R_4 \cdot R_1}{R_2 (R_3 + R_4)} \right] V_{g2} - \frac{R_1}{R_2} V_{g1}$$

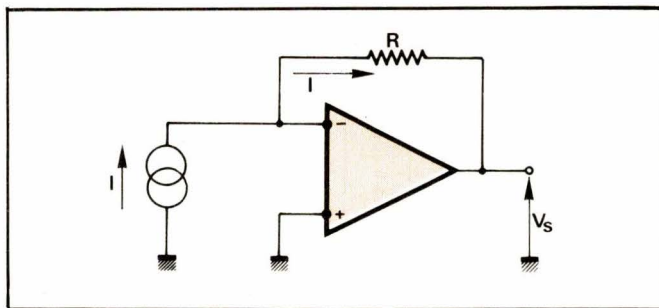


Fig. 7

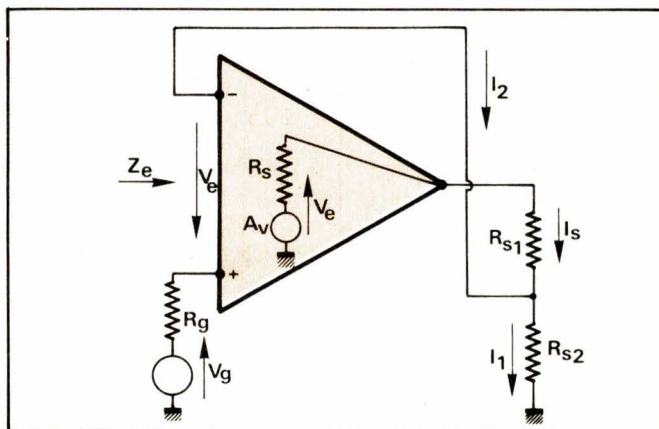


Fig. 8

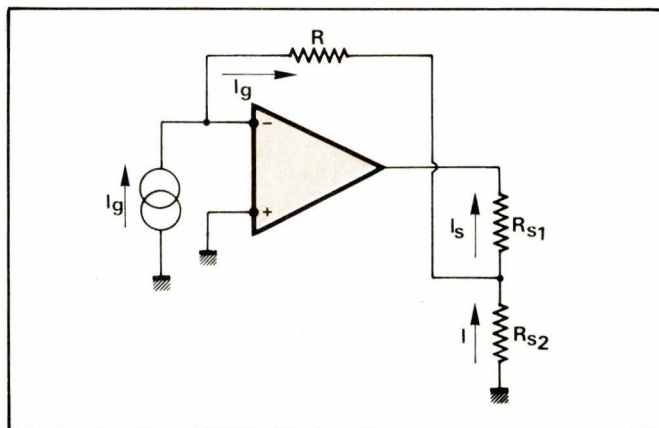


Fig. 9

$$V_s = \left[\frac{R_4 + R_4 \cdot \frac{R_1}{R_2}}{R_3 + R_4} \right] V_{g2} - \frac{R_1}{R_2} V_{g1}$$

$$V_s = \frac{R_4 \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right)}{R_3 \left(1 + \frac{R_4}{R_3} \right)} V_{g2} - \frac{R_1}{R_2} V_{g1}$$

$$V_s = \frac{R_4}{R_3} \cdot \frac{1 + \frac{R_1}{R_2}}{1 + \frac{R_4}{R_3}} V_{g2} - \frac{R_1}{R_2} V_{g1}$$

Si l'on a :

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{R_4}{R_3}$$

On obtient :

$$V_s = \frac{R_1}{R_2} V_{g2} - \frac{R_1}{R_2} V_{g1}$$

ou :

$$V_s = \frac{R_4}{R_3} V_{g2} - \frac{R_4}{R_3} V_{g1}$$

$$V_s = \frac{R_1}{R_2} (V_{g2} - V_{g1}) = \frac{R_4}{R_3} (V_{g2} - V_{g1})$$

Convertisseur « courant-tension »

Son schéma est représenté **figure 7**. On considère que l'amplificateur opérationnel est idéal. On a immédiatement :

$$R \cdot I + V_s = 0$$

Soit :

$$V_s = -R \cdot I$$

Convertisseur « tension-courant »

Son schéma théorique est donné **figure 8**.

A_v est le gain de l'amplificateur opérationnel, Z_e et R_s respectivement sa résistance d'entrée et sa résistance de sortie.

On obtient, tous calculs faits, pour I_s fonction de V_g :

$$I_s = -V_g \cdot \frac{1}{(A_v \cdot Z_e + R_s + R_{s1})(R_g + Z_e + R_{s2}) + (R_g + Z_e) R_{s2} - A_v \cdot Z_e R_{s2}}$$

Si $Z_e \rightarrow \infty$, on a :

$$I_s = V_g \cdot \frac{1}{R_{s2} + \frac{R_s + R_{s1} + R_{s2}}{A_v}}$$

Si $A_v \rightarrow \infty$, on a :

$$I_s = \frac{1}{R_{s2}} \cdot V_g$$

Amplificateur de courant

Son schéma théorique est donné **figure 9**. On considère que l'amplificateur opérationnel est parfait.

Calculons I_s/I_g . On a :

$$R \cdot I_g - I \cdot R_{s2} = 0$$

$$I_s = I + I_g$$

$$R \cdot I_g - (I_s - I_g) R_{s2} = 0$$

$$R \cdot I_g - I_s \cdot R_{s2} + I_g \cdot R_{s2} = 0$$

$$I_g (R + R_{s2}) = I_s \cdot R_{s2}$$

$$\frac{I_s}{I_g} = \frac{R + R_{s2}}{R_{s2}}$$

Les différents montages faisant l'objet de cet article sont très utilisés en électronique et peuvent être considérés comme des montages fondamentaux.

A. Pelat

Presse technique internationale

Doubleur de tension amélioré

Dans le numéro 640 vol. 52 d'**Electronic Engineering** de juillet 1980, on propose un montage doubleur de tension continue perfectionné, étudié par **M.A. Smith**.

Le montage classique de la **figure 1** utilise un des 4 éléments d'un circuit intégré CD 4093 (Nand trigger de Schmitt).

La tension d'entrée peut être comprise entre 3 et 18 volts, ce qui donne en sortie environ 5 à 35 volts.

Une variante de ce montage est présentée à la **figure 2** où l'on voit qu'un autre élément du circuit intégré est utilisé comme interrupteur par application d'une tension sur le point A (pour

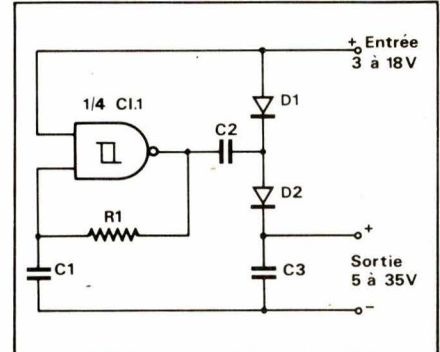


Fig. 1

que CI 1B soit alimenté, il faut relier le point A au pôle - de l'alimentation).

La **figure 3** donne un schéma encore plus élaboré utilisant les 4 éléments du circuit CD 4093.

La commande de mise sous tension du doubleur se fait par application

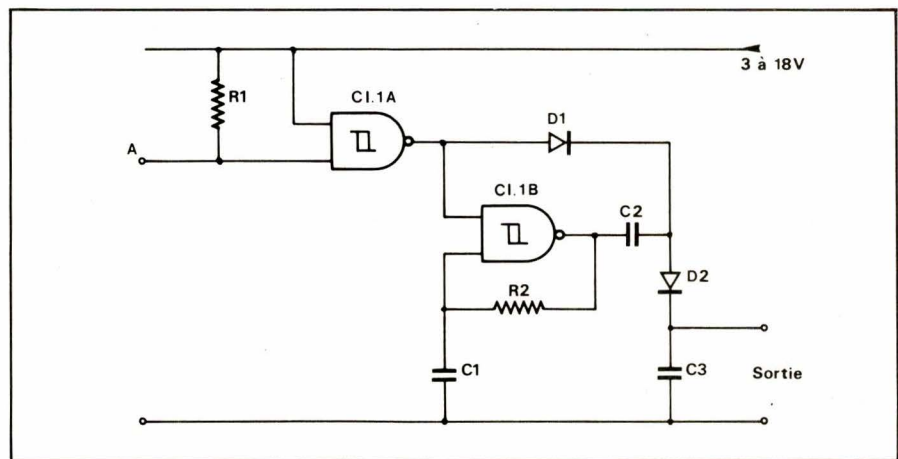


Fig. 2

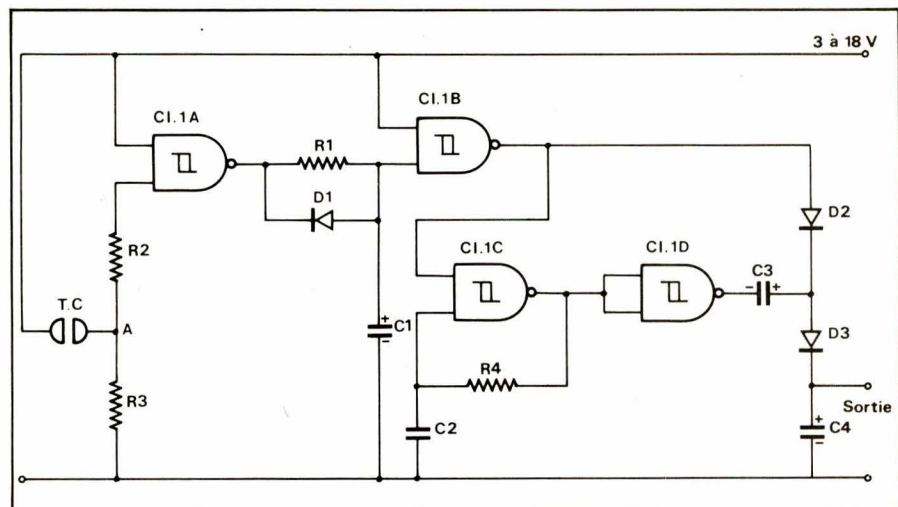


Fig. 3

d'une tension positive sur le point A, à l'aide par exemple d'une touche sur laquelle on appuie un doigt (T.C. = Touch control). Lorsque l'on relâche cette touche, le condensateur C_1 est suffisamment chargé pour permettre au montage de fonctionner pendant environ 100 secondes.

A l'état bloqué, la consommation du montage avoisine $1\ \mu\text{A}$ et à l'état de conduction $250\ \mu\text{A}$.

On voit donc que les applications d'un appareil de ce type sont réservées aux faibles courants. Ce montage a d'ailleurs été étudié dans le but d'améliorer la sensibilité d'un ohmmètre sur la position X 100.

Voici les valeurs des composants utilisés :

Figure 1 : $R_1 = 1\ \text{M}\Omega$; $C_1 = 1\ \text{nF}$; $C_2 = 4,7\ \mu\text{F}$; $C_3 = 4,7\ \mu\text{F}$.

Figure 2 : $R_1 = 1\ \text{M}\Omega$; $R_2 = 1\ \text{M}\Omega$; $C_1 = 1\ \text{nF}$; $C_2 = 4,7\ \mu\text{F}$; $C_3 = 4,7\ \mu\text{F}$.

Figure 3 : $R_2 = R_3 = R_4 = 1\ \text{M}\Omega$; $C_1 = 10\ \mu\text{F}$; $C_2 = 1\ \text{nF}$; $C_3 = 4,7\ \mu\text{F}$; $C_4 = 4,7\ \mu\text{F}$.

La valeur de R_1 n'est pas indiquée sur le schéma original mais elle est certainement égale à plusieurs mégohms.

La référence des diodes utilisées n'est pas non plus indiquée mais il est souhaitable d'utiliser des diodes au germanium d'un type courant.

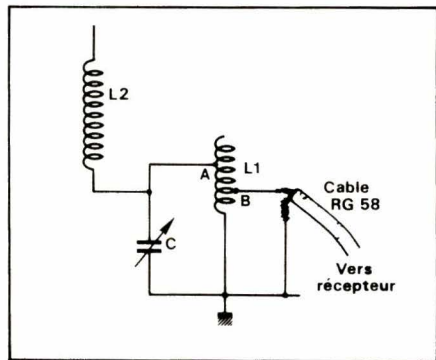


Fig. 4

Antenne verticale de balcon pour la gamme décamétrique

Dans **CQ Electronica** numéro 6 de juillet 1980, **Piero Tripodi** décrit une antenne verticale de balcon pour les bandes 80, 40, 20, 15, 11 et 10 mètres (une au choix évidemment).

L'auteur décrit plus particulièrement l'antenne destinée à la bande des 20 mètres, constituée d'un seul brin vertical, donc peu encombrante.

A la **figure 4**, on donne le schéma théorique de cette antenne qui se compose de la tige verticale, d'une bobine enroulée sur un cylindre isolant (L_2) et d'un circuit accordé L_1-C .

Le départ vers le récepteur se fait sur

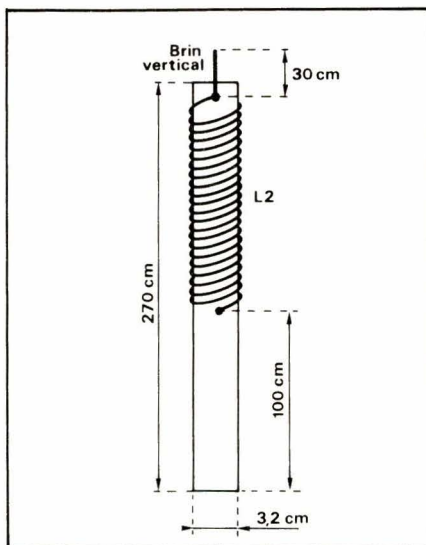


Fig. 5

Bande (mètres)	Longueur du fil (mètres)	Nombre de spires	Valeur de C (pF)
80	40	50	1 000
40	20	30	1 000
20	10	20	500
15	7,5	18	500
11	5,5	15	500
10	5	15	500

Tableau 1

une prise intermédiaire. La **figure 5** montre la réalisation de L_2 et du brin vertical. On utilise un tube isolant de diamètre 32 mm et d'une longueur de 2,70 mètres. Le brin vertical fait 30 cm de longueur et 2 mm de diamètre ; il est fixé sur le haut du tube. L_2 est bobinée sur une longueur de 1,70 mètre ce qui laisse 1 mètre de tube libre pour la fixation mécanique de l'antenne sur le balcon.

On bobinera L_2 avec du fil de 1,6 mm de diamètre d'une longueur égale à la moitié de la longueur d'onde choisie. Pour la bande 20 mètres, il faudra donc 10 mètres de fil que l'on bobinera en hélice sur le tube isolant.

La bobine accordée L_1 sera réalisée selon la **figure 6** sur un mandrin isolant de bonne qualité de diamètre 55 mm.

Elle est constituée d'un enroulement de 20 spires de fil de 2 mm de diamètre espacées de 2 à 3 mm.

Les emplacements des prises intermédiaires A et B seront trouvés expérimentalement. Le condensateur variable aura une valeur de 500 pF environ.

Pour d'autres bandes, voici dans le **tableau 1** quelques données utiles pour la réalisation de L_1 .

D'excellents résultats ont été obtenus avec l'antenne pour la bande des 20 mètres, en prévoyant les prises intermédiaires de L_1 aux points suivants :

Prise A à 12 spires de l'extrémité antenne.

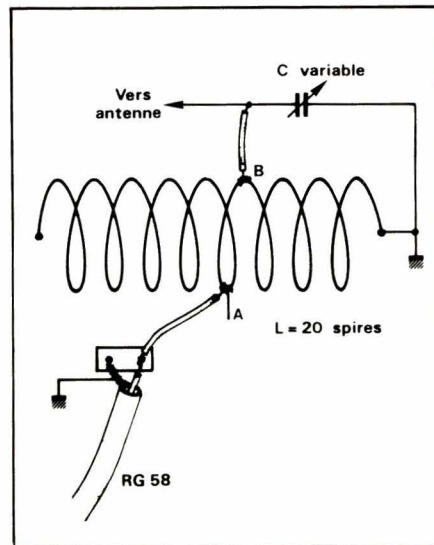


Fig. 6

Prise B à 12 spires de l'extrémité de masse.

On voit que A et B seront très voisines.

Amplificateurs BF de puissance

La revue **Siemens Components**, dans son numéro XV - 1980 - n° 2, donne la description de trois amplificateurs BF convenant pour diverses applications (radio, télé, autoradio) et dont le principal atout est de délivrer une puissance de sortie plus élevée que la plupart des amplificateurs à circuits intégrés, ceci sans adjonction d'un étage final à transistors de puissance.

Le premier amplificateur est montré à la **figure 7**. Il utilise un circuit TDA 2030 et ses caractéristiques lui permettent de ne pas dépasser 0,5 % de distorsion pour une puissance de sortie allant jusqu'à 12 watts (sur charge de $4\ \Omega$).

La bande passante mesurée à -3 dB, sans haut-parleur, (à vide), va de 10 Hz à 140 kHz.

Cet appareil fonctionne avec une alimentation symétrique de $\pm 18\ \text{V}$ dont le point milieu constitue la masse du montage. Sa sensibilité, pour une puissance de sortie de 12 W, est de 215 mV. Il peut fonctionner dans une température ambiante de 0 à 70 °C et



Dans ce montage, on obtient une puissance de sortie de 6 W sur charge de 4Ω avec 14,4 V d'alimentation, ceci pour une distorsion de 0,2 % seulement. On peut atteindre 10 W avec une charge de 2Ω (2 H.P. de 4Ω en parallèle).

Dans **Electronics** vol. 53 n° 15 de juillet 1980. **David Bingham**, de la Société Intersil, propose un montage utilisant un circuit intégré de cette firme, le ICL 7660, et permettant la création d'un point milieu sur une alimentation.



F. JUSTER



Editions Techniques et Scientifiques Françaises

niveau 1 : débutant — niveau 3 : amateur et technicien spécialisés

ÉLECTROTECHNIQUE

ÉLECTRONIQUE POUR ÉLECTROTECHNICIENS

R. BRAULT

Classes d'électroniciens, série F3. Théorie et pratique. Tubes électroniques. Oscilloscope. Semi-conducteurs. Diodes et transistors. Circuits de logique. Redressement. Thyristors et triacs. Régulation de tension. Générateurs de signaux non sinusoïdaux. Circuits de mesures. 240 pages.

NIVEAU 2

PRIX : 55 F

ELECTRONIQUE DE PUISSANCE

F. BRICHANT

Thyristor, diode, caractéristiques, mise en œuvre et protection, conversion de l'énergie, redresseur, onduleur, hacheur, cycloconvertisseur. 296 pages.

NIVEAU 2

PRIX : 80 F

PRECIS DE MACHINES ELECTRIQUES

A. FOUILLE

A l'usage du technicien supérieur, de l'électrotechnicien, du spécialiste de l'électronique, du génie civil et même de la mécanique. 248 pages.

NIVEAU 3

PRIX : 64 F

ÉLECTRONIQUE APPLICATIONS

LA STIMULATION CARDIAQUE

J. TREMOLIÈRES

Les progrès de l'électronique et de la technique des piles à longue durée ont permis de réaliser ce merveilleux auxiliaire qu'est le stimulateur cardiaque. Cet ouvrage intéressera aussi bien le médecin généraliste que le « stimulateur », le profane comme le stimulateur ou son entourage. 104 pages.

NIVEAU 1

PRIX : 50 F

TECHNIQUE POCHE N° 15

L'ELECTRONIQUE APPLIQUEE AU CINEMA ET A LA PHOTO

M. HORST

Description des montages utilisés dans la photo et le cinéma. Prise de vue : mesure de l'éclairement, flashes. Projection muette et sonore. Laboratoire. 160 pages.

NIVEAU 3

PRIX : 28 F

TECHNIQUE POCHE N° 21

SECURITE AUTOMOBILE

F. HURÉ

25 montages électroniques : système lumineux de sécurité, antivol, sécurités sonores, circuits pour garages. 120 pages.

NIVEAU 2

PRIX : 21 F

TECHNIQUE POCHE N° 22

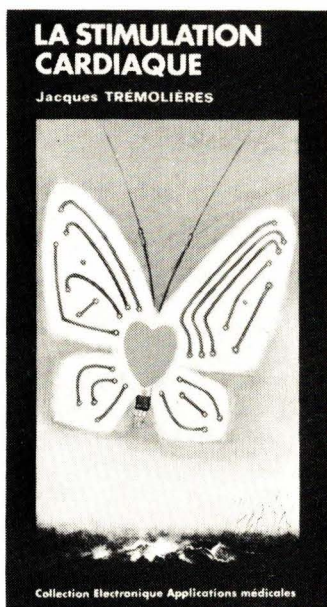
PERFORMANCES AUTOMOBILES

F. HURÉ

25 montages électroniques : allumage électronique, régulateurs, compte-tours, tachymètres, chargeurs, montre à quartz, starter électronique... 128 pages.

NIVEAU 2

PRIX : 21 F



OPTOÉLECTRONIQUE

TECHNIQUE POCHE N° 3

20 MONTAGES

EXPERIMENTAUX OPTOELECTRONIQUE

G. BLAISE

Fonctionnement des semi-conducteurs optoélectroniques. Générateur d'impulsions. Discrimination des tensions. Oscilloscope sans tube cathodique. Affichage linéaire LED. Appareil de vérification des connexions par CI logiques. 112 pages.

NIVEAU 2

PRIX : 21 F

TECHNIQUE POCHE N° 6

MONTAGES A CAPTEURS PHOTSENSIBLES

J.-P. OEHMICHEN

Connaître et utiliser les dispositifs sensibles à la lumière et les circuits électroniques qui les accompagnent, pour réaliser posemètres, photomètres, comptage d'objets, barrages, commandes invisibles, etc. Accessibles à tous les techniciens et amateurs. Références pratiques et adresses de fournisseurs. 120 pages.

NIVEAU 2

PRIX : 21 F

TECHNIQUE POCHE N° 14

LES CELLULES SOLAIRES

F. JUSTER

Composition. Fonctionnement. Amélioration du rendement. Projets de stations solaires. Applications pour professionnels et amateurs même débutants. 136 pages.

NIVEAU 2

PRIX : 28 F

LES LASERS

MARC FERRETTI

D'Einstein à Kastler : propos sur les photons ; les mille et un lasers. Les mille utilisations : à l'usine, au chantier, en laboratoire, dans l'espace, en médecine. La connectique des hologrammes, de la bombe... au réacteur à fusion thermonucléaire. 168 pages.

NIVEAU 2

PRIX : 49 F

L'ELECTROLUMINESCENCE APPLIQUEE

FOK - Traduit du russe par O. HAQUET

Données physiques de base. Le condensateur électroluminescent source de lumière et élément de base d'appareils de type nouveau. Technologie et construction. Schémas de commande des indicateurs. Amplificateurs et changeurs d'images. Sources de lumière injectées. 360 pages.

NIVEAU 3

PRIX : 106 F

TECHNIQUE POCHE N° 27

REDUISEZ VOTRE CONSUMMATION D'ELECTRICITE (Montages pratiques)

P. GUEULLE

Variateurs de puissance. Alarme progressive de température. Programmation de chauffage. Convertisseur pour cellules solaires. Thermostat différentiel pour chauffe-eau solaire. Système d'étalement de la consommation électrique.

NIVEAU 2

PRIX : 28 F

TECHNIQUE POCHE N° 29

MONTAGES ECONOMISEURS D'ESSENCE

P. GUEULLE

Oscilloscope de garage. Analyseur de gaz d'échappement. Contrôleur universel. Stroboscope. Allumage électronique transistorisé. Correcteur de carburation. Compte-tours à affichage linéaire. Indicateur de consommateur instantané.

NIVEAU 2

PRIX : 28 F



Règlement à l'ordre de la

LIBRAIRIE PARISIENNE DE LA RADIO

43, rue de Dunkerque, 75480 Paris. Cedex 10

AUCUN ENVOI contre remboursement. Port Rdé jusqu'à 35 F : taxe fixe 10 F - De 35 à 75 F : taxe fixe 14 F - De 75 à 120 F : taxe fixe 20 F - Au-dessus de 120 F : taxe fixe 25 F.

Le B.T.S. électronicien

Un brevet de technicien supérieur – BTS – sanctionne deux années d'études après le baccalauréat.

En ce qui concerne le BTS électronicien, les étudiants qui entament ce cycle sont en général titulaires du Baccalauréat F2 (électronique). Néanmoins, dans certaines sections, sont acceptés des bacheliers E (Technique et Mathématiques) ou F3 (Electrotechnique) et plus rarement C ou D.

L'examen comprend deux groupes d'épreuves :

Epreuves du premier groupe :

- Français (Coef 2)
- Electronique et Mathématiques (Coef 3)
- Schéma et technologie (Coef 3).

Epreuves du second groupe :

- Electronique (Coef 2)
- Dessin industriel (Coef 2)
- Mesures électroniques (Coef 4)
- Maquette (Coef 2).

Arrêté du 21.01.69

« Art. 3 – ... Les candidats ayant obtenu plus de 12 aux épreuves du premier groupe se verront décerner le brevet de technicien supérieur sous réserve que l'examen de leur dossier scolaire n'infirme pas la valeur du candidat. »

« Art. 5 – A l'issue des épreuves du deuxième groupe le jury pourra déclarer admis les candidats ayant obtenu à l'ensemble des épreuves des premier et deuxième groupe une moyenne égale ou supérieure à 10. »

Nous allons présenter ci-après des épreuves de la session 1980.

Etude d'une boucle à verrouillage de phase

Une boucle à verrouillage de phase (fig. 1) reçoit une différence de potentiel $v_e = V_e \sin[\omega_0 t + \varphi_e(t)]$ et délivre une différence de potentiel $v_s = V_s \cos[\omega_0 t + \varphi_s(t)]$; la pulsation ω_0 est constante, $\varphi_e(t)$ et $\varphi_s(t)$ sont des phases fonction du temps.

Cette boucle à verrouillage de phase est formée de trois sous-ensembles :

- Un multiplicateur (qui élabore la différence de potentiel $x(t) = M \cdot v_e(t) \cdot v_s(t)$ où $M = \text{cte}$ associé à un filtre passe-bas dont le rôle est de ne transmettre (sans atténuation ni amplification) que les composantes de pulsations très inférieures à ω_0).

- Un filtre correcteur.

- Un oscillateur commandé par tension qui délivre la différence de potentiel $v_s(t) = V_s \cos[\omega_0 t + \varphi_s(t)]$, de pulsation instantanée :

$$\omega_s(t) \equiv \omega_0 + \frac{d\varphi_s(t)}{dt}$$

(On rappelle que la pulsation instantanée d'une fonction $y(t) = Y \cos[\theta(t)]$ est, par définition, la dérivée :

$$\omega(t) = \frac{d[\theta(t)]}{dt}.)$$

La composante variable $d\varphi_s(t)/dt$ de $\omega_s(t)$ est proportionnelle à la tension de commande $u(t)$ issue du filtre correcteur ; on pose :

$$\frac{d\varphi_s(t)}{dt} = \lambda \cdot u(t).$$

Le but du système est d'asservir la phase $\varphi_s(t)$ à la phase $\varphi_e(t)$ qui doivent être considérées, respectivement, comme les grandeurs effectives d'entrée et de sortie de la boucle.

1 – Etude des trois sous-ensembles

1.1. – Multiplicateur – filtre passe-bas

a) Montrer que la différence de potentiel $x(t)$ à la sortie du multiplicateur peut s'écrire :

$$x(t) = X \sin[\alpha(t)] + X \sin[\beta(t)].$$

Donner les expressions de X , $\alpha(t)$ et $\beta(t)$.

b) Sachant que :

- Les écarts, par rapport à ω_0 des pulsations instantanées de $v_s(t)$ et de $v_e(t)$ restent toujours très faibles devant ω_0 (c'est-à-dire :

$$\frac{d\varphi_e(t)}{dt} \ll \omega_0$$

$$\text{et } \frac{d\varphi_s(t)}{dt} \ll \omega_0$$

quel que soit t).

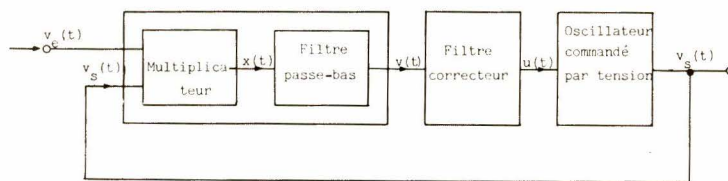


Fig. 1

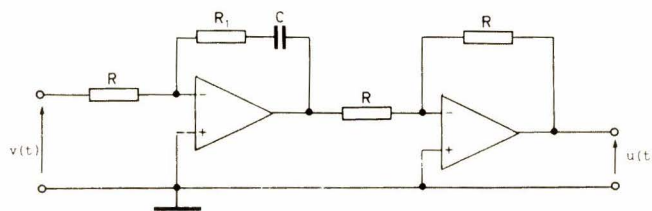


Fig. 2 : $R_1 > R$

- $\varphi_s(t) - \varphi_e(t)$ voisin de zéro quel que soit t , montrer que la tension de sortie du filtre passe-bas se réduit à $v(t) \approx X[\varphi_e(t) - \varphi_s(t)]$.

Interpréter ce résultat par le schéma fonctionnel de ce sous-ensemble.

1.2. – Filtre correcteur

Le schéma de principe est donné figure 2 ; les amplificateurs sont supposés idéaux. (En fait, on ne se préoccupe pas, ici, des perfectionnements qu'il faudrait apporter pour parer les effets d'une tension de décalage et des courants de polarisation.)

a) Calculer la transmittance complexe $F(j\omega) \equiv U/V$ et l'exprimer en fonction du rapport $R_1/R \equiv a$ et de la constante de temps $\tau \equiv RC$.

b) ● Tracer les diagrammes asymptotiques de Bode de $F(j\omega)$ (Gain et argument, et esquisser les courbes vraies.

- Déterminer les coordonnées du point de concours des asymptotes de la courbe de gain ; pour l'abscisse de ce point, donner les valeurs du gain et de l'argument de $F(j\omega)$.

1.3. – Oscillateur commandé en tension

La grandeur effective de sortie de l'oscillateur étant $\varphi_s(t)$, déterminer sa transmittance complexe Φ_s/U . On rappelle que :

$$\frac{d\varphi_s(t)}{dt} = \lambda \cdot u(t).$$

2 – Etude du système bouclé

2.1. – Synthèse

a) Représenter le schéma fonctionnel de la boucle à verrouillage de phase de grandeur d'entrée φ_e et de grandeur de sortie φ_s , en y affichant clairement :

- les diverses grandeurs (φ_e , φ_s , v , u et $\varphi_{es} \equiv \varphi_e - \varphi_s$)
- les transmittances (complexes ou opérationnelles) des différents blocs.

b) Déterminer les expressions (dans les-

quelles on posera $K = a^2 \cdot \tau \cdot X \cdot \lambda$) de :

- la transmittance de la chaîne directe $\underline{T} \equiv \Phi_s/\Phi_{es}$

- la transmittance en boucle fermée $\underline{T}' \equiv \Phi_s/\Phi_e$

- la transmittance : $E \equiv \Phi_{es}/\Phi_e$

2.2. – Stabilité

a) ● Tracer les diagrammes asymptotiques de Bode de la transmittance \underline{T} (gain et argument) et esquisser les courbes vraies.

- Déterminer les coordonnées du point de concours des asymptotes de la courbe de gain ; pour l'abscisse de ce point, donner les valeurs du gain et de l'argument de $\underline{T}(j\omega)$.

b) Déterminer la valeur de la constante K pour que la marge de phase du système bouclé soit de 45° .

c) Dans quel sens faudrait-il modifier la valeur de K pour améliorer la stabilité ? (La réponse doit être justifiée).

2.3. – Précision

Nota : Le texte qui suit (questions a, b, c) propose une méthode de détermination de l'erreur statique et de l'erreur de traînage du système bouclé.

Toute autre méthode de détermination de ces erreurs sera acceptée, même si elle ne suit pas l'énoncé à la lettre.

a) Donner l'équation différentielle qui lie $\varphi_s(t)$ à $\varphi_e(t)$ et fait intervenir la constante K .

b) $\varphi_e(t)$ est un échelon de phase Φ c'est-à-dire $\varphi_e(t) = \Phi = \text{cte}$ pour $t > 0$

- Déterminer $\varphi_s(t)$ pour $t \rightarrow \infty$

- Comparer $\varphi_s(t)$ et $\varphi_e(t)$; conclure.

c) $\varphi_e(t)$ est maintenant une rampe de phase, c'est-à-dire $\varphi_e(t) = \Delta\omega \cdot t$ pour $t > 0$

- Déterminer $\varphi_s(t)$ pour $t \rightarrow \infty$

- Comparer $\varphi_s(t)$ et $\varphi_e(t)$; conclure.

d) Dans chacun des deux cas précédents, quelles sont les pulsations instantanées de $v_s(t)$ et de $v_e(t)$ en régime permanent ?

Epreuve de Mathématiques (2 H)

Le candidat traitera seulement deux problèmes à choisir parmi les trois suivants :

Problème 1 (10 points)

Soit E un espace vectoriel dont une base est $B = (\vec{i}, \vec{j}, \vec{k})$. On appelle f l'application linéaire de E vers E , dont la matrice, dans la base B , est :

$$M = \begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 \\ -4 & 4 & 0 \\ -2 & 1 & 2 \end{pmatrix}$$

1 - a) Démontrer que 2 est la seule valeur propre de f .

b) Déterminer le sous-espace propre F associé à cette valeur propre.

c) On pose $\vec{v} = \vec{i} + 2\vec{j}$. Démontrer que (\vec{v}, \vec{k}) est une base de F .

2 - a) Démontrer que $B' = (\vec{i}, \vec{v}, \vec{k})$ est une base de E .

b) Quelle est la matrice N de f dans la base B' ?

3 - a) On appelle :

$$P = \begin{pmatrix} 1 & 1 & 0 \\ 0 & 2 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}$$

la matrice de passage de la base B à la base B' .

Calculer P^{-1} .

b) Vérifier que $M = PNP^{-1}$.

4 - a) Démontrer par récurrence sur n que :

$$\forall n \in \mathbb{N}^*, M^n = 2^n \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ -n & 1 & 0 \\ -n & 0 & 1 \end{pmatrix}$$

b) En déduire l'expression de :

M^n pour $n \in \mathbb{N}^*$

Problème 2 (10 points)

Le plan est rapporté à un repère orthonormé (O, \vec{i}, \vec{j}) . On prendra pour unité de longueur 2 cm. $\text{Log } t$ désigne le logarithme népérien du réel t .

1 a) Soit g la fonction de \mathbb{R} définie par :

$$g(t) = \frac{2t}{1+t} - \text{Log}(1+t).$$

Etablir le tableau de variation de g . Il n'est pas demandé de courbe représentative.

b) En déduire l'existence d'un seul nombre réel $\alpha \in]1, +\infty[$ (tel que $g(\alpha) = 0$ (une valeur approchée de α est $\alpha = 3,9$)).

c) En déduire le signe de $g(t)$ sur $[0, +\infty[$.

2 Soit f la fonction de \mathbb{R} définie par :

$$f(x) = \text{Log} \frac{(1 + e^{2x})}{e^x}$$

a) Montrer que $f'(x)$ a le même signe que $g(e^{2x})$ et s'annule pour la valeur $1/2 \text{Log } \alpha$.

b) Etudier f et tracer sa courbe représentative \mathcal{C} dans le repère (O, \vec{i}, \vec{j}) .

3 Soit $A(\lambda)$ le nombre qui mesure en cm^2 l'aire du domaine plan limité par \mathcal{C} et les droites d'équation $y = 0$; $x = \lambda$ ($\lambda > 0$).

a) Calculer $A(\lambda)$ (on pourra utiliser une intégration par parties).

b) Montrer que $A(\lambda)$ a une limite lorsque λ tend vers $+\infty$.

Problème 3 (10 points)

On désigne par j le nombre complexe de module 1 et d'argument $\pi/2$, par P le plan complexe rapporté au repère orthonormé (O, \vec{i}, \vec{j}) et par P^* le plan complexe privé du point A d'affixe $-j$. Soit f l'application de P^* vers P qui, à tout point m de P^* d'affixe $z = x + jy$ associe le point M d'affixe $Z = X + jY$ tel que :

$$Z = \frac{z-j}{z+j}$$

1 - a) Déterminer l'ensemble E des points m tels que Z soit réel.

b) Déterminer l'ensemble F des points m tels que Z soit imaginaire pur.

c) Déterminer l'ensemble G des points m tels que $f(m) = m$.

2 - L'application f est-elle bijective ?

3 - Soit D la droite d'équation $y = 0$. Déterminer en fonction de l'abscisse x d'un point m de D , les coordonnées X et Y du point M associé à m . On pose $x = \text{tg } t/2$ avec $t \in]-\pi, +\pi[$. Calculer X et Y en fonction de t . Quel est l'ensemble C des points M lorsque m décrit D ? Le point $M_0(1, 0)$ appartient-il à C ?

Epreuve de schéma et technologie (1^{re} partie : 4 h)

Sonde ionique

La micro analyse est devenue, depuis une trentaine d'années, une technique essentielle dans l'établissement de la composition chimique d'un élément solide. Cette discipline est indispensable aux minéralogistes, métallurgistes, électroniciens, biologistes, etc.

Principe de l'appareil

Lorsque l'on soumet un échantillon solide à un bombardement ionique au moyen d'un faisceau d'ions primaires appelé sonde, l'échantillon émet des particules (atomes neutres, électrons ou ions) : c'est l'émission secondaire. Celle-ci dépend de l'énergie et de la nature des ions du faisceau primaire, de l'angle d'incidence sur la cible (ou échantillon) et de la nature de la cible.

Le canon est une partie de l'appareil qui permet de réaliser un faisceau d'ions.

La détermination des éléments se fait par la spectrométrie de masse à partir des ions secondaires.

La gestion de l'appareil est réalisée par un calculateur.

Généralités sur le canon (voir schéma synoptique fig. 3)

Il se décompose en trois parties principales :

● Le duoplasmatron : c'est la partie source du canon. Dans celle-ci se forme le gaz ionisé appelé plasma, dont les ions positifs ou négatifs sont extraits suivant l'utilisation désirée.

● Les condensateurs : ils comprennent des lentilles électrostatiques L_1 et L_2 qui servent au réglage de l'intensité du faisceau. Les déflecteurs D_1 et D_2 permettent de centrer le faisceau dans chaque lentille.

● L'objectif : un double déviateur DV_1 et DV_2 est situé devant la dernière lentille L_3 . Ce double déviateur permet d'obtenir le balayage du faisceau sur l'échantillon.

L'étude est limitée aux alimentations, aux

commandes et aux dispositifs de contrôle des différentes parties du canon.

1 - La commande de l'arc

L'arc créé entre l'anode et la cathode permet d'ioniser le gaz introduit à basse pression dans le duoplasmatron. L'alimentation est réalisée avec un convertisseur.

Caractéristiques électriques de l'alimentation

Différence de potentiel entre les deux électrodes pour l'amorçage : 600 V.

Différence de potentiel entre les deux électrodes pour le maintien de l'arc : 400 V.

Intensité : de 20 mA à 100 mA réglable et régulée.

Schéma fonctionnel de l'alimentation (fig. 4)

Les transistors de puissance du convertisseur ne doivent pas conduire en même temps. Dans ces conditions, on définit l'allure des signaux aux points I et H délivrés par le générateur de signaux de commande (voir schéma fig. 5 et 6).

Schéma et technologie

1^{re} partie (suite)

1.1. – Oscillateur réalisé à partir d'un opérateur « Nand Trigger de Schmitt » 74 LS 132.

La période d'oscillation est donnée par la relation :

$$T \simeq RC \left[\log \frac{V_{OH} + R I_0 - V_T}{V_{OH} + R I_0 - V_T} \right] + \log \frac{V_T^+ - V_{OL}}{V_T - V_{OL}} = t_1 + t_2$$

a) Déterminer la valeur de R qui permet d'obtenir au point S un signal dont la fréquence $f_S = 80 \text{ kHz}$.

Pour effectuer cette détermination prendre :

- la valeur nominale de C,
- les valeurs typiques des tensions (consulter le document constructeur),
- $I_0 = 0,16 \text{ mA}$ = constante en adoptant pour I_0 la valeur moyenne de I_T^+ et I_T^- .

Une solution consiste à tracer quelques points de la courbe fréquence = $f(R)$.

b) Définir les caractéristiques technologiques de R_1 et de P_1 .

c) Calculer la durée t_1 pendant laquelle V_S est au niveau haut et la durée t_2 pendant laquelle V_S est au niveau bas.

d) Afin d'obtenir un rapport cyclique de 1/2 pour les signaux C et D, on divise la fréquence de l'oscillateur.

Une modification simple de l'oscillateur aurait-elle permis d'obtenir un rapport cyclique $t_1/T = 1/2$? Si oui, proposer un schéma et définir les caractéristiques principales des éléments. Pourquoi n'a-t-on pas retenu cette dernière solution ?

1.2. – Divisions de la fréquence de l'oscillateur à partir de bascules JK 74 LS 73.

On désire obtenir : (pour $f_S = 80 \text{ kHz}$)

au point C : fréquence du signal $f_C = 20 \text{ kHz}$.

au point D : fréquence du signal $f_D = 40 \text{ kHz}$.

1) En réalisant un schéma de principe de ce sous-ensemble, définir toutes les connexions nécessaires pour obtenir les signaux C et D.

b) Dessiner sur le document réponse joint les oscillogrammes obtenus aux points C et D.

1.3. – Bascule monostable à partir du circuit 74 LS 123.

a) Des éléments placés à l'extérieur du circuit définissent la durée t_w de l'impulsion obtenue en sortie (voir document constructeur). Le choix de ces éléments (dans la série E 12 à 10 %) doit satisfaire les conditions suivantes :

- un dispositif ajustable permet sûrement d'obtenir $t_w = 15 \mu\text{s}$,
- en aucun cas t_w ne devra être supérieur à $23 \mu\text{s}$.

Définir les caractéristiques technologiques des éléments choisis.

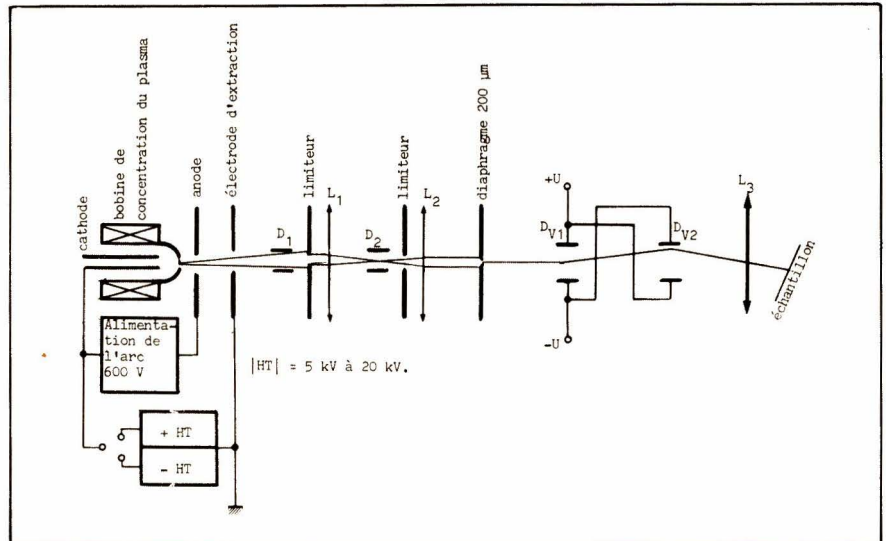


Fig. 3

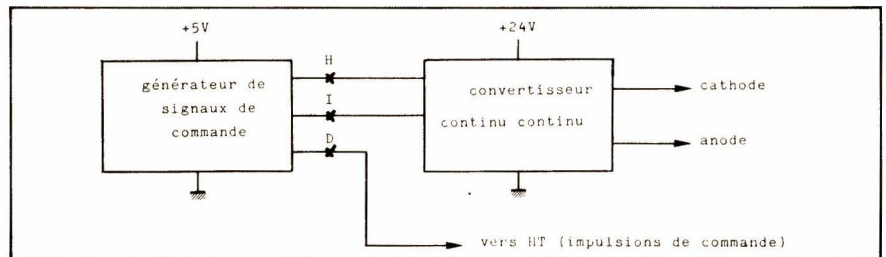


Fig. 4

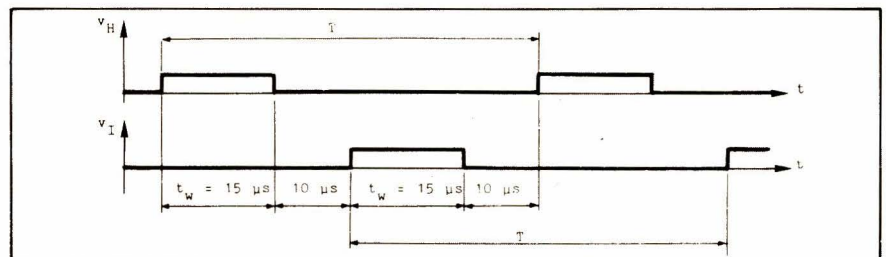


Fig. 5

b) Proposer un schéma qui détermine toutes les connexions à réaliser.

c) Dessiner sur le document réponse joint l'oscillogramme obtenu au point E.

1.4. – Opérateurs combinatoires 74 LS 02.

L'association de ces opérateurs permet d'obtenir les signaux F et G qui commandent les transistors de puissance du convertisseur par l'intermédiaire d'un interface (voir fig. 7).

a) Connaissant l'allure des signaux à obtenir aux points H et I dessiner sur le document réponse joint les oscillogrammes des signaux en F et G.

b) Déterminer les équations logiques de F et G en fonction de C et E avec la convention suivante :

tension au niveau haut \Rightarrow état logique 1
tension au niveau bas \Rightarrow état logique 0.

c) Etablir le tableau de vérité d'un opérateur OU-NON (NOR) à deux entrées.

d) En utilisant les opérateurs OU-NON à deux entrées proposer le schéma de principe de ce sous-ensemble.

1.5. – Dessiner le schéma de principe complet du générateur de signaux de commande, en modifiant éventuellement les connexions dans les schémas partiels.

1.6. – Interface : commande des transistors du convertisseur (voir fig. 7).

Pour T_1 : PNP 2N 2905 $\beta_{min} = 100$
 V_{BE} seuil 0,7 V.

Pour T_3 : Darlington NPN de puissance MJ 3000
 V_{BE} seuil = 1 V
 V_{BE} conduction = 1,6 V
 $\beta_{min} = 1000$.

Considérons la sortie F de l'opérateur 74LS02.

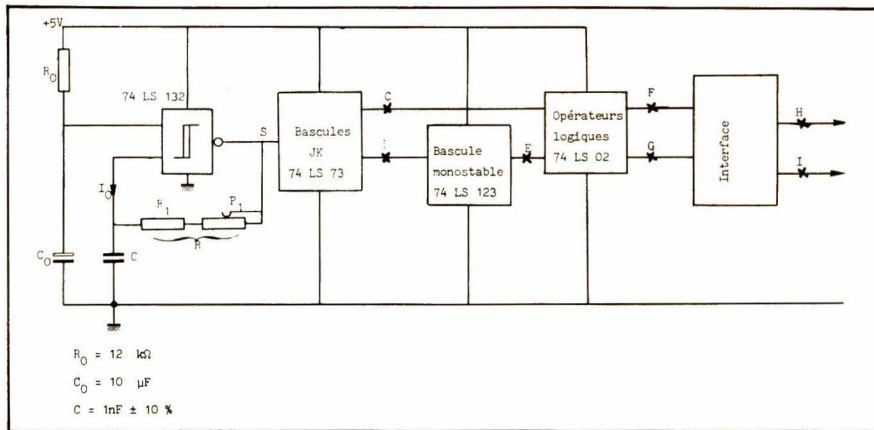


Fig. 6

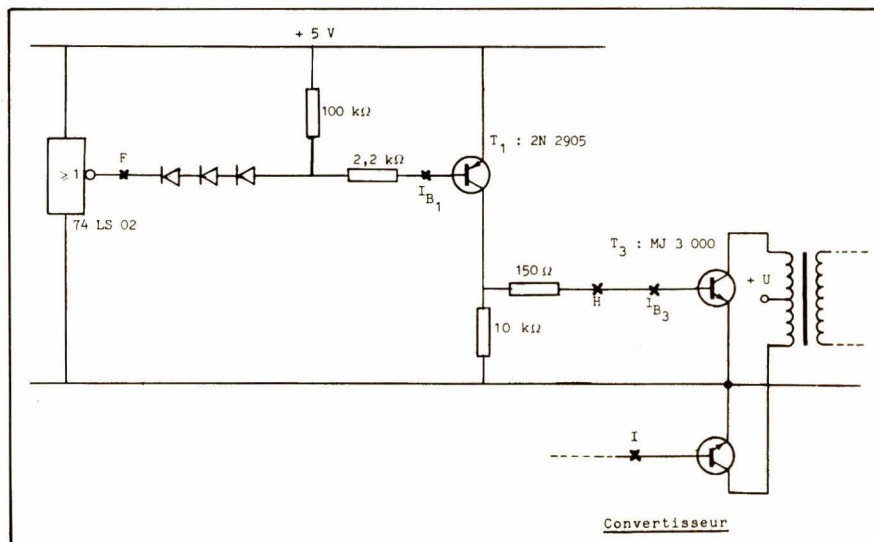


Fig. 7

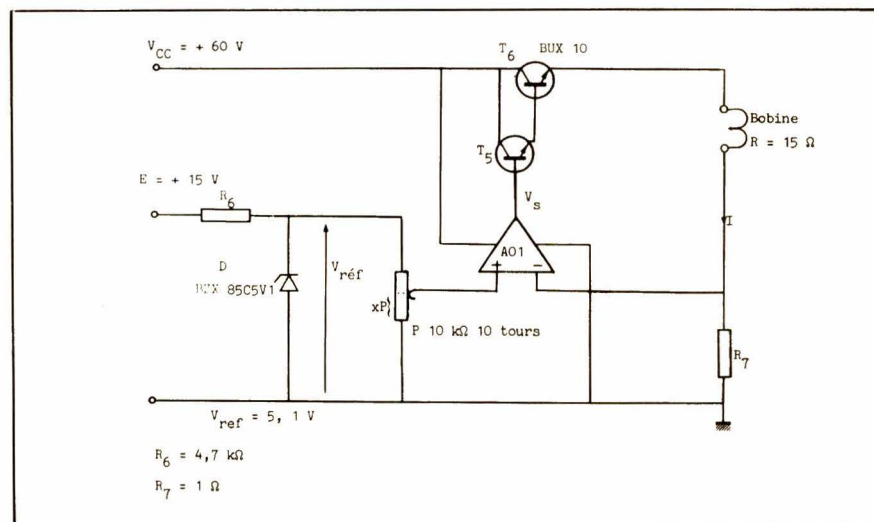


Fig. 8

a) A l'état haut : définir les états des transistors T_1 et T_3 . Justifier la réponse.

b) A l'état bas : définir les états des transistors T_1 et T_3 . Justifier la réponse sachant que le courant dans le collecteur de sortie du Darlington MJ 3000 n'excèdera pas 10 A.

2 - Commande de concentration du plasma

Dans le duoplasmatron le plasma est concentré dans l'entrefer d'un électro-aimant. La bobine qui crée l'induction

magnétique dans l'entrefer possède 1 000 spires. Sa résistance $R = 15 \Omega$. La force magnéto-motrice nécessaire à la concentration des ions est de l'ordre de 3000 At maximum. On recherche une bonne stabilité du courant (voir fig. 8).

On suppose que l'amplificateur de différence intégré (AO₁) fonctionne en régime linéaire.

Dans ces conditions :
 $(V^+ - V^-) \approx 0$

$I^+ = I^- \approx 0$

pour $2 \text{ V} < V_S < 58 \text{ V}$

a) Donner l'expression de I .

b) Le potentiomètre P permet de réglage de I .

A l'aide d'un système de commutation et de résistances, modifier le schéma côté potentiomètre 10 tours pour obtenir :

● commutateur en position 1 : I réglable de 0 à 2 A pour une variation totale de P ,

● commutateur en position 2 : I réglable de 2,5 A à 3,5 A pour une variation totale de P .

Tous les composants seront choisis dans la série 10 %.

Réaliser un schéma partiel sur lequel apparaîtra la modification. Indiquer la valeur nominale de chaque résistance et les caractéristiques technologiques du commutateur.

c) Exprimer la puissance P dissipée par le transistor T_6 . Pour quelle valeur de I la puissance P est-elle maximum ? Calculer P_{\max} .

d) La température ambiante maximale est 45°C . Il faut prévoir un dissipateur au transistor T_6 . On adoptera pour la résistance thermique de fixation $R_{th \text{ fix}} \approx 0,5^\circ\text{C/W}$. Les caractéristiques thermiques de T_6 sont fournies (voir document constructeur). Calculer la résistance thermique du dissipateur associé au transistor T_6 qui assure une température de jonction inférieure à la valeur maximale autorisée, dans les conditions les plus défavorables.

e) A partir des documents, définir le dissipateur choisi (référence et dimensions).

Le texte ci-dessus est complété d'un dossier de documentation remis à chaque candidat.

Ce dossier de douze pages est composé de :

● Caractéristiques de composants :
 Portes NOR
 Basculer de Schmitt (types SN54LS132, SN74LS132).
 Monostable (types SN54LS122 et 123, SN74LS122 et 123),
 Basculer JK (Séries 54LS/ 74 LS FLIP-FLOPS).
 Transistor BUX 10

● Extraits de catalogue sur les radiateurs.

● Progression des valeurs de résistances normalisées.

Epreuve de schéma et technologie

(2^e partie : 3^e).

3 – Balayages ligne et images, commandes des déviateurs DV₁ et DV₂

Le faisceau d'ions primaires balaie l'échantillon. Ce balayage est réalisé à l'aide d'un signal triangulaire symétrique. Les deux oscillateurs pour la ligne et pour l'image ne sont pas synchrones. La fréquence du balayage ligne est de 10 kHz, celle du balayage image 100 Hz. Le schéma général du balayage est identique pour la ligne et pour l'image. Seules les valeurs de la fréquence de l'oscillateur varient.

On étudie seulement le balayage image.

Schéma fonctionnel (fig. 9)

On désire obtenir les signaux suivants : (fig. 10).

3.1. – Générateur de fonctions

A l'aide des documents constructeur du circuit ICL 80 38 réaliser un schéma définissant :

- toutes les connexions (y compris celles avec les alimentations pour lesquelles on précisera l'ordre de grandeur de la tension) ;
- les caractéristiques des composants associés qui permettent d'obtenir le signal A.

3.2. – Amplificateur inverseur

Proposer le schéma de principe d'un montage avec amplificateur opérationnel considéré parfait qui réalise les conditions suivantes :

$$\frac{V_B}{V_A} = -1$$

Résistance d'entrée $R_e = 15 \text{ k}\Omega$

Préciser l'ordre de grandeur de la valeur des composants et des alimentations.

3.3. – Amplificateur de puissance

Voir figure 11.

– Amplificateur linéaire intégré considéré parfait (résistance d'entrée infinie, amplification en boucle ouverte infinie, résistance de sortie nulle).

– Transistor 2N5416 $V_{CE0} = -300 \text{ V}$, $h_{21E} \text{ typ} \geq 50$, $V_{BE} \text{ conduction} = 0,7 \text{ V}$

– Transistor BU205 $V_{CE0} = 700 \text{ V}$, $h_{21} \text{ typ} \geq 10$, $V_{BE} \text{ conduction} = 0,7 \text{ V}$

a) A quelle valeur faut-il régler le potentiomètre P pour obtenir le signal désiré au point C ? Expliquer.

b) Tracer l'allure de l'oscillogramme obtenu au point D en justifiant les valeurs remarquables de la tension.

4 – Les hautes tensions

La haute tension d'accélération des ions doit varier de 5 kV à 20 kV par paliers. L'étude est limitée à la haute tension positive (fig. 12).

La haute tension est obtenue par l'intermédiaire d'un transformateur élévateur associé à un multiplicateur de tension. Le primaire de ce transformateur est commandé par des impulsions modulées en amplitude.

Caractéristiques électriques principales de chaque alimentation HT :

– alimentation 24 V et 50 V ;

– consommation maximale sur alimentation 50 V : 100 mA ;

– tension de référence qui permet de déterminer la tension de sortie ;

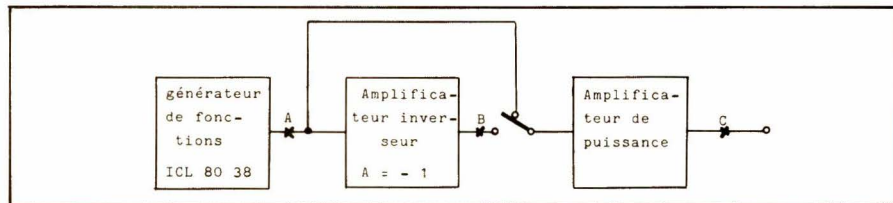


Fig. 9

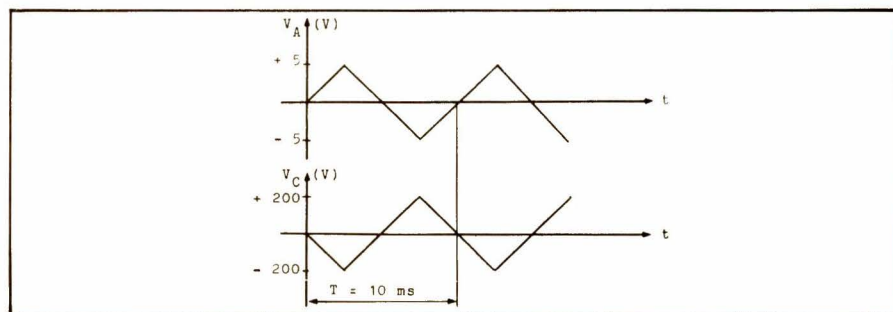


Fig. 10

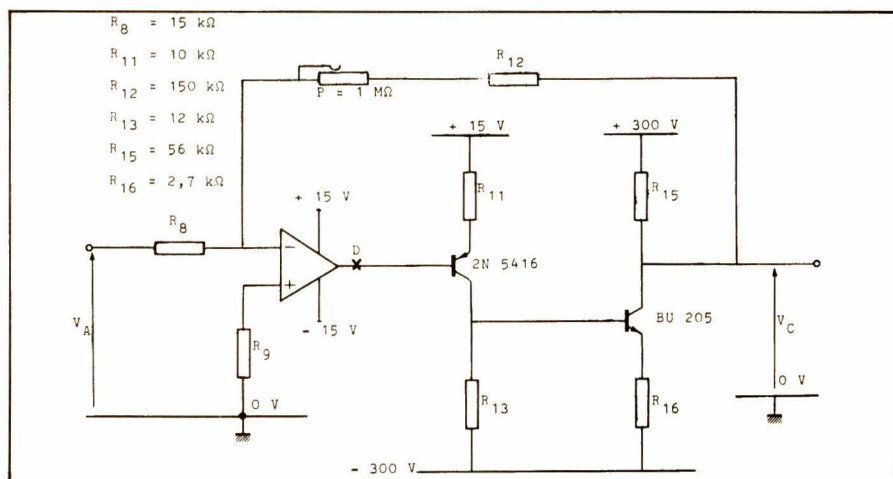


Fig. 11

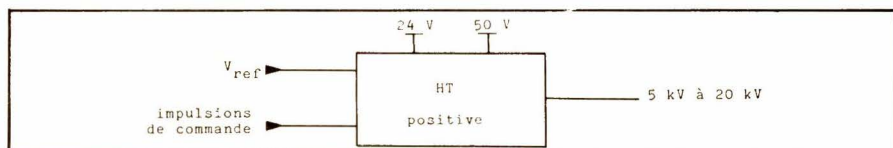


Fig. 12

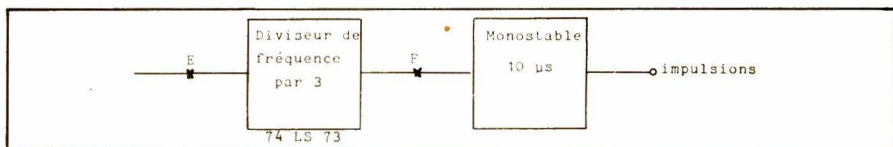


Fig. 14

– impulsions de commande de durée $10 \mu\text{s}$ à la fréquence 13,3 kHz.

4.1. – Impulsions de commande

Le signal TTL de fréquence 40 kHz fourni par le générateur de commande du convertisseur est divisé par 3.

Le signal E est défini sur le document réponse (fig. 13).

a) A partir de bascules JK 74 LS 73, propo-

ser une méthode d'étude du diviseur par 3 (fig. 14).

En déduire le schéma de principe.

Toute solution exacte sera valable à condition qu'elle soit justifiée.

b) Dessiner sur le document réponse l'oscillogramme obtenu au point F.

4.2. – Limitation de la consommation sur l'alimentation 50 V.

On désire bloquer les impulsions de com-

**Epreuve de Français
(3 h)**

Résumé et questions sur un texte de Lucien Goldman : La révolte des lettres et des Arts dans les civilisations avancées (1968).

**Epreuve d'électronique
(oral 30 mn)**

Epreuve de dessin industriel (3 h 30 + oral)

Sur une bobineuse de transforma-
teurs miniaturisés.

Epreuve de mesures électroniques (4 h)

Un sujet tiré au sort parmi les quatre suivants :

- convertisseur tension fréquence
 - applications des opérateurs logiques
- C.MOS
- étude d'un dipôle (modèles petits signaux d'un TEC 2N4222)
 - étude d'une réaction négative.

Epreuve de maquette

Interrogation sur un thème conduisant à une réalisation technique effectuée par le candidat.

Epreuves facultatives

- Législation.
- Langue vivante.

Ch. Leroux

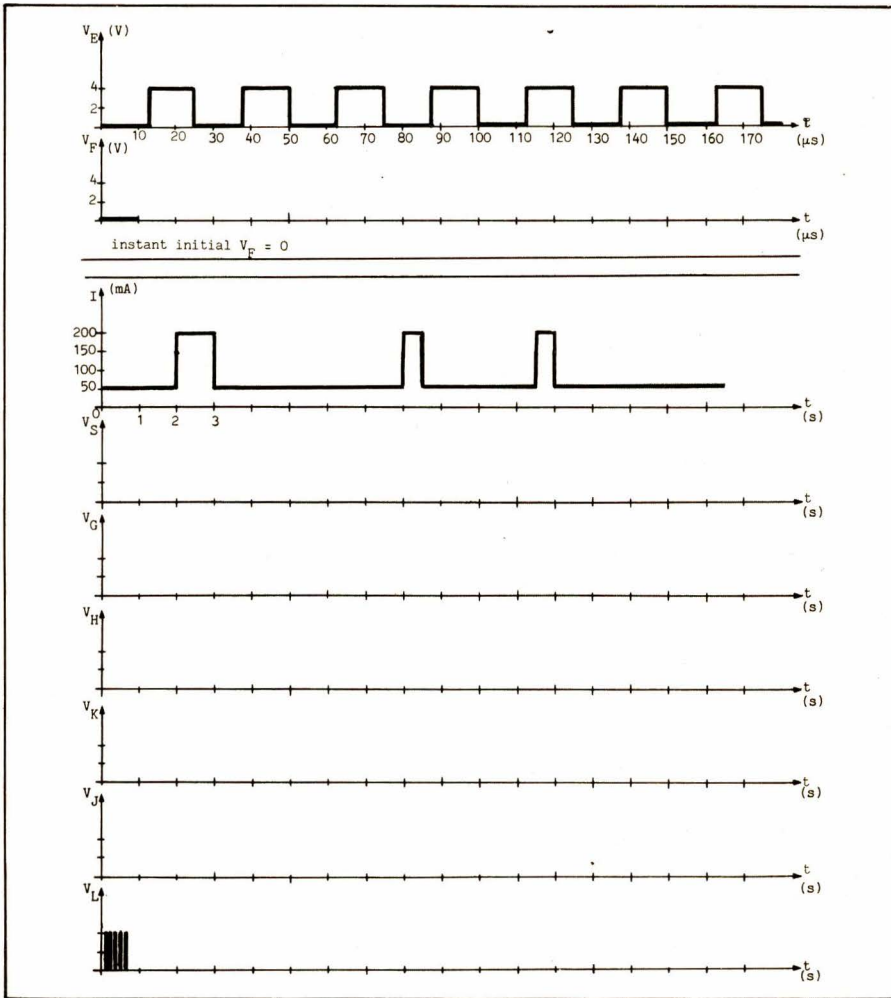


Fig. 13.

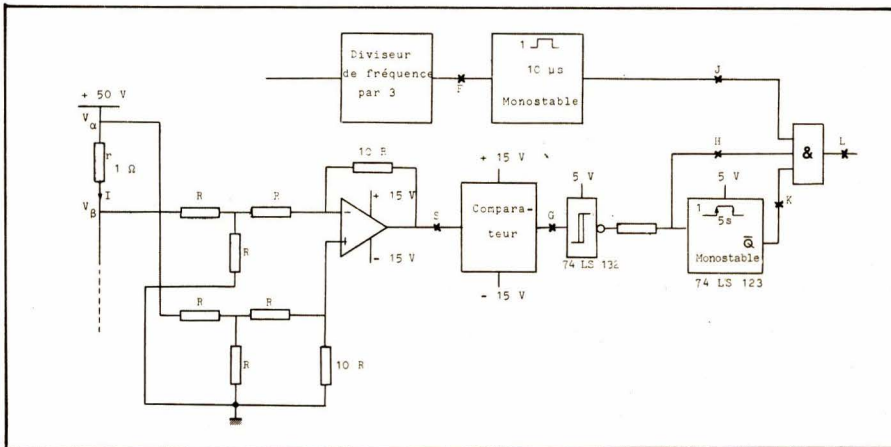


Fig. 15

mande quand le courant débité par l'alimentation 50 V dépasse 150 mA en évitant un réarmement manuel. Voir **figure 15**.

a) Exprimer V_S en fonction de V_α et V_β (tensions repérées par rapport à la masse).

Calculer V_S pour $I = 150 \text{ mA}$.

b) Proposer le schéma complet du comparateur réalisé à partir d'un amplificateur de différence intégré (parfait) et d'éléments associés qui satisfait les conditions suivantes :

pour $I < 150 \text{ mA}$ on désire $0 < V_G < 0,5 \text{ V}$

pour $I \geq 150 \text{ mA}$ on désire $1,9 \text{ V} < V_G < 5 \text{ V}$

c) Compléter les oscillogrammes du document réponse.

Les impulsions aux points J et L seront symbolisées par des traits verticaux.

Dossier de documentation remis au candidat (8 pages) :

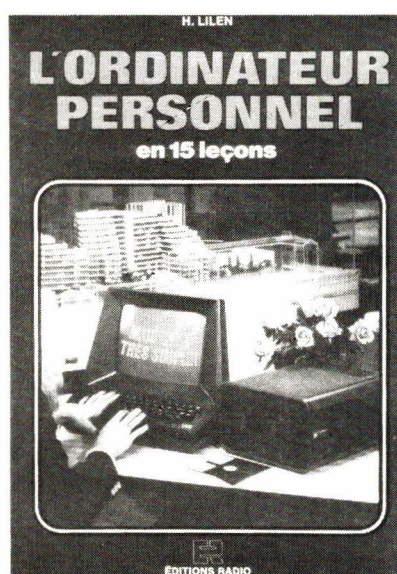
Caractéristiques du générateur de fonction 8038.

BIBLIOGRAPHIE

L'ordinateur personnel en 15 leçons

par Henri Lilen

Ce livre est destiné aux utilisateurs d'ordinateurs individuels et à tous ceux qui, sans en posséder un, veulent savoir ce qu'est un ordinateur personnel, et comment il fonctionne. Il n'est demandé au lecteur aucune connaissance préalable en informatique ou en électronique.



Au cours de ces quinze leçons, le lecteur aura pu se convaincre que la machine informatique n'a que l'intelligence que l'homme a bien voulu lui attribuer, mais constitue un outil rapide et efficace.

Un ouvrage mené « tambour battant » par Henri Lilen et qui suscitera certainement des vocations.

Un volume de 258 pages, format 13,5 x 20.

Editions Radio

110 études pratiques de générateurs de signaux

par Raymond M. Marston

(traduit de l'anglais par Bernard Loubières)

Les générateurs de signaux ont pour but de fournir, suivant leur conception, des tensions de sortie en forme de



sinusoïde, de carré, de triangle, de dent de scie, des impulsions, des marches d'escaliers et bien d'autres formes d'ondes selon les besoins de l'utilisateur. Les signaux obtenus peuvent être non modulés ou modulés, de forme fixe ou variable. On réalise ces générateurs au moyen de transistors, d'amplificateurs opérationnels ou de circuits intégrés digitaux; ils peuvent enfin occuper le volume d'un seul circuit intégré lorsqu'ils ne délivrent qu'un seul type invariable de signal, ce qui leur vaut le nom de générateurs de fonctions. Ils constituent l'élément de base de l'instrumentation électronique, qu'il s'agisse d'appareils de test sophistiqués ou de simples antivol.

Cet ouvrage décrit la réalisation de 110 circuits électroniques de types divers qui ont tous été réalisés par l'auteur, circuits dont les performances ont été soigneusement vérifiées. Le principe du fonctionnement de chaque montage est brièvement exposé avec cependant toute la précision nécessaire, et des conseils de réalisations sont donnés quand cela s'avère opportun.

Les caractéristiques et le brochage relatifs aux semi-conducteurs utilisés sont détaillés en Annexe 1. Tous ces semi-conducteurs sont disponibles sur le marché européen. L'Annexe 2 comporte des abaques qui permettent aux lecteurs d'adapter les montages présentés ici à leurs besoins particuliers (modification des paramètres de fonctionnement).

Un volume de 144 pages, format 13 x 18.

Editions Eyrolles.

Introduction au Basic sur micro-ordinateurs

par Pierre Le Beux

On peut dire que le Basic n'est pas un langage d'informaticien et que le développement des micro-ordinateurs rendant l'informatique accessible à toutes les professions, favorise son extension.

La simplicité de la syntaxe et la possibilité de développer de façon directe et immédiate des programmes adaptés aux besoins d'utilisateurs divers: techniciens, personnel de secrétariat, administrateurs, professions libérales... explique le succès de ce langage.

Cet ouvrage s'adresse au débutant et ne requiert donc aucune formation préalable aux techniques de l'informatique. Les différents concepts et techniques y sont présentés de façon progressive et pédagogique avec de nombreux exemples de programmes qui ont tous été testés sur des matériels de type micro-ordinateur.

Un volume de 338 pages, format 16 x 24.

Editions Sybex.

Le Basic par la pratique : 50 exercices

par J.-P. Lamoitier

L'apprentissage de la programmation en Basic ne peut se faire que par la pratique.

Voici un livre d'exercices complètement traités: énoncé et analyse d'un problème, organigrammes et commentaires, programmes, exemples d'exécution.

Cette méthode pédagogique permet au lecteur de se perfectionner très rapidement en vérifiant à chaque pas sa progression. Les exercices, classés par rubriques, et de difficulté variable, sont choisis pour leur intérêt pédagogique et leur intérêt sur le plan des applications concrètes.

Un ouvrage de première importance pour qui veut apprendre efficacement la programmation en Basic.

Un volume de 204 pages, format 16 x 24.

Editions Sybex.

BIBLIOGRAPHIE

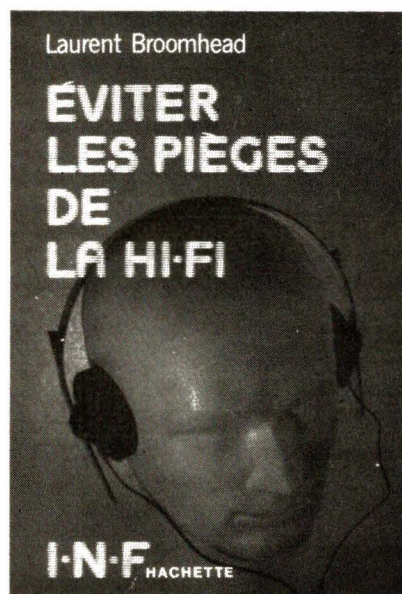
Eviter les pièges de la Hi-Fi

par Laurent Broomhead

De la platine aux baffles, de la cellule à l'amplificateur, tous les éléments d'une chaîne Hi-Fi sont passés en revue. Pour chacun d'eux, l'auteur précise les règles qui doivent guider le choix et les erreurs à ne pas commettre, en fonction des moyens financiers, du type de musique que l'on préfère et de la salle d'écoute dont on dispose.

Un volume de 170 pages, format 14 x 20,5

Editions Hachette.



Réseaux électriques

par J. Pouget

L'ouvrage « Réseaux électriques » fait le point sur divers aspects d'un domaine énergétique essentiel : les possibilités du « vecteur électricité » pour l'énergie.

Sur cet exemple protéiforme, il marque les réussites et les limites de la recherche opérationnelle s'appuyant sur les particularités d'un art pratiqué d'abord « manuellement », puis aidé avec amplification par les ordinateurs.

Cet art consiste à gérer les phénomènes complexes dont les réseaux de toutes tensions sont le siège, que ce soit les grandes circulations d'énergie à caractère national (sur des centaines

de kilomètres) ou bien ce qui se passe à l'échelle d'une petite ville (réseaux de distribution).

L'auteur expose comment l'introduction de méthodes probabilistes nouvelles, dans les équipes d'Electricité de France, a permis de mieux gérer cet aspect géométrique qu'est le réseau dans un système énergétique y compris la prise des décisions d'investissement.

A part ces deux points de vue qu'il privilégie : énergétique et informatique, l'auteur explique sur maint exemple concret en quoi son « art d'ingénieur » ne prend pas trop au sérieux ni ce qui est argument économique, ni se qui est trop rigoureux (philosophie devant les masses de données et leurs incertitudes).

Quelques développements indiquent des voies inédites sur des sujets divers : la théorie de l'amortissement, la géométrie des réseaux énergétiques, la représentation numérique des graphes.

Un volume de 304 pages, format 16 x 24.

Editions Masson.

Le microprocesseur en action

par Pierre Melusson

Si les ouvrages sur les microprocesseurs sont légion, rares sont ceux qui constituent une véritable initiation pratique. Spécialiste du sujet, l'auteur, après un premier livre d'initiation, a tenu à le compléter par un ouvrage consacré à l'emploi réel d'un microprocesseur monobit, le MC 14500B.

Principaux chapitres :

Présentation du MC 14500 B

Principe de base

Le logiciel et le jeu d'instruction

La structure « tant que »

Instruction de branchement conditionnel et de sous-programme.

Utilisation et fiabilité des circuits C.MOS

Exercices d'applications sur la programmation.

Un ouvrage de 152 pages, format 15 x 21.

Editions E.T.S.F.

Tarif fiscal

Présentée sous forme de dépliant très facile d'emploi, cette 44^e édition, remise à jour, fournit tous les renseignements, barèmes et méthodes de calculs des différentes impositions auxquelles chacun doit faire face.

Sont analysés : l'impôt sur le revenu, l'impôt sur les sociétés, impôts et taxes divers, TVA, timbre, enregistrement et publicité foncière, successions et donations.

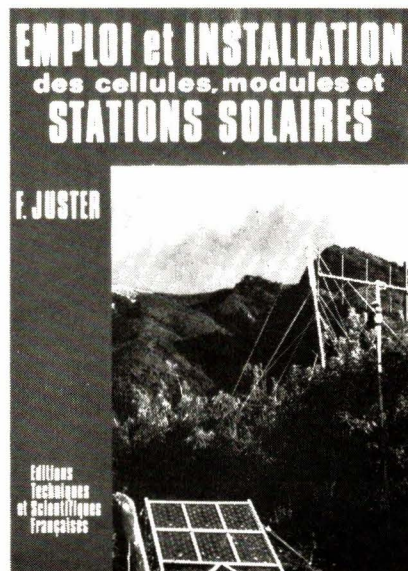
Un dépliant de 48 pages, format 8 x 32.

Librairies techniques, 27, place Dauphine, 75001.

Emploi et installation des cellules, modules et stations solaires

par F. Juster

Avec cet ouvrage, le lecteur pourra s'initier aux méthodes, industrielles et de laboratoire, d'assemblage des cellules, des modules et des panneaux pour capter l'énergie solaire dans les meilleures conditions.

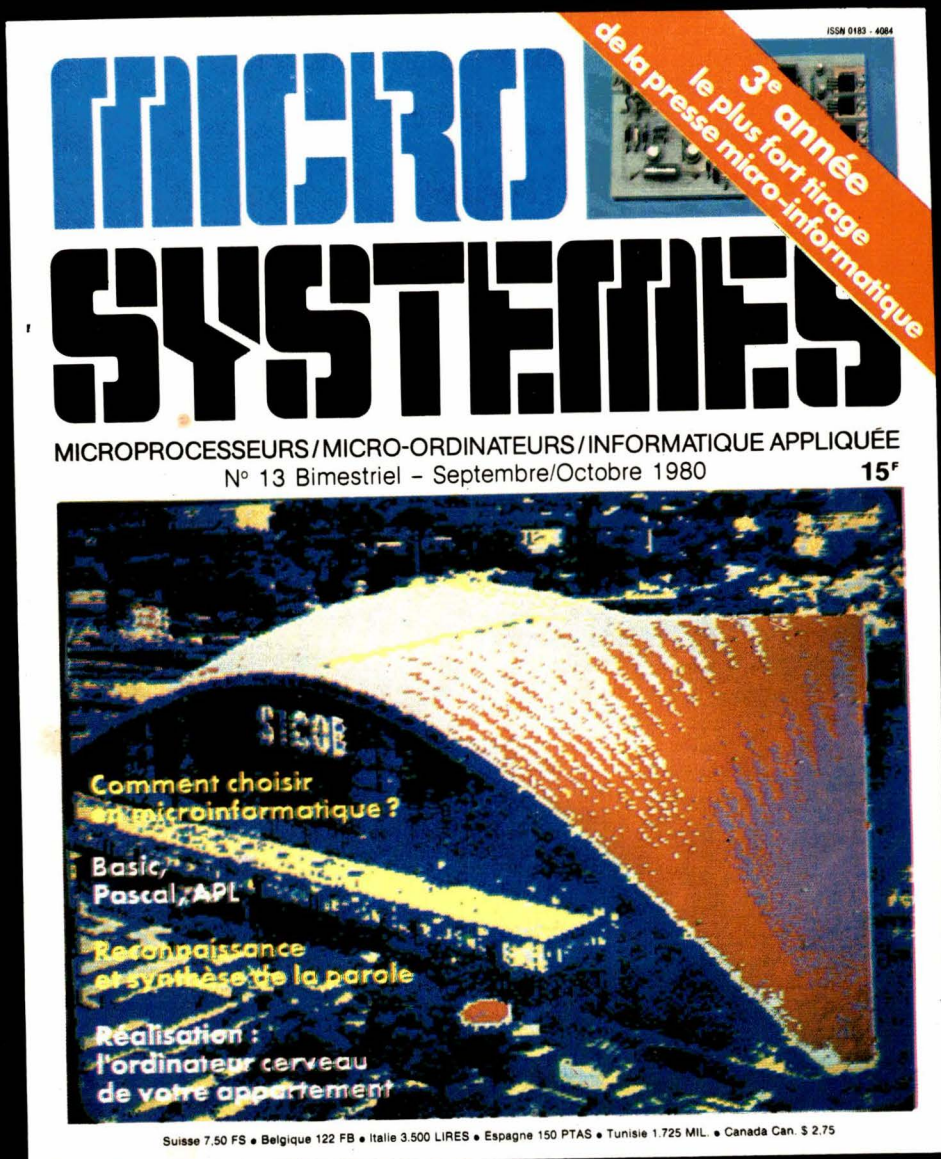


La plupart des produits fabriqués par les industries de tous pays sont analysés. On y étudie aussi, des dispositifs comme les cellules-rubans, les circuits complémentaires comme les accumulateurs, les convertisseurs, les diodes de protection.

Un volume de 224 pages, format 15 x 21.

Editions E.T.S.F.

MCCXXIII fois XLVI



POUR BIEN SE COMPRENDRE, IL EST UTILE, PARFOIS, DE PARLER LE MÊME LANGAGE.

En chiffres arabes, l'opération devient **1223** fois **46** ce qui est déjà plus familier.

Quand on est électronicien, on n'est pas nécessairement informaticien. Alors que faire lorsque l'on sait qu'en 1985 la moitié des équipements seront architecturés autour de micro-processeurs?

Ce n'est pas par hasard si nous sommes devenus la première revue française de micro-informatique.

MICRO-SYSTÈMES est plus qu'un magazine d'informations, c'est un véritable outil de formation destiné à vous initier aux techniques nouvelles de la micro-informatique.

Dans chacun de ses numéros, MICRO-SYSTÈMES pré-

sente un ensemble de noms prestigieux des mondes de l'électronique et de l'informatique.

Pour vous en convaincre, lisez plutôt notre numéro de Septembre/Octobre 80, il est en vente chez tous les marchands de journaux à partir du 8 Septembre. Mieux souscrivez un abonnement d'un an (6 numéros) au prix exceptionnel de 75 F (105 F pour l'étranger) en nous adressant votre règlement à :

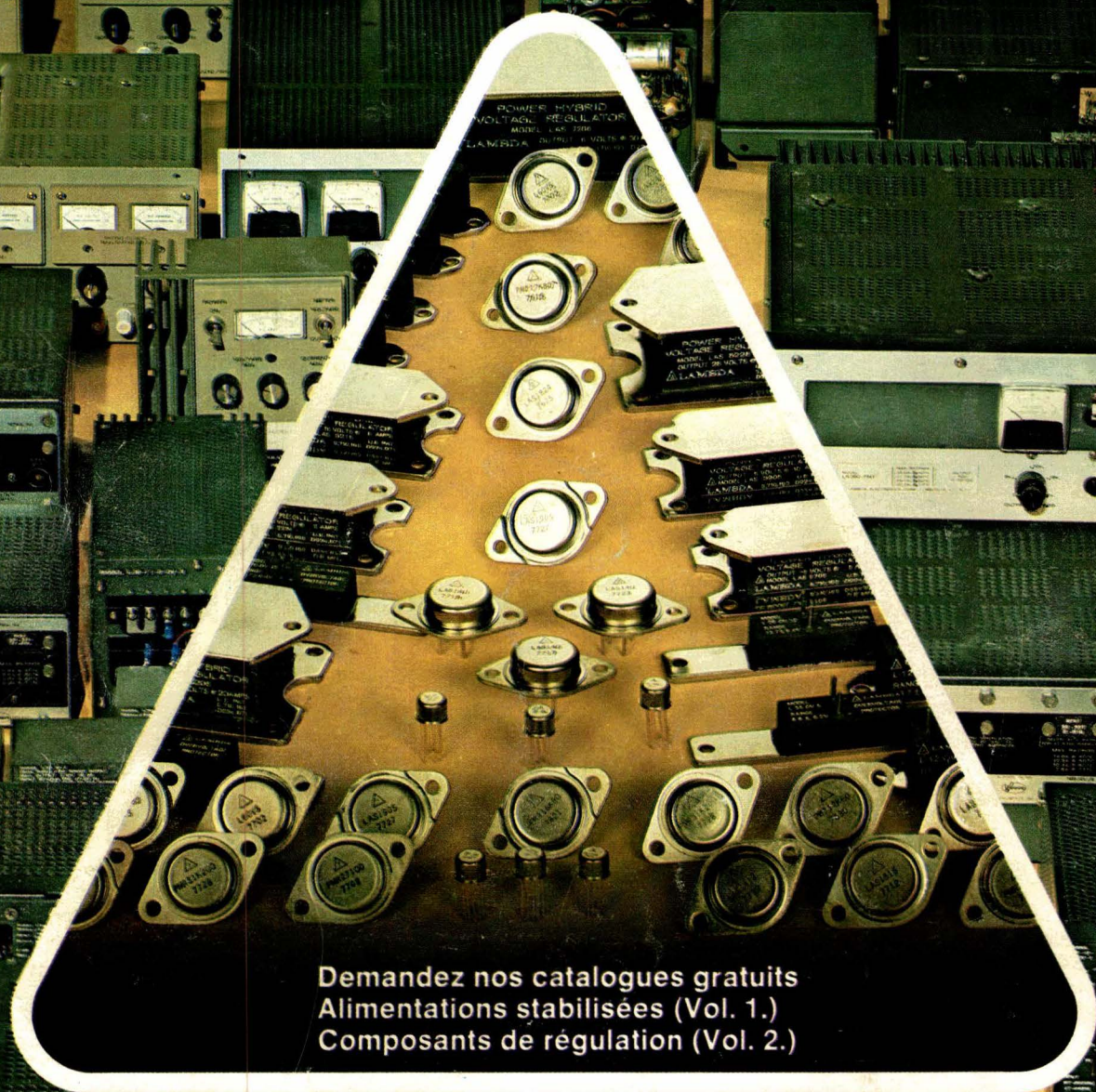
MICRO-SYSTÈMES - Service Abonnement

2 à 12 rue de Bellevue
75040 Paris Cedex 19

MICRO-SYSTÈMES : le sérieux d'un journal au service d'une technique.

LAMBDA

Alimentations stabilisées
Semi-conducteurs de régulation
de réputation mondiale



Demandez nos catalogues gratuits
Alimentations stabilisées (Vol. 1.)
Composants de régulation (Vol. 2.)



LAMBDA
ELECTRONIQUE

1^{er} Constructeur mondial d'alimentations stabilisées

B.P. 77 - 91403 Orsay Cedex Tél. 012.14.87 - Télex 691 617 F. Veeclam.