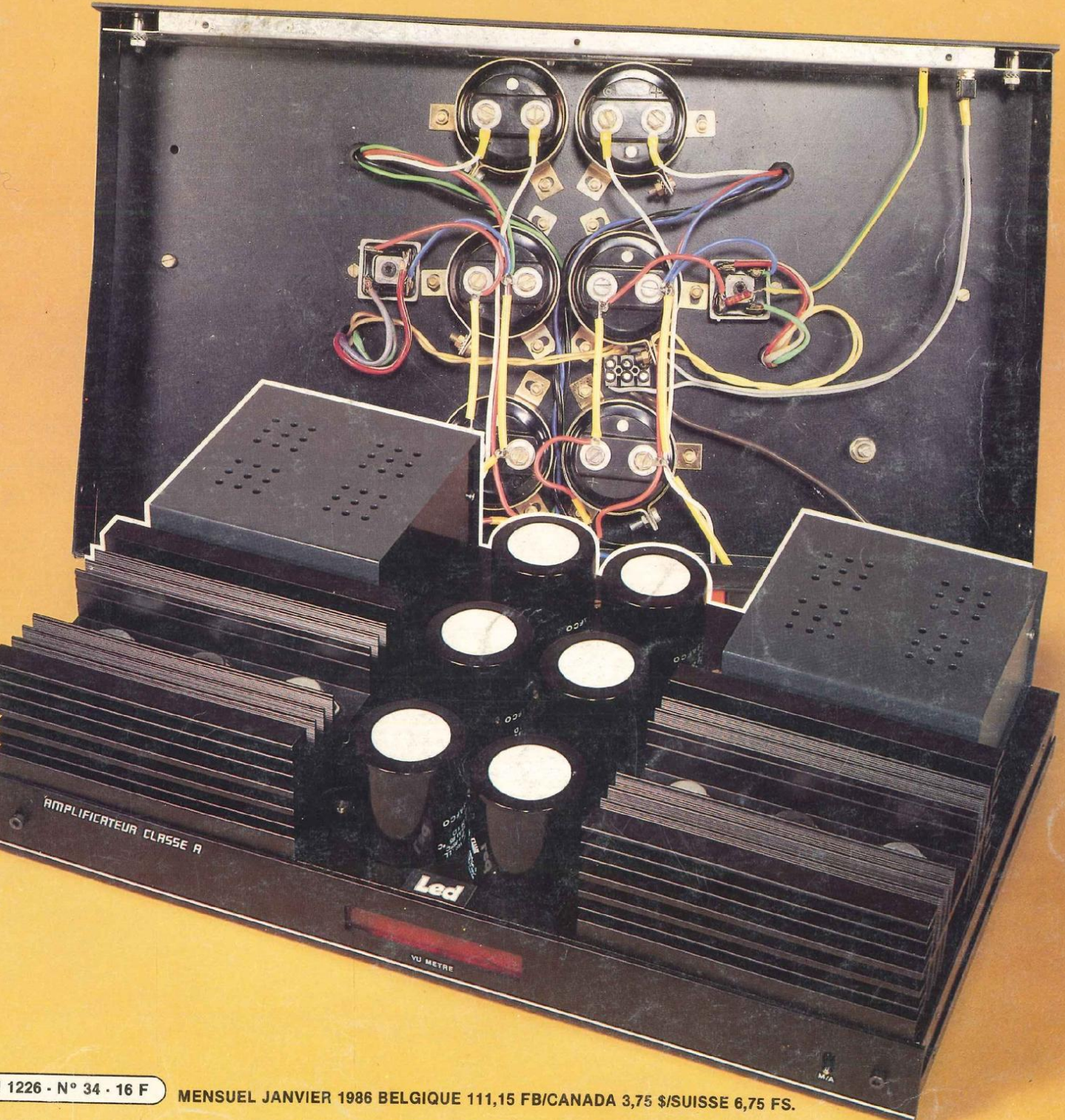


LOISIRS ELECTRONIQUES D'AUJOURD'HUI

N°34

# Led

LES DETECTEURS DE SEUIL  
L'EVOLUTION DE LA R.D.S  
LECTEUR DE CODES BARRES  
LE VIDEO GUIDAGE  
AMPLIFICATEUR CLASSE A  
CHARGEUR 12V/0A.10A





# DIGITEST 82

## LE MULTIMETRE NUMERIQUE UNIVERSEL

- Multimètre 2 000 points
- Voltmètre continu  
5 gammes de 200 mV à 1 000 V
- Voltmètre alternatif  
5 gammes de 200 mV à 750 V
- Ampèremètre continu  
7 gammes de 20  $\mu$ A à 10 A
- Ampèremètre alternatif  
7 gammes de 20  $\mu$ A à 10 A
- Conductance  
2 gammes de 200 ns à 20 ns
- Résistances  
6 gammes de 200  $\Omega$  à 20 M $\Omega$
- Capacités  
6 gammes de 2 000 pF à 200  $\mu$ F
- Température  
1 gamme de -50° à +1 300°C
- Contrôle diodes et transistors  
1 gamme
- Affichage par cristaux liquides 12,7 mm



une distribution

 **PERIFELEC**

LA CULAZ 74370 CHARVONNEX - Tél. : (50) 67.54.01 - Bureau de Paris : 7 bd Ney, 75018 Paris - Tél. : 238.80.88

# Led

**Société éditrice :****Editions Fréquences**

Siège social :

1, bd Ney, 75018 Paris

Tél. : (1) 46.07.01.97 +

SA au capital de 1 000 000 F

Président-Directeur Général :

Edouard Pastor

**LED**

Mensuel : 16 F

Commission paritaire : 64949

Directeur de la publication :

Edouard Pastor

Tous droits de reproduction réservés

textes et photos pour tous pays

LED est une marque déposée ISSN

0753-7409

Services **Rédaction-Publicité-****Abonnements** : (1) 46.07.01.97

Lignes groupées

1 bd Ney, 75018 Paris

**Rédaction :**

Directeur technique

et Rédacteur en chef :

Bernard Duval assisté de

Jean Hiraga

Secrétaire de rédaction :

Chantal Cauchois

Ont collaboré à ce numéro : Jean

Hiraga, L. Maliaud, R.A., Roger Ch.

Houzé, P.F., A.C., D.B., C. de

Linange, Oleg Chenguelly, Guy

Chorein, Thierry Pasquier, Jean-

Louis Fowler

**Publicité**

Directeur de publicité :

Alain Boar

Secrétaire responsable :

Annie Perbal

**Abonnements**

10 numéros par an

France : 140 F

Etranger : 210 F

**Petites annonces**

Les petites annonces sont

publiées sous la responsabilité de

l'annonceur et ne peuvent se

référer qu'aux cas suivants :

- offres et demandes d'emplois

- offres, demandes et échanges

de matériels uniquement

d'occasion

- offres de service

Tarif : 20 F TTC la ligne de 36

signes

**Réalisation-Composition-****Photogravure** Edi Systèmes

Impression

Berger-Levrault - Nancy

**4****CONSEILS ET  
TOUR DE MAIN**

Pas de bon ouvrier sans bons outils et pas de bons outils sans bon artisan.

**9****LED VOUS INFORME**

L'actualité du monde de l'électronique, les produits nouveaux.

**10****EN SAVOIR PLUS  
SUR L'OSCILLOSCOPE**

L'oscilloscope est un « multi-mètre de visualisation » permettant l'observation de signaux électriques en fonction du temps. Son usage s'est d'ailleurs étendu à tout phénomène pouvant être traduit en grandeur électrique correspondante. Il permet de visualiser directement la forme, l'amplitude ainsi que la fréquence du signal à analyser.

**16****EN SAVOIR PLUS  
SUR LES DISPOSITIFS  
A SEUIL**

On entend par dispositifs à seuil des montages dans lesquels la tension de sortie ne peut prendre que deux valeurs : le niveau haut et le niveau bas. En fait, le fonctionnement des circuits à seuil est intermédiaire entre les circuits linéaires et les circuits logiques.

**24****EN SAVOIR PLUS  
SUR LA RECEPTION  
DIRECTE PAR SATELLITE**

La pratique de la RDS ou Réception Directe des Satellites TV constitue une évolution considérable sur le plan des coutumes beaucoup plus que dans celui de la technique pure.

**31****RACONTE-MOI LA  
MICRO-INFORMATIQUE**

Les codes barres connaissent depuis quelques années une expansion constante. Réservés il y a encore peu de temps aux produits grand public, on les trouve maintenant sur de nombreux produits industriels manufacturés.

La première utilisation des codes barres date de 1962 !

**35****MAGAZINE :  
COMPACT-DISC ET  
VIDEO GUIDAGE**

Dans un proche avenir, les automobilistes circulant en pays inconnu ne se sentiront plus livrés à eux-mêmes et obligés de chercher leur route. Grâce au système CARIN, ils seront assistés en tous lieux par une sorte de « co-pilote électronique ».

**42****KIT :  
AMPLIFICATEUR  
CLASSE A**

Cette réalisation, nous l'avons voulu bien sûr très performante, mais aussi facile à mettre au

point. L'électronique, tout en faisant appel à un schéma original, ne demande que fort peu de composants. Le châssis de marque ESM est en fait un rack 19".

**60****KIT : CHARGEUR  
DE BATTERIES  
12 V/O A 10 A  
(2° PARTIE)**

Ce chargeur, nous en sommes persuadés, fera l'unanimité de nombreux lecteurs lassés de voir passer leurs accumulateurs de vie à trépas sans pouvoir changer grand chose à cet état de fait.

**70****ALIMENTATION A  
DECOUPAGE**

Les alimentations à découpage permettent d'obtenir des rendements supérieurs à ceux fournis par une régulation classique. Cette amélioration de l'efficacité s'accompagne d'une réduction de volume conséquente.

**74****VU-METRE A DIODES LED**

Ce montage offre une dynamique importante, puisqu'il lui est possible de visualiser sur une rangée de dix-neuf diodes leds des variations de modulation pouvant atteindre -40 dB à +3 dB.

**77****GRAVEZ-LES  
VOUS-MEME**

Un procédé qui vous permettra de réaliser vous-même, en très peu de temps, nos circuits imprimés.

## L'adaptation des cellules à bobine mobile

Sur une chaîne haute-fidélité, le remplacement du phonoclecteur à aimant mobile par une version à bobine mobile peut poser quelques difficultés d'adaptation quand le préamplificateur ne comporte qu'une entrée phono haut niveau. Il convient de connaître les caractéristiques précises de la cellule, du préamplificateur et du maillon intermédiaire devant être inséré.

**A** lors qu'autrefois les phonoclecteurs à bobine mobile étaient plutôt rares et surtout de prix beaucoup plus élevé que celui des versions à aimant mobile, les prix des versions dites « MC » (Moving Coil ou Bobine Mobile) sont à présent répartis sur une plage de prix plus large et adaptée à chaque budget. Aujourd'hui, le prix de ce type de cellule s'étend entre 5 à 600 F et plus de 3 000 F.

Le niveau de sortie moyen d'une cellule à bobine mobile est compris généralement entre 0,15 et 0,7 mV, la valeur moyenne étant de 0,3 mV. Soit dix fois moins que le niveau de sortie moyen d'une cellule à aimant mobile. Selon la valeur du gain total résultant de l'association des maillons employés (cellule, préamplificateur, amplificateur, enceintes) un supplément de gain compris entre 15 et 35 dB sera nécessaire.

La puissance de sortie varie d'un amplificateur à l'autre, de même que sa sensibilité d'entrée (celle-ci peut varier entre 0,4 V et 2 V). Les enceintes peuvent avoir des valeurs de rendement très différentes les unes des autres, les variations pouvant être comprises entre 83 dB/m/W et 100 dB/m/W. Les préamplificateurs peuvent, selon leur origine, posséder un gain total variant entre 45 et 80 dB environ. La sensibilité d'entrée phono MM peut elle-même varier dans une fourchette comprise entre 1,5 mV et 6 mV. Ajoutons enfin l'écart de niveau de sortie que l'on remarquera sur les différents modèles de cellules à bobine mobile (ou à aimant mobile). Le tout associé conduit, selon que les adaptations soient bonnes, très bonnes, moyennes ou mauvaises, à

l'obtention d'un rapport signal/bruit bon, très bon, moyen ou bien encore médiocre. De même et selon les conditions d'adaptation, il sera soit possible de profiter pleinement des possibilités en puissance de l'amplificateur, soit de ne pouvoir en tirer qu'une partie, dans le cas d'une sous-modulation.

Dans quelques cas, plutôt rares, d'un gain total très élevé ne s'accompagnant pas pour autant d'un problème de bruit de fond (souffle ou ronflement) excessif et gênant, l'adaptation directe de la cellule à bobine mobile sur l'entrée phono MM (aimant mobile, entrée haut niveau) peut paraître possible. Un branchement direct peut en effet assurer dans ces cas particuliers un gain suffisant et peu de souffle résiduel. On peut même obtenir de bons résultats subjectifs, l'adaptation par elle-même n'étant cependant qu'imparfaite. C'est en regardant de près le montage que l'on constate plusieurs points mettant en évidence une mauvaise adaptation de la cellule avec l'entrée phono haut niveau du préamplificateur.

En premier lieu, on s'aperçoit que l'entrée phono haut niveau a une impédance de l'ordre de 47 k $\Omega$ , alors que la cellule, dont l'impédance est très basse (1,5  $\Omega$  à 40  $\Omega$  environ) gagnerait, pour des questions d'amortissement de son équipement mobile, à être chargée par une impédance beaucoup plus basse, c'est-à-dire d'une centaine d'ohms. En remplaçant la résistance d'entrée de 47 k $\Omega$  par une résistance de 50 ou 100  $\Omega$ , l'entrée se trouverait dans un état proche de la mise à la masse et le gain résultant de cette adaptation à basse impédance serait beaucoup trop faible pour être utilisable.

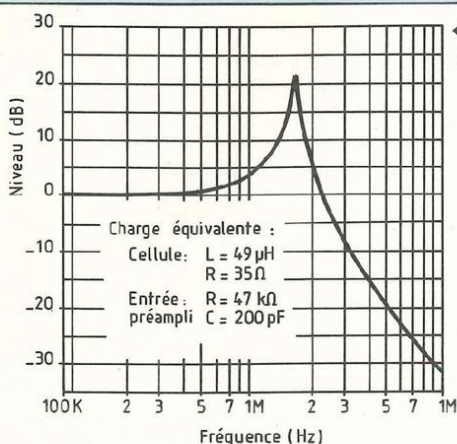


Fig. 1 : Effet de la charge équivalente représentée par la cellule à bobine mobile (genre Denon DL 103) attaquant l'entrée phono haut niveau d'un préamplificateur. On obtient un circuit résonnant amorti dont la fréquence de résonance se situe vers 1,8 MHz.

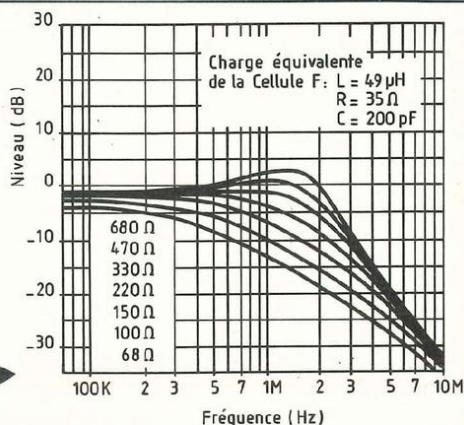


Fig. 2 : Influence de la charge d'entrée sur la résonance constatée sur la figure 1. Le minimum souhaitable est de l'ordre de 600 Ω.

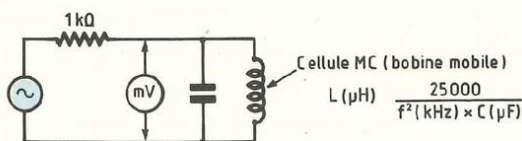


Fig. 3 : Montage permettant de connaître la valeur de l'inductance d'un phonolecteur à bobine mobile.

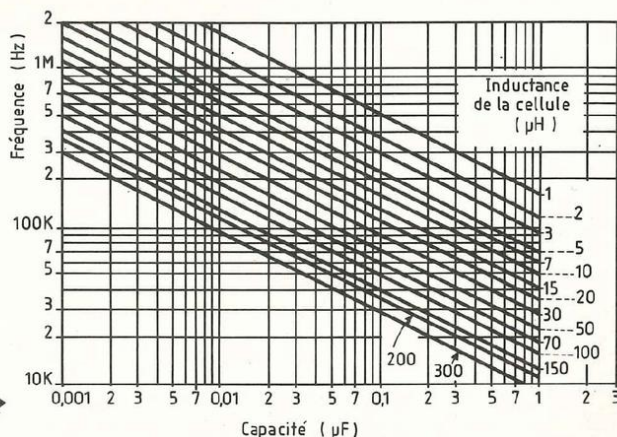


Fig. 4 : Abaque permettant de connaître la valeur de l'inductance des cellules à bobine mobile.

Si on prend le cas d'une cellule à bobine mobile bien connue, la Denon DL 103, les bobines mobiles de celle-ci ont une inductance de 49  $\mu\text{H}$ , une résistance en continu de 35  $\Omega$ , l'impédance de charge optimale devant être normalement de 40  $\Omega$ . Le câble reliant la cellule à l'entrée du préamplificateur étant blindé, il faut inclure dans le circuit équivalent une capacité parallèle d'environ 200 pF. Si le tout est chargé par 47 k $\Omega$ , le circuit équivalent se compose donc de la self de 49  $\mu\text{H}$  en série avec 35  $\Omega$ , l'ensemble chargeant 47 k $\Omega$  en parallèle avec 200 pF. On obtient dans ces conditions un circuit résonnant amorti identique à celui qui est représenté à la figure 1. La courbe de réponse niveau/fréquence résultante fait apparaître une résonance

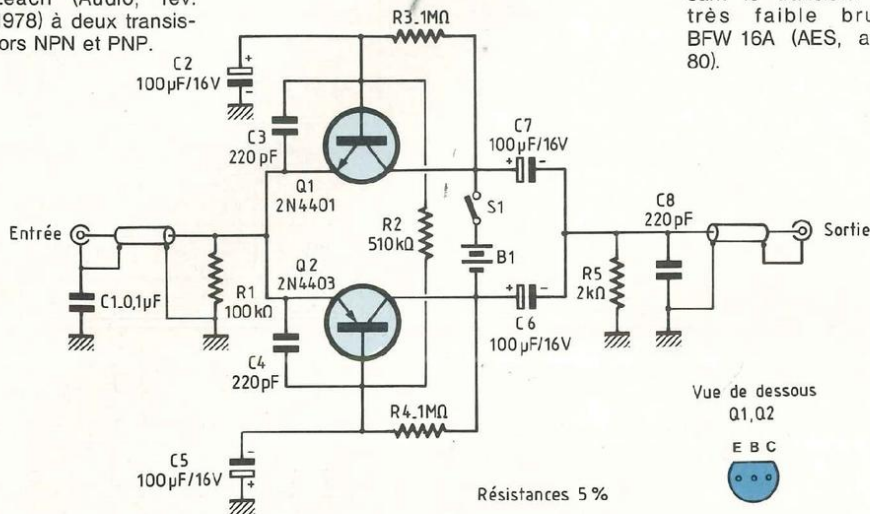
vers 1,8 MHz, dont l'amplitude dépasse 20 dB. Ceci est gênant compte tenu du fait que le gain moyen de l'étage phono est de l'ordre de 40 à 50 dB. Un préamplificateur transistorisé, dont la bande passante est large et le taux de contre-réaction négative élevé pourra, selon les cas, devenir instable en provoquant soit un début d'oscillation, soit un mauvais amortissement des signaux transitoires. Des mesures simples permettent de déterminer que la valeur de la charge d'entrée doit être inférieure à 680  $\Omega$ . La figure 2 montre l'aspect que prend la courbe de réponse niveau/fréquence de la figure 1 lorsque la charge d'entrée passe à 680  $\Omega$  ou moins. On s'aperçoit que ce n'est qu'au dessous de 220  $\Omega$  que la réso-

nance, produite par l'ensemble LC parallèle disparaît, une valeur de résistance de charge encore plus faible étant souhaitable en vue d'un meilleur amortissement sur signal carré. Ceci nous fait comprendre que sur l'étage d'entrée phono haut niveau le remplacement de la résistance de 47 k $\Omega$  par une valeur comprise entre 40 et 680  $\Omega$ , fait disparaître la résonance haute mais le niveau de sortie devient beaucoup trop faible.

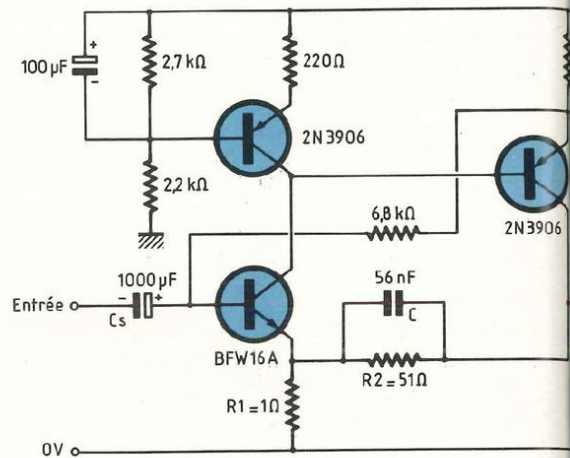
La valeur de l'inductance n'étant pas toujours connue, il est possible de mesurer celle-ci en adoptant le montage de la figure 3. Un générateur H.F. (apte à engendrer des signaux compris entre 100 kHz et 10 MHz) est nécessaire ainsi qu'un millivoltmètre. Le circuit LC parallèle permet de

# L'adaptation des cellules à bobine mobile

a) Circuit Marshall Leach (Audio, fév. 1978) à deux transistors NPN et PNP.



b) Circuit Philips utilisant le transistor à très faible bruit BFW 16A (AES, avr. 80).



c) Circuit japonais à transistors à effet de champ, canal N et P.

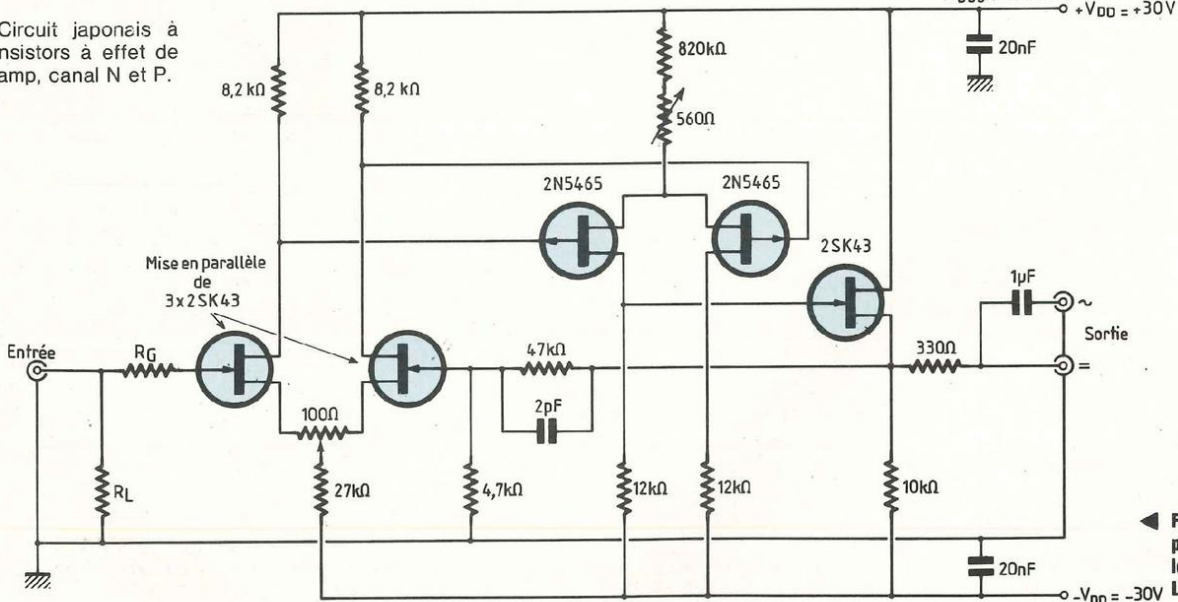


Fig. 6 : Trois exemples de circuits pré-amplificateurs pour cellules à bobine mobile. (D'après L'Audiophile n° 5 et n° 16).

déterminer, en choisissant une valeur de C procurant l'amplitude la plus grande sur le millivoltmètre, pour une fréquence comprise entre 200 kHz et 4 MHz, la valeur de l'inductance, en appliquant la formule suivante :

$$L = \frac{25000}{f^2 \times C}$$

L étant en μH, C en μF et f en kHz.

L'abaque de la figure 4 permettra de connaître plus rapidement la valeur de L, entre 1 et 300 μH. La valeur minimale à adopter pour la charge, en fonction de la capacité du câble peut également être déterminée grâce à l'abaque de la figure 5. Pour la cellule Denon DL 103, cette valeur est de 250 Ω environ dans le cas où un câble blindé de capacité 200 pF est utilisé.

## TRANSFORMATEUR ADAPTATEUR

Le transformateur inséré entre la cellule à bobine mobile et l'entrée phono haut niveau du préamplificateur est une solution simple ne nécessitant pas d'alimentation extérieure supplémentaire. Divers constructeurs proposent des transformateurs adaptateurs à

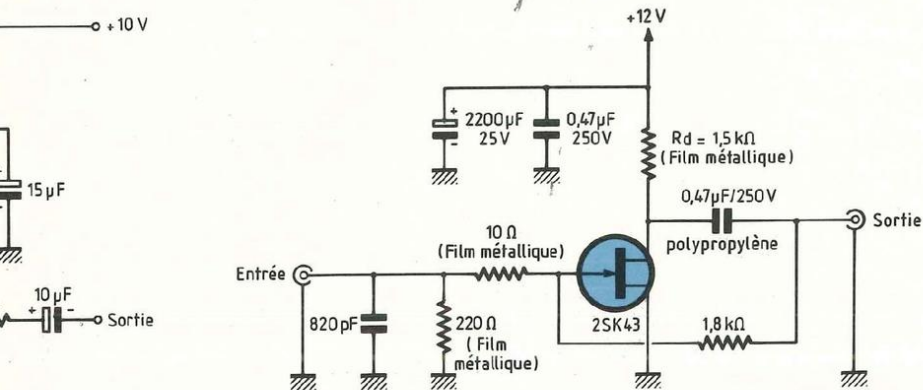


Fig. 7 : Circuit Maki (amélioré), paru dans L'Audiophile n<sup>os</sup> 5 et 16. Il utilise le transistor à effet de champ 2SK 43 (Sony).

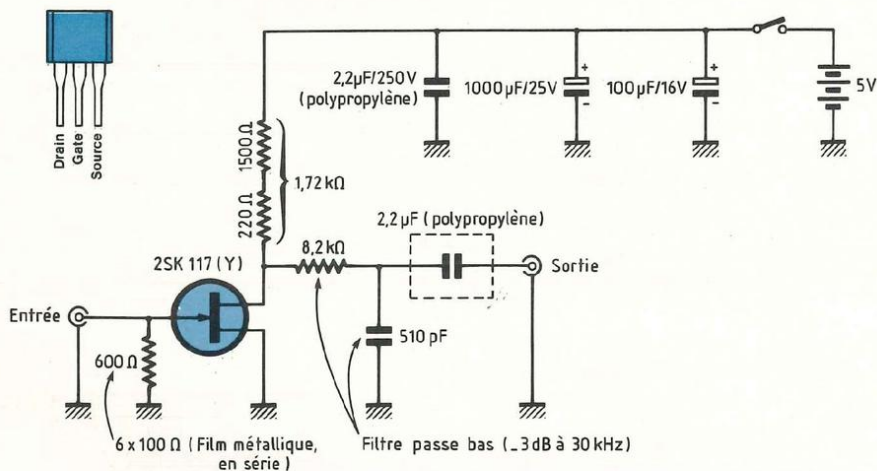


Fig. 8 : Autre variante du montage Maki, utilisant le transistor 2SK 117 (Y) suivi d'un filtre passe-bas (anti-parasites), le tout étant alimenté sous 5 V (batteries rechargeables 2,6 AH).

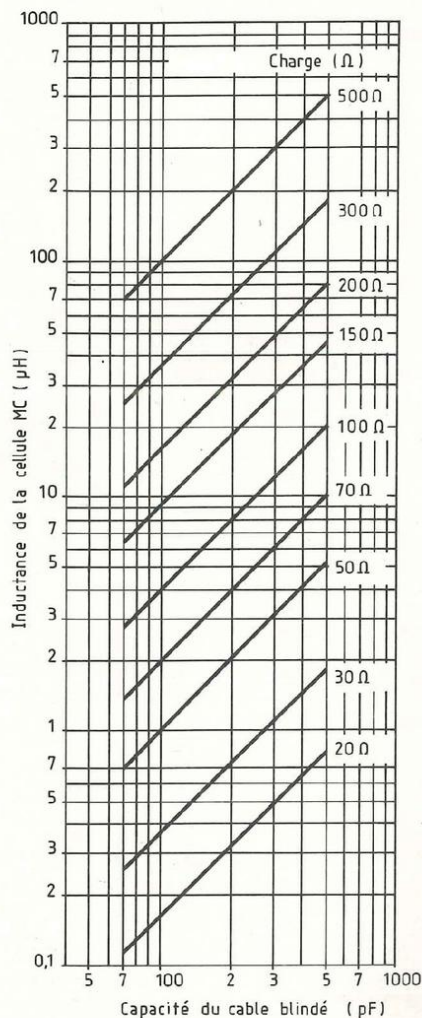


Fig. 5 : Abaque permettant de connaître la valeur optimale de la charge en fonction de la cellule et du câble blindé utilisé.

des prix variant entre quelques centaines de francs et plusieurs milliers de francs. N'oublions pas qu'une cellule à bobine mobile est, mises à part quelques rares exceptions toujours onéreuse, ceci d'autant plus que le remplacement du diamant n'est possible que sous la forme de l'échange standard (à quelques exceptions près) et que, sauf si le préamplificateur com-

porte une entrée phono MC bas niveau, l'adjonction d'un transformateur élévateur ou d'un préamplificateur est nécessaire. Les transformateurs-élévateurs proposés par les fabricants (qui commercialisent également des cellules MC dans presque tous les cas) sont adaptés à des modèles déterminés. Le gain en tension procuré par ces transfor-

mateurs peut varier entre environ 18 dB et 35 dB selon les cas, les impédances d'entrée étant généralement comprises entre 2 ou 3 Ω et 40 à 50 Ω. Parfois, le constructeur place sur le transformateur un inverseur assurant la commutation directe/transformateur, ce qui permet de passer d'une cellule MC (bobine mobile) à une cellule MM (aimant mobile) sans

# L'adaptation des cellules à bobine mobile

qu'il soit nécessaire de modifier les branchements.

Selon son origine et celle des maillons qui l'entourent, le transformateur-élévateur peut poser des problèmes de ronflement. La plupart du temps, ces ronflements sont produits par le rayonnement magnétique des transformateurs d'alimentation inclus dans les autres maillons tels que le préamplificateur, l'amplificateur ou même la table de lecture. Dans certains cas, le transformateur d'alimentation d'un amplificateur de puissance peut induire du ronflement à plus de 1,50 m de distance, ceci malgré la présence des blindages (capots, câbles de liaison). Si ce cas se présente, il convient de rechercher une orientation appropriée du transformateur et de trouver un positionnement plus favorable du maillon induisant ce ronflement. Dans la plupart des cas, le transformateur d'alimentation de l'amplificateur de puissance est responsable de ce problème. L'inconvénient de cette procédure visant l'élimination du bruit de fond est que les différents maillons, transformateur-élévateur compris, ne vont pas prendre obligatoirement une position fonctionnelle ou « esthétique ». Une solution de « dépannage » qui peut s'avérer parfois excellente est celle de l'utilisation d'un transformateur pour microphone à ruban (primaire 1 à 2  $\Omega$ , secondaire 10 à 30 k $\Omega$ ) où de ligne (primaire 50  $\Omega$ , secondaire 10 à 30 k $\Omega$ ). Le transformateur devra dans ce cas être monté dans un boîtier blindé. Un autre avantage du transformateur-élévateur par rapport au pré-préamplificateur est l'absence de souffle résiduel, le risque de ronflement par induction magnétique étant par contre un inconvénient.

## LE PRE-PREAMPLIFICATEUR

Là aussi le choix est vaste et les variantes de circuits sont très nombreuses. Dans le cas du transformateur-élévateur, l'élévation de la tension sur le secondaire se traduit par une diminution du courant, ce qui signifie

que le premier étage doit amplifier en tension. Sur un pré-préamplificateur la sensibilité d'entrée doit être très grande, l'impédance d'entrée devant être très basse. Si on souhaite obtenir un très bon rapport signal/bruit, on doit impérativement avoir recours à des transistors spéciaux à très faible bruit, qu'il s'agisse de versions bipolaires ou à effet de champ. Si ce problème se pose déjà au niveau du premier étage du circuit phono, il est encore plus critique pour le premier étage de l'entrée MC. Dans la revue « L'Audiophile » n° 5 (juin 1978) étaient décrits différents circuits proposés par des chercheurs et firmes américaines ou japonaises. A la figure 6, on trouvera trois sortes de schémas utilisant soit des transistors bipolaires, soit des transistors à effet de champ. Parmi les différents montages à transistors à effet de champ on remarque deux tendances principales. La première est celle de l'amplificateur différentiel, parfois régulé en courant et pour lequel le problème du bruit est résolu par la mise en parallèle de plusieurs transistors, ceci en raison de la relation direct entre le courant de drain et le bruit résiduel. Sur des montages commerciaux, on peut ainsi trouver 4, 6 et même parfois 12 transistors montés en parallèle. Pour les transistors à effet de champ, les constructeurs japonais utilisent généralement des références telles que : 2SK 30 AGR, 2SK 68A, 2SK 150, 2SK 97, 2SK 330, 2SK 147. Parmi les circuits ultra-simples, le circuit Maki était décrit dans ce numéro et permettait à très peu de frais de réaliser un excellent pré-préamplificateur. Ce circuit n'utilise qu'un seul transistor FET à grand gain et à très faible bruit. Travaillant avec polarisation nulle de la gate, la suppression de la résistance de polarisation automatique  $R_S$  évite le bruit introduit par cette résistance. La figure 7 donne un aperçu de ce montage dont la simplicité très étonnante ne l'empêche nullement d'obtenir de très bonnes performances : plus de 1 MHz

de bande passante, taux de distorsion harmonique de l'ordre de 0,01 % et bruit résiduel inférieur ou égal à 0,1  $\mu$ V valeur égale ou supérieure à celle des meilleurs pré-préamplificateurs du marché.

En se basant sur le circuit Maki, deux autres variantes sont possibles. La première utilise un autre transistor à effet de champ (canal N), le 2SK 117. Ce transistor est disponible en France auprès de la société Syper (annonceur dans notre revue) à un prix très raisonnable (12,50 F contre 47 F pour le 2SK 43). Un réglage très précis de la résistance de drain  $R_d$  permet de réduire notablement le taux de distorsion. La figure 8 montre l'aspect du montage qui ne diffère du circuit Maki que par la valeur des résistances et par le type de transistor. Sur le circuit Maki d'origine, il avait été constaté, en raison de l'excellence de la réponse aux fréquences élevées, un effet d'antenne de la liaison d'entrée, provoquant entre autres une capture assez fréquente des parasites. Il était possible d'atténuer ce défaut en insérant entre l'entrée et la gate du 2SK 43 soit une self 2 spires sur mandrin ferrite, soit une résistance série de faible valeur (6 à 10  $\Omega$ ), soit une capacité gate/masse (200 à 1 000 pF).

Dans le schéma de la figure 8, la variation de la valeur de  $R_d$  en fonction du taux de distorsion résultant montre qu'un ajustement précis de cette résistance assure un minimum de distorsion (0,025 % environ). Les mesures montrent que dans le cas du 2SK 117 (Y),  $R_d$  doit être ajustée pour une valeur exacte de 1,72 k $\Omega$ . Cette résistance devant être de type à faible bruit (film d'oxyde magnétique). On pourra obtenir cette valeur en montant en série des résistances 1,5 k $\Omega$  et de 220  $\Omega$ . Sur le montage de la figure 8, on remarquera la présence d'un filtre H.F. passe-bas limitant la bande passante à 35 kHz ( $\pm$  3 dB), le gain moyen étant de 25 dB.

Jean Hiraga



# Led vous informe

## LE PISTOLET JET MELT TC

3M propose aux industriels du secteur Electricité, Electronique, le nouveau pistolet Jet Melt TC pour l'enrobage des fils électriques.

Ce nouveau pistolet léger, maniable peut être posé dans n'importe quelle position, ne nécessitant aucun support.

Son débit est particulièrement élevé : 1,6 kg/h de colle grâce à une puissance de 150 watts.

Son nouveau système de poussoir assure un meilleur contrôle du débit avec un cordon de colle régulier et continu.

Le pistolet Jet Melt TC est accompagné de six buses :

- 4 buses standard  $\varnothing$  2,3 mm, longue  $\varnothing$  1,8 mm, colle haute viscosité  $\varnothing$  3,2 mm, ronde  $\varnothing$  1,6 mm
- 2 buses pour l'emballage, en forme de « T » ou de « L ».

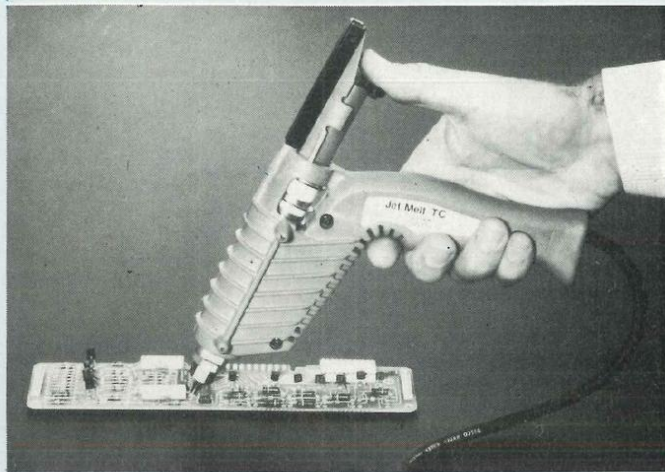
3M garantit pendant six mois, les pièces, sa conception simple permettant de remplacer aisément les pièces défectueuses.

Le pistolet peut être vendu à l'unité. Ce pistolet est utilisé avec une gamme de cartouches de colles convenant au collage de mousse, bois, tissus, papier, carton, verre, céramique, métal, polyoléfine, vinyle, ABS, polycarbonate, acrylique, formica, nylon, etc.

La colle 3738, est destinée à de multiples usages et présente de bonnes propriétés électriques.

La colle 3739 a une résistance exceptionnelle à la chaleur, de bonnes propriétés électriques à long terme ouvert et convient particulièrement pour l'enrobage de fils électriques et la « fixation » de cartes de circuits imprimés.

La colle 3762 est utilisée pour la fermeture de caisses carton, et les références 3764 et 3792 pour



son de leur résistance aux chocs tant à  $-18^{\circ}\text{C}$  qu'à température ambiante.

le collage de différents matériaux (plastiques, verre et bois), en raison de leur résistance aux chocs tant à  $-18^{\circ}\text{C}$  qu'à température ambiante.

gamme de cartouches qui l'accompagne sont vendus par nos revendeurs spécialisés.

3M France, Boulevard de l'Oise 95006 Cergy-Pontoise Cedex.

## DATA LOGGER PAN 9121

Pantec accroît de nouveau sa gamme avec le PAN 9121 présenté à Mesucora.

Cette centrale est équipée de deux voies multifonctions (V.A.  $\Delta$  DC/AC) ainsi qu'une imprimante. Son alimentation (batterie Cd Ni), son faible encombrement et poids (1,1 kg) lui permettent une utilisation extérieure sur n'importe quel site.

Cet appareil peut mesurer, enregistrer, calculer, comparer et imprimer.

### Ses caractéristiques générales :

- 2 voies avec indicateur LCD 3 1/2 digit 2 000 pts
- changement de gamme automatique ou manuel VOLT DC/AC AMP DC/AC-OHMMETRE avec LP-Zéro Adjust
- une entrée option pour mesure de paramètres tels que température, pression, vitesse, etc. sur la voie A
- comparateur de niveau (5 niveaux) réglable de 0 à 200 % avec contrôle visuel par LED
- une sortie externe (par fiche DIN 8 pt) permet d'avoir le signal logic correspondant aux 5 niveaux ainsi qu'une commande



pour démarrage du cycle et possibilité de connecter sur la sortie une alarme

- impression par imprimante à matrice (2 sec/ligne) avec inscription des valeurs ou courbes de variation et programmation des intervalles de mesure de 5 secondes à 1 heure
- un calculateur indique le nombre de mesures effectuées, la valeur moyenne ainsi que les valeurs max. et min.

Cet appareil aura donc une application dans de nombreux domaines, notamment pour le contrôle qualité, laboratoire, production... ainsi que toutes mesures nécessitant des relevés périodiques.

De plus, bon nombre de services pourront accroître leur efficacité et performances à un coût réduit.

Carlo Gavazzi Pantec 19, rue du Bois Galon 94120 Fontenay-sous-Bois. Tél. 48.76.25.25.

## IBM CONTRE LA SECRÉTAIRIE STOP OU ENCORE ?

La société I.B.M. France a-t-elle le droit de contester et d'interdire à un revendeur la diffusion de son matériel ?

A l'issue d'un procès intenté à la Secrétairerie par I.B.M. et jugé au mois d'août, il y a eu contestation sérieuse sur la validité du système de distribution agréé. Suite à cette décision, I.B.M. a engagé une nouvelle procédure et demande des dommages et intérêts considérables : 1 million de francs de dommages et intérêts.

La « Secrétairerie », spécialiste bureautique et micro-informatique commercialisant depuis 1980 du matériel I.B.M. dénonce aujourd'hui publiquement les pratiques anti-concurrentielles et anti-démocratiques de l'un des géants de l'informatique. En effet, la société I.B.M. a-t-elle le droit d'interdire en France des pratiques qu'elle tolère aux U.S.A. ?

La Secrétairerie 43, rue Beau-bourg, 75003 Paris. Tél. (16-1) 42.77.85.00.

## L'oscilloscope: ampli vertical, déclen

L'oscilloscope est un « multimètre de visualisation » permettant l'observation de signaux électriques en fonction du temps. Son usage s'est d'ailleurs étendu à tout phénomène pouvant être traduit en grandeur électrique correspondante (exemple : chaleur → tension électrique). Il permet de visualiser directement la forme, l'amplitude ainsi que la fréquence du signal à analyser.

### AMPLI VERTICAL - VOIE Y

Elle se décompose en :

- Atténuateur d'entrée
- Préamplificateur
- Commutateur de voie
- Amplificateur de déviation

C'est la voie qui manipule le signal. Dans cette section se décide la classe de l'oscilloscope grâce aux caractéristiques de bande passante et sensibilité.

#### Bande passante :

Pour un amplificateur dont la réponse est sans accident et dont le gain s'atténue normalement soit vers les fréquences élevées soit vers les fréquences basses, la valeur de la bande passante représente les fréquences extrêmes pour une atténuation de 3 dB par rapport à la fréquence de référence (1 kHz ou 50 kHz)

- 3 dB = 0,707 fois l'amplitude de la fréquence de référence

Mesure :

- Afficher un signal de 50 kHz avec 6,4 divisions sur l'écran 8 div × 80 %
- Augmenter la fréquence en conservant le niveau du générateur constant.
- Lorsque la déviation ne représente plus que 4,2 div, relever la fréquence. Celle-ci représente la bande passante.

La mesure de la bande passante s'effectue pour 80 % de la déviation maximale de l'écran soit  $8 \text{ cm} \times 0,8 = 6,4 \text{ cm}$ .

Un amplificateur bien conçu a une atténuation très progressive au-delà de cette fréquence. On estime à la fréquence double de la bande passante que l'atténuation est de -12 dB (soit 25 % 1,5 cm).

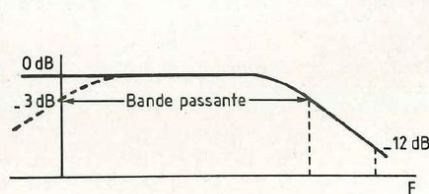
Certains fabricants pour améliorer la valeur affichée de la bande passante donnent une déflexion de référence de 5 ou même 4 divisions. En effet plus la fréquence augmente et plus l'amplificateur a de la peine à assurer une déflexion maximale.

Une augmentation artificielle de la bande passante par surcompensation des amplificateurs aux fréquences élevées améliore la bande passante apparente en régime sinusoïdal mais détériore sensiblement la réponse en phase du signal de sorte que les signaux complexes ou rectangulaires seront déformés. Il faut sur un oscilloscope éviter ce genre de distorsion.

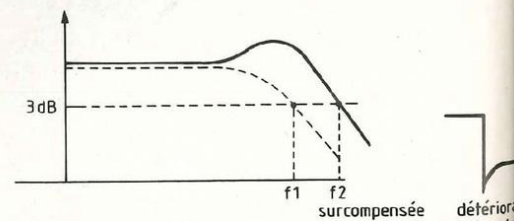
En couplage alternatif la bande doit aussi être mesurée vers le bas entre 5 et 20 Hz. Se souvenir également qu'à -3 dB la phase a tourné de 45°.

#### Temps de montée :

Ce temps est défini comme le temps



Bande passante à -3 dB.



Augmentation artificielle de la bande passante par surcompensation.

# ement et base de temps, tube cathodique

séparant la variation de niveau de 10 % à 90 % d'une impulsion théorique passant de 0 à 100 % instantanément (impulsion de DIRAC)

En fait, dans un amplificateur sans sur-compensation, ce temps est lié à la bande passante par la relation :

$$T_m \times B = 350$$

$T_m$  : en nanoseconde  
 $B$  : en Mégahertz

Pour décider de la bande passante nécessaire à une application, il faut tenir compte de l'altération produite sur le signal observé par le temps de montée propre de l'appareil :

$$T_{mv} : \sqrt{T_{ms}^2 + T_{ma}^2}$$

$T_{mv}$  : Temps de montée visualisée  
 $T_{ms}$  : Temps de montée signal  
 $T_{ma}$  : Temps de montée appareil

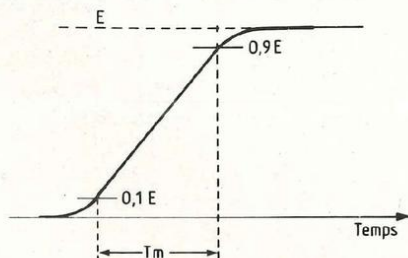
Exemple : soit à observer un front de 100 ns avec un oscilloscope de 10 MHz (35 ns) le signal apparaît avec un front de .

$$\sqrt{100^2 + 35^2} = 106 \text{ ns}$$

soit 6 % d'erreur

Dans les caractéristiques annoncées des oscilloscopes, le temps de montée n'est jamais réellement mesuré, il est calculé suivant la formule précédente :

Oscilloscope de :  
 10 MHz .....  $T_m = 35 \text{ ns}$   
 15 MHz .....  $T_m = 24 \text{ ns}$   
 35 MHz .....  $T_m = 10 \text{ ns}$



Temps de montée.

## Dynamique de l'amplificateur de déviation :

Afin d'éviter les distorsions indésirables, le signal utile doit être traité dans les parties linéaires des amplificateurs en dehors des zones de saturation. Le signal utile non déformé pouvant apparaître sur la surface totale de l'écran, l'amplificateur de sortie acceptera des variations maximales de niveau supérieur à celles nécessaires à la couverture de l'écran.

La marge nécessaire pourra représenter par exemple 1/2 écran en plus ou en moins de la surface utile.

## Préamplificateur :

Le préamplificateur alimente l'amplificateur de déviation mais également la voie de synchronisation. Afin d'obtenir un déclenchement rapide, sans jitter, sa bande passante est de 2 à 3 fois la bande globale.

Le signal de cadrage étant additionné à la sortie du préamplificateur, celui-ci devra admettre des variations de niveau moyen nettement plus élevées

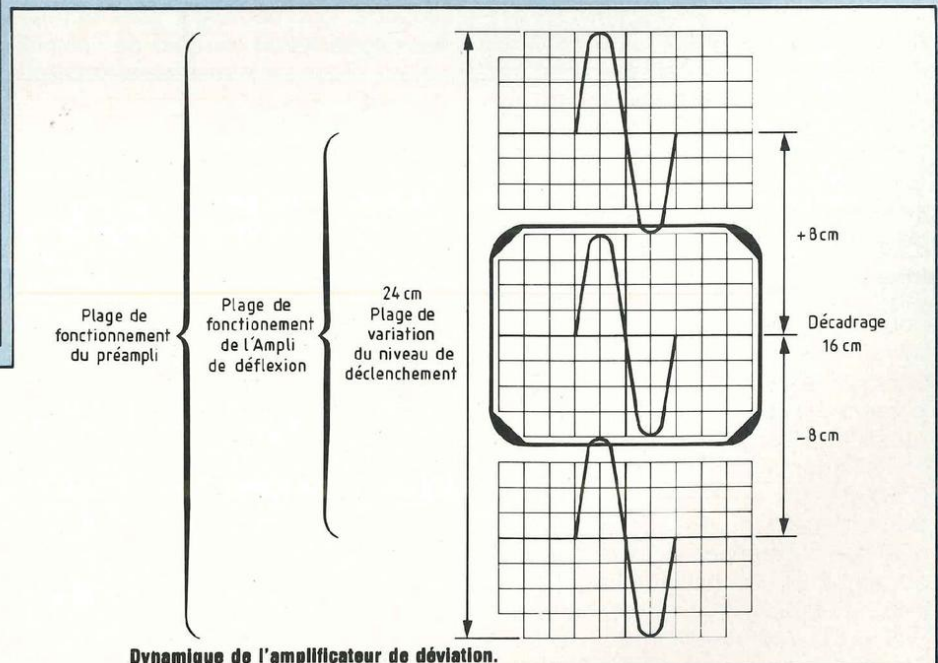
que l'amplificateur de déviation. Environ 3 fois le signal nécessaire à une déviation d'écran puisque l'on admet que le cadrage doit pouvoir rattraper plus ou moins une hauteur d'écran.

## Commutateur de voies :

L'affichage de deux traces avec un tube monocanon nécessite l'utilisation de celui-ci en temps partagé.

Le découpage peut être asynchrone, la fréquence du découpage sera suffisamment élevée pour donner l'impression de traces continues. C'est le mode dit DECOUPE ou CHOPPED. La fréquence de découpage est comprise entre 100 et 250 kHz en général. Une fréquence plutôt basse donne une trace plus lumineuse, il y a moins de temps passé en commutation. L'appareil doit avoir des alimentations bien découplées pour éviter une synchronisation parasite sur le signal de découpage.

Le mode découpé ne sera utilisé que pour l'examen à vitesse lente, au-delà de 1ms/cm l'utilisation du mode alterné est préférable.



Dynamique de l'amplificateur de déviation.

# L'oscilloscope: ampli vertical, déclenchement

Le mode alterné est un découpage synchrone du balayage horizontal, il est employé jusqu'aux vitesses les plus élevées.

Noter cependant que la lumière est moitié en double trace - On peut avoir intérêt en vitesse rapide à examiner le signal en simple trace.

## Diaphonie :

Une spécification rarement annoncée est l'influence d'une voie sur l'autre. Ce phénomène est parfois très gênant quand on observe sur une voie des signaux rapides et de forte amplitude qui réapparaissent sur l'autre voie. Les mesures de réjection n'ont de signification que lorsque les amplificateurs sont excités dans leur zone d'admission linéaire. Elles sont exprimées en dB. Un signal donnant une déflexion de 100 mm sur la voie et réapparaissant avec une amplitude de 1 mm sur la voie B représente 40 dB de diaphonie. Une réjection de 60 dB représente un chiffre très acceptable.

## Stabilité en continu :

Cette caractéristique est mise en évidence par la stabilité de la position de la référence zéro de la trace. Pendant longtemps les amplificateurs ont été sujets à des dérives thermiques qui entraînaient parfois la trace en dehors de l'écran avec nécessité de compenser ce phénomène par la commande de cadrage. On sait aujourd'hui stabiliser les amplificateurs dans des limites raisonnables (1 ou 2 petites divisions) pour un régime déterminé du fonctionnement de l'amplificateur.

Lorsque le gain de l'amplificateur est changé par la commande de gain progressif ou par la commande de gain liée à l'atténuateur, on peut en général constater un léger déplacement de la trace. Le réglage de « Balance » permet de compenser dans des limites acceptables le déplacement de la trace. Sur les appareils économiques types OX 712 - OX 713 - D 61 - Trio 1560, l'atténuateur joue sur le

gain, de ce fait la manœuvre de l'atténuateur sans signal sur l'entrée fait apparaître le déplacement de la trace.

## Atténuateur et adaptateur d'entrée :

L'impédance d'entrée standard est de 1 M $\Omega$  avec 20 à 50 pF. C'est une impédance élevée pour un transistor bipolaire. L'entrée des amplificateurs Y furent les derniers à être équipés de semiconducteurs. Aujourd'hui cette fonction est remplie par un FET.

Une impédance plus élevée est obtenue par une sonde résistive compensée en fréquence. Cette sonde porte à 10 M $\Omega$  l'impédance résistive et ramène à 10 ou 12 pF la capacité parallèle. L'atténuateur d'entrée est un élément important car il contribue à l'élaboration des mesures. Il est constitué de cellules compensées en fréquence :

- Un groupe de cellules décimales définissant les rapports 1/1, 1/10, 1/100, 1/1000.
- Un groupe de cellules donnant les rapports intermédiaires 1/2, 1/5.

Sur les appareils économiques, les rapports intermédiaires sont obtenus par commutation de gain de l'amplificateur (commutation des charges préamplificateur). A noter que la cellule 1/1000 est la plus difficile à réaliser. Certains appareils en font économie en limitant le calibre maximum à 5 V/cm (D 61 Tequipment). D'autres, ont une compensation douteuse, empêchant l'utilisation sur des fronts rapides avec un niveau fort.

L'entrée directe à FET est par nature fragile. Le concepteur doit se préoccuper d'assurer la meilleure protection possible des entrées. Pour cela on utilise des diodes à commutation rapide. Il s'agit d'un problème très délicat, les constructeurs sérieux ont du mal à spécifier les conditions de protection. Il faut se souvenir qu'il est facile d'obtenir une bonne protection contre des signaux de forte amplitude mais de variation lente 50 Hz-1 kHz. Par

contre, les fronts très rapides et de forte amplitude sont très dangereux. Metrix a tout particulièrement soigné ce point sur ses oscillos OX 712.

La protection est en général spécifiée en valeur DC + crête ou crête du signal par rapport au niveau de masse. Pour être honnête, il faudrait également définir à quelle fréquence (HP et Tektro donnent 1 kHz).

## DECLENCHEMENT ET BASE DE TEMPS

On parle souvent de synchronisation alors qu'il faut comprendre déclenchement.

- On ne peut synchroniser que deux phénomènes périodiques et de même périodicité.

- L'oscilloscope moderne examine un signal avec une base de temps dont la fréquence peut n'avoir pas de relation avec celle du signal observé.

- L'oscilloscope moderne peut se déclencher et observer des phénomènes aléatoires ou uniques.

Examiner un signal à l'oscilloscope c'est tracer en temps réel la caractéristique  $y = f(t)$  il faut donc disposer :

- D'un étalon de temps (rampe - base de temps)

- D'une origine qui doit être choisie par rapport au signal que l'on veut examiner (déclenchement).

## Base de temps :

Le rôle de la base de temps est d'appliquer un signal proportionnel au temps à l'amplificateur horizontal entraînant le déplacement du spot à vitesse constante (signal de rampe).

La vitesse de la base de temps est indépendante du signal observé. Seul le point de départ est commandé par la voie de déclenchement. L'amplitude de la rampe est de 10 divisions horizontales au moins.

La phase suivante consiste au retour de la trace à son point d'origine dans un temps aussi bref que possible.

La 3<sup>e</sup> phase représente le temps de hold-off qui est mis à profit pour que

# nt et base de temps, tube cathodique

l'ensemble du système retrouve une position de repos stable. Pendant cette période le déclenchement d'une nouvelle rampe est interdit.

La 4<sup>e</sup> phase correspond à l'ouverture de la voie de déclenchement. La base de temps est en attente d'un ordre de déclenchement de la rampe.

Sur les oscillos économiques le hold-off est fixe. Il est réglé à un temps raisonnable suffisamment court.

Le signal d'effacement débloque le spot pendant le temps de rampe exclusivement.

La **précision** de la base de temps dépend :

- de la précision d'étalonnage de l'intégrateur fournissant la rampe.
- de la stabilité de fonctionnement de l'intégrateur.
- de la linéarité de la rampe.
- de la distorsion de l'amplificateur de balayage horizontal.
- de la géométrie du tube.

La précision et la linéarité se mesurent au moyen d'impulsions étalons équidistantes que l'on fait coïncider avec les divisions verticales du graticule.

Sur un « scope » économique avec graticule externe il faut se méfier des erreurs de parallaxe.

Le graticule peut corriger les erreurs de géométrie connues inhérentes au tube cathodique par une gravure non linéaire.

## Déclenchement :

Le circuit de déclenchement ou **trigger** a pour rôle d'ouvrir la porte de l'intégrateur fabriquant la rampe de balayage.

Le trigger change d'état lorsque le signal provenant de la source de déclenchement traverse dans un sens déterminé un seuil de potentiel fixé à l'avance.

Le sens de déclenchement est dit positif lorsque le signal vient de valeurs négatives vers les valeurs positives et réciproquement.

Pour revenir à sa position de repos le trigger devra traverser à nouveau le seuil de déclenchement. La différence de potentiel entre le niveau de déclenchement et la remise au repos s'appelle « hystérésis ».

Lorsque l'**hystérésis** est très faible le trigger est très sensible. La sensibilité du déclenchement sera définie comme le plus petit signal alternatif permettant d'obtenir un déclenchement stable et répétitif.

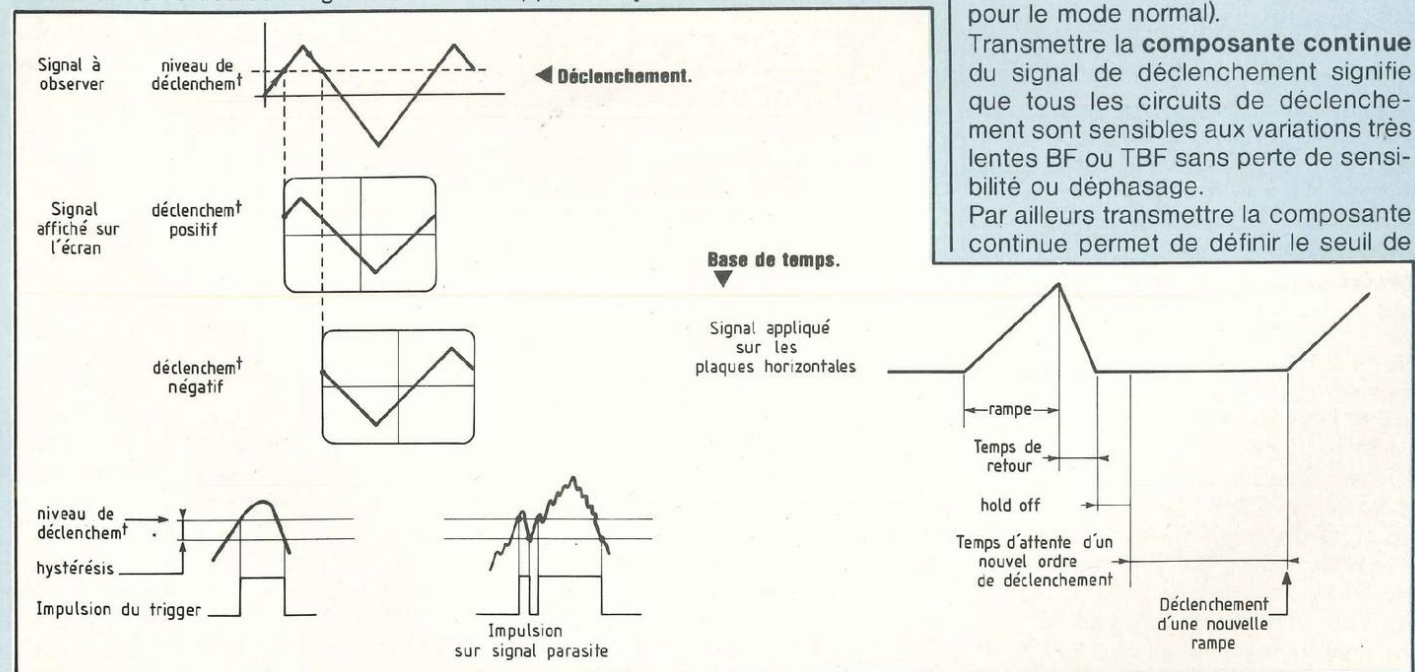
La **sensibilité** dépend aussi de la fréquence du signal de déclenchement. On recherche en général une grande sensibilité au déclenchement pour l'observation stable de faibles signaux. Il faut savoir que ceci entraîne parfois des instabilités par suite de déclenchements intempestifs sur des signaux parasites.

Un bon compromis se situe à 1 ou 2 mm de signal vu sur le tube (spécification de 0,5 division à 20 MHz).

Le **Jitter** est l'instabilité apparente de la trace due à l'imprécision du déclenchement. Il dépend de la rapidité du circuit de déclenchement et de la bonne séparation au niveau des alimentations. Cette notion est rarement spécifiée dans les caractéristiques. On admet une épaisseur de trace à la vitesse la plus rapide pour l'OX 712 soit < 50 ns (en valeur typique 10 ns pour le mode normal).

Transmettre la **composante continue** du signal de déclenchement signifie que tous les circuits de déclenchement sont sensibles aux variations très lentes BF ou TBF sans perte de sensibilité ou déphasage.

Par ailleurs transmettre la composante continue permet de définir le seuil de



# L'oscilloscope: ampli vertical, déclenchement

déclenchement sans tenir compte de la composante moyenne du signal. Il est ainsi possible de déclencher d'une façon stable sur des signaux logiques à recurrence variable et grand rapport cyclique.

**Le seuil de déclenchement** est donc le niveau continu que le signal de déclenchement devra traverser pour lancer un balayage. Etant donné que le signal à observer avec sa composante continue peut représenter environ trois fois la dimension équivalente de l'écran, le réglage de seuil devra pouvoir être ajusté avec la même amplitude. Si tel n'était pas le cas, il serait possible de cadrer sur l'écran un signal impossible à synchroniser. Il apparaît évident au manipulateur que plus la composante alternative est importante et plus la synchronisation paraîtra aisée.

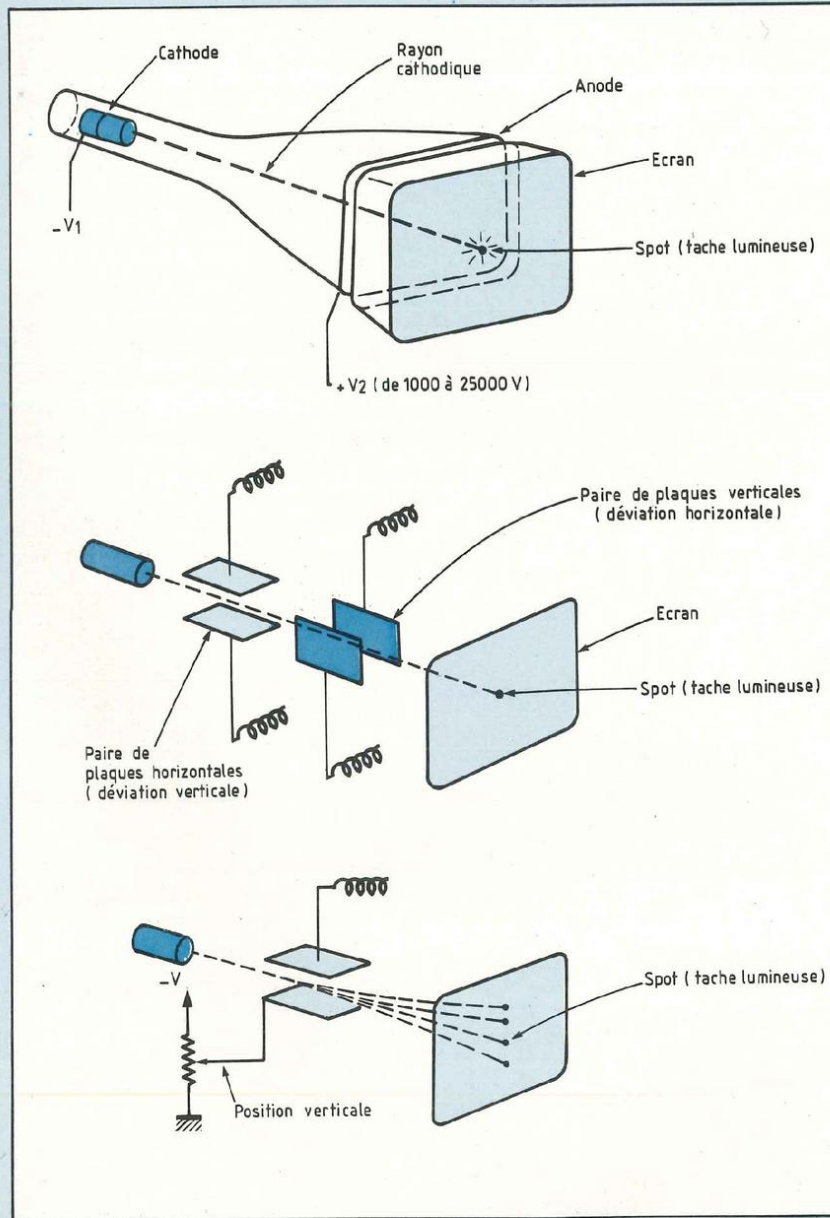
**Les sources de déclenchement** correspondent aux voies dans lesquelles le signal de déclenchement peut être prélevé. Tous les oscilloscopes bicourbes n'offrent pas le choix entre la voie A et la voie B.

Une source pratique pour l'observation des signaux liés au réseau est la source réseau interne.

**Le Mode TV** consiste à traiter le signal vidéo à observer par l'extraction de la partie synchro du signal et l'intégration des tops trame. Le signal vidéo étant en effet un signal extrêmement difficile à synchroniser.

On obtient ainsi un déclenchement très stable. Toutefois certains appareils ne font que posséder une vague intégration du signal par un réseau capacitif pour permettre d'améliorer la synchronisation trame. Ceci est insuffisant, la stabilité dépendant alors du seuil de déclenchement et de la composante moyenne vidéo.

Les voies de synchronisation n'ont pas la même vitesse d'acheminement du signal que les voies d'amplification. Il s'en suit un certain retard apparent de déclenchement. Sur les oscilloscopes rapides destinés à l'observation des



fronts d'impulsions, le retard de déclenchement est compensé par un retard artificiel dans la voie d'amplification au moyen d'une **ligne à retard** de 150 à 250 ns, ce qui donne sur l'écran une avance apparente du signal par rapport à son point réel de déclenchement de 10 à 20 ns. Il est ainsi possible de visualiser la totalité

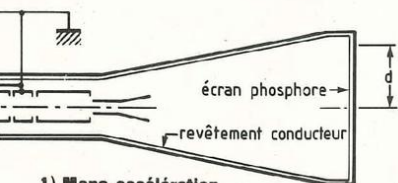
du front d'une impulsion pour en faire la mesure du temps de montée. Sur les oscilloscopes économiques cet artifice est supprimé. Un retard subsiste, encore faut-il qu'il reste limité.

## LE TUBE CATHODIQUE

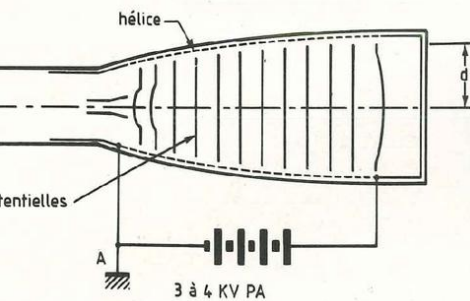
**Le tube cathodique** est une partie importante de l'appareil.

# nt et base de temps, tube cathodique

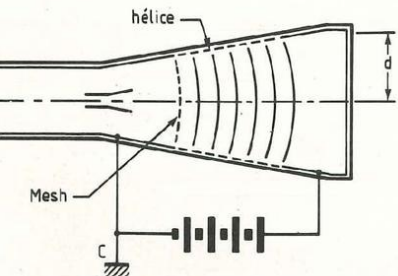
3 types de tubes.



1) Mono-accelération.



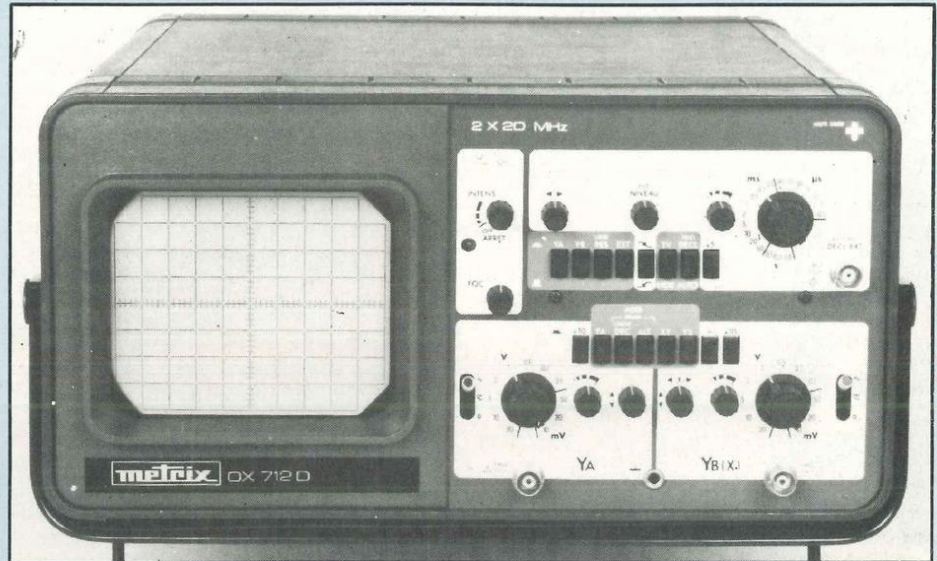
2) Tube à hélixe.



3) Tube à grille Mesh.

Il est ainsi composé :

- un canon à électrons qui fabrique le faisceau d'électrons
- un système d'électrodes de géométrie qui façonne le faisceau et provoque la convergence du spot sur l'écran
- un jeu de plaques de déflection pour la déviation du faisceau



- une ou des électrodes pour l'accélération du faisceau
  - un écran fluorescent
- Le tout est contenu dans une ampoule en verre qui peut être ronde ou rectangulaire, l'écran fluorescent étant déposé sur une dalle de verre ayant ou non un réticule gravé. Les qualités du tube s'apprécient par

la finesse et la rotondité du spot (astigmatisme sur toute la surface de l'écran).

La brillance du spot qui est fonction du potentiel d'accélération.

Les qualités géométriques du déplacement du spot sur l'écran.

L. Maliaud

# Les dispositifs à seuil

On entend par dispositif à seuil des montages dans lesquels la tension de sortie ne peut prendre que deux valeurs : le niveau haut et le niveau bas. Ils se distinguent essentiellement des montages linéaires, dans lesquels la tension de sortie est directement reliée à la tension d'entrée, par exemple par l'intermédiaire du gain dans un montage amplificateur.

**L**es dispositifs à seuil se distinguent aussi des circuits de logique binaire fonctionnant en tout ou rien, car pour un montage à seuil la tension d'entrée n'est pas limitée à deux états. En fait le fonctionnement des circuits à seuil est intermédiaire entre les circuits linéaires et les circuits logiques : la tension de sortie varie brusquement dès que l'entrée devient plus grande ou plus petite qu'une référence donnée appelée « seuil », comme le montre la figure 1.

## LES CIRCUITS UTILISES

On dispose de trois grandes familles de circuits intégrés pour réaliser des dispositifs à seuil. Nous examinerons déjà l'amplificateur opérationnel qui est un élément bien connu. Si celui-ci est rebouclé en contre réaction, on a un montage linéaire classique (figure 2a). Pour obtenir un effet de seuil sur l'entrée, il est nécessaire de supprimer la contre réaction (figure 2b), ou mieux encore de réaliser une réaction positive, par retour sur l'entrée plus (figure 2c). On obtient alors la fameuse « bascule de Schmitt » qui est très souvent d'une grande utilité.

La seconde famille de circuits disponibles est celle des comparateurs. En fait un comparateur est un circuit qui dérive de l'amplificateur opérationnel, mais qui a été optimisé pour fonctionner en dispositif à seuil. Notamment sa bande passante a été largement augmentée, ce qui permet d'avoir des fronts plus raides en sortie lors du franchissement du seuil. D'autre part son gain interne a été lui aussi augmenté, ce qui permet d'obtenir une sortie saturée même pour un très faible écart entre la tension d'entrée et la

tension de seuil. Enfin suivant le type de comparateur, différentes possibilités existent, tel qu'un niveau de sortie compatible TTL, ou tel que la possibilité de réaliser un OU câblé entre les sorties de plusieurs comparateurs.

Enfin, on peut aussi utiliser avec un effet de seuil certains circuits de logique binaire auxquels a été intégré intérieurement un montage en bascule de Schmitt, tel que le SN 74 132.

Le tableau de la figure 3 compare les valeurs caractéristiques de quelques circuits utilisables.

## QUELQUES REMARQUES PRATIQUES

A priori, les comparateurs sont idéaux pour réaliser un dispositif à seuil. Cependant leurs règles d'emploi sont relativement critiques, surtout pour les comparateurs rapides, car du fait de leur grande bande passante ils entrent en oscillation lors du franchissement du seuil avec une aisance impressionnante. Evidemment cette oscillation perturbe profondément le fonctionnement du montage, surtout lorsqu'un circuit logique est commandé par la sortie.

Les remèdes que l'on peut employer pour combattre cette oscillation parasite sont plus ou moins nombreux suivant la gravité du mal. Comme le phénomène est d'autant plus redoutable que la variation d'entrée est lente, on peut à priori estimer le danger, et prendre les préventions nécessaires en conséquence.

La plus simple et aussi l'une des plus efficaces est de réaliser un montage en bascule de Schmitt, où la réaction positive accélère la transition et bloque l'état de sortie. Néanmoins si on désire qu'il n'y ait qu'un même seuil



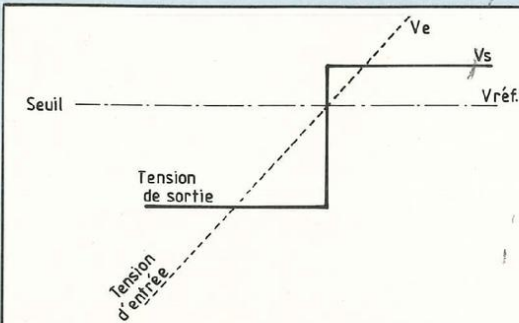


Fig. 1 : La tension de sortie varie brusquement.

rigoureusement identique quel que soit le sens du franchissement, on ne peut pas employer une bascule de Schmitt, car ce montage introduit une hystérésis dans le fonctionnement. Il ne reste plus alors qu'à utiliser les remèdes classiques, tels que filtrage des alimentations près du comparateur, réduction maximum des connexions d'entrée, éloignement maximum de toute source de parasites, etc...

Comme d'autre part les comparateurs rapides présentent souvent des inconvénients supplémentaires tels qu'un brochage de boîtier non normalisé, des tensions d'alimentation particulières (+ 12 V et - 6 V), une plage de tension d'entrée limitée sous peine de destruction, nous éviterons au maximum de les employer dans nos applications.

### LES APPLICATIONS DES DISPOSITIFS A SEUIL

Celles-ci sont extrêmement nombreuses. Elles sont surtout en rapport avec la propriété propre des dispositifs à seuil, qui est de travailler sur une entrée analogique en fournissant un état numérique en sortie. Ceci permet de réaliser de très nombreux types d'interfaces, qui peuvent avantageusement être associés à de multiples détecteurs. Par exemple, un détecteur de niveau qui signale si la tension d'entrée est inférieure ou supérieure à une référence donnée (figure 4a) peut aussi réaliser un détecteur de signe si la référence est le zéro (figure 4b). On peut aussi remplacer le signal fixe de référence par un deuxième signal

Type	Comparateurs		Amplis opérationnels	
	Rapide	Standard	Rapide	Standard
<b>Vitesse de réponse pour une transition de sortie de 0 à 5 V</b>	$\mu A$ 710	LM 111	LM 118	$\mu A$ 741
<b>Alimentation</b>	+ 12 et - 6 V	de 0 à + 5 V à $\pm 15$ V	de $\pm 5$ V à $\pm 22$ V	de $\pm 3$ V à $\pm 22$ V
<b>Tension d'entrée max. en mode commun</b>	5 V	15 V	12 V	12 V

Fig. 3 : Comparaison des valeurs caractéristiques de quelques circuits.

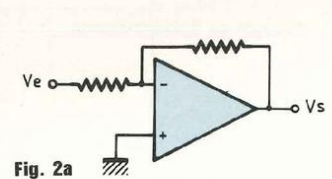


Fig. 2a

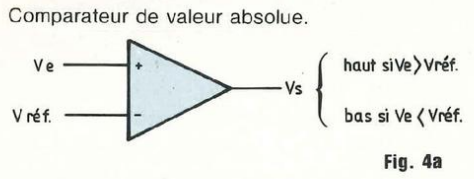


Fig. 4a

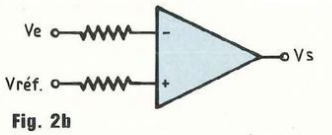


Fig. 2b

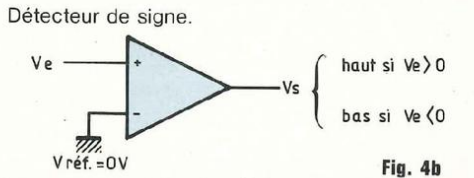


Fig. 4b

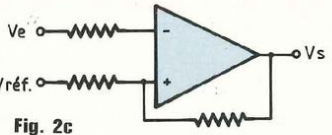


Fig. 2c

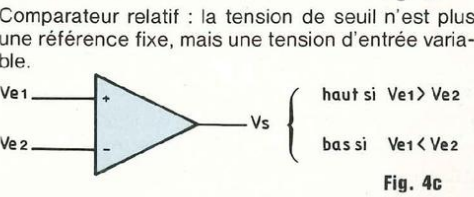


Fig. 4c

Utilisation d'un ampli opérationnel pour obtenir un effet de seuil.

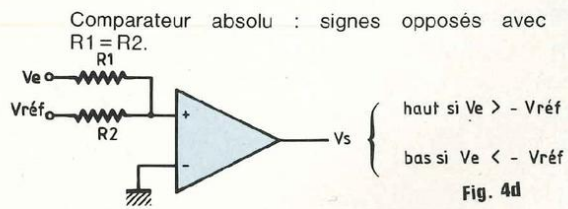


Fig. 4d

Les applications des dispositifs à seuil sont extrêmement nombreuses.

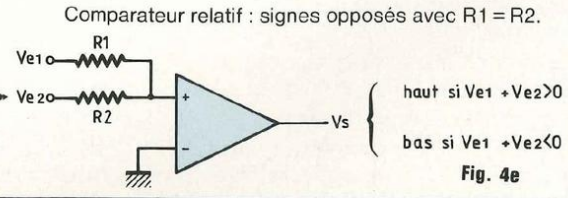


Fig. 4e

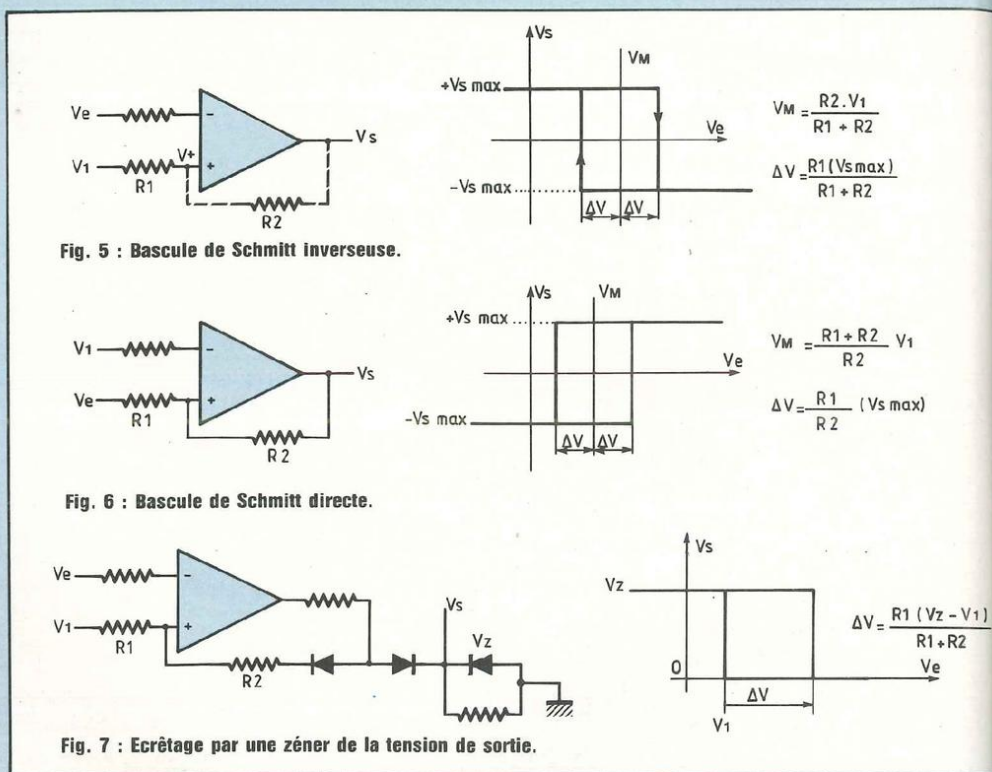
# Les dispositifs à seuil

d'entrée. On obtient alors un comparateur relatif qui détermine si l'entrée  $V_{e1}$  est supérieure ou inférieure à l'entrée  $V_{e2}$  (figure 4c). Dans les cas des détecteurs absolus et relatifs, les deux signaux d'entrées peuvent être de même signe, ou de signes opposés (figure 4d et 4e).

Tous ces montages trouvent des applications évidentes dans leur association avec de nombreux capteurs. Par exemple, précédés d'une cellule appropriée (photo-diode, tête magnétique, thermocouple, etc...) ils peuvent servir à détecter la luminosité pour assurer un allumage automatique, ou détecter la présence ou le passage d'une personne pour assurer la protection d'un local ou d'un objet. La détection de températures extrêmes dans une chaudière, l'ouverture automatique des portes de garage, le comptage d'objets ou la détection d'un niveau critique dans un réservoir sont autant d'applications possibles.

Outre leur utilisation en détection, les dispositifs à seuil sont aussi très utiles dans les montages d'électronique générale. Ils sont particulièrement indiqués pour la réalisation des multivibrateurs astables et monostables, des oscillateurs à quartz ou des montages V.C.O. Ils peuvent aussi servir à réaliser des circuits logiques particuliers, tels que des portes à un très grand nombre d'entrées ou des bascules bistables dont la tension de sortie peut atteindre des niveaux aussi élevés que 50 V, et donc commander directement des organes de puissance. Toujours dans le cadre des circuits logiques, ils peuvent contribuer à la remise en forme des signaux en améliorant la raideur des fronts de montée, ou être utilisés en tant que retardateur de créneaux ou comme modulateur de la largeur d'impulsions.

Les dispositifs à seuil sont aussi très utiles dans le domaine de la conversion, par exemple pour réaliser des convertisseurs analogique/numérique très rapides (C.A.N flash), ou des con-



vertisseurs tension/fréquence performants.

Enfin on peut les incorporer avec avantage dans des circuits aussi divers que les amplificateurs de puissance à découpage, les multiplicateurs de tension ou les détecteurs de crête.

Nous allons maintenant examiner de plus près un certain nombre d'applications spécifiques dans lesquelles les dispositifs à seuil montrent pleinement leur utilité.

## BASCULES DE SCHMITT

Les bascules de Schmitt sont des circuits très classiques en électronique. Anciennement réalisées à tubes ou à transistors, l'amplificateur opérationnel s'est aujourd'hui imposé. La bascule de Schmitt est un comparateur auquel on a ajouté un effet d'hystérésis : le seuil du signal d'entrée sera donc différent pour passer en sortie d'un état

bas à un état haut, ou d'un état haut à un état bas. Le montage le plus simple est la bascule de Schmitt inverseuse, représentée à la fig. 5. Pour une application, deux paramètres doivent être calculés : la valeur moyenne  $V_M$  des seuils de basculement ainsi que la valeur  $\Delta V$  de l'hystérésis. Ce calcul se fait simplement à partir de la valeur du potentiel de l'entrée (+)

$$V^+ = \frac{R_2 V_1 + R_1 V_s}{R_1 + R_2}$$

Suivant la valeur de  $V_s$ , on obtient les deux valeurs de la tension d'entrée provoquant les basculements :

$$V_e = V_M + \Delta V$$

$$\text{et } V_e = V_M - \Delta V$$

On a :

$$V_M = \frac{R_2 \cdot V_1}{R_1 + R_2}$$

$$\text{et } \Delta V = \frac{R_1 |V_s \text{ max}|}{R_1 + R_2}$$

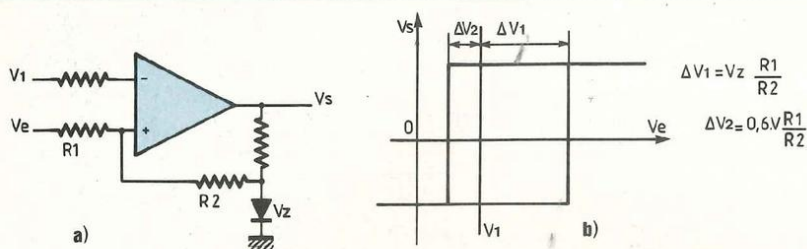


Fig. 8 : Bascule de Schmitt à valeurs de transition non symétriques par rapport à  $V_1$ .

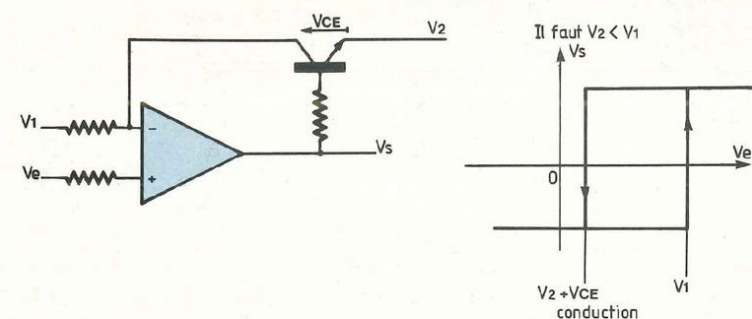


Fig. 9 : Pilotage des valeurs de transitions par les amplitudes des signaux  $V_1$  et  $V_2$ .

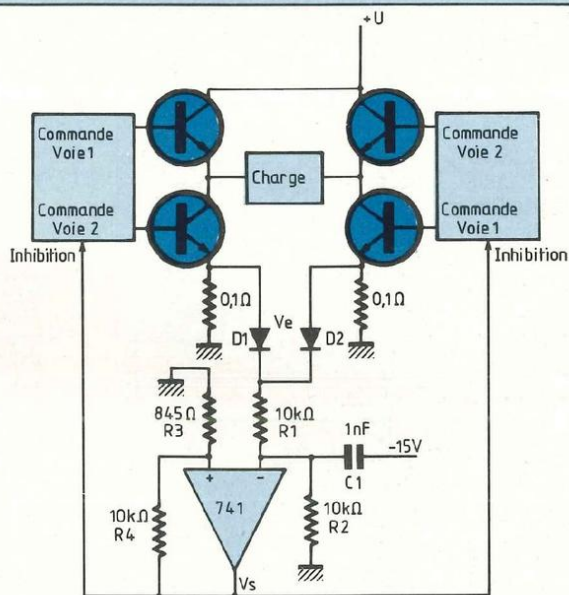


Fig. 10 : Amplificateur de puissance à sortie en pont symétrique.

Si on désire ne pas avoir d'inversion entre l'entrée et la sortie, il faut alors utiliser une bascule de Schmitt directe, représentée à la fig. 6, les formules de calcul pour  $V_M$  et  $\Delta V$  devenant différentes.

Si l'application requiert des valeurs de transition très précises, un autre montage s'avère alors mieux adapté. En effet, nous avons vu que la valeur absolue de la tension de sortie ( $V_s \text{ max}$ ) intervenait dans le calcul de  $\Delta V$ . Pour les montages des figures 5 et 6, cette valeur est déterminée par la valeur de saturation de la tension de sortie. Or cette dernière n'est jamais parfaitement symétrique. Par exemple, pour un amplificateur alimenté entre  $+15 \text{ V}$  et  $-15 \text{ V}$ , la sortie pourra être saturée à  $+13 \text{ V}$  et  $-12 \text{ V}$ , et la valeur de  $\Delta V$  ne sera pas alors parfaitement symétrique de part et d'autre de  $V_M$ . De plus les seuils de transition varieront avec la tension d'alimentation, et les calculs seront notamment faussés si les valeurs des alimentations sont très dissymétriques. Le remède est simple : il suffit d'envoyer en réaction

un signal d'amplitude fixe. Ceci peut être obtenu simplement en écrêtant par une zéner la tension de sortie, comme le montre la figure 7.

Une autre éventualité est la réalisation d'une bascule de Schmitt où les valeurs de transition ne soient plus symétriques par rapport à la tension de référence  $V_1$ . Ceci peut être obtenu aisément grâce au schéma de la figure 8 a. On applique alors une tension de réaction qui vaut soit  $-V_z$ , soit  $+0,6 \text{ V}$  correspondant au sens passant de la diode zéner. Ce montage peut d'ailleurs être modifié en montant, au lieu de la diode zéner, deux diodes zéners têtes bèches en série.

Enfin on peut aussi rencontrer le cas où les tensions de références deviennent variables. On peut ainsi prendre, la tension d'un signal à surveiller comme valeur de référence. On ne peut plus alors employer de diode zéner dans le montage. Le schéma de la figure 9 est alors utilisable pour piloter les valeurs de transitions par les amplitudes des signaux  $V_1$  et  $V_2$ . Ce circuit, bien que restant très simple,

est le plus souple de tous, en permettant notamment de faire varier en dynamique l'hystérésis et la valeur moyenne des transitions. La tension de référence  $V_2$  doit être inférieure à  $V_1$  mais supérieure à  $-V_s \text{ max}$ . Dans ces conditions, lorsque la tension de sortie est négative, le transistor est bloqué. La transition amenant une tension de sortie positive se produira donc pour  $V_e = V_1$ . Dès que la sortie devient positive le transistor se met à conduire. On applique alors directement sur l'entrée (-) la tension  $V_2 + V_{CE} \text{ conduction}$ , cette dernière valeur étant d'environ  $0,5 \text{ V}$  pour un transistor standard saturé, ce qui se produit si le courant base est suffisant. La nouvelle valeur de l'entrée provoquant une transition positive en sortie sera donc

$$V_e = V_2 + V_{CE}$$

Comme nous l'avons déjà mentionné, les dispositifs à seuil, et notamment les bascules de Schmitt, ont un domaine d'utilisation extrêmement vaste. Ainsi donc nous limiterons nous à donner un seul exemple d'application, en mon-

# Les dispositifs à seuil

trant par la même occasion que l'on peut souvent concentrer plusieurs fonctions sur un seul circuit, ce qui amène à des montages très compacts.

## PROTECTION D'UN AMPLIFICATEUR DE PUISSANCE

Les amplificateurs de puissance à sortie en pont symétrique sont avantageux, dans le fait qu'ils peuvent fonctionner avec une seule polarité d'alimentation pour la partie puissance. La figure 10 représente un tel étage de sortie alimenté entre +U et la masse. L'inconvénient d'un tel étage de puissance est sa très grande fragilité. En effet, si les deux voies sont rendues conductrices ensemble, même pour un temps très court, les transistors de puissance se comportent comme un court circuit et sont rapidement détruits. Dans le cas des amplificateurs fonctionnant en découpage, le risque est encore plus grand car les transistors sont commandés en tout ou rien. Donc si on veut bénéficier des avantages bien connus du découpage, la nécessité d'une protection s'impose. Celle-ci est réalisée à la fig. 10 par la mesure du courant circulant dans deux résistances de pied de 0,1 Ω. Deux diodes D1 et D2 permettent de réaliser un OU qui affiche à l'entrée de l'ampli opérationnel la plus grande valeur du courant mesuré dans les deux voies. Le réseau R1, R2, C1 a alors une triple utilité.

1) Il constitue un filtre passe bas assurant une certaine temporisation. Ainsi la protection ne sera pas déclenchée par des parasites, comme le montre la plage 2 de la photo représentée à la figure 11.

2) A la mise sous tension, le potentiel -15 V sera appliqué sur l'entrée (-) de l'ampli 741 par l'intermédiaire de C1. La sortie Vs sera donc à l'état haut, provoquant une remise à zéro de la protection (pas d'inhibition de la commande des voies).

- 1 :  $V_e < V_r$  pas de déclenchement
- 2 :  $V_e > V_r$  durant un temps  $< \tau$  pas de déclenchement
- 3 :  $V_e > V_r$  temporisation durant le temps  $\tau$
- 4 :  $V_e < V_r$  mémoire de panne

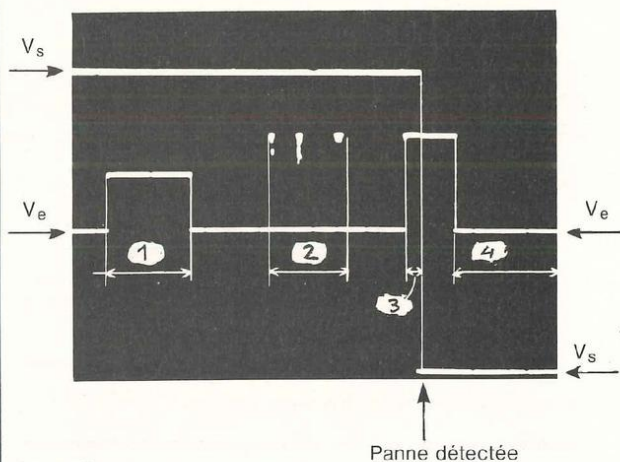


Fig. 11

3) Lors du fonctionnement normal de l'ampli (page 1 de la photo 11), la tension  $V_e$  mesurée ne sera pas suffisante pour déclencher la bascule de Schmitt formée par R3 et R4. Dans ce cas R2 empêchera C1 d'intégrer la tension  $V_e$ , ce qui conduirait au déclenchement intempestif de la protection. Dans le cas d'un sur-courant dangereux, après l'écoulement de la temporisation (page 3 photo 11), la bascule de Schmitt déclenche, et la tension  $V_s$  au niveau bas inhibe la commande des transistors de puissance, qui ne peuvent plus alors être détruits. Le courant mesuré dans les résistances de 0,1 Ω devient alors nul, mais l'état bas de  $V_s$  est sauvegardé par l'effet de mémoire de la bascule de Schmitt (page 4 photo 11). Pour ramener  $V_s$  à l'état haut et supprimer l'inhibition, il faudra une coupure et une remise sous tension. Ainsi cet exemple nous montre qu'une bascule de Schmitt peut souvent être

avantageusement combinée avec d'autres fonctions, de manière à réaliser un montage performant à l'aide d'un minimum de composants.

## INTERFACES DE SORTIE

Dans de nombreuses applications, le circuit à seuil, utilisé en détecteur de panne ou d'événement quelconque, ne doit pas agir sur d'autres circuits électroniques mais commander directement un affichage lumineux ou un organe de protection type relais. L'intensité fournie par l'amplificateur opérationnel ou le comparateur est alors souvent trop faible, et il faut monter un transistor de sortie comme le montre la figure 12. La résistance  $R_p$  a pour rôle de limiter la pointe de courant à la mise sous tension, lorsque l'indicateur étant encore froid, sa résistance est très faible.

Il est alors recommandé d'utiliser un circuit type LM 311, comparateur qui a la particularité de posséder une sortie

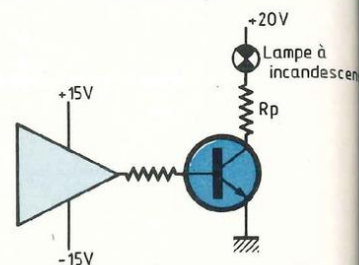


Fig. 12 : La résistance  $R_p$  limite la pointe de courant à la mise sous tension.

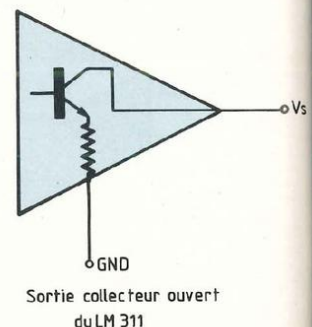


Fig. 13 : La charge peut être placée indifféremment entre le (+) et  $V_s$ , entre la masse et GND.

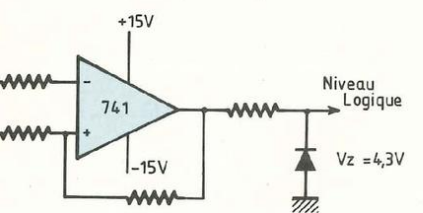


Fig. 14 : Limitation de la tension de sortie par une diode.

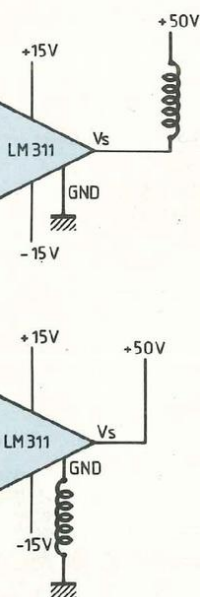


Fig. 16 : Montage simple d'un détecteur de crête apte à mémoriser les valeurs extrêmes d'un signal entre deux RAZ.

type collecteur ouvert. Ainsi il peut commander directement des charges extérieures alimentées sous des tensions aussi grandes que 50 volts. De même la charge peut être placée indifféremment entre le +50 V et  $V_s$  ou entre la masse et GND (fig. 13). La seule contrainte d'utilisation réside dans le fait que le potentiel sur GND ne doit jamais devenir inférieur à l'alimentation négative du LM 311. Pour les amplificateurs opérationnels utilisés en comparateurs lents, il faut parfois obtenir en sortie un niveau logique, alors que la plupart des modèles fonctionnent sous des tensions d'alimentation symétriques de 5 à 15 volts. Plusieurs solutions s'offrent alors.

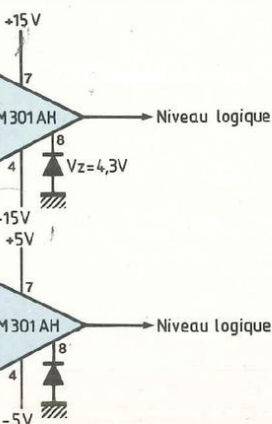


Fig. 15 : Réglage du niveau de sortie par l'entrée de compensation du LM301.

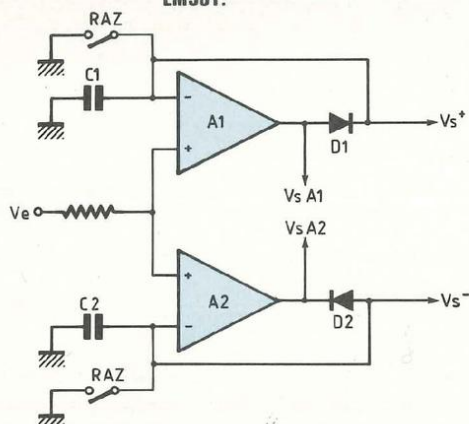


Fig. 16 : Montage simple d'un détecteur de crête apte à mémoriser les valeurs extrêmes d'un signal entre deux RAZ.

Déjà, on peut limiter l'excursion de la tension de sortie par une résistance série et une zéner à la masse (Fig. 14). La sortie de l'amplificateur opérationnel délivrant toujours une tension symétrique par rapport à la masse, on peut ainsi réaliser facilement une bascule de Schmitt. D'autres montages sont possibles, notamment avec le LM301 qui dispose d'une entrée de compensation pouvant être utilisée pour régler le niveau de sortie (Fig. 15).

### DETECTEUR DE CRETE

On a parfois besoin d'extraire d'un signal et de mémoriser la valeur maximale ou minimale par la tension durant un intervalle de temps donné.

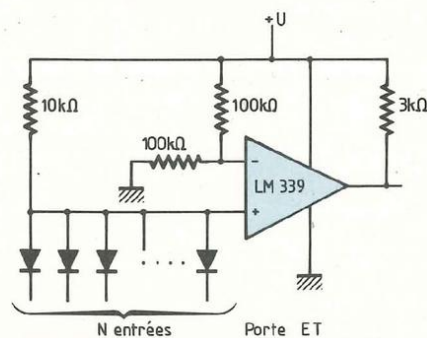
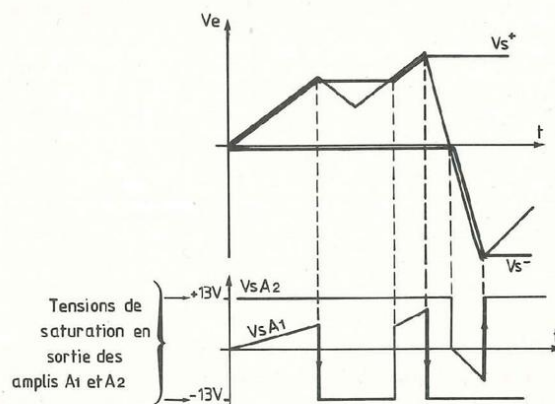


Fig. 17 : Porte ET réalisée à partir d'un comparateur.



D'autre fois, il suffit simplement de détecter l'inversion de la pente du signal traité, sans mémoriser le maximum atteint. Les circuits qui remplissent ces fonctions portent le nom de détecteur de crête. Le montage le plus simple est représenté à la figure 16. Il est apte à mémoriser les valeurs extrêmes positives et négatives prises par le signal entre deux remises à zéro. Examinons son fonctionnement qui est très simple. Après une remise à zéro qui ferme les deux interrupteurs court-circuitant  $C_1$  et  $C_2$ , si  $V_e$  est positive, on aura  $V_s^+ = V_e$ . Tant que la valeur de  $V_e$  augmentera, l'égalité précédente sera respectée. Mais dès que la valeur de

# Les dispositifs à seuil

$V_e$  diminuera, la sortie de l'ampli A1 deviendra alors négative et sera bloquée par la diode D1. Le condensateur C1 ne peut donc se décharger : il conservera la valeur maximale de  $V_e$  en mémoire sur la sortie  $V_s^+$ , pourvu que l'impédance d'entrée du montage utilisant  $V_s^+$  soit grande. Si la tension d'entrée  $V_e$  devient négative, le montage fonctionne symétriquement, et l'on a alors  $V_s^- = V_e$ , et ceci tant que la tension  $V_e$  est décroissante. Dès que  $V_e$  cesse de décroître, la diode D2 se bloque et le condensateur C2 ne peut se décharger. Il conservera donc sur la sortie  $V_s^-$  la valeur la plus négative prise par la tension  $V_e$ .

Ce montage présente une limite, car il ne donne aucune information sur toutes les crêtes d'entrée, à part la valeur extrême de celles-ci, entre deux remises à zéro du montage. Par exemple sur la figure 16 on voit que la valeur de la première crête positive de  $V_e$  est, en quelque sorte, « oubliée » par la suite, pour ne retenir que la valeur  $V_e$  max. Ceci peut être résolu en utilisant directement les tensions de sorties des amplificateurs opérationnels A1 et A2. En effet, comme on le voit sur la figure 16, chaque crête positive introduit un échelon négatif en sortie de A1, et chaque crête négative introduit un échelon positif en sortie de A2. Donc si on désire mémoriser les valeurs des crêtes intermédiaires, il suffit de commander par les sorties de A1 et de A2 des circuits échantillonneur-bloqueurs.

## PORTES A ENTREES MULTIPLES

Dans certains circuits logiques, il est nécessaire de réaliser des portes logiques possédant un très grand nombre d'entrées. Ceci se fait d'une manière classique en utilisant plusieurs portes logiques. Mais on peut aussi utiliser des circuits à seuils, ce qui présente divers avantages. Déjà, on peut ajouter après coup une entrée au montage sans aucun problème ; il suffit pour

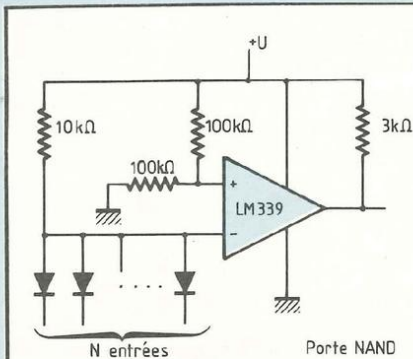


Fig. 18 : porte NAND réalisée par inversion des entrées (+) et (-).

cela de câbler simplement une diode en plus, alors que dans le cas du montage classique, il peut devenir nécessaire d'ajouter un circuit. D'autre part le circuit à seuil permet de traiter des tensions d'entrée qui peuvent dépasser la plage de tension permise dans les circuits numériques. Enfin si les transitions des états d'entrée sont lentes et bruitées, la réponse d'une porte logique devient aléatoire. Dans un montage utilisant un circuit à seuil, on peut toujours doter ce dernier d'une certaine hystérésis, de manière à garder un fonctionnement correct dans tous les cas.

Le schéma de la figure 17 représente une porte ET réalisée à partir d'un comparateur. Le fonctionnement se déroule de la manière suivante : le pont R2 - R3 détermine le potentiel de l'entrée (-) du comparateur, qui est  $\frac{U}{2}$ . Ce sera la tension de référence par rapport à laquelle sera faite la comparaison. L'entrée (+) du comparateur est reliée aux diodes d'entrées, de telle sorte que si une seule entrée est au niveau bas, c'est-à-dire la masse, alors  $V_s$  sera aussi à la masse. Pour que la sortie  $V_s$  soit à l'état haut, il faut donc que toutes les entrées soient au niveau haut (+U). On a donc bien réalisé un circuit ET. A partir de ce schéma on peut aussi réa-

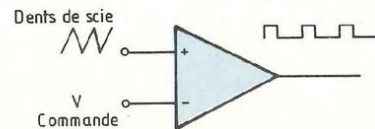


Fig. 19 : Dent de scie appliquée sur l'entrée (+).

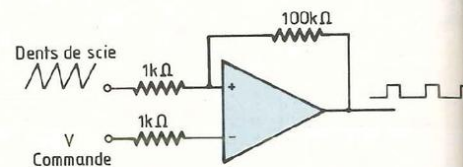


Fig. 21 : Modulateur de largeur d'impulsions.

liser très simplement un circuit ET NON (NAND). Pour cela il suffit uniquement d'inverser les entrées (+) et (-) du comparateur, comme le montre la figure 18.

## MODULATEUR DE LARGEUR D'IMPULSIONS

Un modulateur de largeur d'impulsions peut être réalisé très simplement à l'aide d'un seul circuit comparateur, utilisé en comparateur relatif, comme il a déjà été représenté à la figure 4c. Pour obtenir des impulsions modulées en largeur, le schéma de base ne sera absolument pas modifié : mais nous jouerons sur la forme des signaux d'entrée, comme le montre la figure 19. Le signal sur l'entrée (+) du comparateur sera une dent de scie, dont la fréquence sera la fréquence de sortie des impulsions. Sur l'entrée (-) sera appliquée une tension continue qui commandera directement la largeur des impulsions de sortie : plus  $V$  commande sera élevée et plus les impulsions de sortie seront fines.

Le montage tel que nous l'avons décrit n'est bien sûr qu'un montage de principe, car il comporte un défaut évident : pour une dent de scie de variation très lente, tous les parasites d'entrée perturberont fortement la sortie, et le circuit présentera inévitablement des oscillations périodiques, tel-

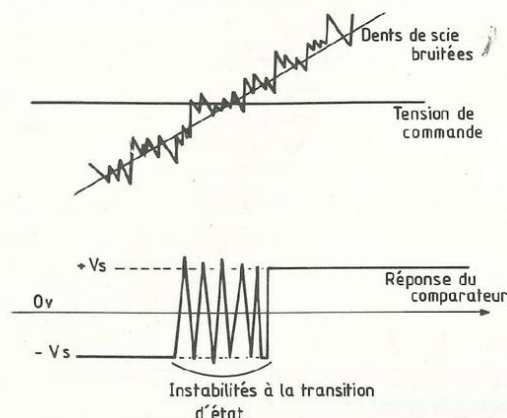


Fig. 20 : Oscillations périodiques.

les que les montre la figure 20. Toute tentative de filtrage sur le circuit, tel qu'un réseau R.C passe-bas en contre-réaction, aura pour conséquence inévitable de coucher les fronts des impulsions de sortie. Or la raideur des fronts est l'une des principales qualités des générateurs d'impulsions ! La solution, évidente, est donc de monter le circuit en bascule de Schmitt, avec une petite hystérésis dont l'amplitude devra cependant être supérieure à l'amplitude des parasites présents.

Notons en passant que, outre l'élimination des parasites, le montage en bascule de Schmitt a un effet très bénéfique sur la raideur des fronts de sortie. En effet, lors du basculement, la sortie réinjecte en réaction sur l'entrée (+) une tension favorable au basculement : c'est un phénomène cumulatif, et irréversible dès qu'il est déclenché. La figure 21 montre le montage final du modulateur de largeur d'impulsions.

## RETARDATEUR D'IMPULSIONS

Très souvent, dans les circuits électroniques numériques, le problème se pose de devoir retarder légèrement le front d'un signal ou d'une horloge, pour assurer un bon synchronisme de fonctionnement sur tous les circuits. Les retards nécessaires étant toujours

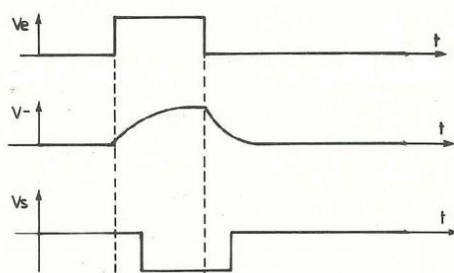
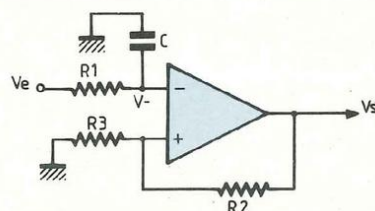


Fig. 22 : Retardateur d'impulsions utilisant un circuit à seuil. Des fronts de bonne qualité sont obtenus par une réaction type bascule de Schmitt sur l'entrée (+).



très faibles, deux techniques sont employées pour les réaliser. La première utilise un simple filtre R.C passe-bas, qui a évidemment le grand désavantage de coucher les fronts. La deuxième technique possible pour réaliser un retard est de câbler en série un certain nombre de circuits tampons, par exemple un nombre pair d'inverseurs. Le retard apporté sera alors la somme du temps de réponse des tampons. Si cette technique ne détériore pas les fronts de sortie, elle a par contre le désavantage de consommer beaucoup de circuits, d'où un coût et un encombrement augmenté. La meilleure solution consiste donc, là encore, à employer un circuit à seuil. Celui-ci est représenté à la figure 22. Il consiste simplement dans le réseau passe-bas R.C précédent, câblé sur l'entrée (-) du comparateur. Des fronts de très bonne qualité sont obtenus par une réaction type bascule de Schmitt sur l'entrée (+).

## CONCLUSION

Nous avons examiné les dispositifs à seuil dans le cas général, sans nous baser particulièrement sur un type de circuit donné, amplificateur opérationnel ou comparateur, et ceci à dessein car chaque application implique un choix particulier pour être optimisée. Il faut quand même bien garder à l'esprit

qu'un amplificateur opérationnel standard, type 741, est le plus souvent suffisant pour des applications courantes. Par contre un comparateur rapide peut présenter certaines difficultés de mise au point, tel que le découplage des alimentations. De plus les comparateurs rapides sont plus coûteux et plus fragiles qu'un 741. Nous ne conseillons donc pas de les employer dans un montage courant, où leurs performances resteraient sous-exploitées. D'autre part nous avons abordé quelques exemples précis d'applications des circuits à seuil. Ceci doit permettre de se familiariser avec leur emploi, en voyant notamment les avantages que l'on peut obtenir en introduisant une hystérésis type bascule de Schmitt dans certains montages. Cette technique de conception des circuits pourra ainsi être utilisée avec le plus grand bien dans des applications particulières.

Bien d'autres exemples d'applications des circuits à seuil auraient pu être donnés. Le troisième paragraphe de cet article en recense d'ailleurs un certain nombre. Mais l'abondance de détails aurait pu, peut-être, masquer quelque peu les principes généraux que nous avons tenté de dégager.

R.A.

# La R.D.S ou Réception Directe des Sa

Les canaux de Télévision sont désormais saturés en bien des régions de France et, pratiquement, dans la majeure partie des pays de l'Europe Occidentale. Un exemple facile à évoquer est évidemment l'Italie car, dans ce pays sans monopole des Télécommunications, les stations TV privées ont fleuri comme marguerite en été ! La pratique de la R.D.S. ou Réception Directe des Satellites TV constitue une évolution considérable sur le plan des coutumes beaucoup plus que dans celui de la technique pure : plus de monopole en France depuis le conseil des Ministres du 31 juillet 1985 et large dépassement des frontières car les satellites vont arroser bien au-delà des pays concernés et, ce, sans zone d'ombre ! Il faut donc revoir le contenu des émissions afin que l'intérêt couvre des goûts différents. Les commentaires parlés devront également s'envisager en plusieurs langues. Mais, surtout, l'information deviendra compétitive : les implications politiques n'échapperont à personne... Nous sommes sur la voie d'une réelle unification européenne car l'émulation que va susciter cette pratique nouvelle de communication doit aplanir tôt ou tard les différences idéologiques et les petites querelles économiques : le public sera le maître de son jugement.

## PLAN DE GENEVE

L'apparition des satellites dans le ciel n'est pas nouvelle : le domaine des liaisons professionnelles – les PTT et l'Eurovision, notamment – les utilisent depuis plus de dix ans. Citons le satellite Intelsat 4F2 lancé en 1972 et qui se trouve maintenant en fin d'exploitation.

Le nombre actuel des satellites est prodigieux et, pour poursuivre les lancements, un plan s'est avéré nécessaire. La Conférence Administrative Mondiale des Radiocommunications (CAMRS) s'est réunie à Genève en 1977 pour jeter les bases d'un plan d'attribution des fréquences, plan visant à limiter le nombre des satellites géostationnaires lancés dans le plan de l'équateur au-dessus des pays demandeurs, à définir les fréquences d'attribution et à statuer sur le mode de traitement du signal à choisir.

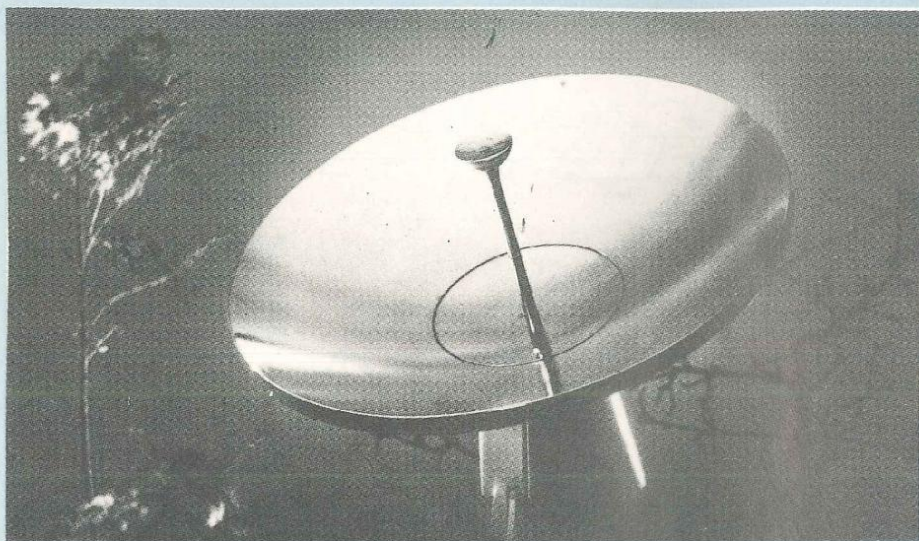
En effet, pour favoriser les liaisons à longue distance, il faut utiliser un traitement de signal qui élimine les signaux parasites, les canaux TV adjacents et favoriser le rapport signal/bruit. Or il n'y a que la modulation de fréquence qui puisse

autoriser ces réelles prouesses techniques : nous verrons dans un prochain article que la limitation des signaux élimine les modulations parasites. Par ailleurs, la MF bénéficie, lors de la démodulation, du phénomène de capture, phénomène qui élimine les stations voisines de celle sur laquelle on se trouve accordé.

Enfin, la MF autorise une préaccentuation des fréquences élevées du spectre vidéo ou de celui du son. Cela favorise les détails de l'image et la couleur dans le premier cas et améliore les aigus de la musique dans le second, détails et nuances sonores qui se trouvent altérés par le bruit dans le cas d'une liaison radio difficile.

A la réception, on désaccentue donc à l'inverse ce qui réduit artificiellement la bande de fréquence sans toucher au rendu exact de l'image et du son, puisqu'on ne pratique qu'une correction exactement complémentaire. Tout rentre donc dans l'ordre mais un avantage demeure : la bande du récepteur étant plus faible, les bruits thermique et sidéral (ceux provenant du ciel ou du soleil et que la parabole ou l'antenne de réception capte) se trou-





vent atténués, ce qui améliore nettement la qualité des images.

En ce qui concerne les fréquences attribuées, nous n'évoquerons que la bande de 11700 à 12500 MHz qui est essentiellement réservée à la réception directe des satellites : voir tableau A. Il faut souligner que la bande immédiatement inférieure – on dit la sous-gamme réservée aux transmissions professionnelles – comporte aussi de nombreux canaux : voir tableau B.

Les canaux alloués ont 27 MHz ou plus de 80 MHz de largeur dans le cas professionnel du tableau B afin d'accueillir le spectre de modulation très étendu de la MF et l'on remarquera que les canaux pairs et impairs se chevauchent dans le tableau A. Outre le fait que le phénomène de capture élimine les canaux adjacents, la pratique des rayonnements à polarisations croisées supprime toute interférence (rayonnement en quadrature).

## LES PROJETS

Nous ferons abstraction des satellites professionnels qui tournent autour de la terre sur des orbites particulières (les satellites météorologiques) et ceux à basse puissance mais traitant

en numérique les liaisons PTT ou les télécommunications de caractère militaire, au profit des satellites géostationnaires réservés à la réception directe de la télévision.

Les figures 1 et 2 donnent les positions prévues pour les satellites de la région 1 (Europe et Proche Orient). On remarquera que les situations sont excentrées par rapport aux pays car les paraboles elliptiques qui émettent vers le sol doivent couvrir une surface de forme non seulement quelconque mais plongeant en biais vers le pôle Nord.

Pour la France, la Suisse, l'Italie, le Benelux, l'Autriche et la R.F.A., il a été assigné une situation de + 19° ouest. Nous précisons que chacun de ces pays peut avoir son propre satellite ; le lancer sur la même longitude n'est pas un problème, les chances étant très réduites de voir se télescoper les engins lancés sur orbite, des centaines de kilomètres pouvant les séparer malgré une localisation assez précise des lancements.

Nous voyons, figure 1, que tous les pays souverains ont le droit de lancer un satellite. Comme chaque engin peut rayonner 5 canaux orientés vers le sol comme le souhaitent les gouverne-

**TABLEAU A**  
(Extrait des Actes Finaux  
de la CAMRS (Genève 1977))

Canal n°	Fréquence assignée (MHz)	Canal n°	Fréquence assignée (MHz)
1	11 727,48	21	12 111,08
2	11 746,66	22	13 130,26
3	11 765,84	23	12 149,44
4	11 785,02	24	12 168,62
5	11 804,20	25	12 187,80
6	11 823,38	26	12 206,98
7	11 842,56	27	12 226,16
8	11 861,74	28	12 245,34
9	11 880,92	29	12 264,52
10	11 900,10	30	12 283,70
11	11 919,28	31	12 302,88
12	11 938,46	32	12 322,06
13	11 957,64	33	12 341,24
14	11 976,82	34	12 360,42
15	11 996,00	35	12 379,60
16	12 015,18	36	12 398,78
17	12 034,36	37	12 417,96
18	12 053,54	38	12 437,14
19	12 072,72	39	12 456,32
20	12 091,90	40	12 475,50

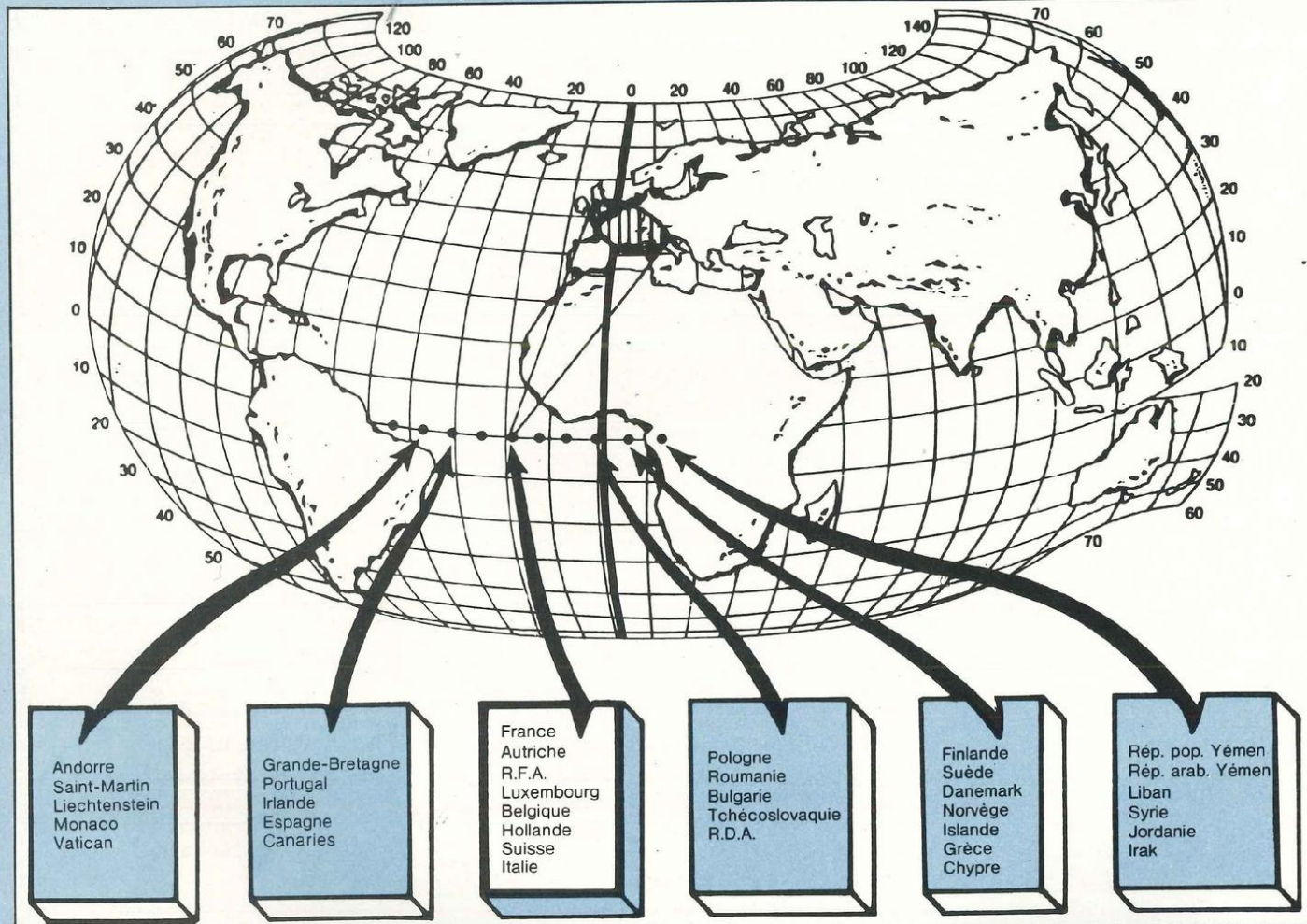
**TABLEAU B**  
**Sous-gamme professionnelle**  
(Plan des fréquences  
internationales pour  
liaisons « descendantes »)

Canaux	Fréquences centrales
1	10 991,667 MHz
2	11 075,000 MHz
3	11 158,333 MHz
Bande réservée (militaire)	
4	11 491,667 MHz
5	11 575,000 MHz
6	11 658,333 MHz
Bande réservée (voir tableau A)	
ESS	12 541,667 MHz

(au dessus)  
du tableau  
A)

\* Proposition américaine antérieure à 1977.

# La R.D.S ou Réception Directe des Satellites



ments, il y a de la marge pour que ceux situés sur la même longitude puissent arroser les pays limitrophes. Nous pensons, en disant cela, à Télé Luxembourg qui rencontre apparemment des difficultés à s'intégrer dans le réseau national français. Par contre, nous voyons avec une certaine inquiétude la relégation à + 37° ouest des petits pays comme Monaco ou Andorre. Ceci signifie que la zone couverte par le rayonnement devrait se réduire à une région très limitée.

## LE COUT DU LANCEMENT

On pourrait s'inquiéter de savoir si le

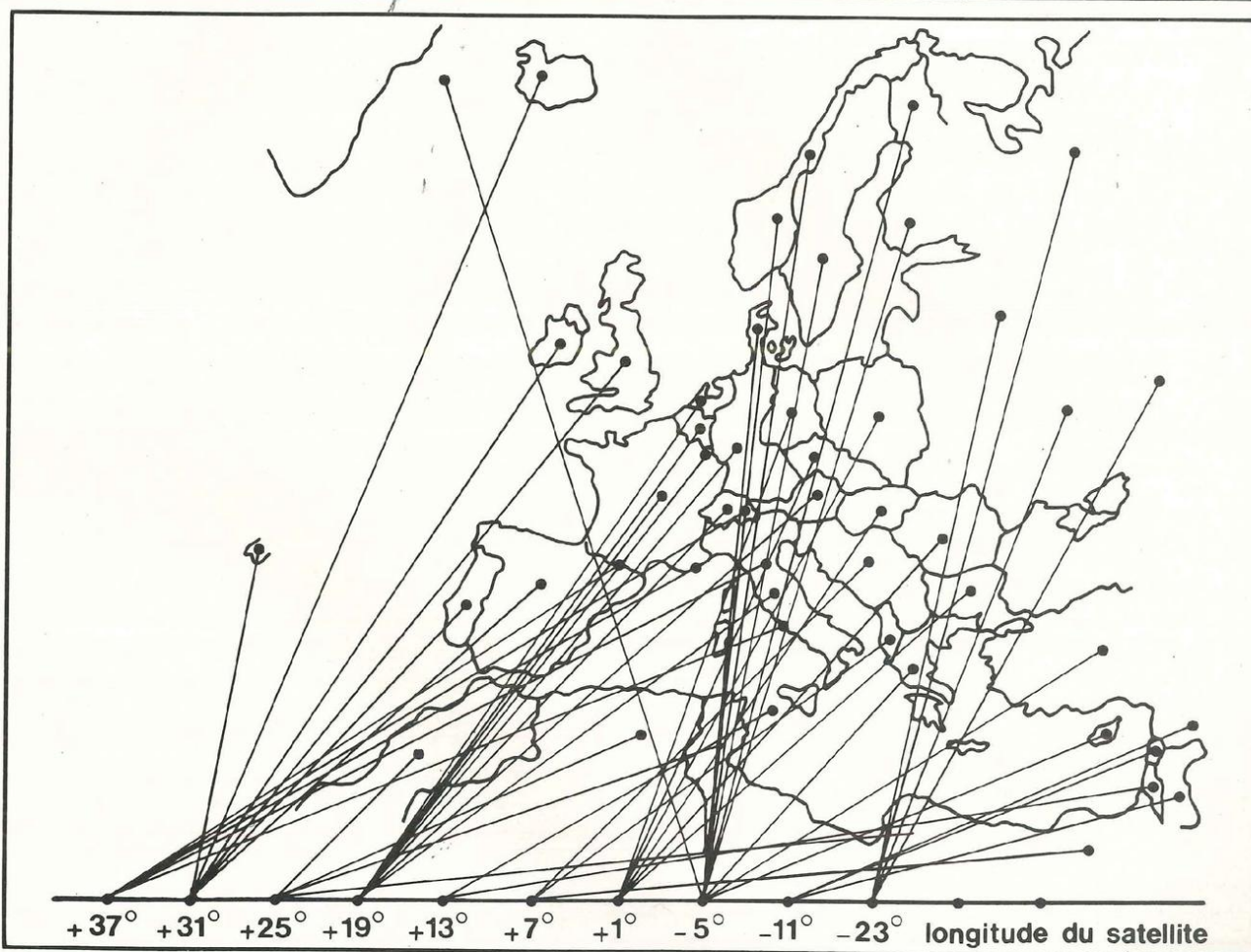
lancement d'une fusée Ariane n'est pas trop dispendieux. Nous allons recourir à une étude de l'INA (Institut National de la Communication et de l'Audiovisuel) pour montrer que paradoxalement il n'en est rien : voir encadré 1 ci-contre. L'équipement et le lancement de la fusée demande 2300 millions de francs. Le fonctionnement pendant les 7 ans de la durée de vie moyenne du satellite s'élève à 1200 millions soit en tout 3500 MF.

Pour que le système soit amorti il faut utiliser 4 canaux, le cinquième servant au contrôle interne de l'engin. Pendant 7 ans, on récupère  $4 \times 7 = 28$

années-programmes soit, pour 1 an/programme,  $3500 \div 28 = 125$  MF. Or, le coût d'une chaîne comme Antenne 2 y compris son réseau et le coût des multiples réémetteurs revient à 480 MF par an (estimation de 1985). La différence paraît évidemment prodigieuse pour qu'on s'en étonne ?

## L'IMPLANTATION GENERALE

Il faut distinguer la liaison terrestre, celle « montante » et la réception au sol c'est-à-dire celle « descendante ». Les différents studios devront être raccordés à un nouveau nodal érigé à Romainville et il paraît certain qu'une



transmission numérique comme le D2-MAC-Paquet sera utilisée en France pour les diverses liaisons par câble ou par faisceaux hertziens terrestres. La station de Bercenay en Othe (Aube) enverra les émissions « montantes » vers le satellite (figure 3). La réception peut être du type privé grâce à une installation individuelle munie d'un sélecteur hyper-fréquence déjà disponible dans le commerce chez les constructeurs d'antennes et de paraboles. Mais le système s'avère beaucoup plus rentable pour une réception collective (immeuble) ou pour une installa-

### COUT D'UN SYSTEME DE RADIODIFFUSION DIRECTE PAR SATELLITE

(en millions de francs)

Satellite 500 - 2	1 000 MF
Lancement 500 - 2	1 000 MF
Connexion	150 MF
Contrôle	150 MF
<b>Equipement</b>	<b>2 300 MF</b>

Exploitation 50 MF/an sur 7 ans (50 personnes)	350 MF
Assurances	350 MF
Frais financiers	500 MF
<b>Fonctionnement</b>	<b>1 200 MF</b>
<b>TOTAL</b>	<b>3 500 MF</b>
Pour 4 canaux pendant 7 ans soit <b>28 années programme.</b>	
<b>1 an pour 1 programme : 125 MF</b>	
<b>COUT DE LA RADIODIFFUSION A2 POUR 1985 : 480 MF</b>	

# La R.D.S ou Réception Directe des Satellites

**TABLEAU C**

**Principaux satellites reçus en France**

Satellites	PIRE	Situations	Stations	Genre d'émissions	Canal et polarisation	Pays d'origine	Mise en route
INTELSAT V	29 dB(W)	27°5 Ouest	TEN	TV à péage	5 <sup>(1)</sup> Dextrogyre <sup>(2)</sup>	USA-G.B.	82
-	-	-	SCREEN-Sport	TV à péage	3 <sup>(1)</sup> Dextrogyre <sup>(2)</sup>	USA-G.B.	82
-	-	-	TEG-1 <sup>ère</sup>	TV à péage	1 <sup>(1)</sup> Dextrogyre <sup>(2)</sup>	USA-G.B.	82
ESC 2	43 dB(W)	10° Est	RAI	Commercial	1 lévogyre <sup>(3)</sup>	Italie	84
-	-	-	NRK	Culturel	6 lévogyre	Norvège	84
ESC 1	40,8 dB(W)	13° Est	SKY-CHANNEL	Cryptée OAK ORION	Sous-canal 6 (11 658 MHz) horizontal	G.B.	83
-	-	-	TV 5	Cryptée en partie	Sous-canal 4 (11 491 MHz) horizontal	Europe - Multi-pays	83
-	-	-	RTL "PLUS"	Commercial	en projet	Luxembourg	83
TELECOM 1A	44 dB(W)	10° Ouest	- TELECOM : - TV	Numérique professionnel	12/14 GHz circulaire	France	84
GHORIZONT	Supérieur à 40 dB(W)	14° Ouest	MOSKVA	Culturel	3 à 6 GHz horizontal	URSS	79
TDF1	63,8 dB(W)	19° Ouest	Nouveaux programmes à définir	D2-MAC par paquet	1, 5, 9, 13, 17 Dextrogyre	France + stations privées sous location	Eté 86
TV SAT	65,5 dB(W)	19° Ouest	Non connu	D2-MAC (?)	2, 6, 10, 14, 18 lévogyre	R.F.A.	Printemps 86
CORONET	60 dB(W) (?)	8° Ouest (?)	RTL (?) + stat. améric. bilingues	- TV commerc. - Voix de l'Amérique	Non connu	USA + stations privées	86 (?)

(1) Sont susceptibles de changement (2) Circulaire droite (3) Circulaire gauche

tion communautaire (TV par câble). Elles permettent l'emploi d'une antenne plus conséquente, ce qui favorise le rendement de la liaison satellite-sol.

Le coût de revient au niveau du particulier devient alors très accessible alors qu'on estime à 15000 F. l'installation privée actuelle ; elle doit descendre à 6000 F. selon les estimations les plus optimistes, mais avec une parabole de 60 cm en plastique métallisé (prospective 1987).

## LES SATELLITES

### EXISTANT EN 1986

Les attributions d'emplacement de la

figure 1 laissent quelques vides, comblés par des satellites déjà en place. Le tableau C recense les stations en place et celles qui vont être lancées en 1986. Ces dernières possèdent une puissance nettement plus élevée (64 dB(W) en moyenne).

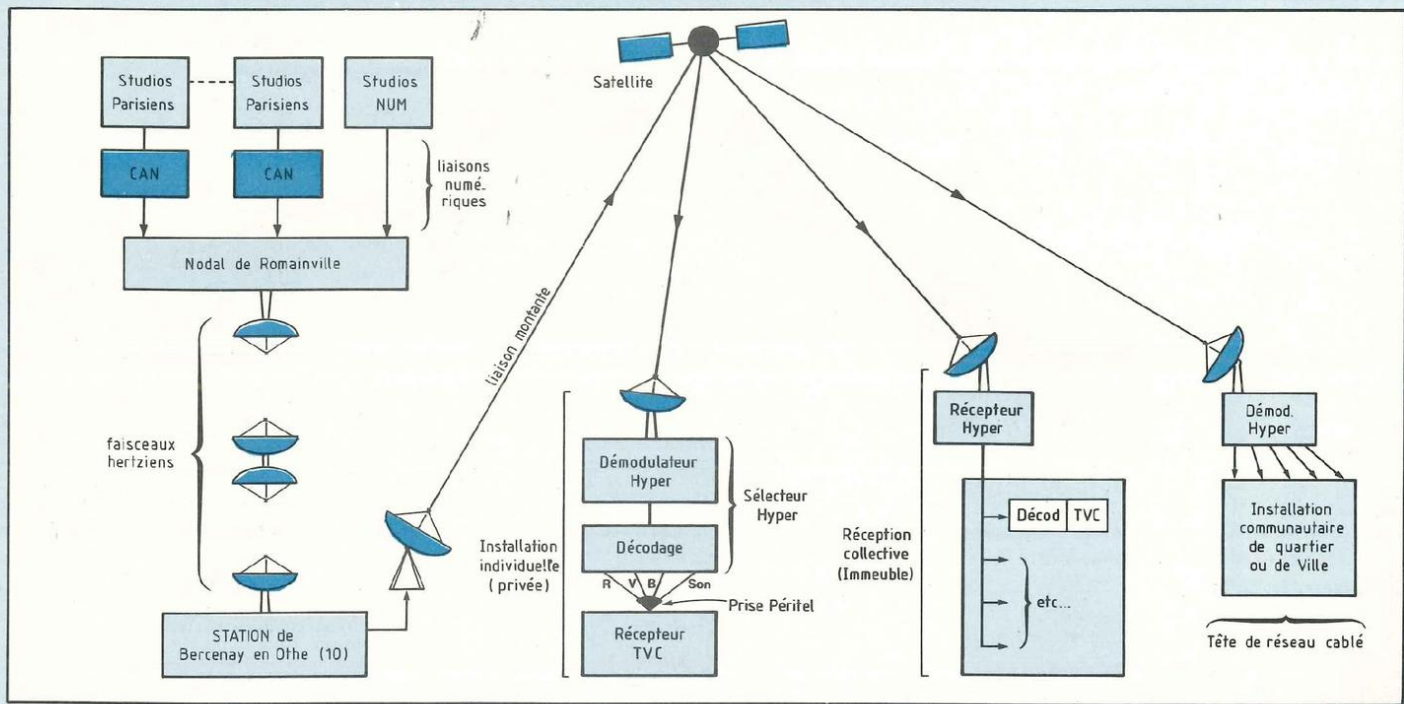
Nous pourrions remarquer que certaines sont cryptées selon le procédé OAK-ORION ; ce sont des émissions à péage. Les satellites TDF1 et TV-SAT seront certainement codés en D2-MAC-Paquet, système qui fera l'objet d'un prochain article.

On remarquera également la faible PIRE (Puissance Isotope Rayonnée Equivalente) de certains satellites

(Intelsat V par exemple) ; il couvre toutefois une région considérable : toute l'Europe de l'ouest. Enfin, on parle beaucoup de CORONET un satellite « coca-cola » à vocation commerciale capable d'accepter certaines stations privées européennes comme RTL.

**Roger Ch. HOUZE**

NDLR - Nous remercions TDF, l'INA, l'UER, la société CELTI, et toutes les firmes qui étudient et proposent un matériel RDS telles que SADITEL, TONNA, WISI SOLARA, SODIELEC. RANAL... etc...



## MMP

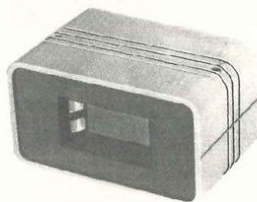
### LE COFFRET QUI MET EN VALEUR VOS REALISATIONS



#### SERIE «PP PM»

110 PP ou PM	115 x 70 x 64
114 NOUVEAU	106 x 116 x 44
115	115 x 140 x 64
116	115 x 140 x 84
117	115 x 140 x 110
220	220 x 140 x 64
221	220 x 140 x 84
222	220 x 140 x 114

\* PP (plastique) - PM (métallisé)

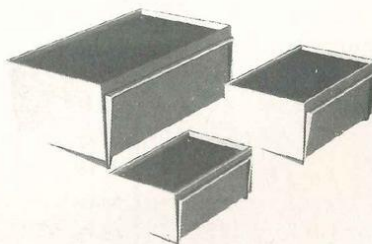


110 PP ou PM Lo  
avec logement de pile  
115 PP ou PM Lo  
avec logement de piles



#### SERIE «L»

173 LPA avec logement pile face alu	110 x 70 x 32
173 LPP avec logement pile face plas.	110 x 70 x 32
173 LSA sans logement face alu	110 x 70 x 32
173 LSP sans logement face plast.	110 x 70 x 32



#### SERIE «PUPICOFFRE»

10 A, ou M, ou P	85 x 60 x 40
20 A, ou M, ou P	110 x 75 x 55
30 A, ou M, ou P	160 x 100 x 68

\* A (alu) - M (métallisé) - P (plastique).



220 PP ou MP ou PM/G  
avec poignée

### GAMME STANDARD DE BOUTONS DE REGLAGE

Tél. : 43.76.65.07

COFFRETS PLASTIQUES

10, rue Jean-Pigeon  
94220 Charenton

# RADIO-KIT 212, RUE SAINT-MAUR, 75010 PARIS



**RK 207 B**

**TRANSISTOR-TESTEUR**

**RK 211** Prix : 215 F

**SIGNAL TRACER**

**RK 146 B**

**THERMOSTAT**

**RK 183 CB**

**RECEPTEUR CB**

Recepteur CB 27 MHz (30 à 24 MHz environ) 3 transistors. Couvre la bande CB sensibilité 1 µV super réaction, grande stabilité CV démultipliée. Self imprimée. Livré avec écouteur d'oreille. 180 F

Peut alimenter directement un ampli BF %.

Options. Antenne, colonnes pour pieds. Vis (sans boîte) 40 F

**RK 225 Options**

Toutes les pièces pour une finition parfaite et portative d'un très bel effet.

Boîte - antenne - cadran - façade avant, etc.

Face avant percée sérigraphiée.

L'ensemble en 1 fois 270 F

**RK 225 Nouveau Récepteur VHF**

Couvre de 70 à 200 MHz par selfs interchangeables faciles à réaliser - Réceptions - Télé - Trafic aviation, etc - Sensibilité élevée (1 µV) Nombreuses innovations - Stabilité parfaite - Sécurité de fonctionnement - Montage facile - Antenne du simple fil à l'antenne professionnelle - CV démultipliée - Ecoute sur HP 5 transistors - (sans boîte) 180 F

Livret très détaillé

**JEUX DE LUMIERES MODULAIRE 5U**

Comprenant

- Commande auxiliaire 6 voies
- Psychédélique 3 voies très sensible à circuits intégrés
- Chenillard multi fonctions 2 programmes
- Commande Strobe à distance pour différents jeux
- Quadrichrome permet les effets de l'arc en ciel
- Crétémètre ou vu-mètre à spots
- Gradateur permettant de réguler la lumière de 0 à 100 % avec réglage de seuil et plein feu
- Tous ces modèles donnent 1 200 W par voies et peuvent être vendus séparément.

**Nouveau**

**ANIMATIONS SPECTACLES DISC-JOCKEY AMATEURS**

**TARIF SUR DEMANDE**  
**Prix nous consulter**  
**Contactez-nous pour tous vos problèmes. ELECTRONIQUES 42.05.81.16**

**RK 185** Micro transmetteur FM 80 à 180 MHz. Grande sensibilité 70 F

**JEUX DE LUMIERES**

**RK 129** Amplificateur à micro pour psychédélique 125 F

**RK 132** Déclencheur à micro pour psychédélique, supprime liaison HP 115 F

**RK 132 bis** Micro pour 129 et 132 (dynamique) 35 F

**RK 130** Psychédélique 2 voies. Très sensible. 1 200 W par canal 75 F

**RK 131** Psychédélique 3 voies. Très sensible. 1 200 W par canal 100 F

**RK 172** Psychédélique 1 voie, préampli à transistor. 1 200 W au triac 70 F

**RK 174** Psychédélique. 4 voies + négatifs, 4 potent. 1 général, déclenche à quelques MW 4x1 200 160 F

**RK 175** Psychédélique à micro 4 voies, 4 triacs de 1 200 W, 5 réglages, déclenchement assuré par le moindre bruit 190 F

**RK 133 B** Stroboscope vitesse réglable 2 à 20 Hz, livré avec tube Xenon 100 joules. Transfo THT gros modèle 150 F

**RK 134** Stroboscope alterné réglable 2 à 20 Hz, 2 tubes 100 joules 250 F

**RK 135** Gradateur de lumière, réglable séparé du seuil de déclenchement, variation 0 à 100 %, 1 200 W sur radiateur 52 F

**RK 137** Variateur pour perceuse, réglage de 0 à 60 % de la valeur, self d'arrêt, protection sur tension 800 W 70 F

**RK 136** Clignotant alterné de puissance pour 2x1 200 W, 2 transistors, 1 UJT, 5 diodes, 2 triacs avec radiateurs 85 F

**RK 169 B** Nouveau chenillard 6 voies, 6 triacs de puissance peuvent alimenter jusqu'à 72 lampes, exemple de répartition pour défiler dans tous les sens sans commutation 180 F

**RK 216** Mêmes caractéristiques que le RK 217 mais à 4 voies 260 F

**RK 217** Gradateur trichrome 3x1 200 W, l'arc-en-ciel à cadences réglables, 1 réglage par canal, effets saisissants en régie lumière 230 F

**RK 229** Gradateur automatique, les lumières montent et descendent (1'' à plusieurs minutes) selon réglages, alimenté par transto 4 transistors, 2 Cl, 6 diodes, 1 triac 1 200 W, effets exceptionnels 250 F

**RK 231** Gradateur commandé par la lumière du jour, l'éclairage monte progressivement et inversement 2 réglages, 1 200 W avec transto 160

**RK 500** Déclencheur optique, allume une lampe au bruit, par micro, alimentation secteur, potentiomètre, 1 200 W sur radiateurs 75

**RK 501** Minuterie secteur de 20'' à 5 minutes, alimentation secteur, réglage par potentiomètre, starter de départ, puissance 1 200 W sur radiateur 75

**RK 215** Orgue lumineux, 7 canaux de 1 200 W, chaque canal réglable par potentiomètre, allumage par touches, pleine charge au départ, descente réglable de 1 à 4 sec. environ, 8 transistors, 7 UJT, 7 triacs (100 composants) (255x120) modèle pro 390

**MESURES**

**RK 285** Alimentation stabilisée 0 à 24 V, 1 amp, transistor de puissance sur radiateur, forte dissipation, avec transto 0,6 A : 170 F, 0,8 A : 185 F, 1 A 2 200

**RK 207** Transistomètre, diodmètre, en coffret miniature, avec galvanomètre, commutateur gain, fuite 100

**RK 207 B** Voir photo page précédente 190

**RK 146 B** Thermostat de précision. Plage de 0 à 100%, 2 réglages, température et seuil de valeur, alimentation secteur, sortie par relais, options coffret et accessoires : 120 F + options : 70 F. Complet 190

**RK 147** Minuterie compte-rose à relais, alimentation secteur, peut couper 1 800 watts, réglage de 0,5'' à 20''. Idéal pour photo 110

**RK 161** Générateur BF sinus. Triangle, carré, de 0,1 Hz à 200 kHz, 6 grammes, 4 niveaux d'atténuation. Idéal pour jeune technicien 260

**RK 143** Contrôle de pile ou batterie, seuil de déclenchement, réglable, très utile pour poste, signal par Led 25

**RK 158** Protection électronique des alimentations contre les surcharges. max. 3 ampères, 50 volts 50

**PROTECTION**

**RK 156** Antivol haute fiabilité technologie C. Mos 2 C.I. 5 transistors, 7 diodes, 2 entrées, commande rapide. Pour ILS incendie, choc, etc. 1 entrée pour porte (retard à la sortie 40, à la rentrée 20). La coupure d'un des contacts (ILS) entraîne la mise en marche. Sirène incorporée temporisée environ 3. Complet avec HP (modifiable pour relais et sirène de puissance) 260

**RK 220** Balise clignotante à flash. Alim. sur 9 à 12 volts. Vitesse réglable 200

**RK 163** Emetteur à ultra-son, 4 transistors, 9 à 12 volts. Boîtier en option 70

**RK 184** Récepteur à ultra-son à relais. Boîtier en option 130

**RK 238** Sirène électronique miniature type police, 4,5 V à 15 V, 1 Cl, 3 transistors, tonalité réglable environ 1 watt 80

**RK 199** Barrière, Cl Mos, mise en marche d'une sirène de 300 MW à la rupture ou à l'apparition d'une lumière 70

**RK 155** Clôture électrique par THT (puissance variable suivant transto) 80

**RK 159** Détecteur de lumière à relais, par diode phototransistor 50

**RADIO-KIT** **BON DE COMMANDE**  
**212, RUE SAINT-MAUR, 75010 PARIS**

Tous les kits pour pouvoir vous initier, vous perfectionner ou vous amuser, ils sont tous à monter par vous-mêmes sur un circuit imprimé prêt à l'emploi, en suivant une notice très détaillée vous donnant pour chaque kit : le schéma de principe, d'implantation, valeurs des éléments utilisés, paiement à la commande par chèque bancaire, postal ou mandat-lettre libellé à l'ordre de «RADIO-KIT». Pas de contre-remboursement, port de 20 F en plus. Pour tous renseignements, téléphonez-nous au 42.05.81.16.

**CATALOGUE : 40 F** Dont 20 F remboursables à la 1<sup>ère</sup> commande pour 200 F d'achat, et la totalité du catalogue pour 500 F de matériel.

Je désire recevoir la documentation sur les nouveaux modèles   
**contre enveloppe affranchie.**

VEUILLEZ M'EXPEDIER LE CATALOGUE   
 NOM .....

ADRESSE .....

Ci-joint la somme de ..... F

**JEUX ET KITS UTILITAIRES**

**RK 144** Détecteur de bruits (pollution sonore) par micro pour définir un seuil de bruit. Réglable de 50 à 110 dB avec lampe et micro 50

**RK 145** Détecteur d'électricité, très sensible, 2 transistors, 2 Fet, détecte une faible variation statique 30

**RK 140** Relais acoustique à mémoire, un son enclenche un relais, un 2<sup>e</sup> son remet au repos, 8 transistors, 1 diode, micro, relais 140

**RK 141** Vox pour magnétophone, etc, se met en marche et enclenche un relais au moindre son, temporisé pour coupure en fin de conversation 65

**RK 236** Tir électronique comportant un émetteur indépendant, une cible 3 points, hors cible, centré, mouche, par diodes Led avec lentilles, une portée de 5 m ou plus est possible, très bon exercice en tir rapide, 5 Cl, 4 transistors, diodes, etc. 250

**RK 142** Préampli micro directionnel pour enregistrer à distance (sans micro) 70

# raconte-moi...

## LA MICRO-INFORMATIQUE

**L**es codes barres connaissent depuis quelques années une expansion constante. Réservés il y a encore peu de temps aux produits grand-public (boîtes de conserves, médicaments...) on les trouve maintenant sur de nombreux produits industriels manufacturés. La première utilisation des codes barres date de 1962 ! à l'époque déjà la société Sylvania tentait d'identifier ses wagons à l'aide de ce système de codage. Comme son nom l'indique un code barre est constitué d'une suite de barres et d'espaces, de différentes largeurs, représentant un ensemble de données alphanumériques ou numériques. Chaque produit est identifié à la source à l'aide de ce marquage, quant à la saisie elle est effectuée à l'aide d'un lecteur lors de l'utilisation. Les utilisations des codes barres sont nombreuses et très diverses, citons par exemple

- La collecte de données à distance
- L'inventaire
- L'identification de pièces détachées
- La programmation d'appareils intelligents...

Dans toutes ces applications le lecteur de codes barres remplace avantageusement un clavier, grâce à une plus grande rapidité et une meilleure fiabilité (les erreurs humaines sont évitées), de plus la plupart des codes disposent d'un contrôle d'erreur :

### IMPRESSION

#### DES CODES BARRES

Dans les grandes surfaces 60 % des produits sont marqués à la source grâce à une impression simultanée en offset du code à barres et de l'emballage du produit. Ce mode d'impression n'est rentable que par de grandes productions (> 50.000 unités). Une autre solution consiste à marquer les produits à l'aide d'étiquettes adhésives imprimées au préalable. Cette impression des étiquettes peut être réalisée à l'aide d'imprimantes spécialisées ou d'imprimantes classiques à aiguilles (figure 1) (des logiciels permettant

La lecture des codes barres et son traitement en temps réel est une application tout à fait adaptée aux micro-ordinateurs conventionnels type P.C. Nous allons rappeler ce mois-ci le principe des codes barres et montrer qu'un lecteur de codes barres est un « périphérique » très facile à mettre en œuvre.

l'impression de codes barres sur imprimantes à aiguilles sont disponibles). Les caractéristiques techniques permettant de juger la qualité d'impression d'un code barres sont :

- dimension des barres
- précision du dessin
- stabilité dans le temps
- contraste entre les barres et les espaces.

### LECTEUR

#### DE CODES BARRES

Une des grandes originalités des lecteurs de codes barres est l'utilisation de la lumière comme moyen de lecture (figures 2 et 3). Un lecteur de codes barres est généralement constitué d'une source lumineuse (laser ou diode électroluminescente) qui est projetée sur le code à analyser. En parallèle de la source lumineuse se

trouve une photodiode qui capte les variations lumineuses provoquées par les réflexions. Du fait des propriétés d'absorption de la lumière par toute surface noire, la lecture d'une barre noire correspond donc à l'absence de lumière réfléctive alors qu'au contraire un espace blanc provoque un maximum de lumière réfléctive.

A l'heure actuelle, on trouve deux grandes familles de lecteurs : (figures 4 et 5)

- les lecteurs optiques à balayage automatique
- les lecteurs optiques à balayage manuel.

Les lecteurs automatiques ont généralement la forme d'un pistolet qu'on pointe à distance sur le code sans qu'il soit nécessaire d'effectuer un mouvement de la main. Le balayage automatique (on parle alors de scanner) et la reconnaissance du code se font très rapidement sans risque d'erreur.

Dans la seconde catégorie de lecteurs la lecture s'effectue par déplacement manuel d'un stylo sur le code. Ce type de lecteur plus économique présente par contre une fiabilité plus faible, en effet pour que la lecture s'effectue correctement le déplacement du stylo doit se faire à une vitesse constante et régulière.

### CODE BARRE

#### ET... CODAGE 39

La représentation d'un caractère par une suite de barres ou d'espaces doit, pour être compréhensible par tous les lecteurs, suivre certaines conventions. De nombreux codes existent suivant l'application visée parmi tous ceux-ci le code 39 est le plus couramment utilisé.

Le code 39 (figure 6) est constitué de neuf éléments ou symboles dont cinq barres et quatre espaces. Parmi ces neuf éléments trois sont larges et les six autres sont étroits. Outre les informations « utiles » le code 39 utilise un certain nombre d'éléments de contrôle qui permet de vérifier si les données lues sont correctes (figure 7).

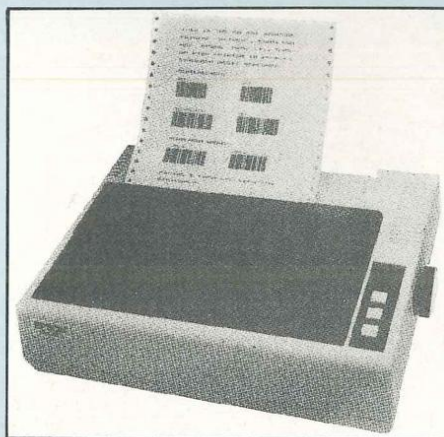


Fig. 1 : Imprimante à codes barres.

# raconte-moi...

## LA MICRO-INFORMATIQUE

Parmi ces éléments de contrôle, on trouve les caractères de début et de fin de code qui indiquent à la logique de décodage le sens de la lecture. De plus un contrôle d'erreur est effectué grâce à un caractère de contrôle qui est intercalé avant l'information de fin de lecture. Ce caractère représentatif des données précédentes (le terme de « signature » est aussi employé) est utilisé par le décodeur pour déterminer si le code lu est erroné.

### INTERFACE POUR

### LECTEUR DE CODES BARRES

La fonction décodage d'un lecteur de codes barres peut être assurée facilement par un micro-ordinateur qui dispose dans sa mémoire centrale de la table de conversion code 3-9  $\Rightarrow$  code ASCII. Pour mettre en œuvre un tel système il faut toutefois intercaler, entre le lecteur optique et le bus d'extension du micro-ordinateur, une interface qui assure la lecture des signaux numériques issus du lecteur.

La figure 8 présente un exemple de montage qui réalise cette fonction ; il est constitué de deux circuits principaux :

- Un timer ou compteur programmable 8253

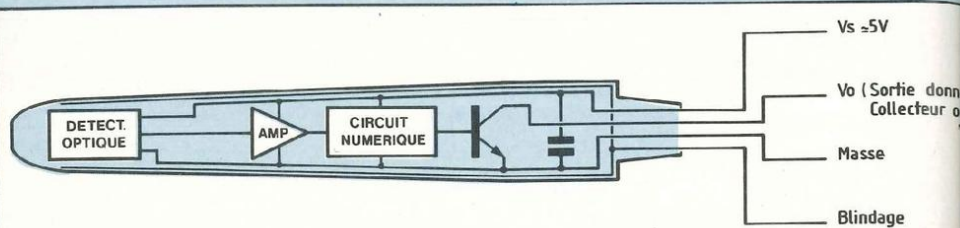


Fig. 2 : Le détecteur optique est constitué d'une diode électroluminescente et d'une photodiode qui capte la lumière réfléchie. Lecteur de codes barres à sortie numérique HEDS-3050 Hewlett-Packard — les barres absorbent la lumière — les espaces réfléchissent la lumière

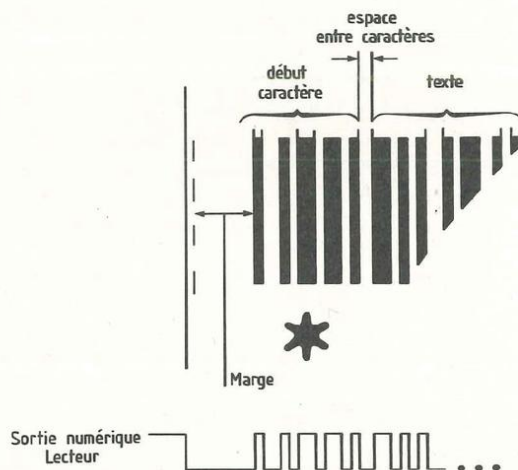


Fig. 3 : Correspondance entre le code barre et le signal électrique issu du lecteur.

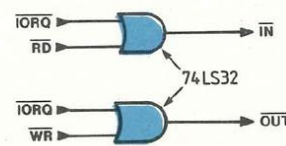


Fig. 9 : Génération des signaux OUT et IN.

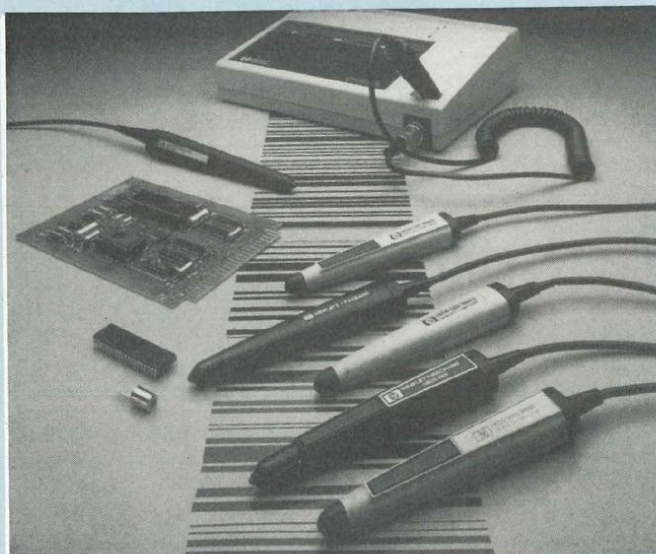


Fig. 4 : Lecteur de codes barres (Hewlett-Packard).



Fig. 5 : Lecteur de codes barres à balayage automatique (doc. Métrologie). Vitesse de balayage : 100 lectures/seconde, sortie RS 232.



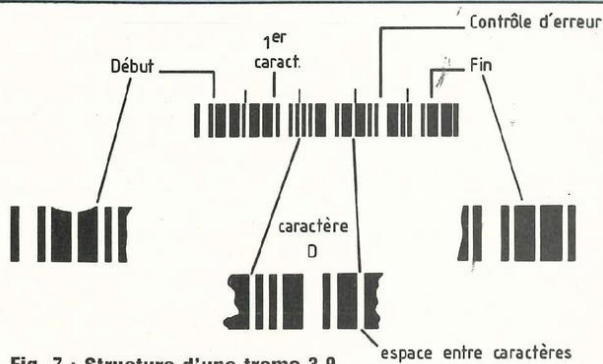


Fig. 7 : Structure d'une trame 3.9.

Circuit	Vcc	Masse
8553	24	12
74LS14	14	7
74LS32	14	7
74LS367	16	8

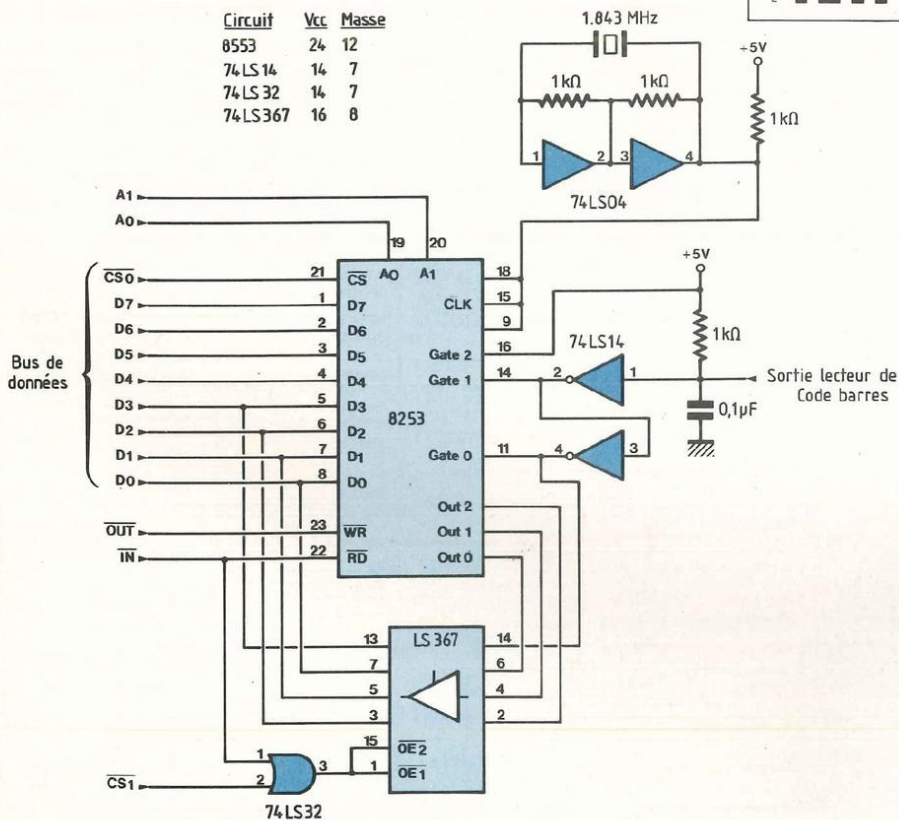


Fig. 8 : Interface lecteur de code barres Microprocesseur Z 80.

– Un port d'entrée – 74LS367  
Le rôle du timer est de comptabiliser le temps qui s'écoule lorsque le lecteur balaye un espace ou une barre. Pour ce faire la sortie du lecteur, remise en forme par deux triggers de Schmitt (74LS14), est envoyée sur les deux entrées « gate » d'un compteur. Ces

deux portes ou gates provoquent respectivement le démarrage du compteur puis son arrêt. Les sorties du lecteur ainsi que celles du compteur sont envoyées d'autre part vers le micro-ordinateur du port d'entrée afin d'indiquer la fin d'un comptage. Deux compteurs sont utilisés en alternance

CHAR.	PATTERN	BARS	SPACES	CHAR.	PATTERN	BARS	SPACES
1		10001	0100	M		11000	0001
2		01001	0100	N		00101	0001
3		11000	0100	O		10100	0001
4		00101	0100	P		01100	0001
5		10100	0100	Q		00011	0001
6		01100	0100	R		10010	0001
7		00011	0100	S		01010	0001
8		10010	0100	T		00110	0001
9		01010	0100	U		10001	1000
0		00110	0100	V		01001	1000
A		10001	0010	W		11000	1000
B		01001	0010	X		00101	1000
C		11000	0010	Y		10100	1000
D		00101	0010	Z		01100	1000
E		10100	0010	.		00011	1000
F		01100	0010			10010	1000
G		00011	0010	SPACE		01010	1000
H		10010	0010	*		00110	1000
I		01010	0010	\$		00000	1101
J		00110	0010	/		00000	1101
K		10001	0001	+		00000	1011
L		01001	0001	%		00000	0111

Fig. 6 : Codage 3 vers 9.

sur le 8253. Pendant que l'un est lu par le micro-ordinateur le second compte l'espace ou la barre suivante. Le choix de la fréquence d'horloge est fonction de la vitesse à laquelle le code est balayé, des expériences ont montré qu'une fréquence de 1.8432 MHz était compatible avec une vitesse de balayage de 2 à 4 cm/s.

Le logiciel gérant une telle interface doit être divisé en trois phases.

Une première phase d'initialisation qui vient programmer le 8253, une seconde phase de lecture qui transfère au micro-ordinateur le contenu des compteurs et enfin une phase décodage qui transcrit les informations lues en caractères ASCII.

Au niveau compatibilité les différents signaux issus du bas du micro-ordinateur sont ceux d'un TRS 80 ou d'un PROF 80 (microprocesseur Z80). Pour les possesseurs de ZX ou tout autre micro-ordinateur à base de Z80 ou de 8088 rappelons que les signaux  $\overline{IN}$  et  $\overline{OUT}$  sont générés (figure 9) à partir des broches  $\overline{WR}$ ,  $\overline{RD}$  et  $\overline{IORQ}$ .

Enfin le décodage d'adresse (non représenté dans ce montage) doit générer deux sélections  $\overline{CS}$

$\overline{CS0}$  décodage 8253  
 $\overline{CS1}$  décodage 74LS367



# "COMPACT DISC" ET VIDEO GUIDAGE

Dans un proche avenir, les automobilistes

## LE SYSTEME CARIN

« co-pilote » électronique capable de

circuler en pays inconnu ne se sentiront plus livrés à eux-mêmes et obligés de chercher leur route. Grâce au système CARIN (Car Information and Navigation) mis au point par Philips, ils seront assistés en tous lieux par une sorte de

déterminer l'itinéraire, de guider le conducteur vers sa destination, de donner la position exacte du véhicule à l'aide d'un écran vidéo, et de fournir tous renseignements utiles sur l'environnement ou les conditions de circulation.

**S**chématisé sur le dessin de la figure 1, le système CARIN d'information et de navigation – appliqué à l'automobile – se compose d'un certain nombre d'éléments, associés à un ordinateur de bord auquel incombe le traitement des diverses informations qui lui sont communiquées.

Le premier de ces éléments est un lecteur de « Compact-Disc » permettant non seulement l'exploitation de disques compacts audio, mais également la lecture d'informations spécifiques, enregistrées sur disque compact, telles que celles ayant trait au tracé d'une carte routière, au plan d'une ville ou d'une région... pouvant être visualisées sur un écran graphique.

Le deuxième élément est constitué par ce que l'on pourrait appeler une « boussole électronique », permettant de déterminer la direction du véhicule, par rapport au champ magnétique terrestre, et d'en déduire, à chaque instant, la position, à partir de capteurs adéquats.

Le troisième élément destiné à la communication des informations au conducteur, mais également à la prise des ordres, en fonction de l'itinéraire choisi, se compose d'un module vocal, transmettant par synthèse toutes les instructions destinées à la conduite du

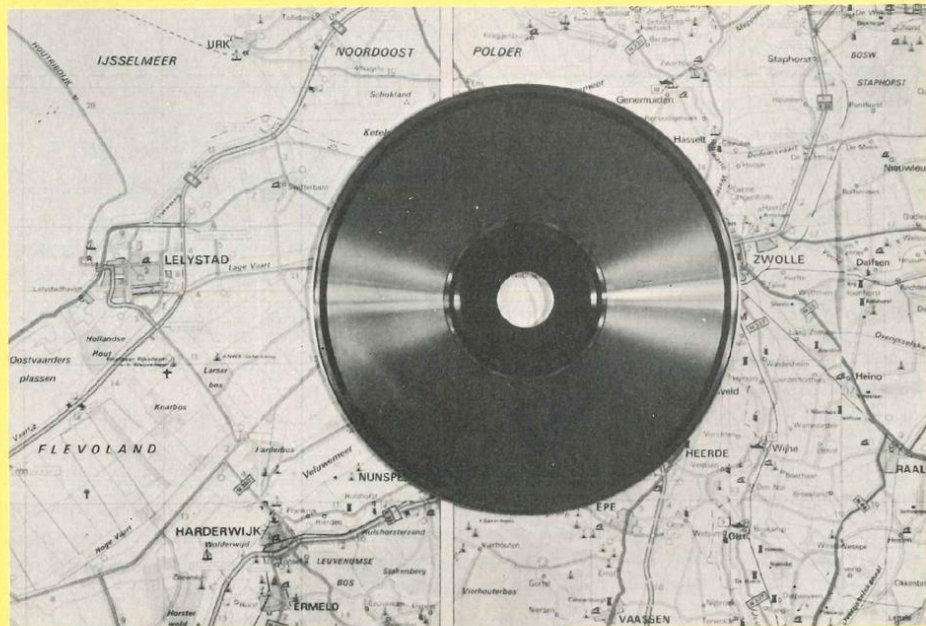
véhicule (« Première rue à gauche », « A droite, après le prochain feu » etc...) d'un écran de visualisation graphique (indispensable pour visionner une carte routière ou le plan d'une ville inscrit sur le disque compact de guidage), et d'un clavier de commande permettant à l'automobiliste de transmettre les instructions désirées, à l'ordinateur de bord.

L'ensemble est, par ailleurs, complété

par un auto-radio à qui incombe l'acheminement des informations relatives à la circulation, constamment actualisées.

### LA «MEMOIRE» DU DISPOSITIF

L'originalité du système CARIN réside, en grande partie, dans l'adoption du « Compact-Disc » en tant que support de mémorisation numérique pour tou-



A) La «mémoire» du système de navigation et d'information CARIN fait appel à un «Compact-Disc».

# Les automobilistes seront bientôt assistés par

tes les données correspondant par exemple au stockage des informations nécessitées par la visualisation d'une carte routière ou d'un plan urbain.

Rappelons à ce propos que l'emploi, en tant qu'élément de stockage, d'un « Compact-Disc » est tout indiqué pour une telle utilisation, compte tenu de la très grande capacité de mémoire de ce type de support.

En effet, étant donné que l'échantillonnage des signaux analogiques s'effectue à raison de 44 100 fois par seconde, pendant 3 600 secondes (cas d'un « Compact-Disc » d'une durée de 60 minutes), et ce, sur les deux voies de modulation disponibles, à raison de 16 bits par seconde, on parvient à une capacité de :

$3\ 600 - 2 \times 44\ 100 \times 16 \lll 5$  milliard de bits, soit 5 Gigabits !

Le « Compact-Disc » constitue donc une gigantesque mémoire ROM (Read Only Memory), dont les divers points sont, en outre, très rapidement accessibles, et se prêtent remarquablement bien à la mémorisation d'une multitude d'informations.

D'autant que le taux d'erreurs observé dans le cas d'un « Compact-Disc » est très faible ( $< 10^{-10}$ ) ce qui correspond à moins de 1 bit par milliard de milliards de bits ! Soit, un million de fois moins que pour une bande magnétique d'ordinateur.

Pour ce faire, il est évidemment indispensable de mettre en œuvre un algorithme de correction des erreurs, entraînant une diminution de la capacité de mémoire originelle, puisque obligeant à mémoriser un supplément d'informations.

Un algorithme qui, par un choix judicieux, ne mobilise que 0,6 milliard de bits ; de sorte que l'on conserve pratiquement 4,4 milliards de bits utiles, sur les 5 milliards de bits disponibles à l'origine : valeur que l'on pourrait porter à 4,8 milliards de bits (soit, pratiquement 600 millions d'octets) dans le cas d'un « Compact-Disc » d'une durée augmentée de 10 % soit 66 minutes.

Ceci correspondrait, pour fixer les idées, à une possibilité de stockage mémoire de 150 000 pages contenant

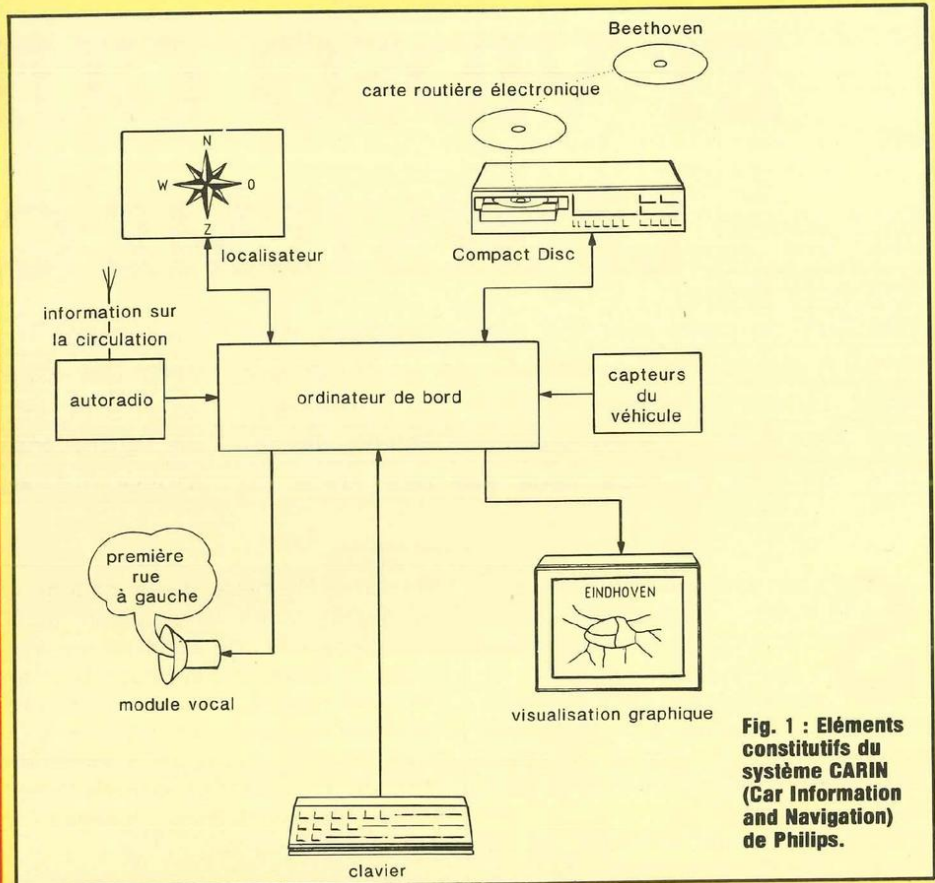


Fig. 1 : Éléments constitutifs du système CARIN (Car Information and Navigation) de Philips.

chacune 4 000 octets, ou caractères !

## CONSIDÉRATIONS PRATIQUES

Le fait de disposer d'une capacité de mémoire aussi impressionnante ne doit pourtant pas conduire à oublier l'intérêt qu'il y a à adopter un codage économique, au niveau du « Compact-Disc » pour enregistrer sur celui-ci toutes les informations numériques correspondant, par exemple, à une carte au 1/15.000<sup>e</sup>, comportant plusieurs couleurs.

C'est ainsi que pour mettre en mémoire une carte, à cette échelle, correspondant à une étendue de 12 x 14 km (soit, une grande ville avec ses communes limitrophes), il faudrait mobiliser environ 75 millions de bits, en utilisant la méthode de représentation traditionnelle à partir d'une grille ayant un pas de 0,1 mm.

Compte tenu qu'avec 5 bits on peut

reproduire  $2^5 = 32$  nuances de couleur, on aurait donc besoin de quelque  $75 \times 5 = 375$  millions de bits pour stocker les informations relatives à un tel plan. Ce qui représenterait environ 8% de la capacité mémoire du « Compact-Disc », une valeur pour le moins excessive d'un simple point de vue pratique, et qui limiterait considérablement l'intérêt et les possibilités du système.

Aussi les techniciens de Philips ont-ils été amenés à rechercher une autre méthode pour le repérage et l'identification du tracé des routes d'une carte, basée sur la définition de celui-ci à partir de « points » déterminant des tronçons rectilignes, et de « nœuds » correspondant aux croisements entre ces derniers.

Sachant que, pour définir un « point » ou en « nœud » il faut disposer de 32 bits (16 pour l'abscisse et 16 pour l'ordonnée) et que chaque section de

# un "co-pilote" électronique

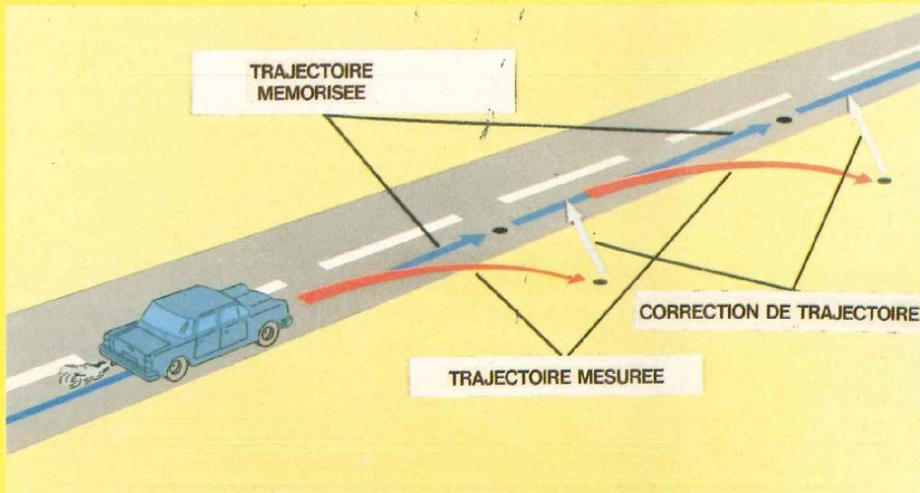


Fig. 2 : Principe de la correction de trajectoire mesurée, d'un véhicule, par rapport à la trajectoire mémorisée.

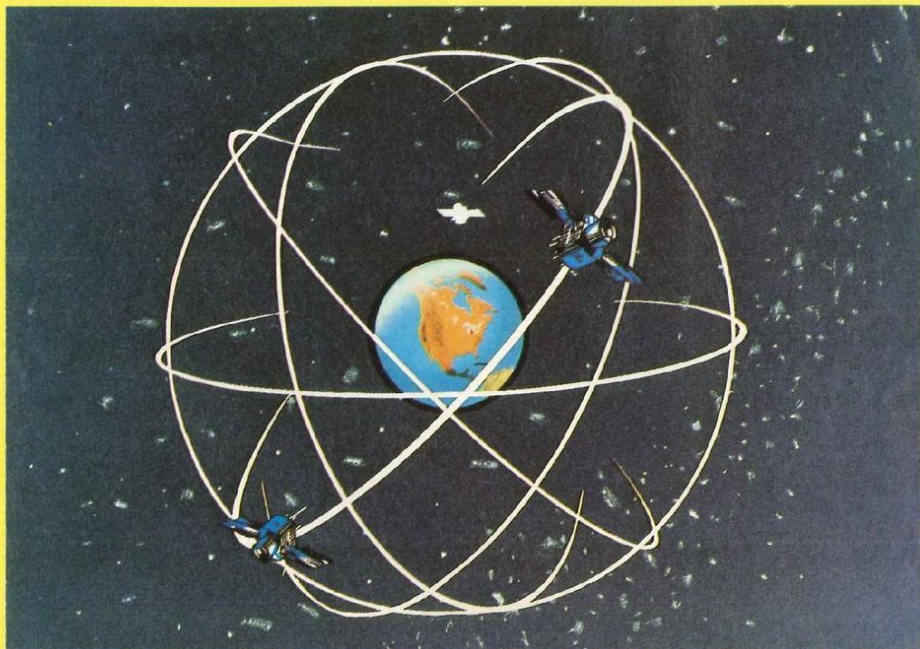


Fig. 3 : Actuellement, le système de navigation GPS (Global Positioning System) NAVSTAR se compose de 6 satellites ceinturant l'espace terrestre.

route, ou de rue, nécessite environ 6 points de repérage, il faut tabler en moyenne sur  $6 \times 32 = 192$  bits pour définir un tracé routier en zone urbaine, auxquels il convient d'ajouter 32 bits supplémentaires pour des informations complémentaires telles que les noms de rues, par exemple. Soit un total de  $192 + 32 = 224$  bits par rue, toujours en zone urbaine. En

reprenant notre exemple d'une carte correspondant à une étendue de  $12 \times 14$  km, évoquée ci-dessus, et en tablant sur une valeur maximale de 3.350 rues, pour une semblable surface délimitée en zone urbaine, cela nous amène à un total de

$$3.350 \times 250 = 750.000 \text{ bits}$$

pour représenter cette zone en carto-

graphie numérique.

Dès lors, en admettant que l'on double ce chiffre, afin de réaliser le codage des noms de rues correspondants, cela nous amène à un total de 1,5 million de bits, au maximum. Soit seulement 0,03 % de la capacité mémoire d'un « Compact-Disc », au lieu des 8 % requis par la méthode de repérage traditionnelle. Ce qui rend, dès lors, possible, la mémorisation sur un seul « Compact-Disc » de la cartographie de la majeure partie des territoires d'Europe ou des Etats-Unis.

## LOCALISATION DU VEHICULE

Dans sa forme originelle, le système CARIN permet, ainsi que nous l'avons vu, la localisation du véhicule sur lequel il est installé, à partir d'une « boussole électronique » utilisée pour déterminer la direction suivie, par rapport au champ magnétique terrestre, et en déduire - en fonction de la distance parcourue par le véhicule depuis son point de départ - la position de ce dernier.

Afin d'obtenir une précision satisfaisante, l'ordinateur de bord doit tenir compte d'un certain nombre de paramètres perturbateurs et notamment des variations du champ magnétique terrestre engendrées - au cours du déplacement du véhicule - par la proximité de masses métalliques non négligeables : autres véhicules, constructions en béton armé etc...

L'ordinateur de bord est conçu pour corriger ces diverses influences perturbatrices en comparant régulièrement les informations de la carte routière mémorisée sur le « Compact-Disc », à celles de la position calculée, qui, si elle diffère de celle où le véhicule devrait se trouver - en fonction de la carte - se trouve corrigée automatiquement (fig. 2).

Telle est du moins la formule actuellement retenue. Mais, dans un proche avenir ce système de positionnement réalisé à partir d'une « boussole électronique », sera relayé par un dispositif de navigation par satellite : il s'agit du système GPQ (Global Positioning

# L e système CARIN adopte le "compact-disc"

System » NAVSTAR, dont la mise en place sera terminée fin 1988, et qui comprendra quelque 18 satellites relais permettant de « faire le point » à tout moment.

Actuellement, 6 satellites sont déjà sur orbite. Leur nombre sera porté à 12, fin 1987.

Positionnés à environ 20.000 km de hauteur, et sur des orbites différentes, réparties régulièrement autour de la terre (fig. 3), ces satellites sont caractérisés par une durée de révolution de 12 heures.

Il sera ainsi possible, à tout moment et en tout point du globe, de capter les signaux émanant de 4 satellites (fig. 4) ; ce qui sera suffisant pour déterminer, avec une très grande précision, la longitude et la latitude de tout mobile, et de connaître, de surcroît, l'heure universelle.

Le processus de fonctionnement du système GPS peut se résumer comme suit :

- chaque satellite émet des messages contenant l'heure exacte d'émission (Tt), ainsi que ses coordonnées dans l'espace ;
- le récepteur monté à bord du véhicule décode le message capté et mesure son heure d'arrivée (Ta) ;
- l'ordinateur associé calcule alors la distance entre le satellite et le récepteur.  $R = C(Ta - Tt)$ .

## LIAISONS AVEC LE CONDUCTEUR

Dans l'élaboration du système CARIN, une grande attention a été portée au confort d'utilisation, ainsi qu'à la sécurité.

C'est ainsi que l'ordinateur de bord a été conçu à pouvoir communiquer verbalement, conseils et informations de toutes sortes, au conducteur, par l'intermédiaire d'un module vocal de synthèse de parole.

De même, l'écran de contrôle ne peut être consulté que si le véhicule est à l'arrêt, les diverses questions étant posées à partir d'un « menu », simple et précis tout à la fois.

Ainsi, dans le cas de la recherche d'un itinéraire, l'introduction dans le

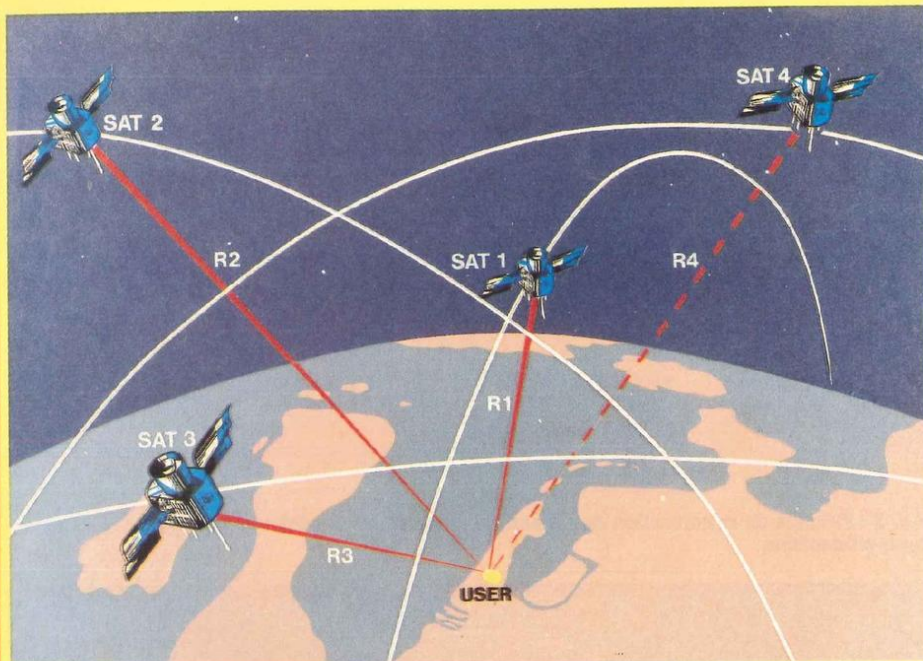


Fig. 4 : Avec le système de navigation GPS, il sera possible, en tout point du globe, de capter les signaux émanant de 4 satellites, croisant leurs orbites.

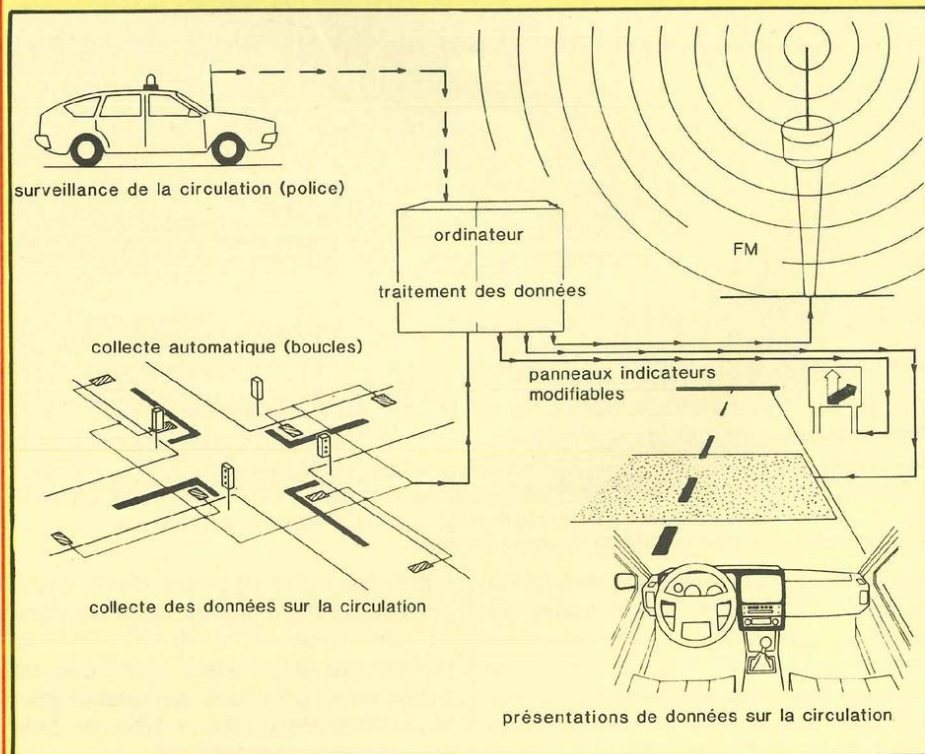


Fig. 5 : Modes de collecte des données relatives à la circulation et à leur retransmission à bord d'un véhicule.

**tant que support de mémorisation numérique**



**B) Les éléments constitutifs du système CARIN comprennent un lecteur de «Compact-Disc», un ordinateur de bord, un clavier de commande, une console de visualisation et un auto-radio.**



**C) Le système CARIN est activé en mettant en place un «Compact-Disc» ayant en mémoire la cartographie de la zone traversée.**



**D) La console de visualisation est utilisée pour l'affichage du réseau routier et la localisation du véhicule.**

lecteur de bord d'un « Compact-Disc » ayant, par exemple, en mémoire le plan de la ville ou de la région parcourue, entraîne l'affichage d'un certain nombre de questions : lieu de départ ; lieu de destination... Une fois les réponses fournies par le conducteur, l'ordinateur de bord détermine aussitôt l'itinéraire optimal, le guidage du conducteur s'effectuant alors par l'intermédiaire du module vocal.

Guidage opéré en temps réel, en fonction de la collecte des données sur la circulation, retransmises à partir des différents points d'observation et de contrôle (fig. 5).

Dans sa phase actuelle, le système CARIN, fait appel, ainsi que nous l'avons vu, à un classique clavier permettant à l'automobiliste de fournir, à l'ordinateur de bord, les données ou les ordres nécessaires à la recherche d'un itinéraire et au guidage consécutif.

D'ici deux ans - ce qui correspond à la date de commercialisation du système - ce clavier sera remplacé par un écran tactile beaucoup plus souple d'emploi, où, par exemple, il suffira alors d'indiquer du doigt, un nom de rue, sur une liste alphabétique, l'ordinateur de bord se chargeant alors automatiquement de toutes les phases de repérage et de guidage.

**A. C.**







# AMPLIFICATEUR STEREO PURE CLASSE A 2x15W eff

Ce n'est pas souvent qu'il est publié dans Led l'étude et la réalisation d'un amplificateur « Haute Fidélité ». C'est la troisième étude que nous vous proposons depuis la création de cette revue. Après vous avoir fait « goûter » aux joies d'une écoute en classe A avec le n° 2 puis en classe B avec l'amplificateur hybride du n° 13, nous revenons à notre idée première en vous donnant la possibilité de monter ce nouveau classe A que nous avons voulu, bien sûr, très performant mais aussi facile à mettre au point.

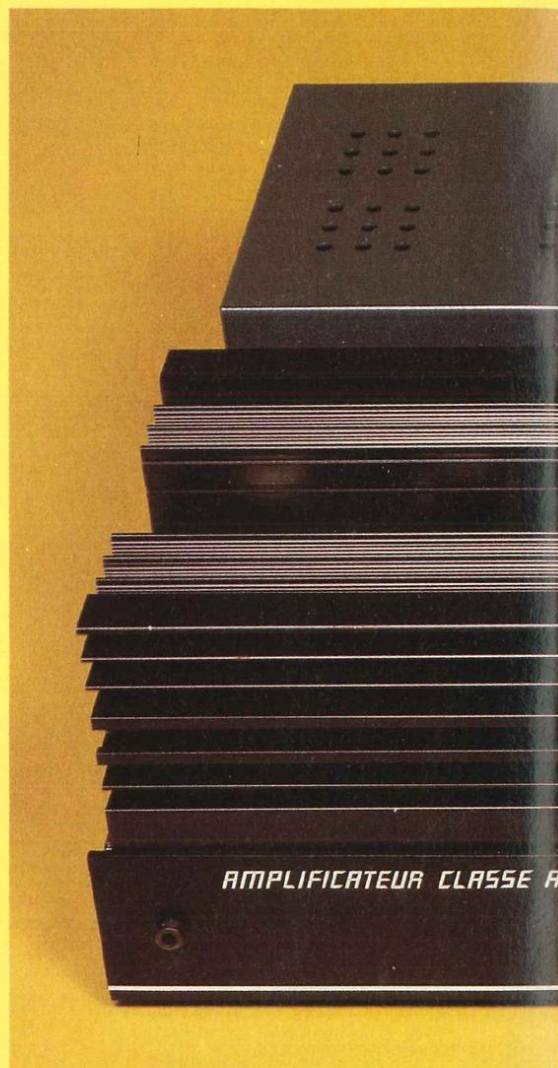
**L**e plus délicat de cette réalisation c'est le travail du châssis qui demande du soin et beaucoup de patience. L'électronique, quant à elle, tout en faisant appel à un schéma original, comme nous le verrons, ne demande que fort peu de composants.

Ce prototype nous l'avons réalisé avec des éléments mécaniques et électroniques que l'on trouve chez la plupart des revendeurs, le châssis étant de marque ESM. Il s'agit en fait d'un rack

standard 19 pouces, 1 unité de la série ER. Ce rack n'est pas utilisé comme coffret mais comme châssis, c'est-à-dire que nous nous servons du capot supérieur pour y fixer des éléments tels que transformateurs, dissipateurs et condensateurs. La photo de l'appareil parle d'elle-même. Cette disposition a été rendue nécessaire du fait de l'important dégagement de chaleur provoqué par les deux dissipateurs, inconvénient du classe A, mais également il faut bien le dire, pour le côté esthétique de cet appareil. Ici nous sortons des sentiers battus en ne proposant pas comme d'habitude une

électronique enfermée dans une boîte métallique. Nous aimons le design de cette réalisation et espérons que de nombreux lecteurs partageront notre goût, de toute façon ce n'est pas le seul atout de cet amplificateur dont l'objectif principal est de charmer vos oreilles.

Ici pas de gadgets inutiles mais une électronique fiable (le prototype fonctionne depuis plus d'un an). Nous avons à faire à deux blocs de puissance totalement indépendants avec des alimentations surdimensionnées, la puissance n'est pas très élevée, 2x16 watts efficaces, mais quels



# LA PREMIERE CLASSE



watts ! Drivé par un Compact-Disc, cet appareil met les enceintes à dure épreuve tant dans le bas que dans le haut du spectre BF.

Nous avons prévu une fenêtre dans le chassis pour y fixer un vu-mètre à diodes leds, ce n'est pas indispensable certes mais il est toujours utile de savoir que le niveau d'entrée n'est pas trop élevé et qu'il ne risque pas ainsi de saturer l'appareil.

Les transformateurs du type torique sont enfermés dans des boîtiers pour une question d'esthétique et non pour une question de rayonnement. Il en est de même pour les brides des conden-

sateurs qui sont fixées à l'intérieur du coffret ESM.

## L'ELECTRONIQUE

Nous allons maintenant faire connaissance avec le schéma de principe de ce classe A. Il est, comme l'indique le synoptique de la figure 1, composé de trois parties :

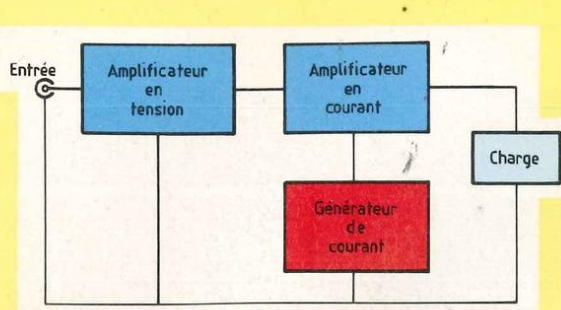
- Amplificateur en tension
- Amplificateur en courant
- Générateur de courant

Ainsi constitué, ce montage est d'une grande souplesse de fonctionnement. Le schéma de principe de la figure 2 met en évidence la simplicité de l'élec-

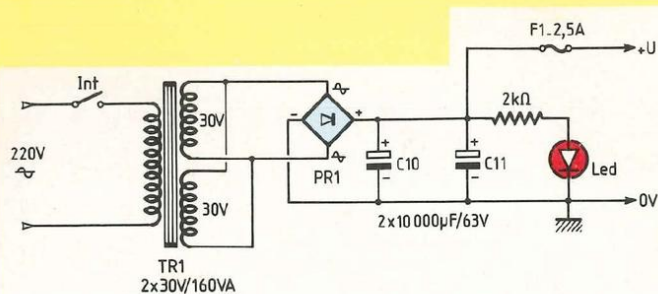
tronique et le peu de composants actifs et passifs nécessaires.

L'amplification en tension est confiée à un ampli opérationnel LF 351 ou NE 5534. Pour le NE 5534, une compensation en fréquence supplémentaire est à prévoir entre les broches 5 et 8.

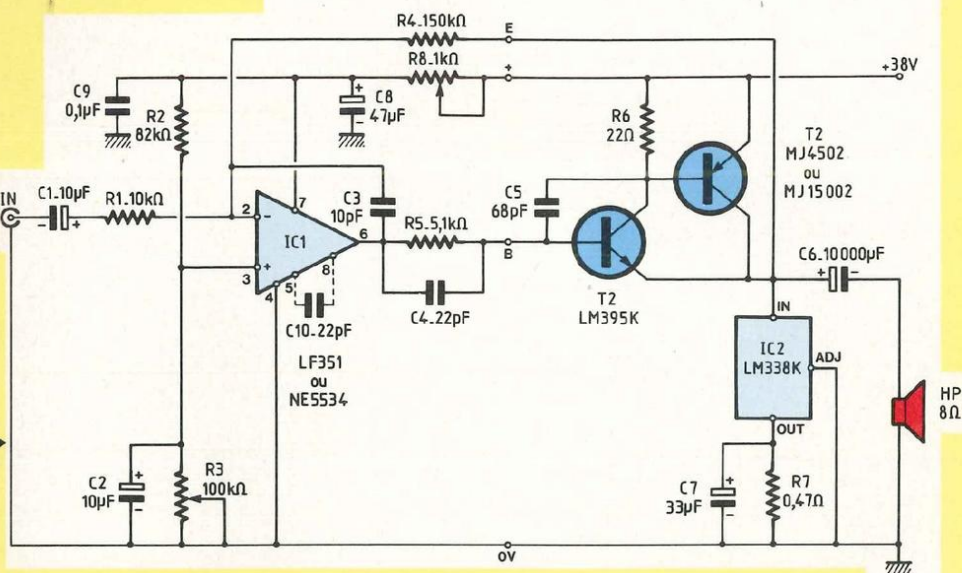
La tension d'alimentation positive unique (et d'ailleurs indispensable) du montage oblige à polariser l'entrée non inverseuse (+) de IC1 avec un pont résistif comprenant une résistance R2 de 82 k $\Omega$  et un ajustable multitours R3 de 100 k $\Omega$ . Cet ajustable découplé à la masse par un condensateur C2 de



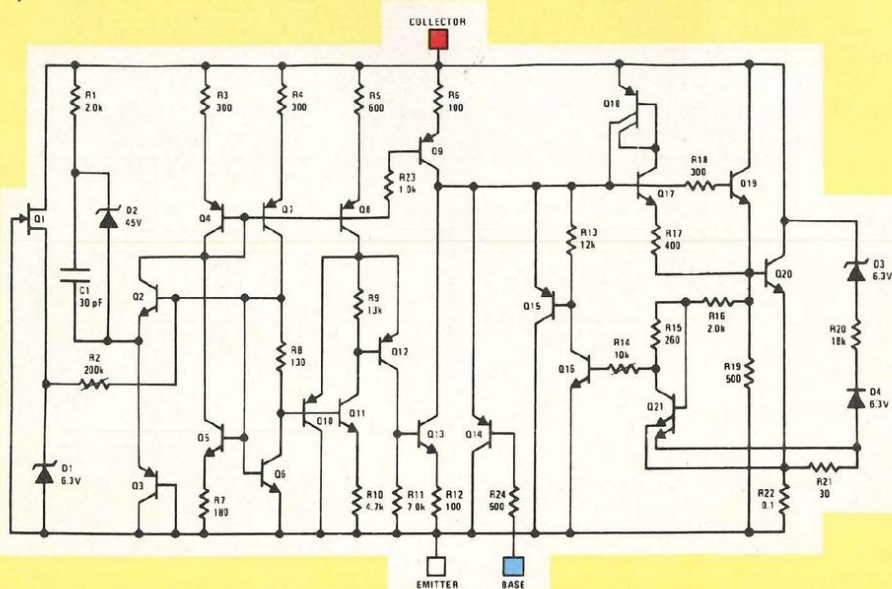
**Fig. 1 : Synoptique de l'amplificateur. Il se compose de 3 parties :**  
 - amplificateur en tension  
 - amplificateur en courant  
 - générateur de courant.



**Fig. 2 : Ce schéma de principe met en évidence la simplicité de l'électronique et le peu de composants passifs et actifs nécessaires.**



**Fig. 3 : Le LM 395 n'est pas un transistor NPN classique, jugez-en un peu !**



10µF permet de régler la symétrie du signal aux bornes de la charge lors de l'écrêtage de celui-ci.

En sortie de IC1, à la broche 6, nous obtenons donc une tension de +U/2 lorsque R3 est ajustée à 82 kΩ. Ce potentiel est celui du point milieu de l'Amplificateur que l'on retrouve entre masse et (+) du condensateur de liaison C6. Son rôle est d'ailleurs, en plus de transmettre la modulation au haut-parleur, de bloquer cette composante continue qui n'est pas du tout appréciée par le HP.

Cette modulation avant de parvenir au HP est transmise à l'entrée inverseuse (-) de IC1 pour y être amplifiée. Nous trouvons donc relié à la broche 2 de IC1 un réseau R.C. série comprenant un condensateur C1 de 10µF et une résistante R1 de 10 kΩ.

# LA PREMIERE CLASSE



Vue arrière de l'appareil. Le raccordement de l'amplificateur aux enceintes est effectué au moyen de borniers « pressions ». Les transformateurs sont enfermés dans des boîtiers métalliques ESM. La modulation est appliquée à des prises CINCH.

Le condensateur C1 transmet le signal alternatif à IC1 tout en bloquant une éventuelle composante continue.

La résistance R1 détermine l'impédance d'entrée de l'Amplificateur, soit  $10k\Omega$

La cellule R1-C1 forme un filtre passe-haut qui limite la bande passante de l'Amplificateur aux basses fréquences.

La relation  $f_0 = \frac{1}{2\pi R1.C1}$  permet d'en connaître la fréquence de coupure, soit après calculs :

$$F_0 = \frac{1}{6,28.10.10^3.10.10^{-6}}$$

$$= \frac{1}{628.10^{-3}} \# 1,6 \text{ Hz}$$

Entre l'entrée (broche 2) et la sortie (broche 6) de IC1 est inséré un condensateur de compensation en fréquence C3-10 pF qui stabilise le montage et lui interdit toute mise en oscillation.

La résistance de contre réaction R4 de  $150 k\Omega$  associée à la résistance d'entrée R1 de  $10 k\Omega$  détermine le gain en tension du montage. Etant en configuration « entrée inverseuse » celui-ci est fixé par le rapport de ces

deux résistances, soit 150/10.

Nous obtenons donc un gain en tension de 15 avec une inversion de phase du signal de  $180^\circ$ .

IC1 est alimenté par la cellule de filtrage R8.C8.C9, à partir de la tension redressée et filtrée de l'Amplificateur. L'ajustable R8 permet de maintenir la tension d'alimentation de IC1 dans son aire de sécurité, soit une tension maximale de 36 volts. Nous avons été très surpris lors de nos essais par l'importante marge de sécurité qu'offrait le LM 351, il ne craint pas une surtension de 54 volts ! Il n'en est par contre pas de même pour le NE 5534 qui donne pour une tension maximale de 44 volts rend l'âme à 48 volts.

Différents essais nous ont permis de porter la puissance de sortie de cet amplificateur à 32 watts efficaces tout simplement en l'alimentant en + 54 volts au lieu de + 38 volts comme indiqué sur le schéma de principe de la figure 2, le courant de repos restant le même.

Nous déconseillons cependant aux lecteurs cette expérience qui s'est avérée onéreuse, car le régulateur LM 338 n'aime vraiment pas lui par

contre les surtensions IN/OUT, et quand on connaît son prix !

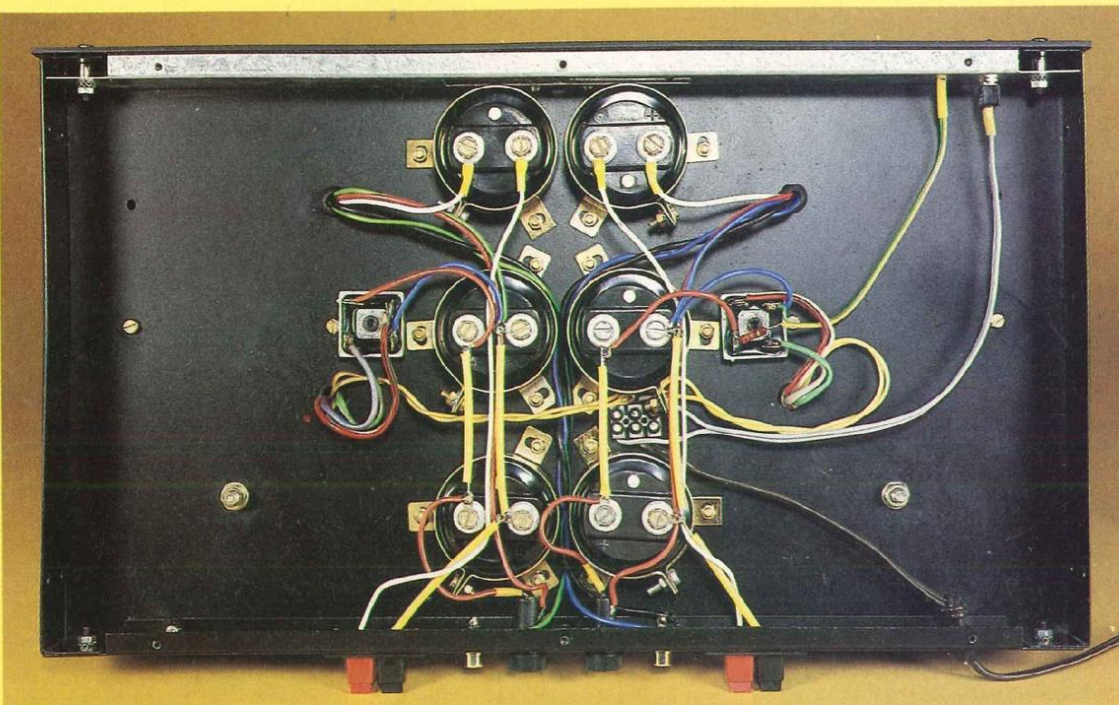
L'ampli OP s'étant chargé de l'amplification en tension, le signal est ensuite appliqué à la base du transistor T1-LM 395 par le réseau R5-C4. La résistance R5 est indispensable pour la stabilité du transistor, l'impédance de la source étant très basse. Le condensateur C5-75 pF limite sa bande passante et évite tout risque d'accrochage.

Le transistor LM 395 est encapsulé dans différents boîtiers : TO3, TO5, TO220, TO202. Nous avons utilisé le TO3 qui peut fournir jusqu'à 1 ampère et commuter des tensions de 40 V en 500 ns.

Le LM 395 n'est pas un transistor NPN classique, jugez en un peu à la figure 3 avec son schéma diagramme, le boîtier renferme 21 transistors - 4 diodes - 24 résistances - 1 condensateur.

Il est protégé contre les surcharges et pratiquement indestructible. Sur le chip est inclus :

- une limitation en courant
- une limitation en puissance
- une protection thermique contre les surcharges

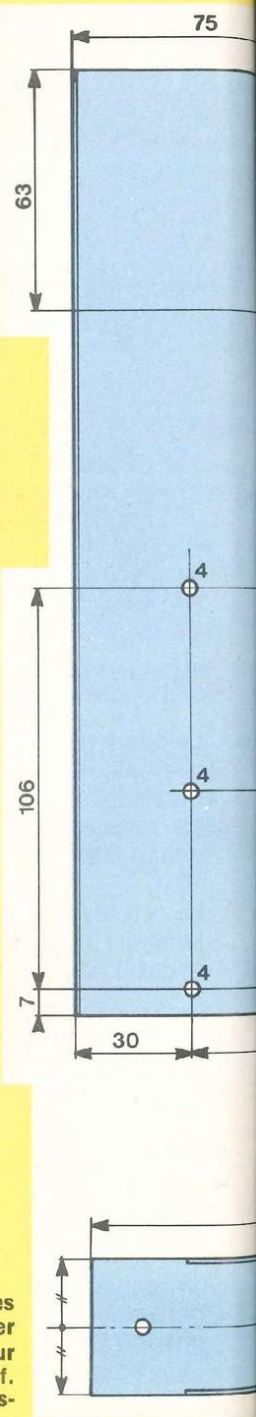


Vue du câblage à effectuer sous le châssis au niveau des ponts redresseurs, condensateurs, transformateurs...

– une limitation thermique  
 Attention, son brochage n'est pas identique à un boîtier TO3 classique, c'est l'émetteur qui se trouve relié au boîtier et non le collecteur, pour la base pas de changement. Ce transistor est monté en Darlington avec T2, transistor PNP de référence MJ 4502 ou MJ 15002. Le tandem T1/T2 est équivalent à un transistor de puissance unique NPN. Le LM 338 est utilisé comme générateur de courant, celui-ci étant fixé par la résistance R7 de  $0,47\Omega$ . Ce régulateur peut délivrer jusqu'à 5 A, nous lui en demandons 2, la marge de sécurité est donc appréciable. Cependant, n'oublions pas qu'ayant à ses bornes la moitié de la tension d'alimentation, soit 19 volts, la puissance dissipée n'est pas négligeable : 38 watts en continu qu'il faut évacuer. Il en est exactement de même pour R2 d'ailleurs. Voici la raison de l'échauffement important du dissipateur qui reçoit T1-T2 et IC2, tous trois encapsulés dans des boîtiers TO3. Ce dissipateur nous l'avons choisi

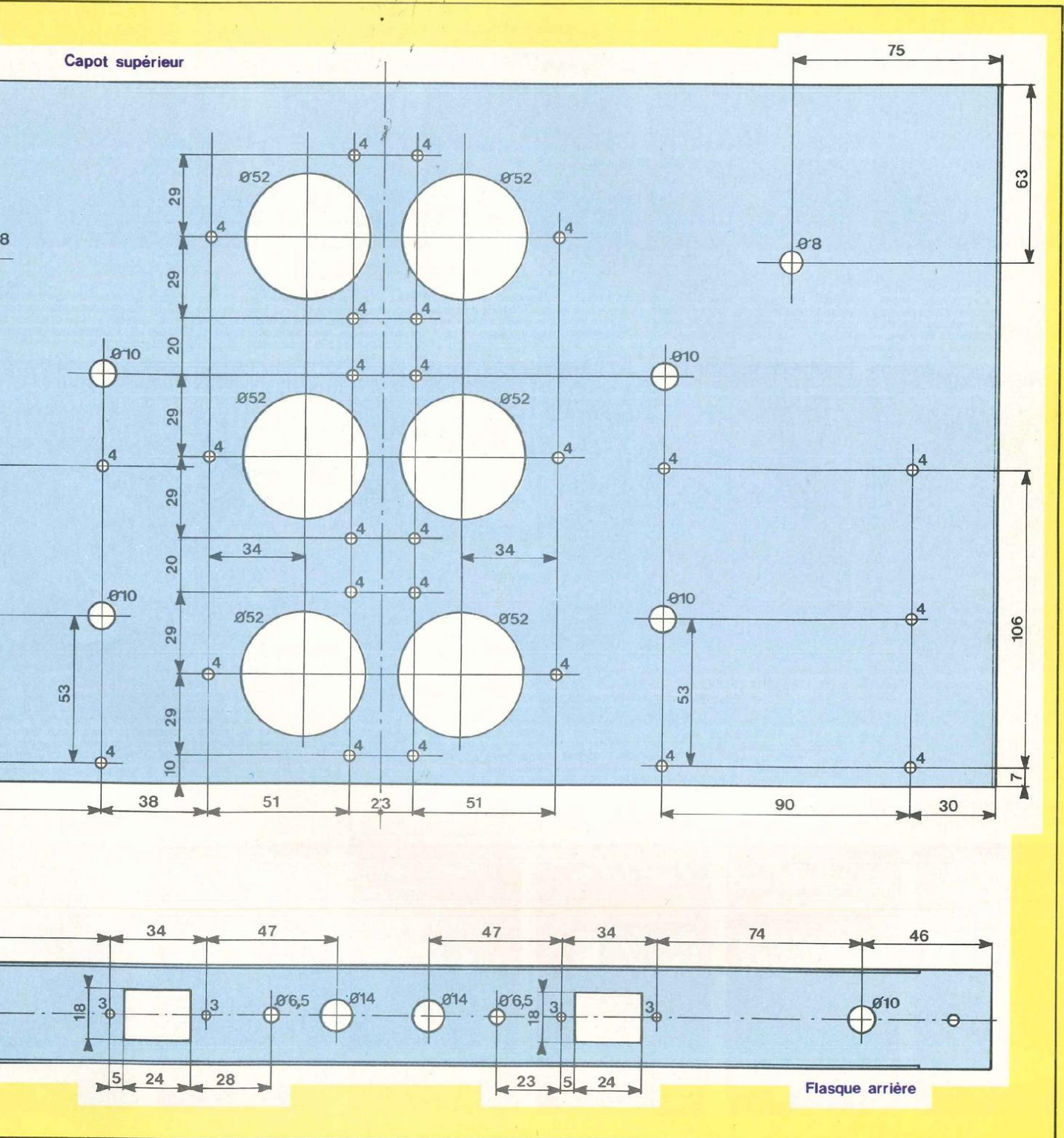
dans le catalogue SEEM. Il porte la référence CO 1161 P. Sa résistance thermique pour une longueur de 150 mm est de  $0,5^\circ\text{C/W}$ . La tension entrée (IN) sortie (OUT) du régulateur IC2 ne doit pas dépasser 35 V, la marge de sécurité est donc bonne pourrions-nous penser immédiatement puisque celui-ci a à ses bornes la moitié de la tension d'alimentation. C'est vrai et c'est faux, car à la mise sous tension, pendant un temps très court certes, le transistor T2 se comporte comme un court-circuit et les 38 V se retrouvent bel et bien aux bornes du régulateur, 38 V on encaisse mais davantage on « claque », peut être pas à la première mise sous tension mais c'est rapide, nous le savons pour avoir « tué » beaucoup de ces LM 338 lors de nos essais. Il existe une solution simple, l'alimentation en deux temps de l'Amplificateur, nous travaillons dessus et nous vous livrerons « la recette » prochainement, cependant une refonte totale de l'Amplificateur est nécessaire car les dissipateurs utilisés pour ce modèle ne peuvent absorber un supplément de

Fig. 4 : Plan de découpes et perçages à effectuer dans le capot supérieur du coffret ESM réf. ER 48/04 et dans la flasque arrière.



calories pendant longtemps (nous entendons par là 3 à 4 heures d'écoute de vos disques préférés).

# LA PREMIERE CLASSE



Nous avons néanmoins fait les essais et avec une tension d'alimentation de 54 V, nous avons obtenu 32 Weff sur

une charge de  $8 \Omega$ , avec un LF 351 ayant à ses bornes 54 V !!  
Redevenons raisonnable et voyons

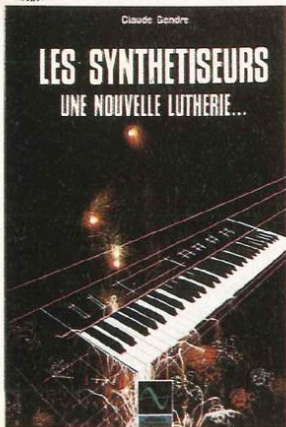
maintenant la mécanique de cet appareil en nous contentant d'une puissance de  $2 \times 16$  Weff.

Suite p. 52

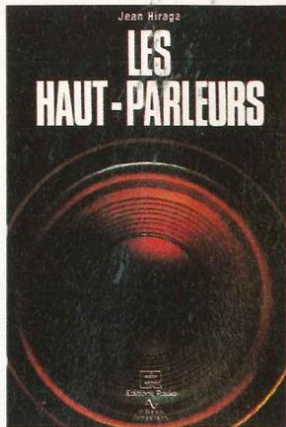


# BIBLIOTHEQUE TECHNIQUE

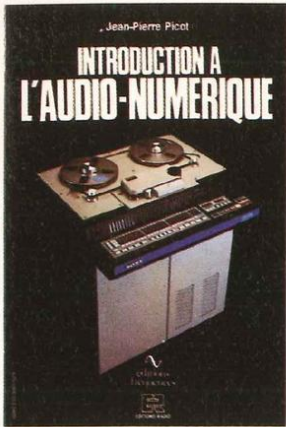
## Collection études (format 165 x 240)



**E 15.** 184 p. Prix : 140 F TTC  
Face au développement spectaculaire des synthétiseurs, grâce à l'électronique numérique, le besoin d'un ouvrage complet, accessible, et surtout bien informé des dernières ou futures techniques, se faisait ressentir. Le vœu est comblé, en 180 pages... à dévorer.



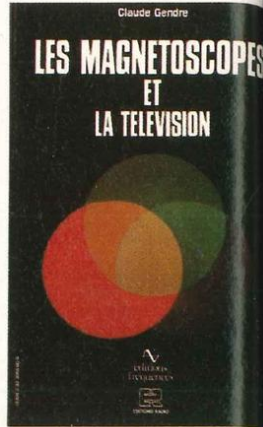
**E 01.** 320 p. Prix : 165 F TTC  
Un gros volume qui connaît un succès constant : bien plus qu'un traité, il s'agit d'une véritable encyclopédie, alliant théorie et pratique, histoire, en une mine inépuisable d'informations, reconnue dans le monde entier !



**E 05.** 160 p. Prix : 155 F TTC  
C'est le premier ouvrage paru en langue française traitant de l'audio numérique ; écrit par un professionnel, avec rigueur, simplicité, il explique brillamment les bases de cette technique : quantification, conversion, formats, codés d'erreurs.



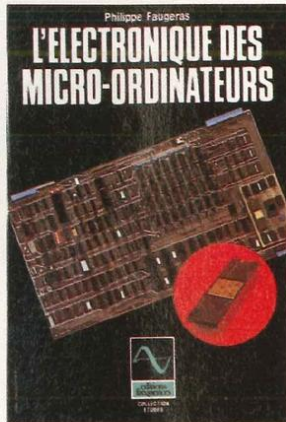
**E 04.** 240 p. Prix : 154 F TTC  
Seconde édition améliorée d'un ouvrage fort attendu des passionnés d'électroacoustique. Ce livre permet aux amateurs et aux professionnels de se familiariser avec les rigoureuses techniques de modélisation des haut-parleurs et enceintes acoustiques et d'en mener à bien la réalisation.



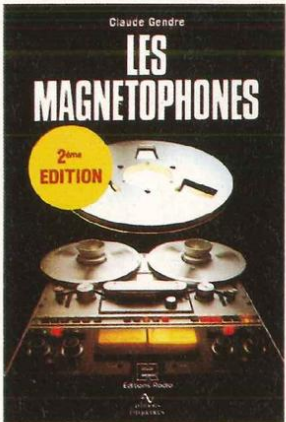
**E 03.** 256 p. Prix : 145 F TTC  
Complément direct des «Magnétoscopes et la Télévision» débute par un bel historique de la télévision et la description des premiers magnétoscopes. La théorie et la pratique de la capture et de l'enregistrement moderne des images vidéo en sont la teneur essentielle.



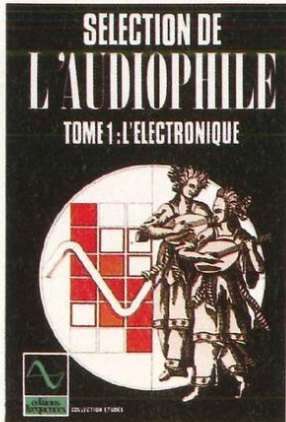
**E 22.** 136 p. Prix : 150 F TTC  
Faisant suite à la parution de «L'électronique des micro-ordinateurs», cet ouvrage s'adresse aux électroniciens qui désirent s'initier aux montages périphériques des micro-ordinateurs, interfaces en particulier, qui permettent la communication avec le monde extérieur.



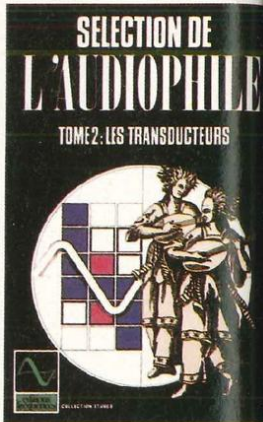
**E 06.** 128 p. Prix : 150 F TTC  
Cet ouvrage est destiné aux électroniciens désireux d'aborder l'étude du «hard» des micro-ordinateurs. Cette étude s'articule autour du microprocesseur Z-80, très répandu, et en décrit les éléments périphériques : mémoires, clavier, écran, interfaces de toutes sortes.



**E 02.** 160 p. Prix : 92 F TTC  
Pour tout savoir sur le magnétophone, depuis l'avènement de cette méthode des temps modernes jusqu'aux enregistreurs numériques en passant par la cassette. «Les magnétophones» est un ouvrage pratique, complet, indispensable à l'amateur d'enregistrement magnétique.



**E 13.** 256 p. Prix : 165 F TTC  
Une sélection des meilleurs articles de la célèbre revue «L'Audiophile» choisis parmi les plus significatifs des quinze premiers numéros, introuvables aujourd'hui. Le tome 1 traite de l'électronique audio, à tubes et à transistors.

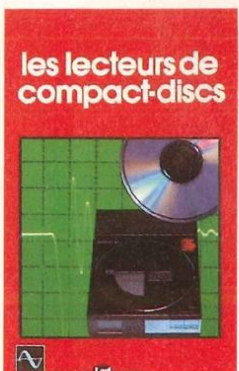


**E 12.** 256 p. Prix : 155 F TTC  
Dans un esprit identique, le tome 2 traite du domaine passionnant que constituent les transducteurs en audio : on y aborde la modélisation théorique des enceintes, la conception géométrique des tables de lecture, le réglage des cellules et des bras.

## Collection loisirs (format 135 x 210)



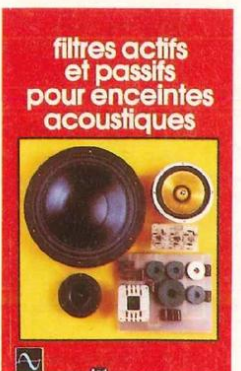
**L 07.** 160 p. Prix : 68 F TTC  
Le «dernier-coup de patte» apporté à un montage, celui qui fait la différence entre la réalisation approximative et le kit bien fini, ce savoir-faire s'acquiert au fil des ans... ou en parcourant «Conseils et tours de main en électronique».



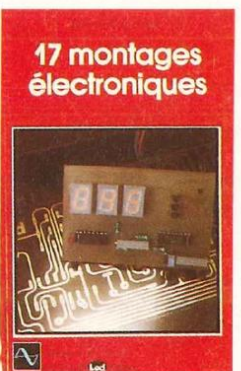
**L 10.** 200 p. Prix : 130 F TTC  
Tout beau, tout nouveau, le lecteur laser. Qu'en est-il réellement ? Pour en savoir plus, un livre traitant du sujet s'imposait. «Les lecteurs de compact-discs» permet de faire son choix parmi 37 modèles testés, analysés, examinés et écoutés.



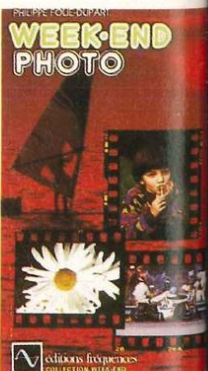
**L 09.** 72 p. Prix : 65 F TTC  
Pour la première fois en électronique, un lexique anglais-français est présenté sous une forme pratique avec en plus des explications techniques, succinctes mais précises. Ce sont plus de 1 500 mots ou termes anglais qui n'auront plus de secret pour vous.



**L 11.** 160 p. Prix : 85 F TTC  
Finis les calculs fastidieux et erronés ! Grâce à cet ouvrage, les concepteurs d'enceintes acoustiques gagneront un temps appréciable durant la phase d'étude et de mise au point : 120 abaques et tableaux pour tous types de filtres et d'impédances de HP !



**L 14.** 128 p. Prix : 95 F TTC  
Voici enfin réunies dans un même ouvrage, dix-sept descriptions complètes et précises de montages électroniques simples. Il s'agit de réalisations à la portée de tous, dont bon nombre d'exemplaires fonctionnent régulièrement. Les schémas d'implantation et de circuits imprimés sont systématiquement publiés.

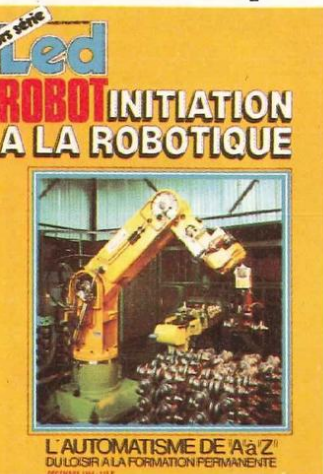


**L 20.** 208 p. Prix : 130 F TTC  
Accessible à tous, «Week-end photo» permet de découvrir de façon simple les différents aspects de la photographie actuelle. Vous y trouverez les bases indispensables pour vous perfectionner, un guide de choix des appareils 24x36 et de nombreuses illustrations abondamment commentées.

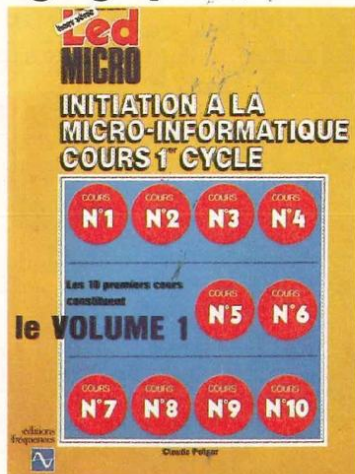


# DES EDITIONS FREQUENCES

Collection pédagogique (format 210 x 270)



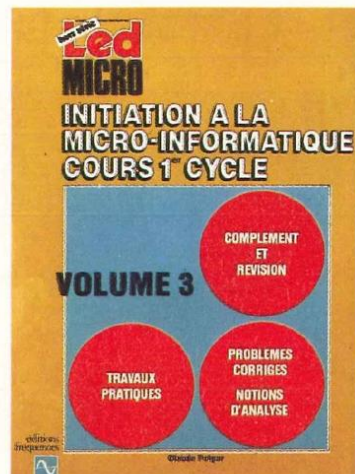
**P 8.** 96 pages. Prix : 115 F TTC  
 ouvrage eut un succès retentissant dès sa sortie. Il plus qu'un cours d'initiation, il s'agit aussi du meilleur recueil d'informations données par les concepteurs, les utilisateurs de robots et les fans de cybernétique, enfin réunis !



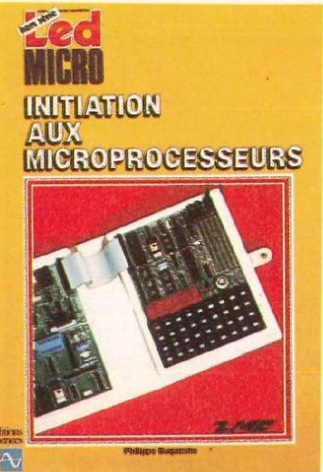
**P 16.** 272 pages. Prix : 130 F TTC  
 Passé les premiers remous de la révolution que fut l'avènement de la micro-informatique, il faut bien tenter d'en réunir les enseignements. Une lacune apparut : celle d'un ouvrage d'initiation à la programmation, univocal et complet. En voici le premier tome.



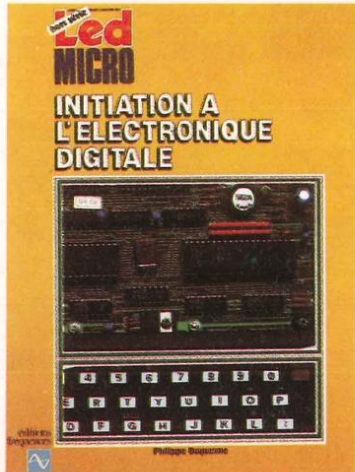
**P 17.** 208 pages. Prix : 130 F TTC  
 Le tome 2 est la suite du tome 1 : l'esprit puissamment didactique de l'auteur s'y retrouve, le contenu du livre permettra d'acquiescer un niveau suffisant pour exercer l'analyse, la programmation, la gestion, l'automatisme, la simulation et d'autres choses encore !



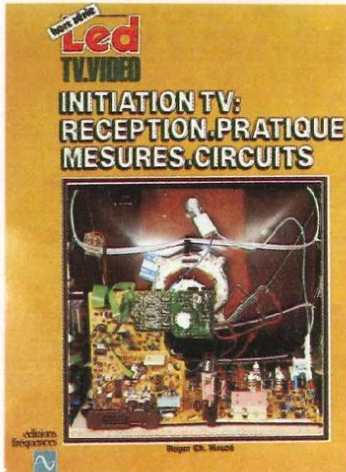
**A Paraître**  
 Le troisième volume du cours de Programmation, dû à Cl. Polgar, pédagogie appréciée de tous. Il continue dans la lignée d'un réel souci didactique, de haut niveau, maintenant, mais en conservant l'aspect progressif qui fit son succès initial.



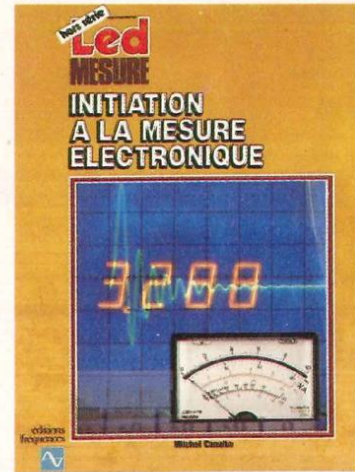
**P 8.** 136 pages. Prix : 95 F TTC  
 même auteur, Ph. Duquesne, on nous propose cette fois-ci, de pénétrer au cœur même de l'ordinateur, de comprendre le fonctionnement de l'élément vital qu'est le microprocesseur et enfin de maîtriser l'assembleur, le langage du microprocesseur.



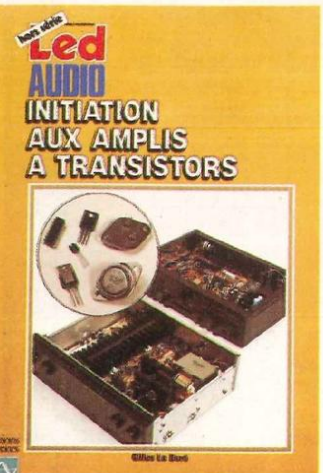
**P 19.** 104 pages. Prix : 95 F TTC  
 Ce cours d'initiation à l'Electronique Digitale est dû à Ph. Duquesne, chargé de cours de microprocesseurs au CNAM. L'objet de cet ouvrage est de présenter les opérateurs logiques et leurs associations. La technologie est évoquée, brièvement, elle aussi.



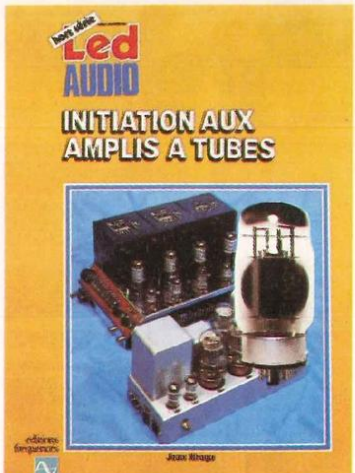
**P 21.** 136 pages. Prix : 135 F TTC  
 Issu d'un cours régulièrement remis à jour, ce livre permet à l'amateur comme au professionnel de se tenir au courant de l'état actuel de la technologie en télévision. De nombreux schémas explicatifs illustrent le contenu du livre.



**P 23.** 120 pages. Prix : 140 F TTC  
 Il n'existait pas, jusqu'à présent, un ouvrage couvrant de manière générale mais précise, l'ensemble des problèmes relatifs à l'instrumentation et à la méthodologie du laboratoire électronique. C'est chose faite aujourd'hui avec ce volume récemment paru.



**A paraître**  
 Un bref historique du transistor, cet ouvrage est essentiellement de la conception des amplificateurs modernes à transistors. La théorie est décrite de manière simple et abordable, illustrée d'exemples de réalisations commerciales. Le but du livre est de donner à chacun la possibilité de réaliser soi-même son amplificateur...



**A paraître**  
 Complémentaires des «Amplis à transistors», les «Amplis à tubes» sera certainement une petite encyclopédie sur ce sujet : historique, mais aussi poétique, puisque les tubes sont encore d'actualité et parce que les arguments en faveur de cette technique et ses défenseurs sont encore nombreux.

En vente chez votre libraire ou aux Editions Fréquences

Bon de commande à retourner aux Editions Fréquences  
 1, boulevard Ney 75018 Paris

Je désire recevoir le(s) ouvrage(s) ci-dessous référencé(s) que je coche d'une croix :

- |                               |                               |                               |                               |                               |
|-------------------------------|-------------------------------|-------------------------------|-------------------------------|-------------------------------|
| E 01 <input type="checkbox"/> | E 02 <input type="checkbox"/> | E 03 <input type="checkbox"/> | E 04 <input type="checkbox"/> | E 05 <input type="checkbox"/> |
| E 06 <input type="checkbox"/> | L 07 <input type="checkbox"/> | P 08 <input type="checkbox"/> | L 09 <input type="checkbox"/> | L 10 <input type="checkbox"/> |
| L 11 <input type="checkbox"/> | E 12 <input type="checkbox"/> | E 13 <input type="checkbox"/> | L 14 <input type="checkbox"/> | E 15 <input type="checkbox"/> |
| P 16 <input type="checkbox"/> | P 17 <input type="checkbox"/> | P 18 <input type="checkbox"/> | P 19 <input type="checkbox"/> | L 20 <input type="checkbox"/> |
| P 21 <input type="checkbox"/> | E 22 <input type="checkbox"/> | P 23 <input type="checkbox"/> |                               |                               |

Frais de port : + 10 F par livre commandé,  
 soit la somme totale ci-jointe, de Frs ..... par  
 CCP  Chèque bancaire  Mandat-lettre

Nom ..... Prénom .....  
 Adresse .....  
 Ville ..... Code postal .....

# SYPER

60, rue de Wattignies  
75012 PARIS  
Tél. : 43.47.58.78  
Télex : SYPER 218488 F

## DEPARTEMENT METROLOGIE

### SERVICE APRES-VENTE

# JVC Sansui SONY Beckman metrix

### PIECES DETACHEES D'ORIGINE

# Panasonic SHARP Technics eic GENERAL MONACOR

# PIONEER SILVER TOSHIBA LEADER Weller

## BECKMAN

HT TTC



<b>MULTIMETRES</b>			
DM 25	30 GAMMES, 0,8% DE PRECISION, CALIBRE 10 A, TEST DIODE, MESURE DE CAPACITES, EN 3 GAMMES, TEST DE CONTINUTE SONORE	672,85	798
DM 73	MULTIMETRE - SONDE A COMMUTATION AUTOMATIQUE (VCC, VCA, R, 0,5% DE PRECISION EN VCC, MEMORISATION DE LA MESURE, TEST DE CONTINUTE SONORE	528,67	627
DM 77	COMMUTATION AUTOMATIQUE DES GAMMES, 0,5% DE PRECISION EN VCC, CALIBRE 10 A EN AC ET CC, TEST DE CONTINUTE SONORE	568,30	674
3020	2000 PTS 7 FONCTIONS 0,1% TEST DIODE, TEST DE CONTINUTE, CALIBRE 10 A AC ET CC	1556,50	1846
350	MULTIMETRE DE TABLE 2000 PTS 0,1% 7 FONCTIONS, 30 CALIBRES, TEST DIODE, TEST CONTINUTE, CALIBRE 10 A	2217,54	2630
360	MULTIMETRE DE LABORATOIRE 2000 PTS 0,1% 7 FONCTIONS - RMS VAL EFFICACE AC CU AC + DC	2774,03	3290
<b>CAPACIMETRE</b>			
CM 20	8 GAMMES DE 200 PF A 2000 UF 0,5% AFFICHAGE DIGITAL, RESOLUTION 1 PF	897,97	1065
<b>OSCILLOSCOPES</b>			
9060	2 X 60 MHz DOUBLE TRACE, DOUBLE BASE DE TEMPS, 3 ENTREES VERTICALES (5 MV/DIV), SEPARATEUR DE SYNCHRONIS TV	11994,10	14225
9100	OSCILLOSCOPE 2 X 100 MHz	14994,95	18970
<b>DIVERS</b>			
UC 10	FREQUENCEMETRE NUMERIQUE DE 5 HZ A 100 KHZ COMPTEUR DIMPULSIONS	2586,53	3070
FG2	GENERATEUR DE FONCTION SINUS, CARRÉS, TRIANGLE, PULSES, DE 0,2 A 2 MHz EN 7 GAMMES, 0,5% DE PRECISION, RAPPORT CYCLIQUE VARIABLE, INVERSION DU SIGNAL	1667,80	1978
HV 211	SONDE THT 50 KV CC	495,78	598

## MIRE

LCG 404	PAL/SECAM III B,C,D,G,H,I,K,L SON : 5,5/6/5 MHz (AM/FM)	16914,00	20060
LCG 398	SECAM III B,C,D,G,H,I,K,L SON : 5,5/6/5 MHz (AM/FM)	11113,00	13180

## DIVERS

LCT 910 A	REGENERATEUR TUBE TV N/B COULEUR	3364,25	3990
LMV 161 A	MULTIMETRE 100 UV A 300 V	2331,36	2765
LDM 171	DISTORTIOMETRE DE 20 HZ A 20 KHZ 0,1%	8427,48	9995

## LUTRON

DM 6010	MULTIMETRE	529,51	628
DM 6011	MULTIMETRE	577,57	685
DM 6013	CAPACIMETRE CRISTAUX LIQUIDES	657,67	780

## METRIX

OX 710 B	OSCILLOSCOPE 2 X 15 MHz AVEC TESTEUR DE COMPOSANTS	2964,82	3540,00
MX 430	CONTROLEUR ANALOGIQUE 40 KOHM/S/V	789,20	936,00
MX 462	CONTROLEUR ANALOGIQUE 20 KOHM/S/V	1451,00	1750,00
MX 522	MULTIMETRE 3/2 DIGITS 2000 PTS	744,52	883,00

## MONACOR

VM-1000	ALARMES	576,73	1870,00
CM-200	ALARMES	1041,31	1235,00
DA 994	DETECTEUR DE PRESENCE A MICRO ONDES	11,80	14,00
MG 303	CONTACT INVERSEUR ILS DE PORTE	12,84	15,00
SAS 3 AR	RADAR DE SURVEILLANCE	204,26	349,00
SS 15	ACCUMULATEUR 12 V 6 A	231,87	275,00

## ALARMES

DA 994	DETECTEUR DE PRESENCE A MICRO ONDES	11,80	14,00
MG 303	CONTACT INVERSEUR ILS DE PORTE	12,84	15,00
SAS 3 AR	RADAR DE SURVEILLANCE	204,26	349,00
SS 15	ACCUMULATEUR 12 V 6 A	231,87	275,00

## PERIFEEC SADELTA

PD 2432	GENERATEUR DE FONCTION FREQUENCEMETRE 5 HZ A 500 MHz	1759,69	2087,00
FD 600	MIRE DE POCHES PAL	2059,49	2490,00
MC 11B	MIRE DE POCHES SECAM K	2959,52	3510,00
MC 32B	MIRE DE LABO PAL	3860,03	4578,00
MC 32D	MIRE DE LABO SECAM K	1250,75	1510,00
MC 32L	MIRE DE LABO SECAM L	4043,00	4795,00

## ELC

346	FREQUENCEMETRE 1 HZ A 600 MHz	1650,00	1956,90
853	NOUVEAU FREQUENCEMETRE DE 1 HZ A 100 MHz AFFICHAGE DIGITAL	1199,83	1423,00
AL 745	ALIMENTATION 2 A 15 V 1 AMPERE	474,70	563,00
AL 812	ALIMENTATION 0 A 30 V 2 AMPERES	549,74	652,00
AL 781	ALIMENTATION 0 A 30 V 5 AMPERES	1295,50	1540,00
AL 823	ALIMENTATION 2 X 0 A 30 V 0 U A 60 V 5 A	2549,75	3024,00

## JBC

14 W	FER A SOUDER 14 W 220 V PANNE LD	101,18	120,00
30 W	FER A SOUDER 30 W 220 V PANNE LD	88,70	105,20
40 W	FER A SOUDER 40 W 220 V PANNE LD	98,70	116,20
65 W	FER A SOUDER 65 W 220 V PANNE LD	117,79	139,70
REPAIR STATION	FER A SOUDER + DESOUDEUR	3760,53	4460,00
DESOLDATION	DESOUDOIR THERMOREGLED POMPE	834,74	990,00
IRON MATIC	FER THERMOREGLED	69,13	82,00
POIRE A SOUDER	POIRE A SOUDER	76,72	91,00
DESSOUF	DESSOUF		

## LEADER

LBO 518	100 MHz 4 CANAUX 8 TRACES	20000,00	23720
LBO 524 L	2 X 40 MHz DOUBLE TRACE	10899,65	12927
LBO 525	2 X 40 MHz DOUBLE TRACE	8727,00	10352
LBO 522	2 X 20 MHz DOUBLE TRACE	4800,00	5695

## LPG 1900

LPG 1900	GENER. DE FONCTIONS 0,002 HZ A 2 MHz	7082,63	8400
LAG 125	GENER. BF DE 5 HZ A 500 KHZ	5809,44	6890
LAG 120 A	GENER. BF. DISTORSION 0,05%	2782,00	3298

00	0,20	80	8,10	172	71,00	375	9,00	41	3,50	4536	28,00	7818	8,00	231	15,00	1005	30,00
01	0,30	81	12,10	173	10,60	377	21,60	42	4,00	4538	16,80	7824	8,00	400	22,00	1006	20,00
02	0,40	82	16,10	174	8,00	378	21,60	43	6,00	4539	14,60	7805	8,00	400	20,00	1010	17,00
03	0,50	83	20,10	175	11,50	379	21,60	44	12,00	4540	12,40	7812	8,00	400	20,00	1011	26,00
04	0,60	84	24,10	176	11,50	380	12,60	45	12,28	4588	11,75	7915	8,00	530	26,00	1020	20,00
05	0,70	85	28,10	177	11,50	381	12,60	46	7,00	4568	20,03	807	9,00	560	46,00	1034	25,00
06	0,80	86	32,10	178	11,50	382	12,60	47	6,40	4578	38,63	808	8,00	570	28,00	1035	25,00
07	0,90	87	36,10	179	11,50	383	12,60	48	7,00	4584	8,50	309K	23,00	720	27,00	1038	30,00
08	1,00	88	40,10	180	11,50	384	12,60	49	10,50	4585	10,00	311	30,00	750	27,00	1039	32,00
09	1,10	89	44,10	181	11,50	385	12,60	50	8,50	4593	18,00	318	18,00	800	18,00	1040	31,00
10	1,20	90	48,10	182	10,50	385	14,20	51	13,00	4596	18,00	317T	15,00	810S	15,00	1041	21,00
11	1,30	91	52,10	183	10,50	386	14,20	52	8,50	4597	12,00	407A	12,00	818	12,00	1042	32,00
12	1,40	92	56,10	184	14,60	670	21,60	53	10,00	4603	18,00	324	8,00	880S	30,00	1045	19,00
13	1,50	93	60,10	185	14,60	670	21,60	54	8,00	4607	12,00	328	15,00	880S	18,00	1046	29,00
14	1,60	94	64,10	186	14,60	670	21,60	55	10,00	4613	18,00	331T	15,00	880S	18,00	1047	14,00
15	1,70	95	68,10	187	14,60	670	21,60	56	10,00	4619	18,00	333T	15,00	880S	18,00	1048	14,00
16	1,80	96	72,10	188	14,60	670	21,60	57	8,00	4625	18,00	334	15,00	880S	18,00	1049	14,00
17	1,90	97	76,10	189	14,60	670	21,60	58	4,00	4631	18,00	338	15,00	880S	18,00	1050	14,00
18	2,00	98	80,10	190	14,60	670	21,60	59	8,00	4637	18,00	343	15,00	880S	18,00	1051	14,00
19	2,10	99	84,10	191	14,60	670	21,60	60	7,00	4643	18,00	350	15,00	880S	18,00	1052	14,00
20	2,20	100	88,10	192	14,60	670	21,60	61	7,00	4649	18,00	358	15,00	880S	18,00	1053	14,00
21	2,30	101	92,10	193	14,60	670	21,60	62	7,00	4655	18,00	366	15,00	880S	18,00	1054	14,00
22	2,40	102	96,10	194	14,60	670	21,60	63	7,00	4661	18,00	374	15,00	880S	18,00	1055	14,00
23	2,50	103	100,10	195	14,60	670	21,60	64	7,00	4667	18,00	382	15,00	880S	18,00	1056	14,00
24	2,60	104	104,10	196	14,60	670	21,60	65	7,00	4673	18,00	390	15,00	880S	18,00	1057	14,00
25	2,70	105	108,10	197	14,60	670	21,60	66	7,00	4679	18,00	398	15,00	880S	18,00	1058	14,00
26	2,80	106	112,10	198	14,60	670	21,60	67	7,00	4685	18,00	406	15,00	880S	18,00	1059	14,00
27	2,90	107	116,10	199	14,60	670	21,60	68	7,00	4691	18,00	414	15,00	880S	18,00	1060	14,00
28	3,00	108	120,10	200	14,60	670	21,60	69	7,00	4697	18,00	422	15,00	880S	18,00	1061	14,00
29	3,10	109	124,10	201	14,60	670	21,60	70	7,00	4703	18,00	430	15,00	880S	18,00	1062	14,00
30	3,20	110	128,10	202	14,60	670	21,60	71	7,00	4709	18,00	438	15,00	880S	18,00	1063	14,00
31	3,30	111	132,10	203	14,60	670	21,60	72	7,00	4715	18,00	446	15,00	880S	18,00	1064	14,00
32	3,40	112	136,10	204	14,60	670	21,60	73	7,00	4721	18,00	454	15,00	880S	18,00	1065	14,00
33	3,50	113	140,10	205	14,60	670	21,60	74	7,00	4727	18,00	462	15,00	880S	18,00	1066	14,00
34	3,60	114	144,10	206	14,60	670	21,60	75	7,00	4733	18,00	470	15,00	880S	18,00	1067	14,00
35	3,70	115	148,10	207	14,60	670	21,60	76	7,00	4739	18,00	478	15,00	880S	18,00	1068	14,00
36	3,80	116	152,10	208	14,60	670	21,60	77	7,00	4745	18,00	486	15,00	880S	18,00	1069	14,00
37	3,90	117	156,10	209	14,60	670	21,60	78	7,00	4751	18,00	494	15,00	880S	18,00	1070	14,00
38	4,00	118	160,10	210	14,60	670	21,60	79	7,00	4757	18,00	502	15,00	880S	18,00	1071	14,00
39	4,10	119	164,10	211	14,60	670	21,60	80	7,00	4763	18,00	510	15,00	880S	18,00	1072	14,00
40	4,20	120	168,10	212	14,60												

# TOUT SUR LES PÉRIPHÉRIQUES

**NOUVEAU**

dans la  
**COLLECTION**  
**«ETUDES»**  
aux  
éditions  
fréquences



- 85 schémas
  - 20 tableaux
  - 136 pages
- Prix : 150 F**

Les périphériques font partie intégrante d'un système informatique. En parallèle de l'unité centrale, qui gère et synchronise l'ensemble, ils sont responsables de différentes fonctions comme :

- la mémoire de masse : unités de disques souples et de disques durs, lecteur de cassettes ;
- le dialogue avec l'utilisateur : clavier, écran vidéo, imprimante ;
- les télécommunications : modem.

Tous ces périphériques sont décrits dans cet ouvrage avec, pour chacun d'eux, une partie technologie (principe de fonctionnement, caractéristiques techniques) et une partie interface (coupleurs d'entrées-sorties, connecteurs de liaison).

Dans chaque grande catégorie (mémoire, imprimante), une analyse comparative des différents produits existants est effectuée.

*Philippe Faugeras, docteur ingénieur en électronique, est responsable matériel dans une entreprise d'informatique traitant des réseaux de P.C. Au préalable, il a acquis son expérience en travaillant sur des sujets comme les automatismes et les télécommunications dans deux grandes sociétés françaises (Bull, CGE). Philippe Faugeras est l'auteur d'un premier ouvrage «L'électronique des micro-ordinateurs» paru aux Editions Fréquences.*

## BON DE COMMANDE

Je désire recevoir l'ouvrage «Périphériques interfaces et technologie» au prix de **160 F** (150 F + 10 F de port).

Nom .....

Adresse .....

A adresser aux **EDITIONS FRÉQUENCES 1 boulevard Ney, 75018 Paris**

Règlement ci-joint :

Par chèque bancaire

par chèque postal

par mandat

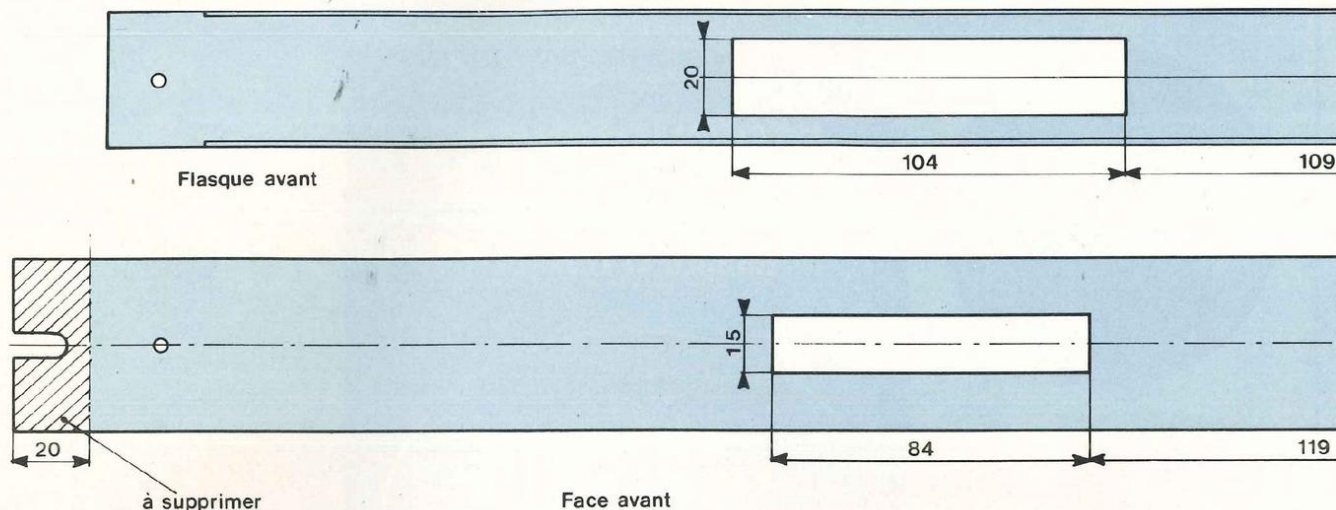


Fig. 4 (suite) : Perçages et découpes de la face avant.

## LE COFFRET

Au départ ce coffret est un rack 19 pouces de ESM portant la référence ER 48/04. Il va nous servir de châssis et pour cela il est nécessaire de travailler le capot supérieur. Ce n'est pas facile car celui-ci est en tôle de 10/10<sup>e</sup>. Avec de la patience et beaucoup de soins on y parvient. Le plus difficile bien entendu est la découpe des 6 trous au diamètre de 52 mm destinés à recevoir les condensateurs de filtrage et de liaison Ampli/HP.

Le plan de découpes et perçages fait l'objet de la figure 4.

Les encoches de fixation de la face avant sont supprimées. Les fenêtres de 15 x 84 mm et de 20 x 104 mm ne sont à prévoir que dans le cas de la réalisation du vu-mètre à diodes leds. Les deux fenêtres de 18 x 24 mm dans le flasque arrière sont destinées à recevoir les borniers HP à boutons poussoirs.

Pour le reste, il ne s'agit que de simples perçages.

Une autre solution consiste à remplacer le capot supérieur du coffret par une plaque d'aluminium, c'est ce que nous avons d'ailleurs fait sur le prototype, l'aluminium est un métal beaucoup plus tendre et donc plus facile à travailler que la tôle, même pour une

épaisseur de 3 à 5 mm.

Ce travail terminé, il ne reste plus qu'à poncer l'aluminium pour supprimer les rayures et ensuite à pulvériser une couche de peinture noire mate.

## CABLAGE

### ● Le circuit imprimé

Une implantation est publiée à la figure 5, les dimensions de la plaquette sont fort réduites : 37 x 68 mm.

La cote de 37 mm est déterminée par des rainures pratiquées dans le profilé du dissipateur, la carte imprimée pourra donc y coulisser au moment des raccordements avec les transistors et le régulateur. Les liaisons ne sont pas nombreuses, il n'y a donc aucune difficulté pour reproduire ce C.I.

### ● Câblage du module.,

Le plan de câblage de la figure 6 permet de mener à bien cette opération « fer à souder ». En fait, cette carte reçoit uniquement les composants de l'amplificateur en tension à ampli OP. LF 351 ou NE 5534. Si le choix se porte sur le LF 351, le condensateur C 10 ne sera pas utilisé.

Avant de souder l'ajustable multitours R3, le régler à l'ohmmètre pour que celui-ci présente une résistance de 82 kΩ. Attention lors de son insertion sur la platine, de ne pas le souder à l'envers, sa résistance ne serait plus

alors que de 18 kΩ.

Régler l'ajustable R8 à mi-course avant de le souder.

Souder des fils de longueur 10 cm aux points E - B - 0 V et (+).

Souder un fil blindé d'une longueur de 40 cm à l'entrée IN, la tresse étant reliée à la masse (0 V).

Toutes ces opérations terminées, dissoudre la résine de la soudure et pulvériser une couche de vernis.

### ● Câblage du bloc de puissance.

Il faut tout d'abord préparer le dissipateur CO 1161 P pour que celui-ci reçoive les trois boîtiers TO3. Pour le repérage des différents perçages et obtenir une bonne précision, utiliser des intercalaires mica. Tous les trous seront perçés à  $\varnothing$  4,2 mm si on utilise de la visserie de 3 pour la fixation des boîtiers, ou à  $\varnothing$  6,2 mm si on utilise de la visserie de 4. Bien entendu il est indispensable d'isoler électriquement chaque boîtier avec une semelle mica et des cançons isolants.

Enduire les micas de graisse au silicone afin de faciliter l'échange thermique avec le dissipateur.

Fixer les trois boîtiers TO3 dans l'ordre indiqué figure 7 et commencer le câblage. Les fils (-), (+) et (+) de C6 auront une longueur de 40 cm environ et seront bien entendu de couleurs différentes : rouge pour le (+), bleu pour

# LA PREMIERE CLASSE

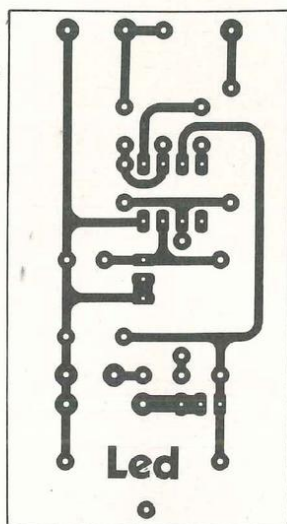
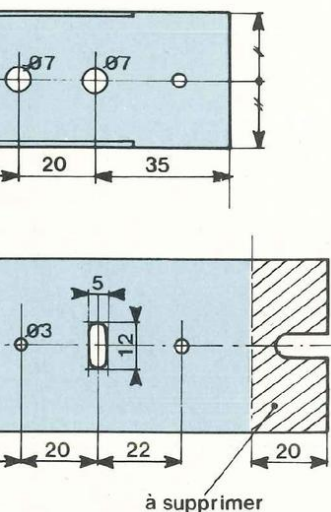


Fig. 5

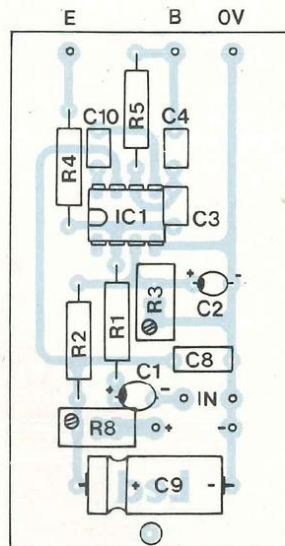


Fig. 6

le (-) et blanc pour le (+) de C6. Choisir du fil ayant une section importante, du 1mm<sup>2</sup>

## ● Interconnexions du module de commande

Faire coulisser le circuit imprimé dans les rainures du dissipateur du côté de T2 et souder les fils E et B aux bornes du LM 395, ces fils auront une longueur de 2 à 3 cm. Souder le (+) du module à l'émetteur du transistor de puissance T2. Souder le 0 V du module à la « pin » ADJ du régulateur IC2. Le bloc de puissance est prêt à fonctionner.

## ● Essais

- Relier le (+) de C6 (fil blanc) au condensateur de liaison Ampli.HP

- Relier une charge (résistance de 8 Ω/20 W par exemple) entre le (-) de C6 et la masse

- Relier les fils (+) et (-) à l'alimentation que l'on aura réalisée « en volant » pour cet essai. Après redressement et filtrage, on obtient à vide une tension continue de + 42 V aux bornes du condensateur de 10.000 μF. Un seul condensateur peut suffire pour les réglages.

- Prévoir tout de même par précaution un fusible de 2 A dans le (+) de l'alimentation.

- Relier le (+) du bloc de puissance (fil rouge) au fusible et le (-) (fil bleu) au

## NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

### BLOC DE PUISSANCE (1 VOIE)

#### ● Résistances à couche métallique ± 2 % 1/2 W

R1 - 10 kΩ

R2 - 82 kΩ

R4 - 150 kΩ

R5 - 5,1 kΩ

R6 - 22 Ω

#### ● Résistance bobinée 7 W

R7 - 0,47 Ω ou 2 × 0,82 Ω en //

#### ● Ajustables multitours

R3 - 100 kΩ

R8 - 1 kΩ

#### ● Condensateurs

C1 - 10 μF/35 V tantale goutte

C2 - 10 μF/35 V tantale goutte

C3 - 10 pF céramique

C4 - 22 pF céramique

C5 - 68 pF céramique

C6 - 10 000 μF/48 ou 63 V CO38

Safco Felsic

C7 - 33 μF/16 V tantale goutte

C8 - 47 μF/63 V

C9 - 0,1 μF

C10 - 22 pF uniquement pour

NE 5534

#### ● Semiconducteurs

IC1 - LF 351 ou NE 5534

IC2 - LM 338 K

T1 - LM 395 K

T2 - MJ 4502 ou MJ 15002

#### ● Dissipateur

réf. CO1161 P de SEEM, longueur 150 mm

#### ● Divers

3 intercalaires mica pour TO3

6 canons isolants pour visserie de 3 ou 4 mm

Visserie de 3 ou 4 mm

Fils de câblage de 1 mm<sup>2</sup> de

section (rouge, bleu, blanc)

Graisse au silicone

3 cosses à souder pour visserie de 3 ou 4 mm

CINCH châssis

Bornier HP

### ALIMENTATION (1 VOIE)

TR1 - Transformateur torique

« Suprator » 160 VA/2 × 30 V

PR1 - Pont redresseur 200 V/10 A

C11 - 10 000 μF/63 V CO38

Safco Felsic

C12 - 10 000 μF/63 V CO38

Safco Felsic

Porte-fusible châssis

Fusible 2,5 A

D1 - Diode Led ∅ 3 mm rouge

R9 - Résistance 2,2 kΩ/1 W

Int. 1 - Interrupteur unipolaire

### DIVERS

1 coffret ESM ER 48/04 (rack 1 unité)

2 coffrets ESM EC 12/07 FA (facultatif pour transformateurs)

Passe-fil ∅ 10 mm

condensateur de filtrage.

- Mettre sous tension.

Le courant de repos peut être mesuré en vérifiant le potentiel aux bornes de la résistance R7 de  $0,47 \Omega$ , on doit enregistrer une tension de l'ordre de  $0,95 \text{ V}$ , soit donc un courant de  $2 \text{ A}$ .

- Ajuster R8 de façon à obtenir une tension de  $+36 \text{ V}$  aux bornes de C9.  
- Injecter un signal sinusoïdal à la fréquence de  $1 \text{ kHz}$  et connecter un oscilloscope aux bornes de la charge de  $8 \Omega$ .

- Faire écrêter légèrement le signal en sortie et avec l'ajustable R3 faire en sorte que cet écrêtage soit symétrique (plateaux identiques sur les deux alternances).

- Diminuer légèrement le niveau du signal à l'entrée du module pour faire disparaître cette distorsion et mesurer la puissance maximale obtenue, celle-ci doit être de  $16 \text{ W}$  efficaces.

#### ● Câblage du deuxième bloc de puissance

Les opérations sont les mêmes que celles décrites précédemment, les deux blocs étant identiques.

### INTERCONNEXIONS

#### ● Equipement du châssis

- Mettre en place les six colliers de fixation des condensateurs de  $10.000 \mu\text{F}$  et les quatre passe-fils, ce aux trous de  $\varnothing 10 \text{ mm}$

- Fixer les deux transformateurs toriques aux trous de  $\varnothing 8 \text{ mm}$  en faisant passer les six fils (deux pour le primaire et quatre pour le secondaire) par les trous de  $\varnothing 10 \text{ mm}$  protégés par les passe-fils

- Faire coulisser les condensateurs dans leurs brides et les visser énergiquement

- Visser les deux ponts redresseurs, l'emplacement de ceux-ci étant situé aux trous de  $\varnothing 4 \text{ mm}$  percés entre ceux de  $\varnothing 10 \text{ mm}$ . Cet emplacement est également prévu pour fixer le dissipateur (un des quatre points de fixation)

- Mettre en place les porte-fusibles, le passe-fil, les prises CINCH et les borniers HP sur la face arrière.

- La contre face avant reçoit un interrupteur

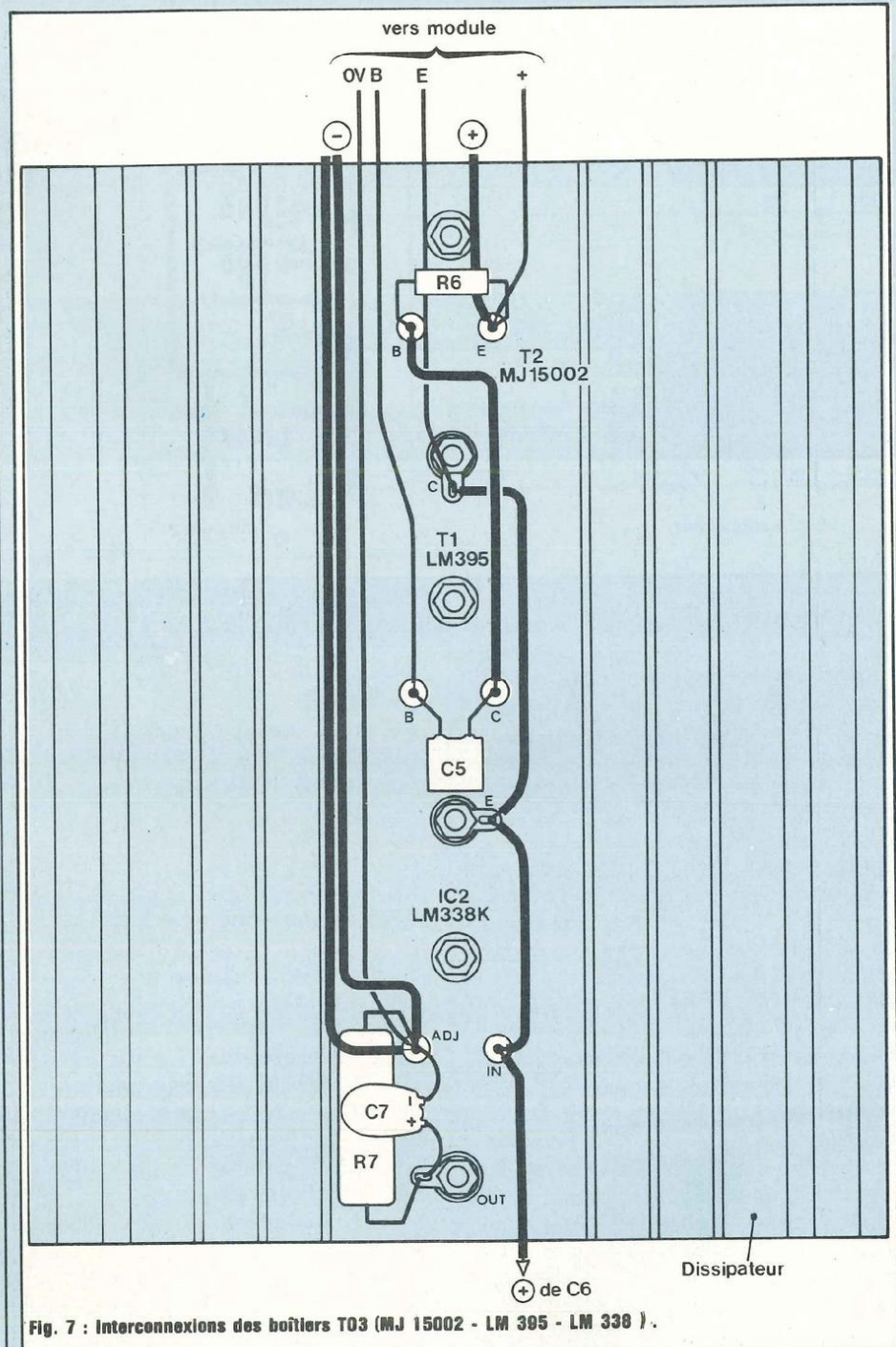


Fig. 7 : Interconnexions des boîtiers T03 (MJ 15002 - LM 395 - LM 338K).

- La diode led de contrôle de mise sous tension est collée sur la face avant avec de la cyanolite. La fenêtre de  $15 \times 84 \text{ mm}$  est fermée avec un morceau d'altuglass rouge, collé également.

#### ● Câblage de l'alimentation.

- Les deux secondaires des transformateurs toriques sont reliés en parallèle, de façon à obtenir une tension de  $30 \text{ V}$  alternative avec un courant deux fois plus important.

# LA PREMIERE CLASSE

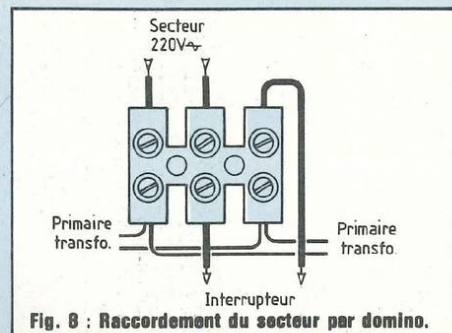
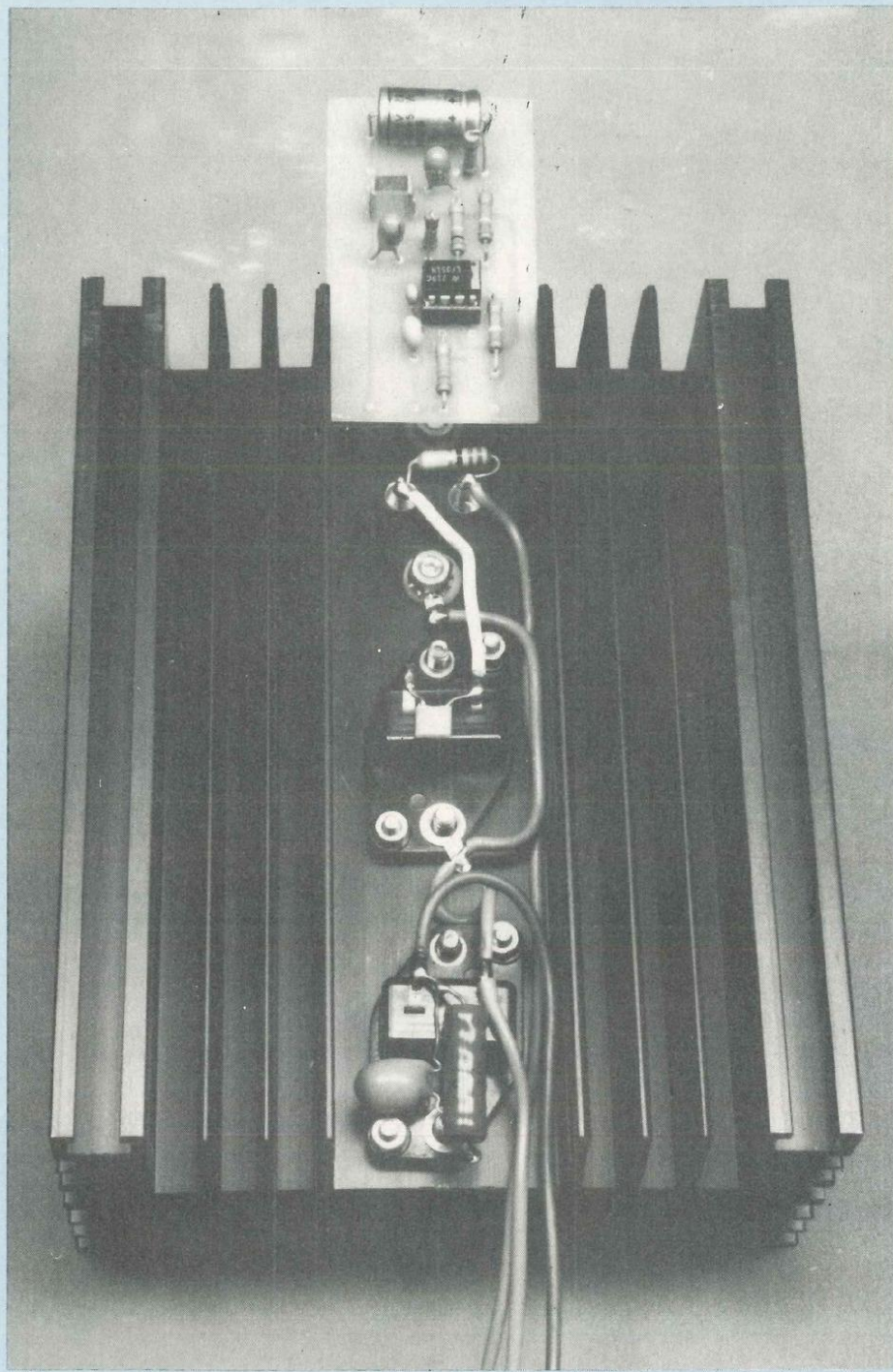


Fig. 8 : Raccordement du secteur par domino.

- Relier le (-) du condensateur de liaison Ampli/HP au bornier HP (pression rouge).

- Raccorder les primaires des transformateurs toriques au secteur 220 V~ au moyen d'un domino, voir la figure 8.

- Au moyen de fils de faible section, raccorder la diode led M/A aux bornes des condensateurs de filtrage, à travers une résistance chutrice et en se souvenant que c'est la cathode qui doit être soudée au (-).

## ● Mise en place des blocs de puissance.

Les dissipateurs sont fixés au chassis en quatre endroits par de la visserie de 4 mm. Les écrous, de préférence à tête carrée, se trouvent à l'extérieur du chassis de façon à coulisser dans les rainures du dissipateur. Tout en faisant coulisser celui-ci, passer les fils par le trou de  $\varnothing$  10 mm.

Le dissipateur étant maintenu par les quatre écrous à tête carrée, bloquer les vis. Même opération pour la deuxième voie.

Ensuite :

- Souder le fil rouge au porte fusible
  - Souder l'un des fils bleus au (-) des condensateurs de filtrage
  - Souder le fil blanc au (+) du condensateur de liaison Ampli/HP
  - Souder le câble blindé à la prise CINCH
  - Souder le deuxième fil bleu à la cosse de masse de la prise CINCH
- Répéter ces cinq opérations sur le deuxième canal de l'Amplificateur.

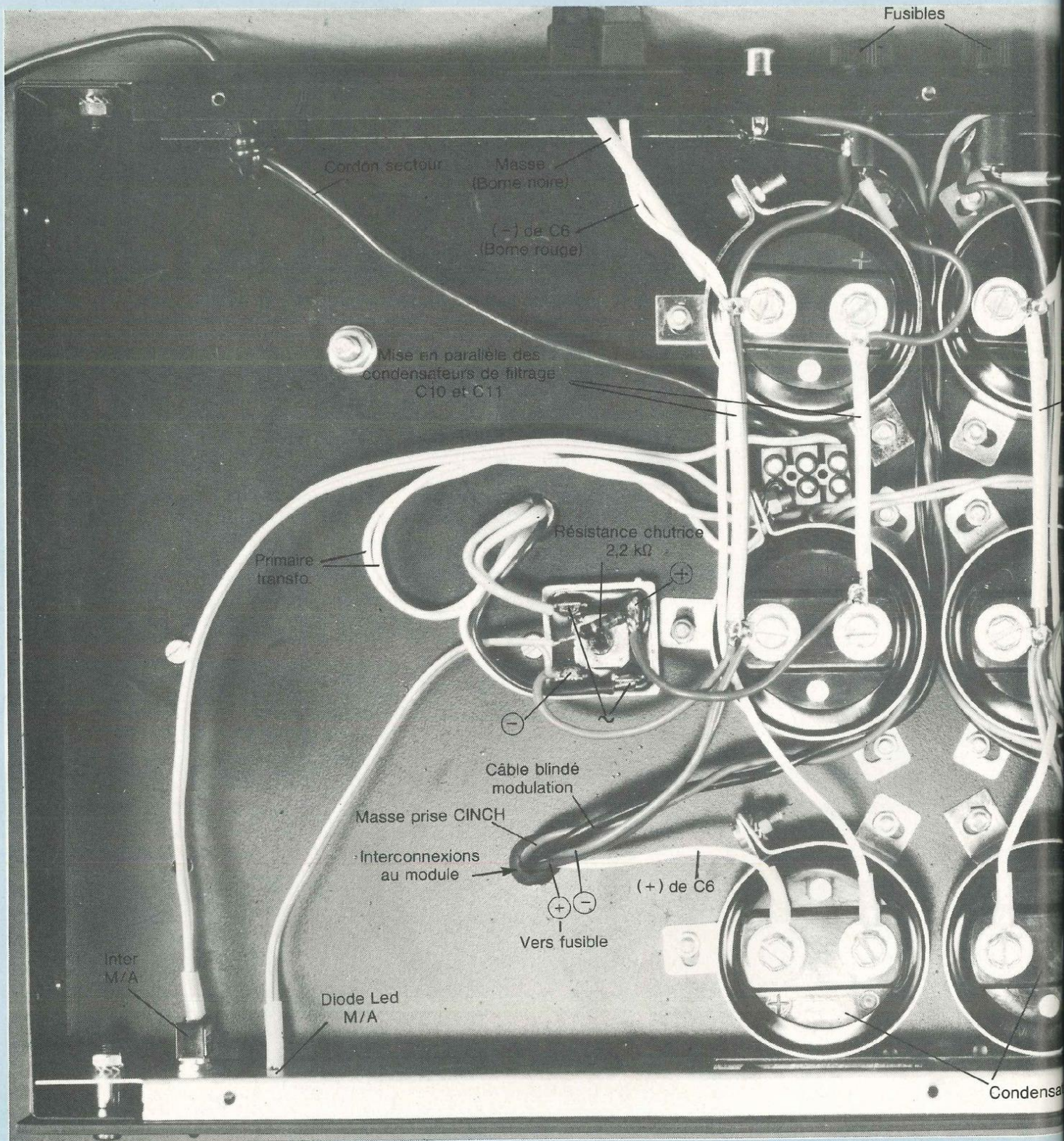
## ESSAIS

Avant de manœuvrer l'interrupteur, enlever les fusibles de leur logement. Mettre sous tension. Si la diode led ne

- Chaque secondaire est soudé au pont redresseur aux pattes ~  
- (+) et (-) du pont sont reliés aux condensateurs de filtrage de 10.000  $\mu$ F, aux bornes correspondantes bien entendu, éviter toute inversion

de polarité. Utiliser du fil de section 1 mm<sup>2</sup> minimum, rouge pour le (+) et bleu pour le (-).

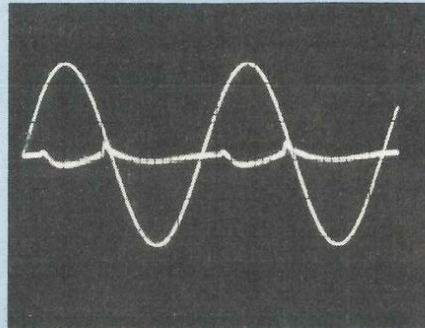
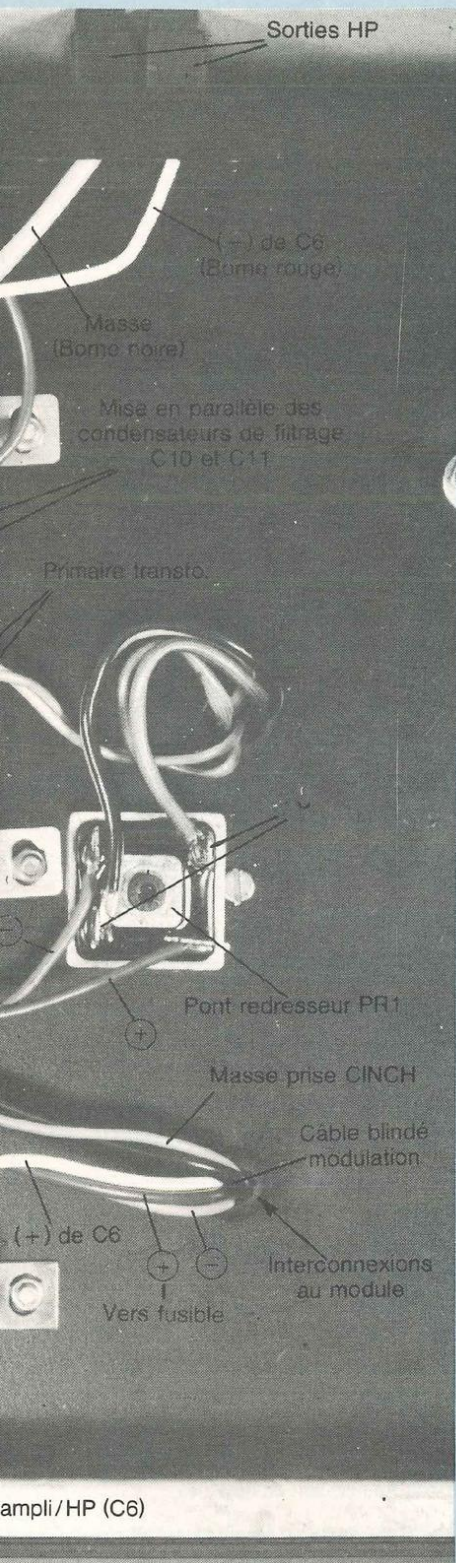
- Relier le (+) des condensateurs au porte fusible et le (-) au bornier HP (pression noire).



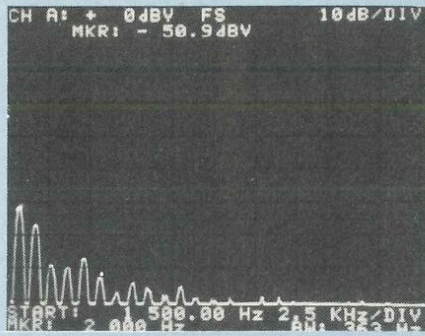
Plan de câblage de l'amplificateur classe A. Il est simple à réaliser. Se reporter au besoin à la photo couleur publiée en début d'article pour le repérage des fils.



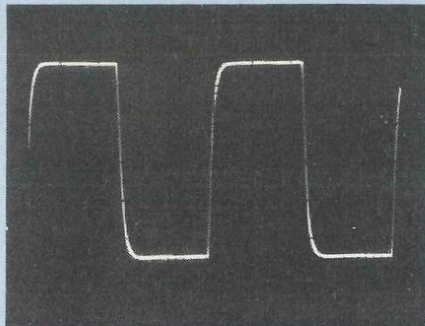
# LA PREMIERE CLASSE



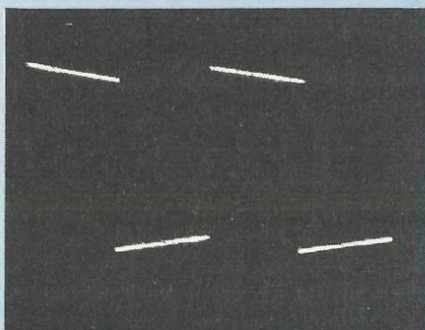
Fréquence : 1 kHz. Puissance : 10 Weff. Distorsion : 0,04 %.



Spectre de distorsion à 1 kHz. Puissance : 5 Weff.



Fréquence : 20 kHz. Puissance : 10 Weff.



Fréquence : 100 Hz. Puissance : 10 Weff.

Sensibilité d'entrée pour Pmax : 700 mVeff.

s'éclaire pas, inverser le câblage des fils, la cathode n'est pas reliée à la masse.

Vérifier la tension d'alimentation aux bornes des condensateurs de filtrage. On doit trouver environ + 42 V.

Visser l'un des fusibles et charger la sortie correspondante par une résistance de 8Ω/20 W. La tension d'alimentation doit chuter à environ + 38 V.

Injecter un signal de fréquence 1 kHz dans la prise CINCH et brancher un oscilloscope aux bornes de la charge. Vérifier que la puissance max est bien de 16 Weff.

Balayer en fréquence de 20 Hz à 20 kHz, on ne doit observer aucune atténuation du signal.

En fonction des appareils de mesure dont dispose l'amateur, des essais complémentaires peuvent être effectués :

- Bande passante de 10 Hz à 100 kHz à 1 W, 10 W, Pmax.
- Observation de signaux carrés.
- Mesure du taux de distorsion harmonique à différentes puissances
- Sensibilité de l'entrée

Effectuer bien entendu les mêmes essais sur la deuxième voie de l'amplificateur.

Dès lors le classe A est prêt pour le service, il suffit tout simplement de remplacer les résistances par des enceintes acoustiques et le générateur pourquoi pas par un Compact Disc.

## NOTA

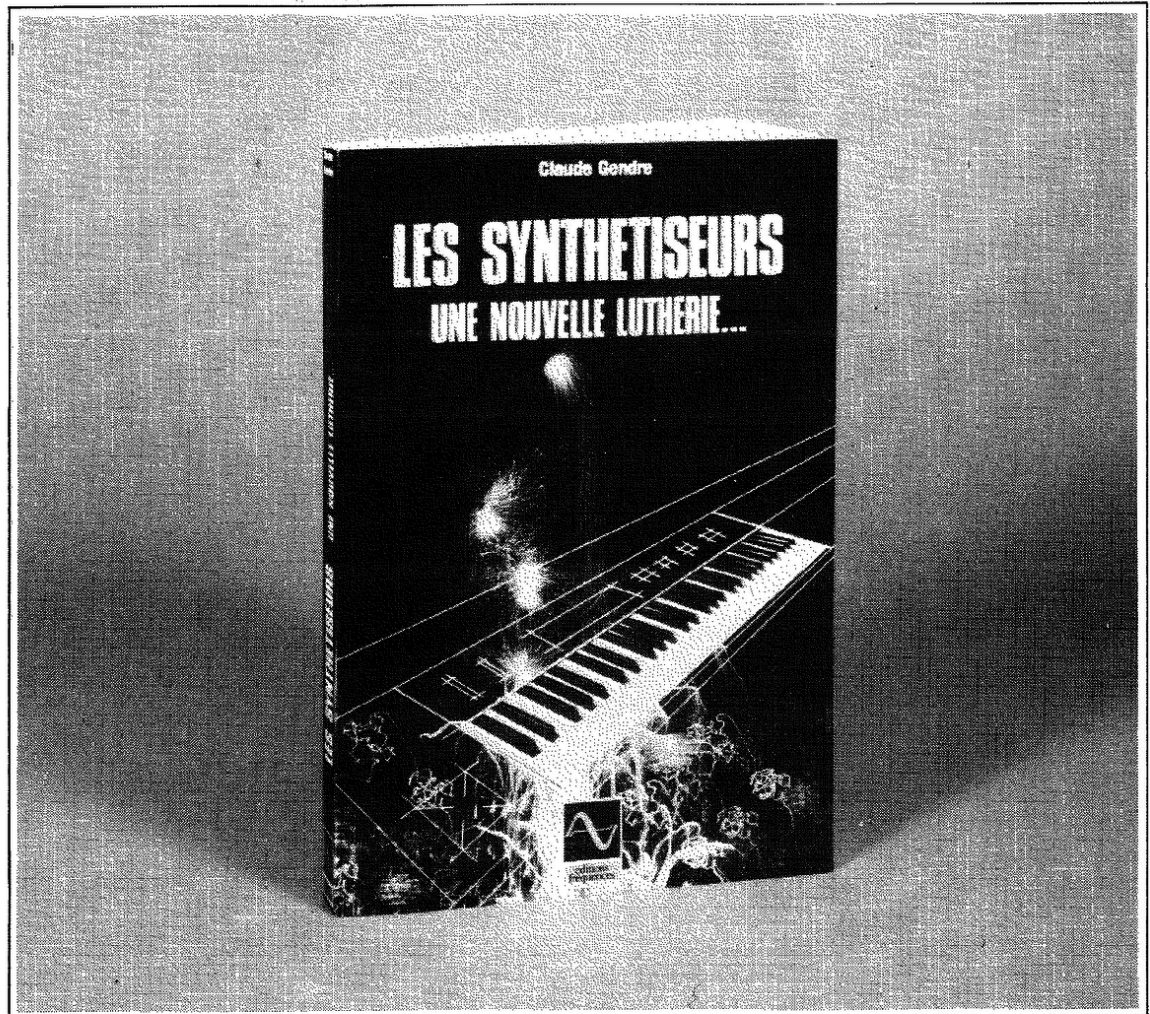
Avant de revisser le fond du coffret ESM, s'assurer qu'il n'y a aucun risque de court-circuit entre celui-ci et les bornes des six condensateurs de 10.000 μF. Au besoin, et c'est ce que nous avons fait, coller une feuille de papier sur la tôle au niveau de ces composants.

**B. Duval**

La réalisation d'un vu-mètre vous sera proposée dans le prochain numéro, nous en terminons l'étude. Celle-ci est basée sur l'utilisation d'un LM 3916.

collection "études"

# LES SYNTHÉTISEURS UNE NOUVELLE LUTHERIE...



184 pages - Plus de 160 schémas, illustrations et tableaux - Format 240 x 165.

Le synthétiseur est certainement un appareil très critiqué, très mal connu et pourtant très admiré par les jeunes (et les moins jeunes...) passionnés de musique. Instrument privilégié du 20<sup>e</sup> siècle, il existe peu de littérature le concernant.

«Les synthétiseurs, une nouvelle lutherie...» de Claude Gendre, troisième volume de cet auteur paru dans la collection «Etudes», est le premier livre de cette importance qui lui est consacré. Il est donc indispensable à tous ceux qui veulent connaître et bien utiliser cet instrument, qu'ils soient étudiants, formateurs, amateurs de techniques nouvelles, revendeurs de matériel ou, bien sûr, mélomanes !

Accessible sans connaissances scientifiques particulières,

cet ouvrage débute par l'histoire de l'orgue et des instruments pour se terminer par l'amplification des claviers en passant par la formation des sons et les différentes techniques actuelles : synthèse analogique, synthèse numérique, modulation de fréquence (Yamaha), distorsion de phase (Casio), système MEG (Multiple Event Generator) du français Christian Deforeit (Hohner).

On trouvera, en particulier, les caractéristiques du futur synthétiseur Hohner 8 D dont le prototype n'a pas encore été présenté mais qui préfigure l'avenir. Enfin, des renseignements pratiques, un lexique des termes spécialisés et les adresses des principaux fabricants et importateurs de matériel complètent cette véritable encyclopédie dont il n'existe pas, actuellement, d'équivalent en librairie.

En vente chez votre libraire ou aux Editions Fréquences 1, bd Ney 75018 Paris.

Je désire recevoir l'ouvrage «Les synthétiseurs» au prix de 150 F (140 F + 10 F de port).

Je joins mon règlement à la commande : chèque bancaire   
mandat  C.C.P.

Nom ..... Prénom .....

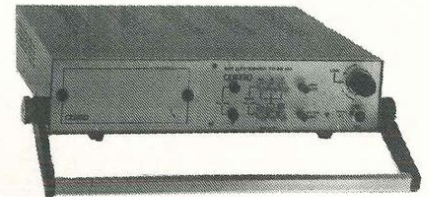
Adresse .....

Code postal ..... Localité .....

**CENTRAD****NOUVEAU!****MIRE PAL SECAM 689**

- **STANDARDS : T.D.F. - C.C.I.R. ou O.I.R.T.**
- **UHF (Bande IV) VHF (Bande III)**
- **VIDEO + 1V 75 Ω**
- **PERI CONTROL**
- **12 images différentes possibles**
- **Secteur 220V**
- **Dimensions : 350 x 260 x 90mm**
- **Masse : 5Kg**

**8430 F H.T.**  
**9 997,98 F T.T.C.**

**MIRE SECAM 886**

- Sortie UHF centrée sur canal 28
- Vidéo 1V 75 Ω
- 6 images différentes
- Puretés : blanc - rouge - vert
- 8 barres de couleur avec échelle de gris
- Convergences
- Secteur 220V
- Dimensions : 320 x 280 x 70mm
- Masse : 4 kg

**4 250F H.T.**  
**5 040,50F T.T.C.**

En vente chez votre fournisseur de composants électroniques ou les spécialistes en appareils de mesure.

**elc** **CENTRAD**

Services Commerciaux :

Fabrications :

**59, avenue des Romains 74000 ANNECY Col de Bluffy 74290 VEYRIER DU LAC**  
 Tel. (50) 57-30-46 Télex public 385 417 ANNCY F Tél. (50) 60-17-20

**Digimer 30**

**2000 pts de Mesure**  
 Affichage par LCD  
 Polarité et Zéro Automatiques  
 200 mV à 1000 V =  
 200 mV à 650 V ≈  
 200 μA à 2A = et ≈  
 200 Ω à 20 M Ω  
 Précision 0,5 % ± 1 Digit.  
 Alim. : Bat. 9 V ref 6 BF 22  
 Accessoires :  
 Shunts 10 A et 30 A  
 Pincès Ampèremétriques  
 Sacoche de transport  
**845 F TTC**

**Unimer 4**

**Spécial Electricien**  
 2200 Ω/V; 30 A  
 5 Cal = 3 V à 600 V  
 4 Cal ≈ 30 V à 600 V  
 4 Cal = 0,3 A à 30 A  
 5 Cal ≈ 60 mA à 30 A  
 1 Cal Ω 5 Ω à 5 k Ω  
 Protection fusible et  
 semi-conducteur  
**441 F TTC**

**Us 6a**

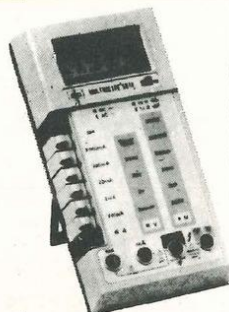
Complet avec boîtier  
 et cordons de mesure  
 7 Cal = 0,1 V à 1000 V  
 5 Cal ≈ 2 à 1000 V  
 6 Cal ≈ 50 μA à 5 A  
 1 Cal ≈ 250 μA  
 5 Cal Ω 1 Ω à 50 M Ω  
 2 Cal μF 100 pF à 150 μF  
 2 Cal HZ 0 à 5000 HZ  
 1 Cal dB - 10 à + 22 dB  
 Protection par  
 semi-conducteur  
**249 F TTC**

**Unimer 33**

**20000 Ω/V Continu**  
**4000 Ω/V alternatif**  
 9 Cal = 0,1 V à 2000 V  
 5 Cal ≈ 2,5 V à 1000 V  
 6 Cal = 50 μA à 5 A  
 5 Cal ≈ 250 μA à 2,5 A  
 5 Cal Ω 1 Ω à 50 M Ω  
 2 Cal μF 100 pF à 50 μF  
 A Cal dB - 10 à + 22 dB  
 Protection fusible  
 et semi-conducteur  
**344 F TTC**

**ISKRA 6010**

**2000 pts de mesure**  
 Affichage par LCD  
 Polarité et Zéro Automatiques  
 Indicateur d'usure  
 de batterie  
 200 mV à 1000 V =  
 200 mV à 750 V  
 200 μA à 10 A = et ≈  
 200 Ω à 20 M Ω  
 Précision 0,5 % ± 1 Digit.  
 Alim. : Bat 9 V ve F 6BF 22  
 Accessoires :  
 Sacoche de transport  
**706 F TTC**

**Unimer 31**

**200 K Ω/V Cont. Alt.**  
 Amplificateur incorporé  
 Protection par fusible et  
 semi-conducteur  
 9 Cal = et ≈ 0,1 à 1000 V  
 7 Cal = et ≈ 5 μA à 5 A  
 5 Cal Ω de 1 Ω à 20 M Ω  
 Cal dB - 10 à + 10 dB  
**546 F TTC**

**Transistor tester**

Mesure : le gain du transistor  
 PNP ou NPN (2 gammes),  
 le courant résiduel collecteur  
 émetteur, quel que  
 soit le modèle  
 Teste : les diodes GE et SI.  
**380 F TTC**

**Pincès ampèremétriques**

**MG 27**  
**318 F TTC**  
 3 Calibres ampèremètre  
 ≈ 10-50-250 A  
 2 Calibres voltmètre  
 ≈ 300-600 V  
 1 Calibre ohmmètre 300 Ω

**MG 28 2 appareils en 1**  
**454 F TTC**  
 3 Calibres ampèremètre  
 = 0,5, 10, 100 mA  
 3 Calibres voltmètre  
 = 50 - 250 - 500 V  
 3 Calibres voltmètre  
 = 50 - 250 - 500 V  
 6 Calibres ampèremètre  
 5, 15, 50 ; 100 -  
 250 - 500 A  
 3 Calibres ohmmètre  
 × 10 Ω × 100 Ω × 1 K Ω

**ISKRA France!**  
 354 RUE LECOURBE 75015

Nom .....  
 Adresse : .....  
 Code postal : .....

**Je désire recevoir une documentation, contre 4 F en timbres sur**

**Les contrôleurs universels**   
**Les pincès ampèremétriques**   
**Ainsi que la liste des distributeurs régionaux**

Demandez à votre revendeur nos autres produits : coffrets - sirènes vu-mètres - coffrets radiateurs - relais potentiomètres, etc.

# CHARGEUR DE BATTERIES 12V/0 à 10A

## (2eme partie)

La première partie de ce chargeur de batteries quasiment universel a été réservée à la présentation de ce petit monstre à l'électronique conséquente. Nous vous avons dévoilé ses caractéristiques ainsi que son schéma général relativement complexe. Nous allons maintenant prendre une à une chaque partie du montage afin que le lecteur intéressé puisse être en mesure de comprendre le mieux possible le fonctionnement des différents étages.

### LE MODULE DE PRESENCE TENSION

Le schéma de ce petit circuit est donné à la figure 4. La détection de «présence secteur» s'opère de façon fort simple. En fait, il suffit d'élaborer une petite alimentation continue stabilisée permettant le collage d'un relais en sortie.

Dans cette alimentation régulée simplifiée, il n'y a pas de transformateur. Aucun échauffement des composants ne se produit pour l'intensité débitée,

celle-ci n'étant d'une part que le courant de zéner et celui, réduit au minimum pour un éclairage convenable de la LED de signalisation, et d'autre part le courant nécessaire au collage du relais de sécurité.

Le montage retenu fournit approximativement 40 mA à 45 mA qu'on peut adapter facilement dans les limites de 10 % à 15 % de la valeur de la tension secteur par modification de la tension de zéner. Une remarque s'impose à ce propos. Au lieu d'utiliser une seule zéner, nous en avons monté deux en

série de façon à minimiser l'échauffement de chacune d'elle. Voyons maintenant le rôle des différents éléments constitutifs :

- l'ensemble R1 et C1 permet de bénéficier, de par la réactance de C1 à la fréquence de 50 Hz, d'un abaissement notable de la tension secteur sans aucun échauffement. De la valeur de C1 dépendra l'intensité d'utilisation, une valeur de 1  $\mu\text{F}$  étant tout à fait convenable. Il faudra choisir un condensateur de faible volume, offrant toutes les garanties de sécurité et de fonctionnement pour une telle utilisation : tension de service 600 V ; au minimum 400 V.

- D1 et D2 forment une cellule de redressement simple.

- C2 est un condensateur de filtrage, sa valeur sera au moins égale ou supérieure à 150  $\mu\text{F}$  afin d'éviter des frémissements intempestifs du relais de sortie.

- DZ1 et DZ2 assurent donc une régulation en sortie.

En fait, la somme de leur valeur respective soit  $18\text{ V} + 12\text{ V} = 30\text{ V}$  chute aux alentours de 20 V. dès lors que RL1 colle, chaque zéner est alors parcourue par un courant d'environ 5 mA, eu égard à la tolérance des éléments et à la valeur de la tension secteur.

Enfin, en ce qui concerne RL1, nous avons choisi un relais carte 2RT de bobine 24 V. Plusieurs marques proposent de tels relais au pas de 2,54 mm. Citons Siemens, Elesta, Omron, etc. Chaque relais possède 2RT pouvant couper 6 A chacun en continu et sous une tension de 24 V. La bobine admet un courant de 23 mA, sa résistance étant de 1,1 k $\Omega$ .

### CIRCUIT DE REGLAGE DU COURANT

Comme nous l'avons mentionné, nous voulions un appareil permettant un courant de charge continuellement variable de zéro au maximum et pour le maximum de courant de 10 ampères moyens. Pourquoi un tel choix ? Au vu de tous les appareils proposés généralement, la quasi-totalité concerne bien évidemment des batteries au

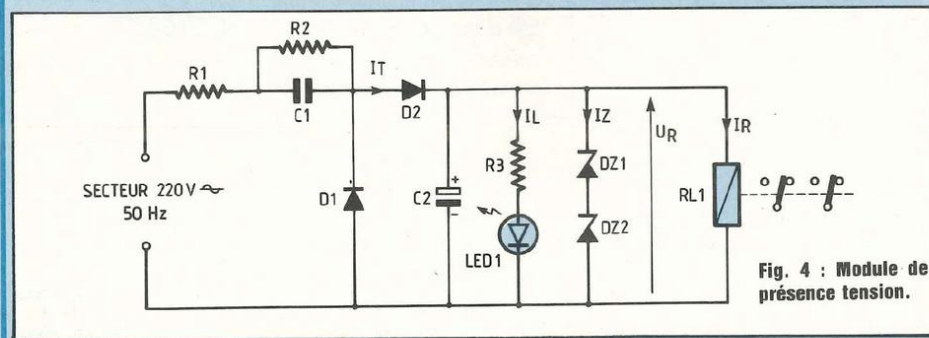
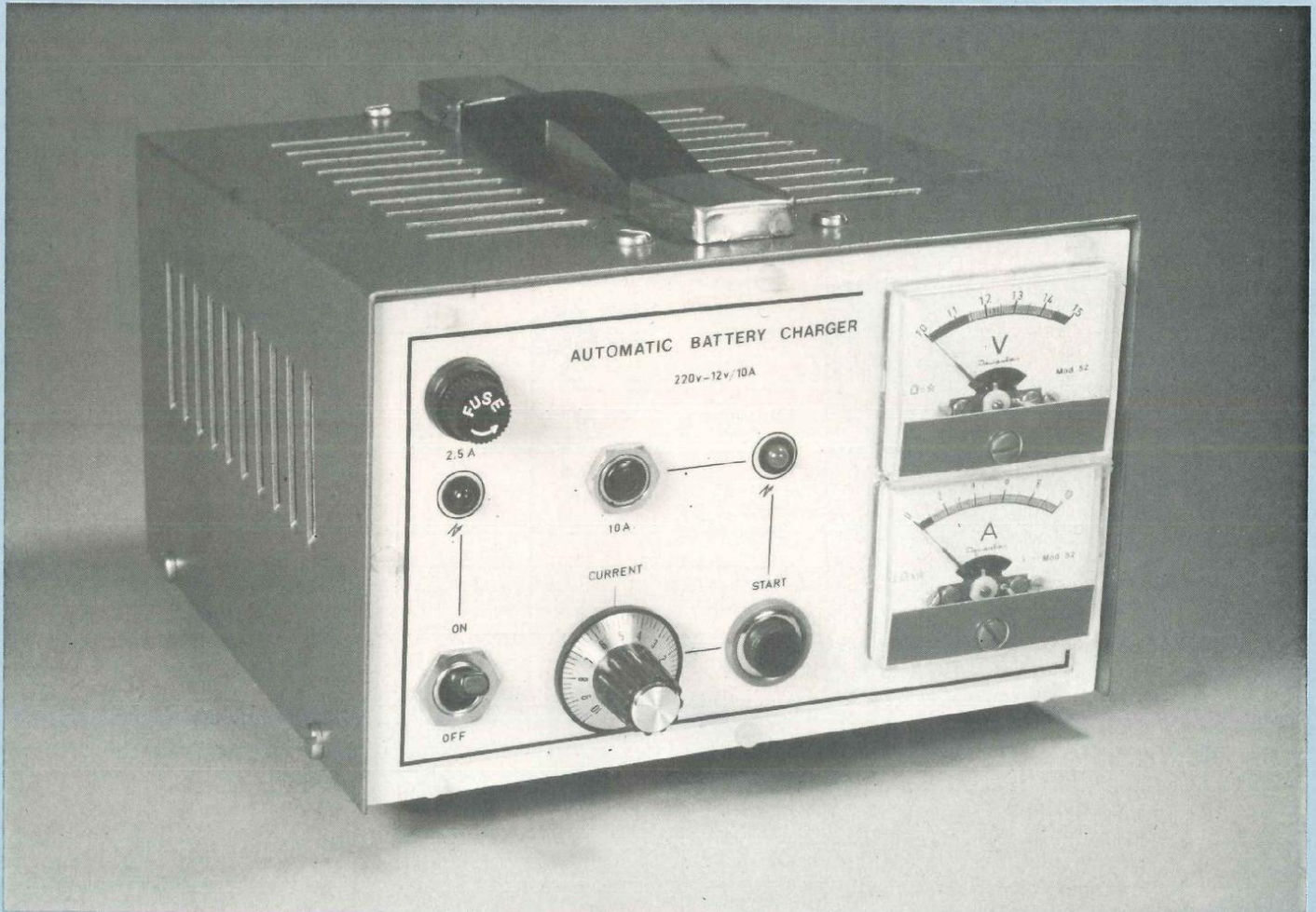


Fig. 4 : Module de présence tension.

# LA BATTERIE EN DANGER



plomb 12 V. L'uniformité de cette tension, le 6 V étant de plus en plus abandonné sur la majorité des véhicules et le 24 V n'intéressant que les transports en commun et autres poids lourds, ceci était donc un bon point d'acquis. Restait le problème de la capacité. Une petite étude de marché nous a permis de relever dans ce domaine des valeurs fort différentes. Qu'on en juge un peu avec le tableau ci-après. Au vu de celui-ci, et comme chaque lecteur sait bien évidemment qu'il faut généralement charger une batterie avec un courant équivalent au 1/10<sup>e</sup> de sa capacité, il s'avère que pour répondre à la quasi-totalité de ces différentes batteries de démarrage, notre chargeur aurait dû avoir un commutateur ne possédant pas moins de 28

positions différentes, le transformateur de multiples enroulements et prises secondaires, quant au cas de résistances de réglages il est inutile d'en parler, le courant, toujours eu égard à ce tableau, devant être réglé précisément de 1,8 A minimum à 12,5 A maximum.

Restait la solution électronique : fabriquer une monstrueuse alimentation variable, ce qui résolvait le problème du réglage continu de la variation de courant, mais malheureusement nullement celui de la dissipation d'énergie par effet joule. Un calcul simple permet de se rendre compte facilement de la puissance mise en jeu par ce procédé. Admettons qu'il nous faille recharger une batterie de 105 AH avec un système de régulation possédant une

résistance dynamique de 0,5  $\Omega$ .

## Calcul de la puissance dissipée par le ballast

$$P_d = R_d \times I_c^2$$

avec  $P_d$  : puissance dissipée en watts ;  $R_d$  : résistance dynamique de l'ensemble de régulation ;  $I_c$  : courant de charge.

d'où  $P_d = 0,5 \times 10^2$

$$P_d = 0,5 \times 100 = 50 \text{ W.}$$

Inutile de dire que nous avons abandonné aussi cette solution au profit d'une autre qui nous a semblé bien meilleure.

## La solution adoptée

Tout d'abord, considérons quelques équations du transformateur. On supposera par hypothèse simplificatrice,

les fuites magnétiques nulles et les résistances des enroulements négligeables. Puisque les fuites sont nulles, à chaque instant un même flux  $\varphi$  traverse chacune des spires primaires et secondaires, ce qui nous permet d'écrire :

– Flux total à travers l'enroulement primaire  $\rightarrow N_1\varphi$ .

– Flux total à travers l'enroulement secondaire  $\rightarrow N_2\varphi$ .

Les expressions des f.e.m. induites correspondantes sont donc :

$$e_1 = -N_1 \frac{d\varphi}{dt} \text{ et } e_2 = -N_2 \frac{d\varphi}{dt}$$

Nous pouvons effectuer le quotient des f.e.m.

$$\frac{e_2}{e_1} = \frac{-N_2 \frac{d\varphi}{dt}}{-N_1 \frac{d\varphi}{dt}} = \frac{N_2}{N_1} = n$$

$n$  est appelé le rapport de transformation du transformateur. Il est égal au rapport du nombre de spires secondaires et primaires.

Puisque nous avons négligé les fuites et les résistances, nous avons négligé les deux causes de chutes de tension dans les enroulements et ce, quelle que soit la charge. Ce transformateur parfait pour les tensions, les chutes de tension étant toujours nulles, nous permet d'écrire :

$$u_1 + e_1 = 0 \text{ et } u_2 - e_2 = 0$$

$u_1$  et  $u_2$  étant respectivement les valeurs instantanées des tensions primaires et secondaires. Nous en déduisons :

$$u_1 = -e_1 \text{ et } u_2 = e_2$$

pour les valeurs instantanées, et

$$U_1 = E_1 \text{ et } U_2 = E_2$$

pour les valeurs efficaces.

Comme précédemment, nous pouvons effectuer la relation entre les tensions :

$$\frac{u_2}{u_1} = \frac{e_2}{-e_1} = -n$$

Avec l'orientation choisie pour l'établissement des équations, à chaque instant, les tensions primaires et

Batteries de démarrage 12 V					
Marque	Capacité	Marque	Capacité	Marque	Capacité
A.ME	66 AH	Tudor	55 AH	Steco	18 AH
Prestolite	60 AH		65 AH		30 AH
			70 AH		32 AH
Sonnen-schein	44 AH		80 AH		33 AH
			95 AH		35 AH
Master	95 AH		96 AH		36 AH
	105 AH		105 AH		38 AH
		Freedom	41 AH		40 AH
Ducelior	40 AH		50 AH		44 AH
	45 AH		61 AH		45 AH
	50 AH		72 AH		50 AH
	55 AH		125 AH		55 AH
					64 AH
					65 AH
					70 AH
					80 AH
					85 AH
					88 AH
					95 AH
					96 AH
					100 AH

secondaires sont en opposition de phase, et le rapport ci-dessus est vrai, en valeur absolue, pour les valeurs efficaces. Nous obtenons donc :

$$n = \frac{U_2}{U_1} = \frac{N_2}{N_1}$$

Le rapport de transformation  $n$  est indépendant de la charge, égal au quotient des tensions secondaires et primaires et au rapport des nombres de spires. De même, nous pourrions démontrer qu'il est égal et inversement proportionnel au rapport des courants primaires et secondaires. Pour notre application, nous utiliserons uniquement les équations de courant et de tension :

$$n = \frac{U_2}{U_1} = \frac{I_1}{I_2}$$

Après ce bref rappel sur le transformateur parfait, appliquons les formules ci-dessus au cas de notre chargeur de batterie.

Soient :  $U_1$  : tension efficace au primaire du transformateur ;  $U_2$  : tension efficace au secondaire ;  $I_1$  : courant efficace primaire ;  $I_2$  : courant efficace

au secondaire du transformateur ; avec :  $U_1 = 220 \text{ V} \sim$  nominal ;  $U_2 = 20 \text{ V} \sim$  ;  $I_1 = ?$  ;  $I_2 = 10 \text{ A}$  moyen soit  $11,17 \text{ A}$  efficaces.

**Détermination du rapport de transformation**

$$n = \frac{U_2}{U_1} = \frac{20}{220} = 0,091$$

**Calcul du courant primaire maximal pour  $I_{\text{max}}$  secondaire**

$$n = \frac{I_1}{I_2} \rightarrow I_1 = n \cdot I_2$$

$$I_1 = 0,091 \times 11,17 = 1,016 \text{ A eff}$$

Nous voyons donc que pour un courant variable de 0 à 11 A eff au secondaire de notre transformateur d'alimentation, celui-ci ne va varier que de 0 à 1 A efficace au primaire. Il apparaît donc avantageux de produire cette variation sur le primaire, eu égard à une dissipation (dix fois)<sup>2</sup> moins importante qu'au secondaire. Seulement, étant directement sur le secteur, et par surcroît en alternatif, il devenait hors de question d'utiliser un régulateur à transistors de puissance. La difficulté a été contournée aisément en utilisant

# LA BATTERIE EN DANGER

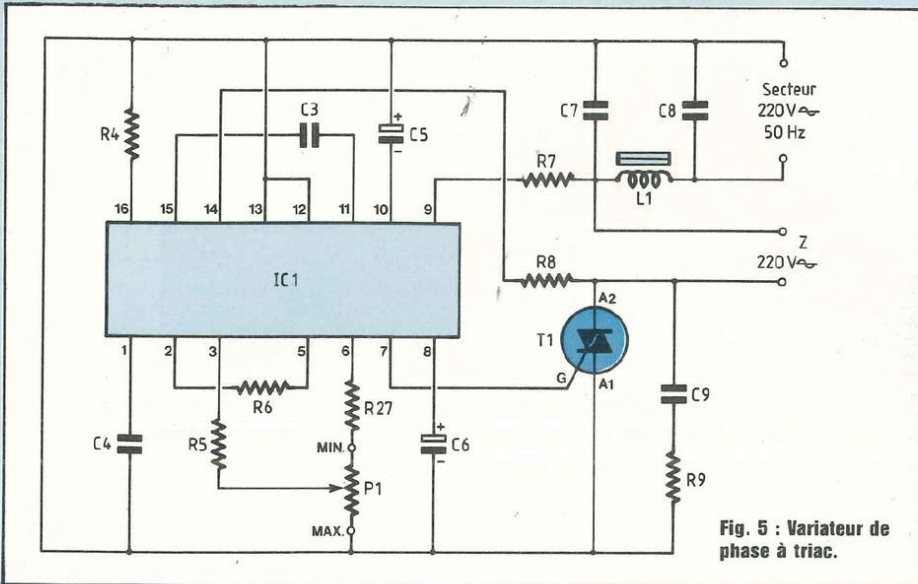


Fig. 5 : Variateur de phase à triac.

un montage variateur de phase à triac, se prêtant fort bien aux applications secteur. La solution retenue, moderne au demeurant, étant d'utiliser un circuit intégré de commande spécifique pour ce genre de réalisation. Il s'agit là du L120AB de S.G.S.-ATES.

## Le montage de la figure 5

Grâce à la haute intégration du circuit intégré, le nombre de composants utilisés reste des plus réduits. L'alimentation de IC1 se fait au moyen de la résistance bobinée R7. Le courant maximum admissible étant de 60 mA, on choisira un courant inférieur compris entre 20 mA et 30 mA. Dès lors, il est relativement aisé de déterminer les caractéristiques de la résistance d'alimentation R7.

$$\text{soit } R7 \text{ min} = \frac{220 - 12}{30 \cdot 10^{-3}} = \frac{208 \cdot 10^3}{30} = 6933 \Omega$$

dissipation

$$P = U \cdot I = 208 \times 30 \cdot 10^{-3} = 6,24 \text{ W}$$

$$R7_{\text{max}} = \frac{U_{\sim} - U_A}{I_{\text{max}}} = \frac{220 - 12}{20 \cdot 10^{-3}} = \frac{208 \cdot 10^3}{20} = 10400 \Omega$$

dissipation

$$P = 208 \times 20 \cdot 10^{-3} = 4,16 \text{ W}$$

Pour notre montage, nous avons choisi

une consommation minimale alliée à un échauffement le plus faible possible en prenant  $R7 = 10 \text{ k}\Omega / 10 \text{ W}$ . La charge, primaire du transformateur, symbolisé par  $Z_{220 \text{ V}}$  est connectée entre l'anode 2 de T1 et le fil de phase secteur, ceci par l'intermédiaire d'une cellule d'anti-parasitage constituée de la self torique L1 et des condensateurs C7 et C8 de tension de service 600 V.

## La self L1

Réalisée sur un tore ferrite de  $\varnothing 20 \text{ mm}$ , elle comporte 50 spires jointives de fil de cuivre émaillé de 8/10<sup>e</sup> de section. Le tout sera ensuite verni pour la tenue des spires.

Les condensateurs électrochimiques de forte valeur, respectivement branchés aux pattes 8 et 10 de IC1 découplent les alimentations +12 V et -12 V. Le neutre secteur est connecté aux broches 12 et 13 du L120. Le potentiomètre P1 de 22 k $\Omega$ , modèle linéaire ajuste l'instant de déclenchement du triac T1. C'est lui qui nous servira donc à régler notre intensité de charge secondaire, image du courant primaire. La résistance R27 sert de butée de façon à commencer le réglage aussi proche que possible du zéro de courant. Enfin, la résistance R8 de 100 k $\Omega$  reliant la patte 14 de IC1 à l'anode 2 du triac, permet la détec-

tion du passage à zéro du courant dans la charge. Les autres composants n'appellent pas de commentaires particuliers sur ce schéma, faisant partie intégrante du fonctionnement de IC1 que nous allons étudier maintenant.

## Le L120AB de S.G.S.-ATES

L'organigramme complet de ce circuit est donné à la figure 6. Il s'agit d'un circuit DIL en version 16 broches. Il peut être alimenté par l'intermédiaire d'une résistance chutrice directement sur le secteur 220 V ~ /50 Hz ou 60 Hz. A haute intégration, il n'en comporte pas moins de 11 fonctions différentes et sur le schéma de la figure, 7 nous avons matérialisé ses fonctions principales par un synoptique de fonctionnement. Afférent à ce schéma contenant les fonctions suivantes :

- Contrôle de phase
- Générateur de rampe
- Sortie protégée en courant
- Suppression de pics et surtensions
- Amplificateur opérationnel
- Alimentations stabilisées
- Détection au passage 0 de la tension et du courant.

Nous remarquons de plus un générateur de courant constant qui charge un condensateur extérieur au circuit. A l'aide de l'amplificateur A commandé par le circuit de détection de zéro, C est déchargé à la fin de chaque alternance secteur. Dès lors, un comparateur de tension dont l'entrée inverseuse est portée à un potentiel continu variable par P voit son entrée non inverseuse reliée à C. Il est clair que lorsque la tension appliquée par le potentiomètre P sur l'entrée inverseuse devient inférieure à la tension appliquée par C sur l'entrée non inverseuse, le comparateur délivre à sa sortie une ou plusieurs impulsions positives calibrées. Ces impulsions sont alors acheminées vers un circuit de commande en sortie et il y a conservation du signe des impulsions positives, celles négatives étant par ailleurs inversées. En sortie de la logique de sortie, on récupère donc un train d'impulsions positives qui sont envoyées vers la gachette du triac.

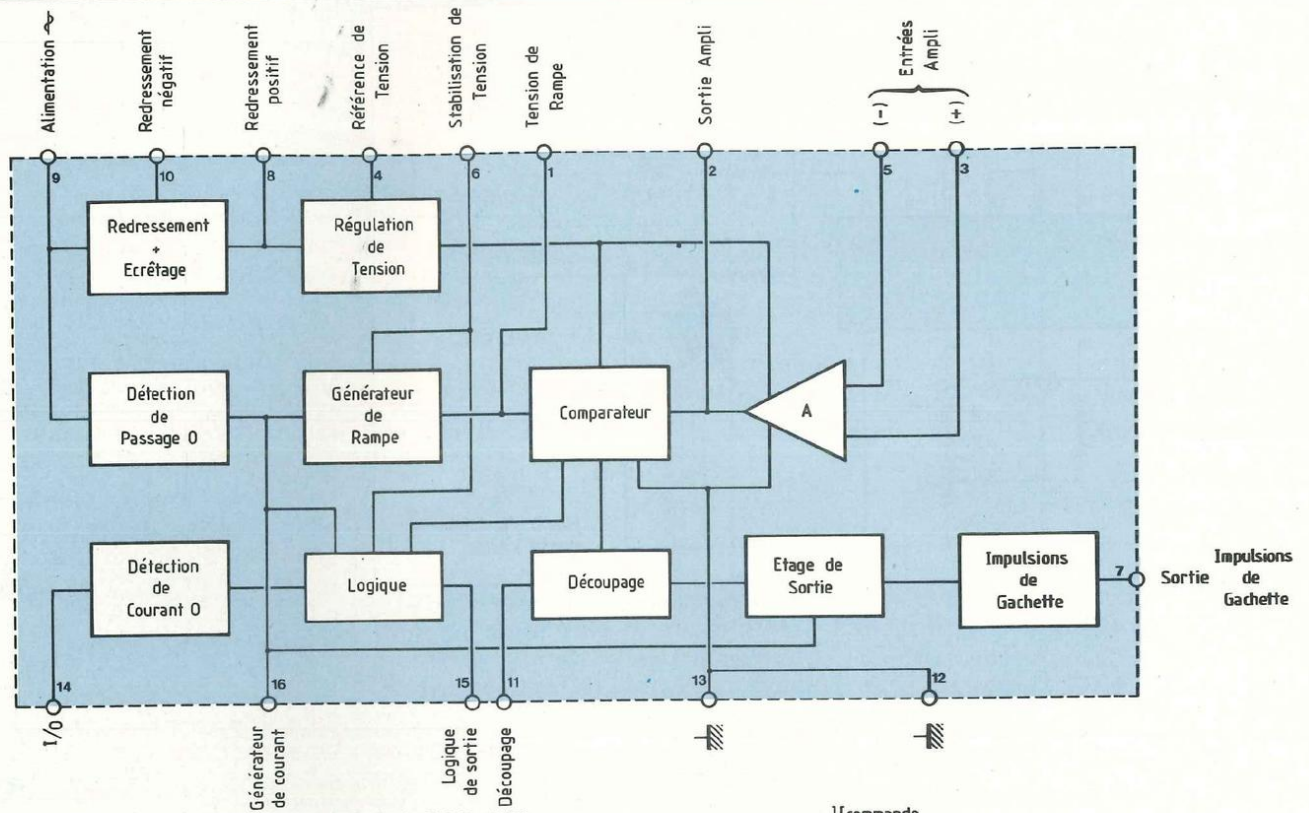


Fig. 6 : Organigramme complet du L 120 AB de S.G.S.-ATES.

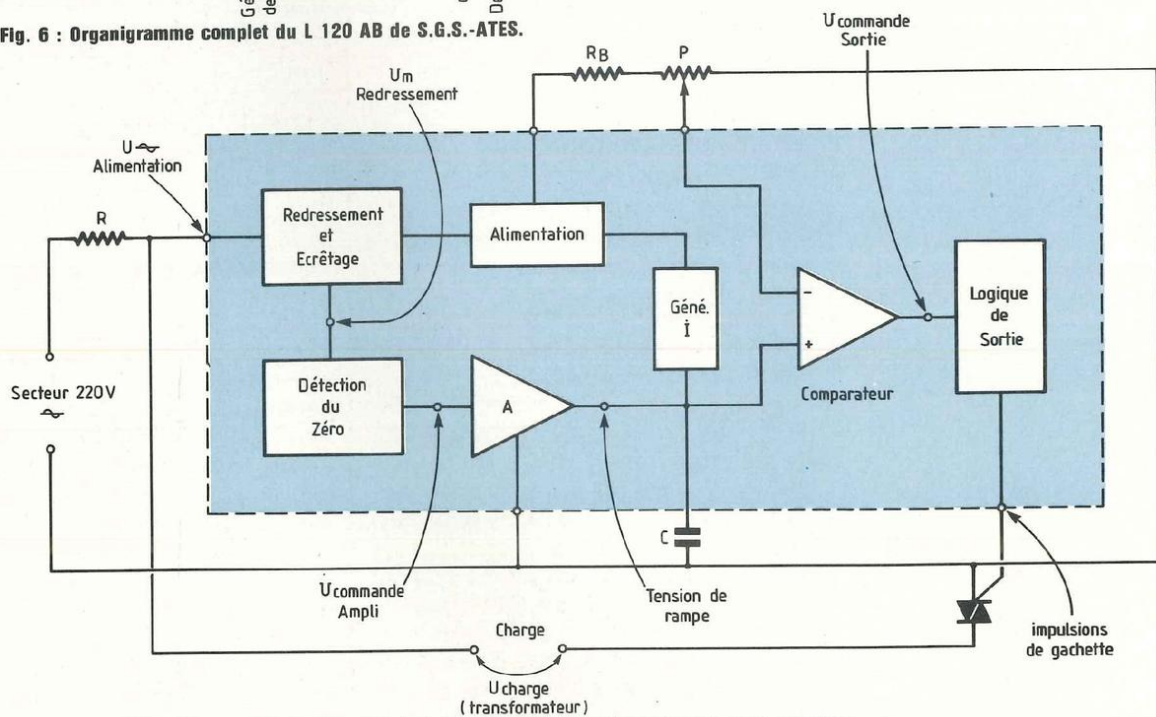


Fig. 7 : Synoptique de fonctionnement du L 120 AB matérialisant ses fonctions principales.



# LA BATTERIE EN DANGER

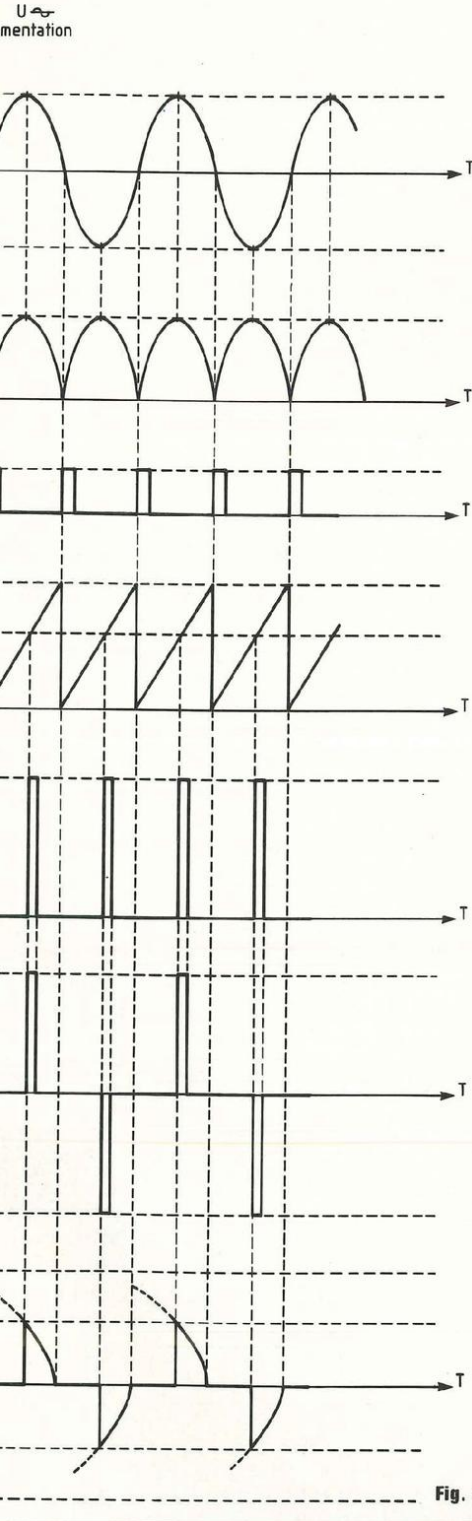


Fig. 8

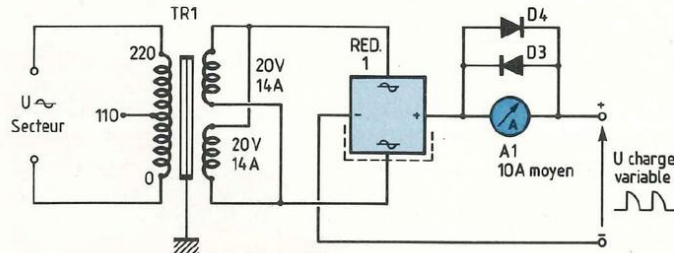


Fig. 9 : Circuit de charge et mesure du courant.

Nous voyons donc que le rôle du potentiomètre P est d'introduire un retard à l'amorçage du triac.

### En résumé

La tension de consigne effectuée en agissant sur P est appliquée à une entrée d'un comparateur, l'autre entrée recevant le signal issu d'un générateur de rampe, la sortie comparateur commandant ensuite une unité logique fournissant le signal de commande du triac, le réglage de P déterminant l'angle de conduction de celui-ci. A la figure 8, nous donnons les différents graphes de fonctionnement relevés en divers points du circuit.

## CIRCUIT DE CHARGE ET MESURE DU COURANT

On le trouve à la figure 9. Le circuit de charge comportant transformateur et pont redresseur est classique à tout chargeur de batterie. On veillera cependant à utiliser un transformateur d'excellente qualité et un pont redresseur de puissance pouvant être refroidi par convection à l'aide du boîtier métallique du chargeur lui-même. En sortie de ce pont redresseur se trouve connecté en série un ampèremètre à bobine servant à la mesure du courant de charge. A cet effet, il s'agit de fournir à nos lecteurs quelques petites précisions. En tout état de cause, par l'utilisation d'un système de réglage par variateur à déphasage, le courant au secondaire du transformateur n'est sinusoïdal en totalité que pour un retard nul, c'est-à-dire la tension étant appliquée au primaire du transformateur. A l'inverse, pour un retard avoisinant  $\frac{T}{2}$ , la tension aux bornes du primaire est quasiment

nulle, matérialisée seulement par de brefs pics de tension. Naturellement on retrouve la même forme au secondaire, dans le rapport de transformation bien entendu. Pour contourner la difficulté et moyennant une légère erreur, nous avons utilisé un ampèremètre à cache mobile précédé de notre pont redresseur. Le courant qui traverse l'instrument de mesure est proportionnel à la valeur véritable du signal de mesure puisque la tension qui lui est appliquée subit une intégration, en raison des propriétés mécaniques de l'appareil et nous avons donc l'affichage de la valeur moyenne. Donc, une certaine imprécision en début d'échelle. Quant à la fin d'échelle, lorsque le courant lu de 10 A moyen est atteint, la relation liant ce courant à la valeur efficace est donnée par la formule :

$$I_{\text{eff}} = \frac{\pi \cdot U_{\text{moy}}}{2\sqrt{2}}$$

Ce qui nous permet d'en déduire la valeur efficace maximale vue précédemment :

$$I_{\text{eff}} = \frac{10\pi}{2\sqrt{2}} = \frac{5\pi\sqrt{2}}{2} = 11,16 \text{ A eff}$$

La formule permettant la détermination du courant moyen lorsqu'on a découpage de phase, doit évidemment tenir compte de l'angle de décalage de phase et l'on a :

$$I_{\text{moy}} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} \times \frac{I_{\text{max}}}{\pi} (\cos\varphi + 1)$$

En simplifiant et en remplaçant  $I_{\text{max}}$  par sa valeur efficace :

$$I_{\text{max}} = I_{\text{eff}} \sqrt{2}$$

$$I_{\text{moy}} = \frac{I_{\text{max}}}{2\sqrt{2}} (\cos\varphi + 1)$$

$$= \frac{I_{\text{eff}} \sqrt{2}}{2\sqrt{2}} (\cos\varphi + 1)$$

d'où :

$$I_{\text{moy}} = \frac{I_{\text{eff}}}{2} (\cos\varphi + 1)$$

La mesure du courant efficace est plus complexe et donnée par la relation :

$$I_{\text{eff}} = I_{\text{max}} \sqrt{\frac{1}{2\pi} (\pi - \varphi + \frac{1}{2} \sin 2\varphi)}$$

En fait, on retiendra de tout ceci que la mesure du courant de charge moyen subit une variation relativement précise selon la valeur de consigne de P1, mais qu'il conviendra autant que faire se peut de ne pas utiliser la zone rouge 0-1 A de l'appareil de mesure. D'ailleurs, comme nous l'avons vu sur le tableau énumérant les différentes capacités de batteries de démarrage 12 V, nous n'avons pas trouvé d'accumulateurs de 12 V de capacité  $\leq 10$  AH qui auraient nécessité un courant de charge  $\leq 1$  A.

### CIRCUIT DE MESURE TENSION A DILATATION D'ECHELLE

Nous avons mentionné au début de cet article que ce chargeur sortait délibérément des sentiers battus, le circuit de réglage de courant par variateur à déphasage en étant un exemple précis. Un autre exemple et pas des moindres est l'adjonction pour la mesure de la tension batterie de ce circuit de mesure à échelle dilatée.

#### Le but de la dilatation d'échelle

En fait, le fonctionnement d'un accumulateur 12 V en cycle charge et décharge nous donne la raison même de cette solution adoptée.

Considérons dans un premier temps la charge d'un élément, notre batterie étant connectée, de six éléments en série de façon à atteindre la tension nominale de 12 V. Pendant la charge, la tension aux bornes de cet élément va monter de 2 V à 2,2 V pour atteindre 2,5 V à 2,7 V lorsque la charge est terminée, générateur toujours connecté

aux bornes. Si on débranche maintenant le générateur de charge, la tension aux bornes de l'élément chute aux environs de 2,1 V à 2,2 V. De tout ce qui précède, nous pouvons tracer un tableau des différentes valeurs de tension que va prendre notre accumulateur 12 V en charge.

Batterie 12 V nominale en charge	
Etat	Tension aux bornes
Nominal	12 V
Charge	12 V à 13,2 V
Charge terminée	14,4 V à 15,2 V
Charge terminée chargeur débranché	12,6 V à 13,2 V

A l'inverse et toujours en partant d'un élément au plomb de 2 V nominal, pendant la décharge, la tension va baisser doucement pour atteindre 1,9 V et on considérera que 1,8 V est le seuil minimal de notre élément en-deçà duquel la décharge ne devra pas être prolongée. De ces quelques valeurs, traçons aussi un rapide tableau des valeurs de tension que va prendre notre batterie pendant la décharge.

Batterie 12 V nominal - Décharge	
Etat	Tension aux bornes
Nominal	12 V
Décharge	12 V à 11,4 V
Décharge maximum avant destruction	11,4 V et 10,8 V

Regardons maintenant les valeurs maximales et minimales que va prendre notre accumulateur au cours d'un cycle charge/décharge :

- Maximum : 15,2 V
- Minimum : 10,8 V.

Il est donc clair que toutes mesures de tension situées au-delà ou en-deçà de ces deux valeurs ne nous sera absolument d'aucun intérêt. Nous avons donc été amené à étudier un petit voltmètre à faible consommation et d'excellente précision, le début d'échelle marquant 10 V et la fin 15 V.

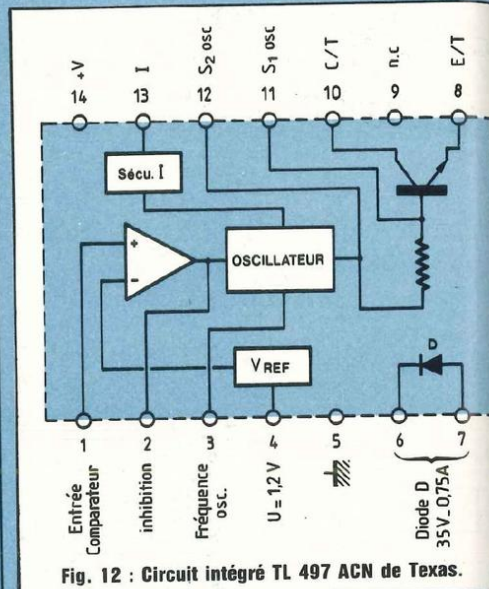


Fig. 12 : Circuit intégré TL 497 ACN de Texas.

### La solution retenue

Elle fait appel à un voltmètre à cadre mobile alliant une consommation infime à une bonne précision, ce qui d'emblée nous fait rejeter tous les appareils du genre ferro-magnétique. La gamme de ce voltmètre est de 5 V continu. En début d'échelle nous avons donc le 0 V et en fin 5 V. Ce choix délibéré nous permettra de remplacer le chiffre 0 V par 10 V et le 5 V par le nombre 15. De cette façon, pour la modification des valeurs du cadran de mesure il n'y aura que le chiffre 1 à ajouter devant chaque graduation numérotée. On ne pouvait trouver plus simple !

#### Le circuit de mesure

Le schéma synoptique en est donné à la figure 10.

Le principe général de fonctionnement est des plus simple. Il consiste en fait à mesurer avec notre voltmètre à cadre 0-5 V une tension flottante à prise entre deux points, l'un fixe et référencé, l'autre variable. Le point fixe est stabilisé et réglé très exactement à +10 V. Quant au point variable, il s'agit naturellement de la tension de notre batterie qui va osciller comme nous l'avons vu entre +10 V et +15 V.

Il est alors évident que lorsque le voltmètre aura +10 V sur chaque borne il

# LA BATTERIE EN DANGER

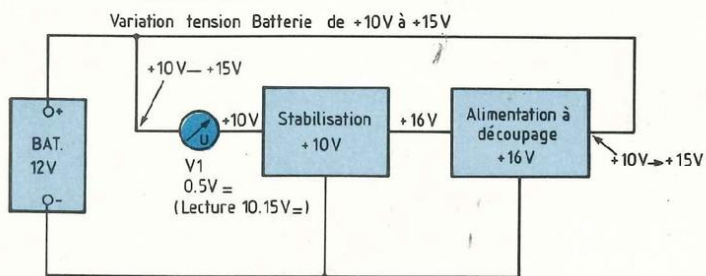


Fig. 10 : Le circuit de mesure, schéma synoptique.

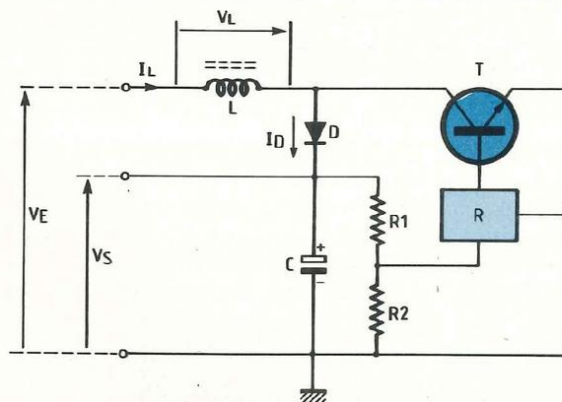


Fig. 11 : Synoptique de principe de l'alimentation à découpage.

indiquera 0 V, à l'inverse lorsque l'accumulateur atteindra 15 V, le voltmètre indiquera 15 V - 10 V soit exactement 5 V. La modification des valeurs du cadran ayant été réalisée conformément à ce qui a été mentionné précédemment, il est clair qu'une tension de + 10 V batterie marquera le début d'échelle et une tension de + 15 V la fin. Les valeurs intermédiaires étant aussi précises, il s'ensuit que la résolution de notre voltmètre à dilatation d'échelle est de  $1/10^e$  V. Pour ce faire, il nous fallait réaliser une alimentation élévatrice suivie d'une stabilisation de tension de + 10 V.

## Le but de l'alimentation élévatrice et de la stabilisation suivieuse

Notre tension batterie pouvant varier dans son cycle charge/décharge de 10 V à 15 V, nous aurons à tout moment :

$$10 \text{ V} \leq U_b \leq 15 \text{ V}$$

La première condition de variation d'un des points de notre voltmètre étant acquise, il nous faut maintenant une tension stabilisée de + 10 V sur l'autre point, donc deuxième condition :

$$U_{\text{stab}} = 10 \text{ V avec } 10 \text{ V} \leq U_b \leq 15 \text{ V}$$

La solution la plus simple étant d'utiliser une stabilisation par diodes zéners.

Nous pouvions donc utiliser une diode zéner de  $V_z$  typique = 10 V mais au vu des dispersions de caractéristiques d'un modèle à l'autre, les valeurs minimales et maximales de la tension régulée oscillant entre 9,4 V et 10,6 V pour

un courant  $I_z$  de 5 mA. Or, il nous fallait une tension absolument stable et précise de + 10 V. La difficulté a donc été tournée en employant une zéner fixe de 5,1 V en série avec une zéner variable de 5 V. Pour ce dernier composant, nous avons utilisé un modèle en boîtier TO92 de chez National Semiconductor. De cette façon, nous obtenons donc sur une des bornes du voltmètre une tension stabilisée qu'on pourra ajuster très précisément à + 10 V et sur l'autre la variation de tension batterie. L'étude n'était pas encore terminée, il fallait de surcroît que le montage de deux zéners soit correctement alimenté. Or, il était quasiment impossible d'obtenir une tension stabilisée de + 10 V à partir de la tension minimale de batterie qui, comme nous l'avons vu pouvait atteindre + 10 V elle aussi. Nous avons donc été amené à élaborer une petite alimentation à découpage élévatrice de tension fonctionnant à coup sûr sur toute la plage de variation de la tension batterie et délivrant en sortie une tension régulée de + 16 V nous faisant fonctionner dans d'excellentes conditions notre stabilisation 10 V à zéners.

## L'alimentation à découpage

A la figure 11, nous donnons le synoptique de principe d'un tel circuit. Le transistor T commandé par le régulateur R travaille exclusivement en régime bloqué-saturé. Lorsqu'il est saturé, l'inductance L d'une centaine de  $\mu\text{H}$  est soumise à une tension :

$$V_L = V_E - V_S - V_{\text{CE SAT.}}$$

La résistance en continu de la bobine étant négligeable, il s'ensuit une augmentation du courant traversant jusqu'à une valeur maximum. Lorsque maintenant T se bloque, le courant  $I_L$  dans l'inductance ne peut s'annuler immédiatement et transite par la diode D. Le condensateur C permet le filtrage de la tension de sortie, un pont diviseur constitué des deux résistances R1 et R2 sert à fixer la valeur de celle-ci. En faisant varier le facteur de forme du signal de découpage et en gardant le temps de conduction du transistor T constant, le circuit régulateur R maintient  $V_S$  à une valeur constante. La fréquence de découpage d'un tel circuit peut être élevée, elle est généralement comprise entre quelques dizaines et quelques centaines de kHz. A la figure 12 est représenté le synoptique de fonctionnement du circuit intégré utilisé pour cette réalisation. Il s'agit du TL497 ACN de chez Texas-Instruments qui regroupe dans une boîtier DIL à 14 broches pratiquement tous les composants nécessaires à l'élaboration de notre alimentation élévatrice de tension. Nous trouvons :

- un oscillateur à fréquence variable
- une sécurité en courant qui bloque l'oscillateur si le courant dans T dépasse une valeur limite
- le transistor T de puissance
- la diode D de récupération
- un comparateur de tension à entrée référencée
- une référence de tension.

# LA BATTERIE EN DANGER

Il résulte de cette énumération que le nombre de composants externes nécessaires pour notre circuit va être des plus réduits :

- la self L
- la résistance de limitation de courant
- les deux résistances du pont diviseur déterminant la tension de sortie
- le condensateur de filtrage de sortie
- et enfin, le condensateur de l'oscillateur à fréquence variable fixant la fréquence de découpage de l'alimentation.

## Le schéma complet

Représenté à la figure 13, nous trouvons d'une part l'alimentation à découpage, d'autre part la stabilisation 10 V. La résistance R15 de limitation de courant dans le transistor T de IC3 est déterminée de la façon suivante :

$$R15 = \frac{U_{disj.}}{I_{disj.}}$$

avec  $U_{disj.} \approx 0,7 \text{ V}$ ,  $I_{disj.}$  choisi à 70 mA, d'où

$$R15 = \frac{0,7}{70 \cdot 10^{-3}} = 10 \Omega$$

De même, ayant fixé la tension de sortie de l'alimentation à 16 V, nous pouvons déterminer la valeur de R13 du pont diviseur, sachant que pour R16, la valeur intrinsèque donnée par le constructeur du TL 497 est de 1,2 kΩ. On a :

$$V_s = R + 1,2 \quad (\text{k}\Omega)$$

d'où :

$$R13 = V_s - 1,2 \Rightarrow R13 = 16 - 1,2 = 14,8 \text{ k}\Omega$$

On choisira bien évidemment une résistance de valeur normalisée 15 kΩ, la tension  $V_s$  étant à ce moment de +16,2 V.

La valeur de C10 fixée arbitrairement à 100 μF a été retenue de façon, d'une part à obtenir un filtrage compatible avec notre montage et d'autre part à éviter que par une valeur trop élevée conservant plus longtemps son énergie, celle-ci ne vienne bloquer l'aiguille de V1 en-deçà de 10 V pour le cas où le circuit de batterie serait inopinément débranché en cours d'uti-

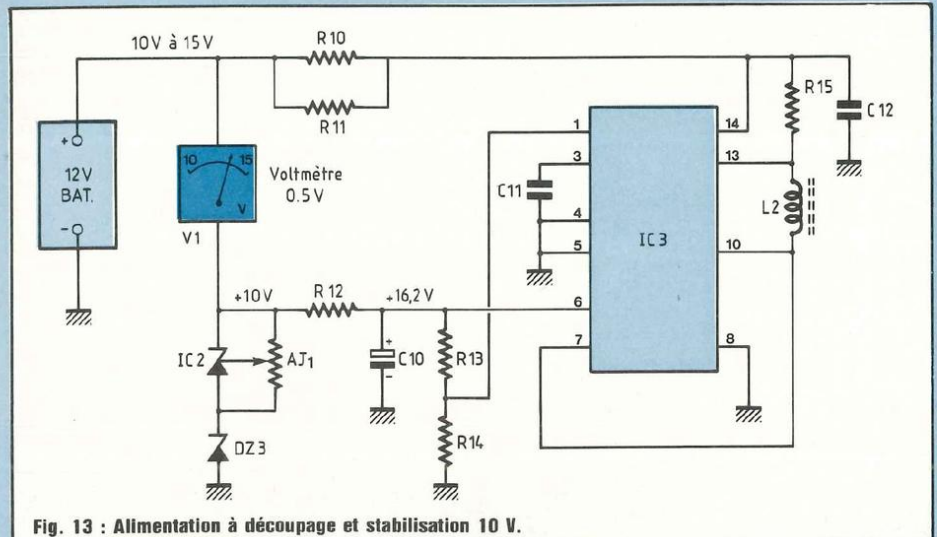


Fig. 13 : Alimentation à découpage et stabilisation 10 V.

lisation. En effet, à ce moment le voltmètre est connecté entre  $U_B = 0 \text{ V}$  et  $U_C = 16 \text{ V}$  et la décharge de C10 entraîne une lecture négative  $< 10 \text{ V}$  de V1. La résistance R12 alimente notre ensemble de stabilisation, quant à la mise en parallèle des deux résistances bobinées R10 et R11, leur but est uniquement de faire en sorte que la tension d'alimentation de IC3 soit toujours d'au moins 10 % inférieure à la tension de sortie. N'oublions pas en effet que pour un bon fonctionnement de ce circuit monté en élévateur, la tension d'entrée doit bien sûr être plus faible que celle de sortie. Grâce à R10//R11 pour  $10 \text{ V} \leq U_B \leq 15 \text{ V}$  la tension sur la broche 14 de IC3 s'échelonne entre 9 et 13,5 V. Pour une tension  $U_B$  minimale de 10 V la consommation du voltmètre à dilata-tion d'échelle est de 60 mA et atteint 98 mA pour  $U_B = 15 \text{ V}$ . Pour les lec-teurs intéressés, nous donnons ci-contre les caractéristiques maximales admissibles et les conditions optima-

les d'emploi du circuit intégré TL 497 CN. Rappelons en outre que ce petit circuit peut fonctionner en alimentation négative ou montage abaisseur de tension dans des rapports très variables et, en ce qui nous concerne, en alimentation à découpage élévatrice de tension, que le rendement d'une telle réalisation atteint 75 % ce qui, n'en doutons pas, est excellent.

TL 497 CN Texas Instruments	
Valeurs maximales admissibles	Conditions optim. d'emploi
$U_E = 15 \text{ V}$	$U_E = 4,5 \text{ V à } 12 \text{ V}$
$U_S = 35 \text{ V}$	$U_S$ élévateur = 2 V à 30 V
$e_{(\text{inhibition})} = 5 \text{ V}$	abaisseur = 1,2 V à -1 V
$e_{(+)} = 5 \text{ V}$	négative = -1,2 V à -25 V
$I_{\text{max}} = 750 \text{ mA}$	
$P_{\text{max}} = 1 \text{ W à } 25^\circ \text{ C}$	

à suivre

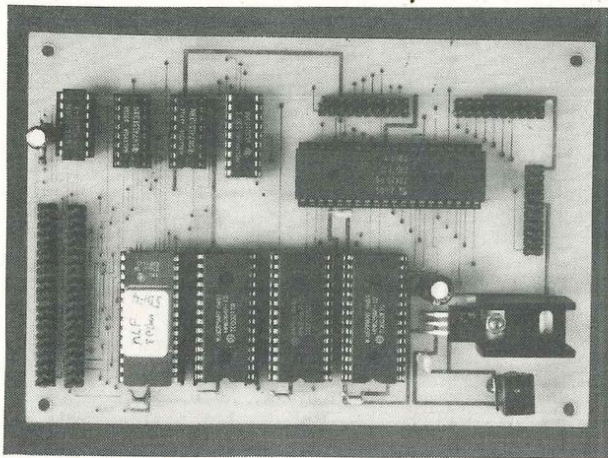
C. de Linange

**Vous avez réalisé des montages personnels que vous aimeriez publier, n'hésitez pas à nous joindre, un coup de fil au 46.07.01.97 ou quelques lignes aux Editions Fréquences 1, bd Ney, 75018 Paris**

# CARTE

# MULTI-FONCTION

# M.L.F.



- Circuit imprimé nu . . . . . 180 F TTC  
+ 10 F de port
- La carte en kit (une EPROM 2764  
et une RAM 6264) . . . . . 690 F TTC
- Une RAM (8 Ko) supplémentaire  
Prix unitaire . . . . . 140 F TTC
- La carte montée et testée  
MLF 1 + . . . . . 995 F TTC

**ZMC : B.P. 9 - 60580 COYE-LA-FORET**

**HEXAGOM** 75018 PARIS 44000 NANTES  
62, rue Leibnitz 3, rue Daubenton  
(1) 46.27.28.84 40.73.13.22

## CONVERTISSEURS STATIQUES

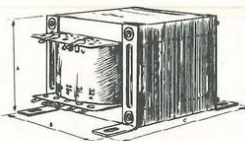
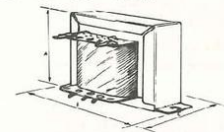
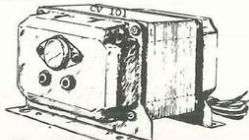
0 alternatifs à partir de batteries, pour faire fonctionner les petits appareils ménagers : radio, chaîne hi-fi, magnétophone, télé portable noir et blanc, et couleur.

101 - 120 W - 12 V C.C./220 V C.A. 302 F  
201 - 250 W - 12 V C.C./220 V C.A. 616 F

## TRANSFOS D'ALIMENTATION

Prégnation classe B. 600 modèles de 2 à 1000 VA.  
Tension primaire : 220 V à partir de 100 VA, 220-240 V.  
Tensions secondaires :

une tension : 6 ou 9 ou 12 - 15 - 18 - 20 - 24 - 28 - 30 - 35 - 45 V,  
deux tensions : 2 x 6 ou 2 x 9 - 12 - 15 - 18 - 20 - 24 - 28 - 30 - 35 - 45 V.  
Présentation : étrier ou équerre



puissance	PRIX		
	une tension	deux tensions	trois tensions
5 VA	42,60	46,50	51,10
8 VA	46,60	50,50	55,20
12 VA	54,35	58,10	64,30
20 VA	66,60	70,50	77,75
40 VA	105,35	110,00	120,85
150 VA	179,70	189,05	216,90

TARIF complet sur demande

## AUTO-TRANSFO REVERSIBLE 110/220 V MONOPHASE

10 VA	79,20 F	500 VA	168,20 F
20 VA	98,90 F	750 VA	227,50 F
40 VA	123,70 F	1000 VA	247,00 F
100 VA	148,40 F	1500 VA	415,40 F

## TRANSFOS DE LIGNE

pour installations Sono, Hi-Fi... réversibles enroulements séparés bobinages sandwich 100 V / 3-16 ohms

100 watts	95,00 F	120 watts	285,00 F
150 watts	136,00 F	250 watts	656,00 F
200 watts	198,00 F	autres modèles sur demande	

## CONDITIONS DE VENTE

Envoi minimum : 50,00 F + port.  
Chèque à la commande ou contre-remboursement.



## SAINT-QUENTIN RADIO

### L'ELECTRONIQUE SUR DE BONS RAILS

Entrez chez Saint Quentin Radio, vous trouverez tous les composants électroniques que vous souhaitez. Saint Quentin Radio a 10 ans d'expérience et une clientèle fidèle (amateurs et professionnels...) alors, en venant nous voir, vous serez sur la bonne voie. Et pour en savoir toujours plus, nous tenons à votre disposition

**NOTRE CATALOGUE 86 : 25 F (port compris)**

**SAINT-QUENTIN  
RADIO**

6, rue de Saint-Quentin  
75010 Paris  
Tél. (1) 46 07 86 39

# LA TENSION HACHEE

Les alimentations à découpage permettent d'obtenir des rendements supérieurs à ceux fournis par une régulation classique.

Cette amélioration de l'efficacité s'accompagne d'une réduction de volume conséquente. Notre choix s'est porté sur un des produits les plus performants du marché, le L 296 de SGS. Ce régulateur polyvalent offre de nombreuses fonctions et protections. De plus, sa mise en œuvre ne requiert que quelques composants externes car le transistor de puissance est déjà incorporé.

**L**e concept du découpage est connu depuis de nombreuses années. Les réalisations industrielles emploient des thyristors capables de supporter des courants supérieurs à 100 A. L'introduction de ce type d'alimentation dans les produits grand public est beaucoup plus récent. La différence des puissances commandées explique ce retard ; les alimentations à découpage devaient travailler à fréquence élevée (50 kHz) pour concurrencer les produits classiques, or la commercialisation massive des transistors de puissance n'a commencé qu'au début des années 70. Le prix de revient des équipements influe évidemment sur ce choix technologique. Aujourd'hui, l'ensemble des fonctions (contrôle et alimentation) peut être intégré sur une seule puce. Le

L 296 de SGS délivre un courant de 4 A. Sa fréquence de commutation atteint 200 kHz.

## LE PRINCIPE

La figure 1 décrit le fonctionnement d'un régulateur à découpage par analogie avec un système hydraulique. Le jeu a pour but d'alimenter un entonnoir de façon à obtenir un filet d'eau continu en sortie. Si la vitesse du mouvement ne varie pas, à l'évidence la quantité d'eau en S dépendra seulement du débit fixé par le robinet. Le réseau L.C. représenté par l'entonnoir devra être calculé afin de retenir une légère quantité d'énergie (eau) en attendant l'impulsion suivante, mais attention toutes les adaptations (self saturée, résistance série des condensateurs...) entraînent une dégradation

du signal de sortie.

Le principal avantage de cette technologie apparaît sur cette représentation. La dissipation thermique des régulateurs à découpage correspond à l'énergie débitée en sortie alors que les systèmes classiques absorbent l'excédent d'énergie.

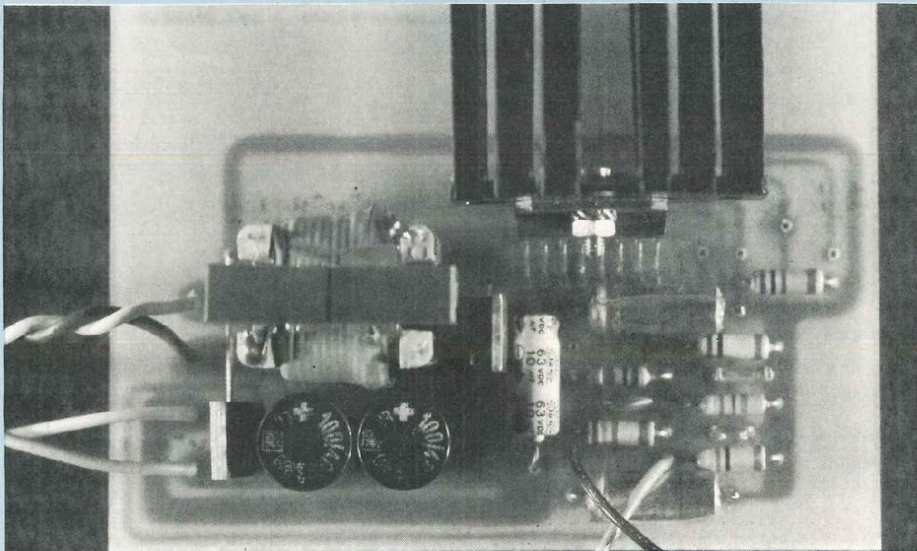
Il existe deux types d'alimentations :  
- dans la première, un transistor hâche une tension élevée obtenue par le redressement du secteur au travers d'un pont de diode. Cette méthode nécessite un transformateur particulier (donc introuvable). Il faudrait bobiner un transfo pour chaque application car les caractéristiques des enroulements secondaires déterminent la tension de sortie ;  
- la seconde solution consiste à réguler la tension aux bornes d'un transfo abaisseur. Il suffit alors d'une simple inductance pour obtenir la ou les sorties souhaitées. Le L 296 appartient à cette seconde catégorie.

## LE L 296

La plupart des circuits de puissance développés par SGS se présentent sous la forme de boîtiers plastiques Multiwatt. Le L 296 ne fait pas exception à cette règle puisque la puce de silicium est protégée par un modèle à 15 broches (figure 2) disposées en dents de scie. La large surface métallique facilite la dissipation des calories. Ce régulateur se contente d'une simple plaque d'aluminium noircie !

## LES FONCTIONS

Les alimentations sont d'abord desti-



# ALIMENTATION A DECOUPAGE n° 3488

REGLAGE DEBIT = CONTROLE LARGEUR IMPULSION

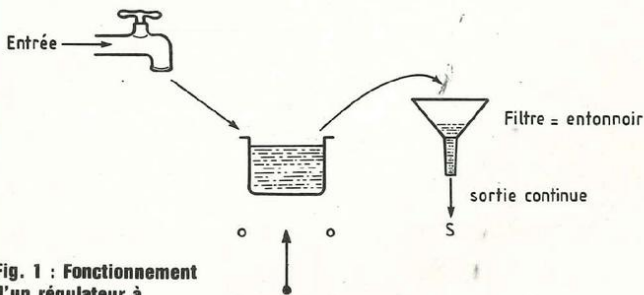
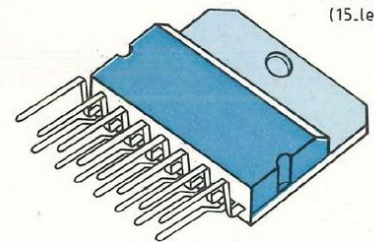
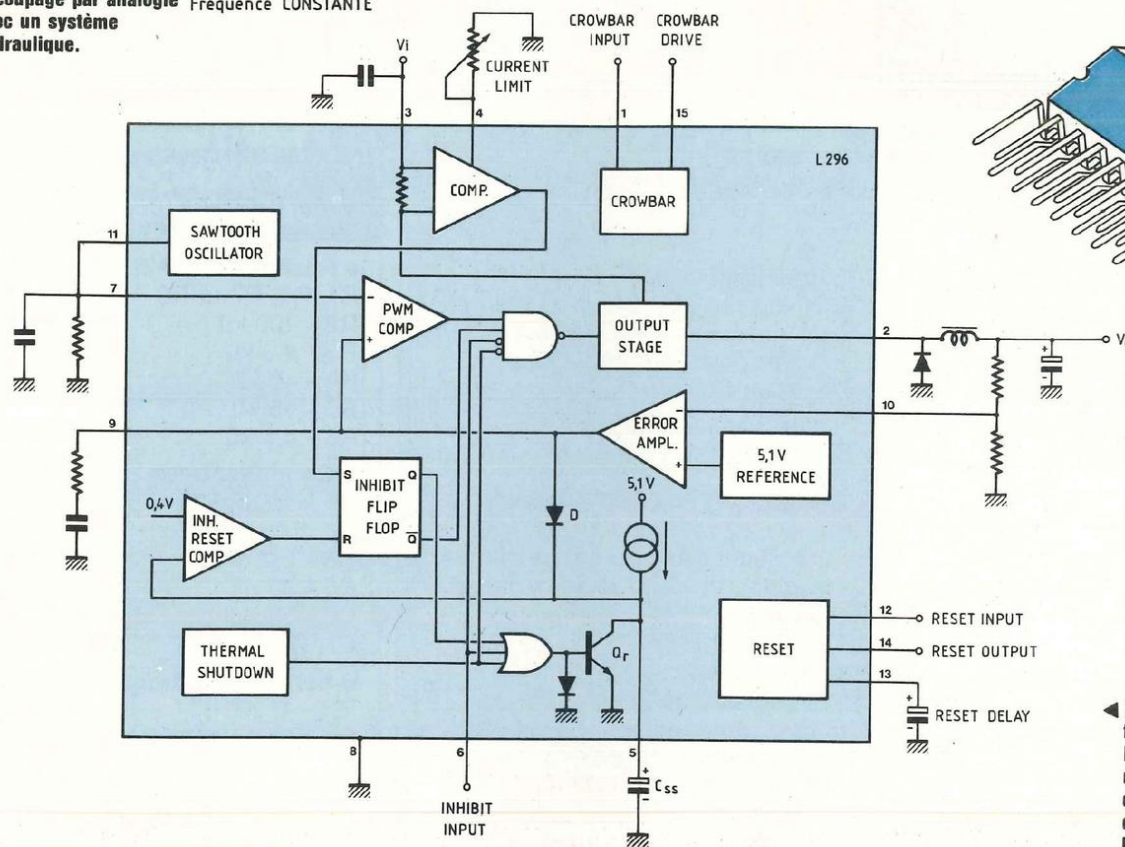
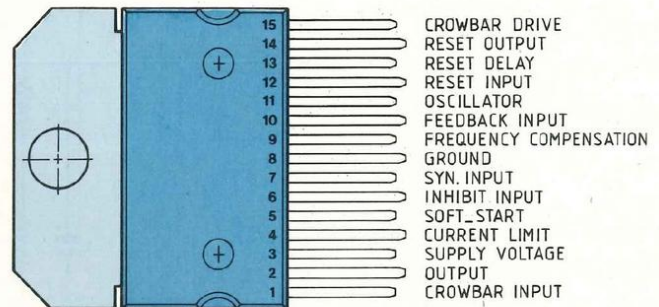


Fig. 1 : Fonctionnement d'un régulateur à découpage par analogie avec un système hydraulique. Fréquence CONSTANTE



Multiwatt (15-lead)

L 296

Fig. 2 : La puce de silicium est encapsulée dans un boîtier Multiwatt à 15 broches.

Fig. 3 : Schéma fonctionnel du L 296. On y reconnaît les différents éléments du circuit hydraulique.

nées à fournir l'énergie indispensable pour faire fonctionner un appareil, mais aujourd'hui d'autres fonctions doivent compléter ce « service de base ». Les circuits logiques constituent la principale application des alimentations à découpage aussi les ingénieurs de SGS ont développé un circuit parfaitement adapté. Il présente les avantages suivants :

- un courant de sortie élevé (4 ampères garantis) ;

- une tension de sortie ajustable par une seule résistance entre 5,1 et 40 V ;
- un circuit de remise à zéro, il anticipe la coupure de tension prévenant ainsi le microprocesseur ;
- Il travaille jusqu'à 200 kHz, ce qui autorise une réduction du volume des composants passifs ;
- une entrée d'inhibition ;
- une entrée/sortie de synchronisation lors d'une utilisation en unités mul-

- tiples ;
- une limitation en courant réglable. Trois dispositifs protègent ce régulateur :
- un circuit de démarrage en douceur ;
- une boucle de surveillance contrôlant un thyristor ;
- une détection thermique provoquant l'isolement du CI en cas de température élevée.

L'intégration de toutes ces fonctions

dans un seul boîtier réduit le nombre des composants. Le L 296 ne requiert qu'une poignée de résistances et condensateurs pour fournir toutes ces prestations.

## L'ORGANISATION INTERNE

Le schéma fonctionnel du L 296 est représenté en figure 3. On peut y reconnaître les différents éléments du circuit hydraulique. L'étage qui contrôle la largeur des impulsions reçoit sur une entrée la fréquence d'horloge (robinet) et sur l'autre le signal modulant issu d'un ampli de différence.

Les étages restant assurent la protection du régulateur : un comparateur mesure la différence de potentiel présente aux bornes d'une résistance puis la compare avec une référence extérieure. Une circuiterie logique interrompt l'étage de sortie en cas de défaut.

Le second comparateur reçoit sur une entrée la référence interne de 5,1 V alors que l'autre se voit appliquer la tension à surveiller via un diviseur résistif. La sortie commande un thyristor.

Les camions et les voitures ne démarrent pas de la même manière ! Un camion nécessite une montée en puissance lente et régulière. Le L 296 dispose d'un circuit de démarrage en douceur afin d'éviter des chocs électriques préjudiciables à l'utilisateur. Une source de courant charge un condensateur extérieur. Cette capacité détermine également le courant moyen de court-circuit puisque le régulateur fonctionne alors en oscillateur triangulaire.

## VARIATION SUR LE L 296

Les futurs concepteurs de l'alimentation à base de L 296 trouveront dans ce paragraphe toutes les informations utiles pour le calcul et la sélection des composants : le classement suit l'ordre croissant des broches ;

1. Commande du thyristor : dès que cette entrée dépasse 6 V le thyristor est activé. Il existe deux possibilités de branchement, soit au travers d'un diviseur sur l'arrivée alimentation, soit relié à la broche 10. Entrée à connecter à la

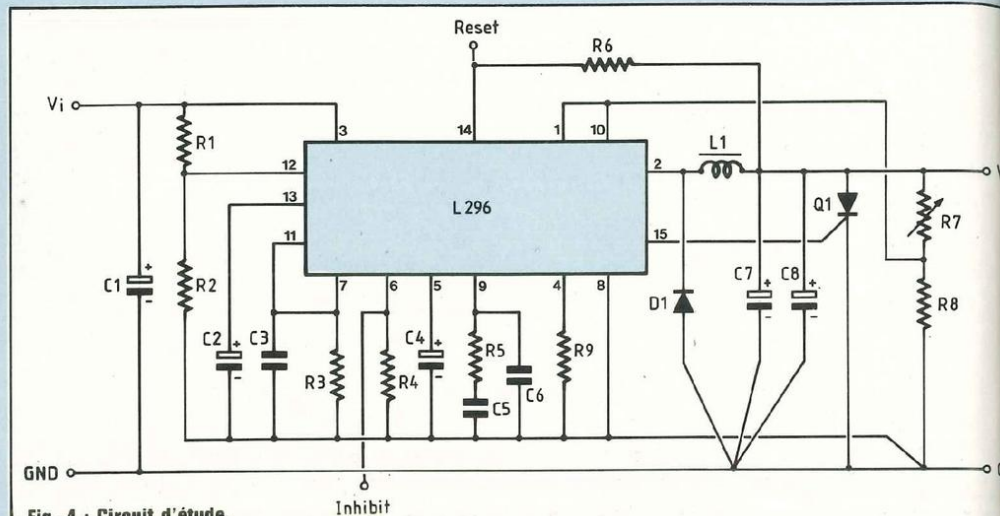


Fig. 4 : Circuit d'étude.

masse si cette fonction n'est pas utilisée.

2. Sortie

3. Entrée alimentation

4. Limitation en courant : le L 296 peut débiter un courant de 100 mA à 5 A (8 A en pointe). Une résistance entre cette broche et la masse fixe le seuil.

$$R = 33 \text{ k}\Omega \Rightarrow I = 2,5 \text{ A}$$

$$R = \infty \Rightarrow I \rightarrow 8 \text{ A.}$$

5. Démarrage : un condensateur (1  $\mu\text{F}$  minimum, 2,2  $\mu\text{F}$  (typique) est chargé par une source de courant de 100  $\mu\text{A}$ .

6. Télécommande inhibition : active sur un niveau haut T.T.L. Résistance de charge à la masse (22 k $\Omega$  maximum). Broche à connecter à la masse, si cette fonction n'est pas employée.

7. Entrée synchronisation : elle reçoit une fréquence horloge fournie par un oscillateur interne ou externe.

8. Masse.

9. Compensation en fréquence : un réseau RC (10 k $\Omega$  maximum, 15 k $\Omega$  typique, 33 nF typique) corrige l'ampli d'erreur. Un second condensateur améliore la réponse en hautes fréquences (390 pF). A supprimer pour 5 V.

1. Boucle de régulation :

$$R/R_{\text{talon}} = \frac{V_{\text{sortie}} - V_{\text{réf}} (5,1 \text{ V})}{V_{\text{réf}}}$$

avec 4,7 k $\Omega$   $\leq$   $R_{\text{talon}} \leq$  10 k $\Omega$ .

Cette entrée sera directement con-

## NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

### ● Résistances $\pm 5\%$ - 1/4 W

R1, R6, R7 et R9 - voir texte

R2 - 100 k $\Omega$

R3 - 4,3 k $\Omega$

R4 - 10 k $\Omega$

R5 - 15 k $\Omega$

R8 - 4,7 k $\Omega$

### ● Condensateurs

C1 - 10  $\mu\text{F}$  63 V

C2, C4 - 2,2  $\mu\text{F}$

C3 - 2,2 nF

C5 - 33 nF

C6 - 390 pF

C7, C8 - 100  $\mu\text{F}$ /63 V

### ● Semiconducteurs

IC1 - L 296

D1 - BYW 80-100

Q1 - Thyristor 10 A

### ● Divers

L - 300  $\mu\text{H}$ /5 A Thomson. Voir texte

nectée après la self pour obtenir 5 V en sortie.

11. Oscillateur : un réseau RC 1 k $\Omega$  minimum 4,3 k $\Omega$  typique, 100 k $\Omega$  maximum (à éviter car dérive thermique), 1  $\mu\text{F}$  minimum, 2,2  $\mu\text{F}$  typique, 3,3  $\mu\text{F}$  maximum).

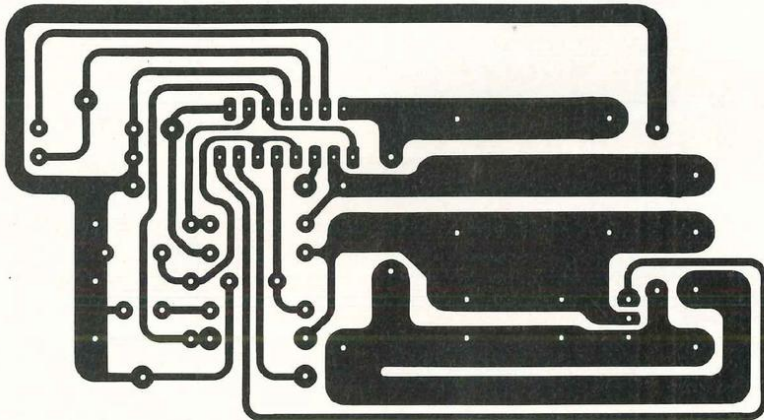
$$\text{si } R = 1 \text{ k}\Omega \quad F \rightarrow 600 \text{ kHz}$$

un oscillateur peut commander 2 uni-

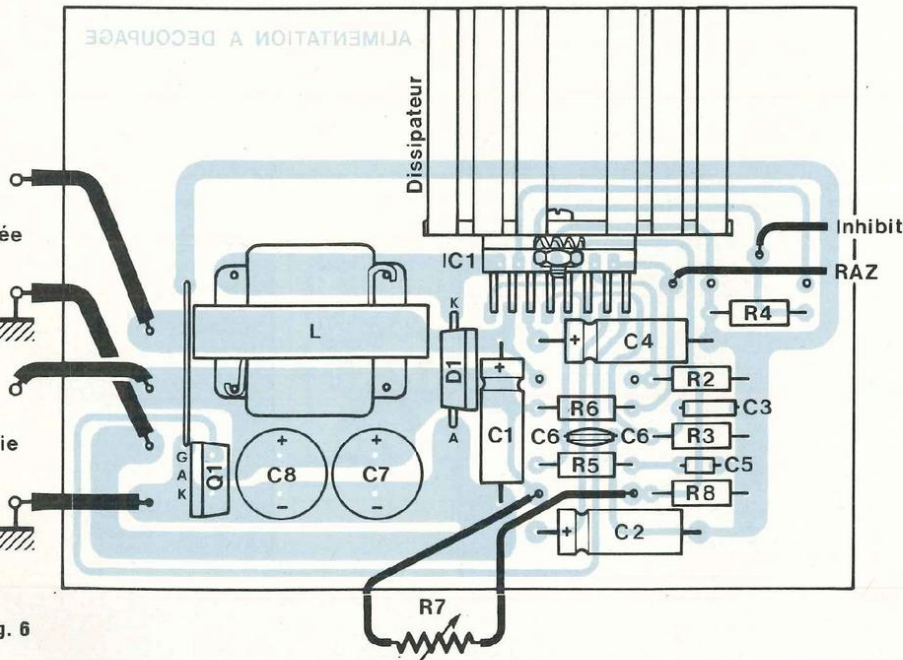


# ALIMENTATION A DECOUPAGE n° 3488

ALIMENTATION A DECOUPAGE



ALIMENTATION A DECOUPAGE



tés esclaves. Au-delà d'un étage amplificateur à basse impédance est indispensable.

12. Remise à zéro : une baisse de tension ( $\approx 4,9$  V) provoque l'émission d'un signal d'asservissement : disparition de l'arrivée secteur : diviseur inséré sur l'alimentation avec le L 296. Il faut calculer ce diviseur en partant de la tension minimale de manière à tenir

compte des fluctuations secteurs ( $-20\%$ ).

Défaut de la tension régulée : les broches 10 à 12 seront réunies.

13. Délais de RAZ :  $2,2 \mu\text{F}$  typique.

14. Sortie RAZ : sortie sur collecteur ouvert. La formule suivante détermine la résistance de charge

$$R = \frac{V_{\text{sortie}}}{0,05 A}$$

Un niveau haut indique un fonctionnement correct du L 296.

15. Sortie thyristor : le courant présent sur cette sortie atteint 100 mA, ce qui permet d'attaquer n'importe quel produit un peu dur de la gachette !

## LE CIRCUIT D'ETUDE

Nous vous proposons un circuit d'expérimentation (figure 4). Il vous permettra d'évaluer les avantages de cette technique. On remarquera avec étonnement la similitude entre les valeurs préconisées au précédent paragraphe et celles portées sur le schéma !

La reproduction du circuit imprimé (figure 5) ne soulève aucune difficulté. La réalisation de l'alimentation à découpage requiert une implantation irréprochable : le dessin de la figure 6 constitue un excellent exemple car la longueur des pistes est réduite au minimum (fréquence élevée, courant important) et les masses (utilisation et régulation) sont réunies en un point unique.

## L'ETAGE DE SORTIE

La diode D doit posséder un temps de recouvrement extrêmement réduit. Les schotkies procurent les meilleurs résultats, mais elles sont introuvables. Heureusement des diodes rapides, les BYM 80 avec un  $\text{Tr} < 35$  ns conviennent également pour cette application. La self de  $300 \mu\text{H}$  supporte un courant supérieur à 5 A.

Le bobinage simple peut être réalisé sans connaissance particulière à partir de deux noyaux :

GUP  $20 \times 16 \times 7$  - 65 spires avec du fil de 0,8 et un entrefer de 0,8 mm,

GUP  $25 \times 20 \times 13$  - 55 spires avec du fil de 10/10 et un entrefer de 1,2 mm.

La seconde solution a une très bonne tenue en température. De plus ses dimensions plus importantes permettront de réaliser des enroulements supplémentaires. Les lecteurs intéressés par les problèmes de dissipation thermique des bobinages pourront se reporter avec profit à l'ouvrage intitulé « Transformers for electronic design ».

Oleg Chengelly

# VU-METRE A DIODES LEDS

## -40dB à +3dB

Cette réalisation à la portée de tous permet, après câblage de quelques composants de disposer d'un vu-mètre de dynamique importante, puisqu'il lui est possible de visualiser sur une rangée de 19 diodes leds, des variations de modulation pouvant atteindre - 40 dB à + 3 dB.

**B**asé sur l'utilisation de circuits intégrés National Semiconductor désormais connus de nos lecteurs puisqu'il s'agit des LM 3915 et LM 3916, la mise en série de deux de ces composants va nous permettre de disposer d'un « appareil de mesure » précis pouvant équiper par exemple des tables de mixage. Les structures internes des LM 3915 et LM 3916 sont très semblables, la différence fondamentale résidant au niveau des résistances placées dans les entrées non-inverseuses (+) des dix comparateurs. Le fonctionnement de ce vu-mètre s'effectue en mode « Dot », c'est-à-dire que la visualisation de l'amplitude du signal se matérialise par le déplacement d'un point lumineux et non par le déroulement d'un ruban lumineux.

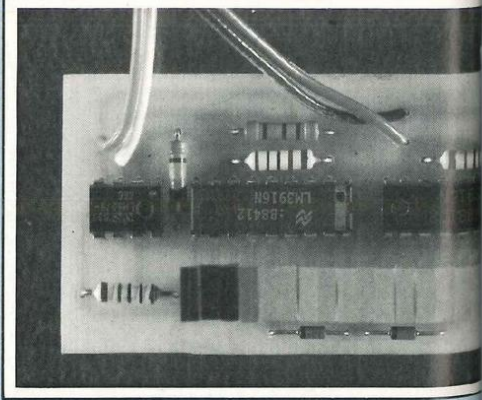
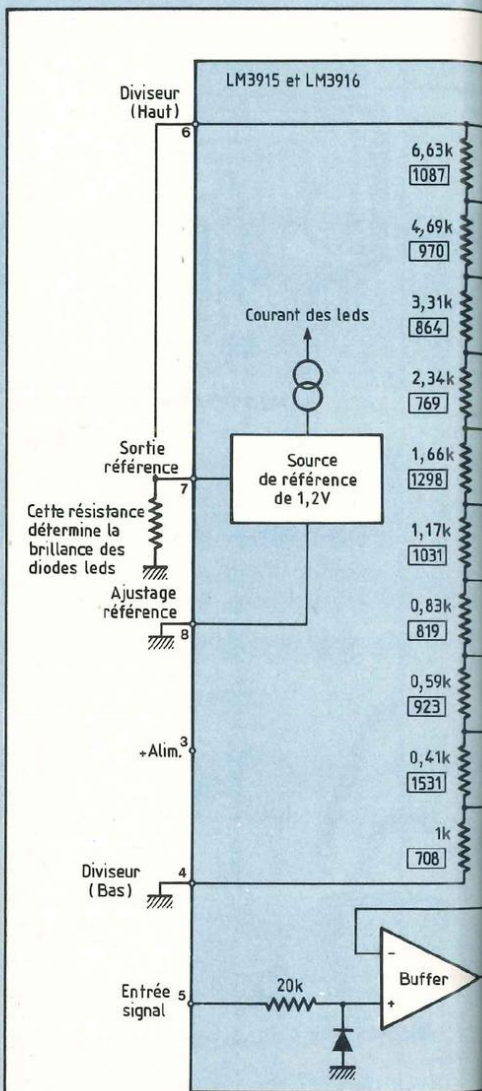
L'éclairement de la dernière led D19 est obtenu pour un signal d'entrée de 1,25 V. Ce signal est appliqué d'une part directement à l'entrée de IC2-LM 3916, broche 5, d'autre part à l'entrée non-inverseuse (+) de IC3-LM 307. Cet ampli op est monté en amplificateur en tension, son gain étant déterminé par les résistances R4 et R5.

Sa sortie, broche 6, est reliée à l'entrée du LM 3915. Son gain est de 16 dB, soit :

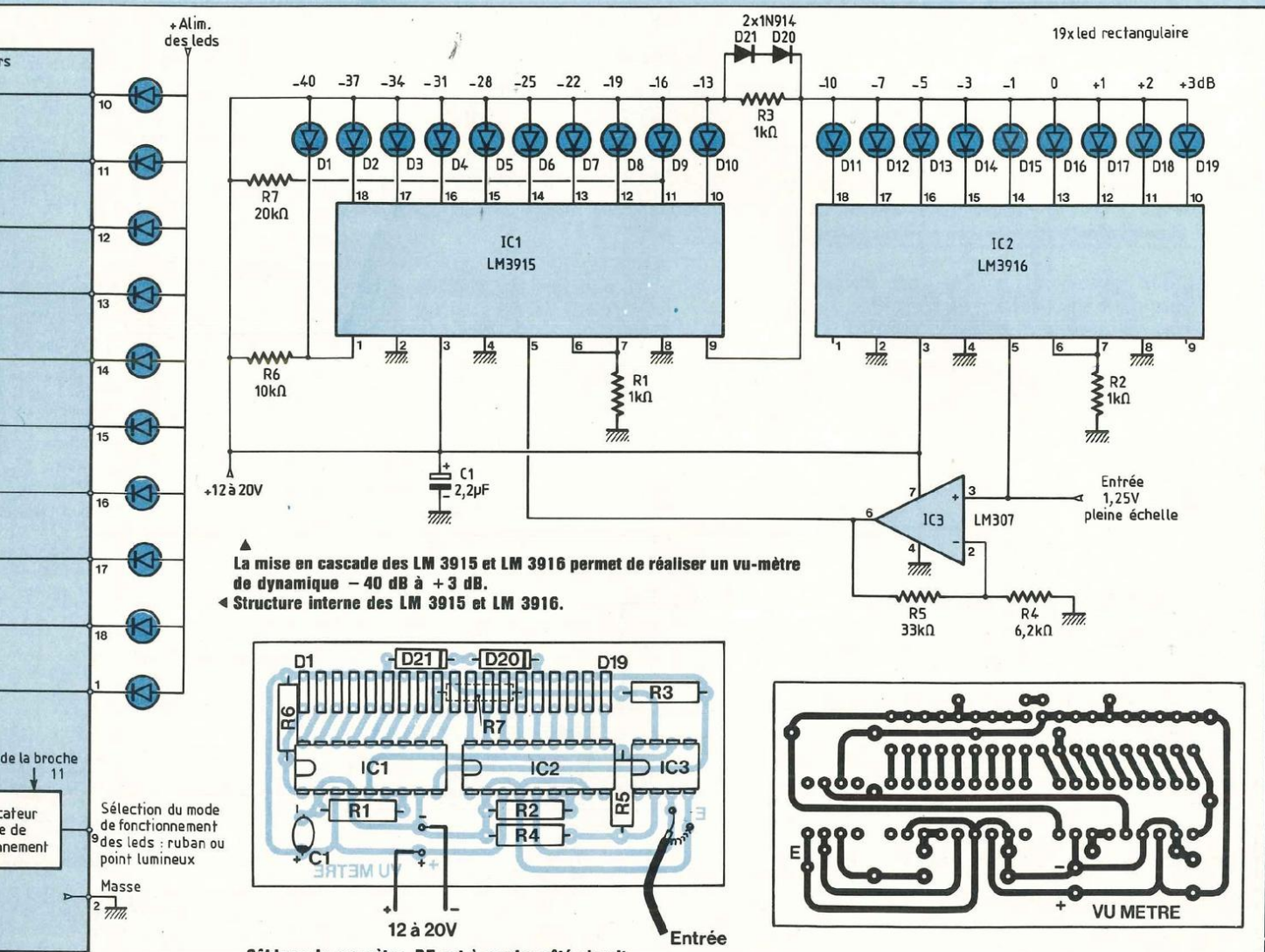
$$\frac{R5 + R4}{R4} = 6,31$$

La mise en cascade de IC1 et IC2 est obtenue avec les éléments R3-D20 et D21. La broche 1 de IC2 est inutilisée et on attaque directement la broche 18, d'où une lecture sur 19 leds et non 20. Les résistances de 1 kΩ reliant les broches 6 et 7 de IC1 et IC2 à la masse déterminent la brillance des diodes leds.

D.B.



# LA TACHE LUMINEUSE



## NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

### ● Résistances ± 2 % - 1/4 W

- R1 - 1 kΩ
- R2 - 1 kΩ
- R3 - 1 kΩ
- R4 - 6,2 kΩ
- R5 - 33 kΩ
- R6 - 10 kΩ
- R7 - 20 kΩ

### ● Semiconducteurs

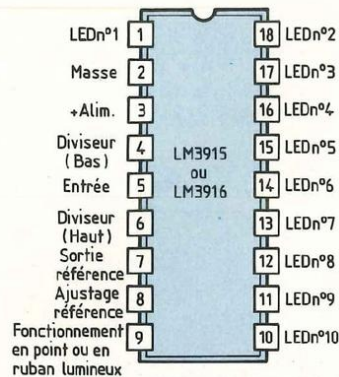
- D1 à D19 - diodes leds

### rectangulaires

- D20 - 1N 914
- D21 - 1N 914
- IC1 - LM 3915
- IC2 - LM 3916
- IC3 - LM 307

### ● Condensateur

- C1 - 2,2 μF tantale goutte



## BULLETIN GENERAL D'ABONNEMENT DES EDITIONS FREQUENCES

Revue	France	Etranger*	Prix au n° France
Led (10 nos)	140 F <input type="checkbox"/>	210 F <input type="checkbox"/>	16 F
Led-Micro (10 nos)	160 F <input type="checkbox"/>	240 F <input type="checkbox"/>	18 F
Nouvelle Revue du Son (10 nos)	140 F <input type="checkbox"/>	210 F <input type="checkbox"/>	16 F
Son Magazine (10 nos)	140 F <input type="checkbox"/>	210 F <input type="checkbox"/>	16 F
Audiophile (4 nos)	190 F <input type="checkbox"/>	235 F <input type="checkbox"/>	38 F
0-VU magazine (10 nos)	140 F <input type="checkbox"/>	210 F <input type="checkbox"/>	16 F



\* Pour les expéditions « par avion » à l'étranger, ajoutez 60 F au montant de votre abonnement.

Veuillez indiquer à partir de quel numéro ou de quel mois vous désirez vous abonner.

Nom : ..... Prénom : .....

N° : ..... Rue : .....

Ville : ..... Code postal : .....

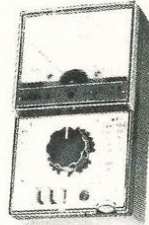
Envoyer ce bon accompagné du règlement à l'ordre des Editions Fréquences à : EDITIONS FREQUENCES, 1, boulevard Ney, 75018 Paris

MODE DE PAIEMENT : C.C.P.

Chèque bancaire  Mandat

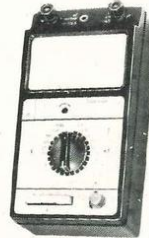
# TORG

la mesure, imbattable...  
au rapport qualité/prix



« U-4324 »

Résistance interne : 20.000 ohms/volt courant continu.  
Précision : ± 2,5 % c. continu, et ± 4 % c. alternatif.  
Volts c. continu ..... 60 mV à 1.200 V en 9 gammes  
Volts c. alternatif ..... 0,3 V à 900 V en 8 gammes  
Ampères c. continu ..... 6 µA à 3 Amp. en 6 gammes  
Ampères c. alternatif ..... 30 µA à 3 Amp. en 5 gammes  
Ohm-mètre ..... 2 ohms à 20 Mégohms en 5 gammes  
Decibels ..... -10 à +12 dB échelle directe  
Dim. 163 x 96 x 60 mm. Livre en boîte carton renforcée avec cordons, pointes de touche port et embouts croco - Prix sans pareil **185 F** embal. 26 F



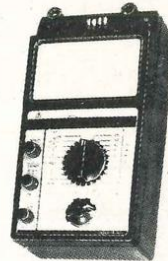
« U-4315 »

Résistance interne : 20.000 ohms/volt courant continu.  
Précision : ± 2,5 % c. continu, et ± 4 % c. alternatif.  
Volts c. continu ..... 10 mV à 1.000 V en 10 gammes  
Volts c. alternatif ..... 250 mV à 1.000 V en 9 gammes  
Ampères c. continu ..... 5 µA à 2,5 A en 9 gammes  
Ampères c. alternatif ..... 0,1 mA à 2,5 A en 7 gammes  
Ohm-mètre ..... 1 ohm à 10 Mégohms en 5 gammes  
Capacités ..... 100 pF à 1 MF en 2 gammes  
Decibels ..... -16 à +2 dB échelle directe  
Dim. 215 x 115 x 80 mm. Livre en malette alu portable, avec cordons, pointes de touche port et embouts grip-ll. Prix sans pareil **180 F** embal. 31 F



« U-4317 »

Avec **disjoncteur automatique** contre toute surcharge.  
Résistance interne : 20.000 ohms/volt courant continu.  
Précision : ± 1,5 % c. continu, et ± 2,5 % c. alternatif.  
Volt c. continu ..... 10 mV à 1.000 V en 10 gammes  
Volts c. alternatif ..... 50 mV à 1.000 V en 9 gammes  
Ampères c. continu ..... 5 µA à 5 Amp. en 9 gammes  
Ampères c. alternatif ..... 25 µA à 5 Amp. en 9 gammes  
Ohm-mètre ..... 1 ohm à 3 Mégohms en 5 gammes  
Decibels ..... -5 à +10 dB échelle directe  
Dim. 203 x 110 x 75 mm. Livre en malette alu portable, avec cordons, pointes de touche port et embouts grip-ll. Prix sans pareil **275 F** embal. 31 F



« U-4341 »

CONTROLEUR UNIVERSEL à TRANSISTORMETRE INCORPORE  
Résistance interne : 16.700 ohms par volt (courant continu).  
Précision : ± 2,5 % c. continu et ± 4 % c. alternatif.  
Volts c. continu ..... 10 mV à 900 V en 7 gammes  
Volts c. alternatif ..... 50 mV à 750 V en 6 gammes  
Ampère c. continu ..... 2 µA à 600 mA en 5 gammes  
Ampère c. alternatif ..... 10 µA à 300 mA en 4 gammes  
Ohm-mètre ..... 2 ohms à 20 Mégohms en 5 gammes  
TRANSISTORMETRE : Mesure ICR, IER, ICI, courants base, collecteur, en PNP et NPN - Dim. 213 x 114 x 75 mm. En malette alu portable, avec cordons, pointes de touche port et embouts grip-ll. Prix sans pareil **245 F** embal. 31 F

Les gammes de mesures sont données de ± 1/10<sup>e</sup> première échelle à fin de dernière échelle



OSCILLOSCOPE « TORG CI-94 »  
du DC à 10 Mhz

DÉVIATION VERTICALE : Simple trace, temps de montée 35 nano-S, atténuateur 10 positions (10 mV/div. à 5 V/division), impéd. d'entrée directe : 1 MΩ/40 pF avec sonde 1/1 et 10 MΩ/25 pF avec sonde 1/10.  
DÉVIATION HORIZONTALE : Base de temps déclenchée ou relaxée, vitesse balayage 0,1 micro-S/div. à 50 milli-S/division en 9 positions, synchro automatique intérieure ou extérieure (+ ou -). Écran 50 x 60 mm, calibre 8 x 10 divisions (1 div. = 5 mm), dimensions oscille : L. 10. H. 19. P. 30 cm.  
Livre avec 2 sondes : 1/10 et 1/1 port et Prix sans pareil **1450 F** emb. 60 F

L'Oscillo seul (ou en promotion avec le contrôleur 4341) est payable en 2 mensualités, sans formalités - Consultez-nous



PINCE AMPÈREMÉTRIQUE

Mesures en alternatif 50 Hz, 0 - 10 - 25 - 100 - 500 Ampères en 4 gammes, 0 - 300 - 600 Volts, 2 gammes port et Prix sans pareil **230 F** embal. 26 F

UN BEAU CADEAU  
**TORG**  
DE PROMOTION

	Prix	Port
OSCILLO CI-94 + CONTRÔLEUR 4341 .....	1 635	76
PINCE AMPÈREMÉTRIQUE + CONTRÔL. 4341 ...	390	31
2 CONTRÔLEURS 4324 + CONTRÔL. 4341 .....	490	76
2 CONTRÔLEURS 4315 + CONTRÔL. 4341 .....	505	76
2 CONTRÔLEURS 4317 + CONTRÔL. 4341 .....	720	76

## starel

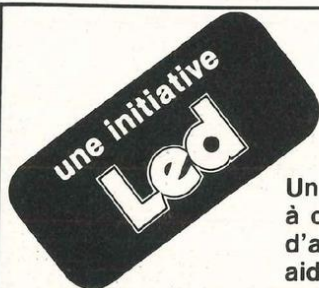
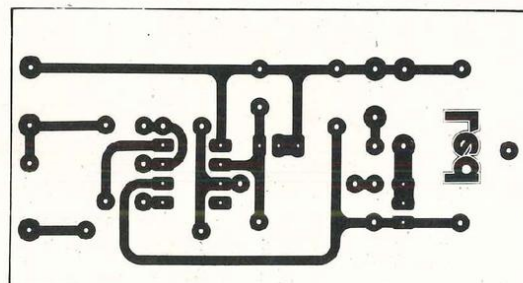
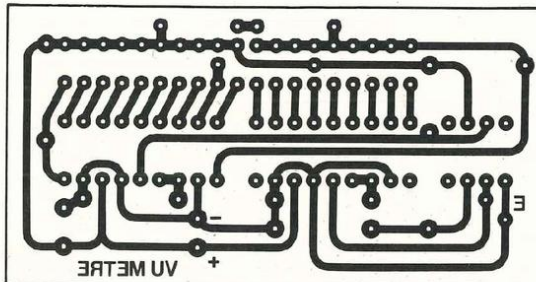
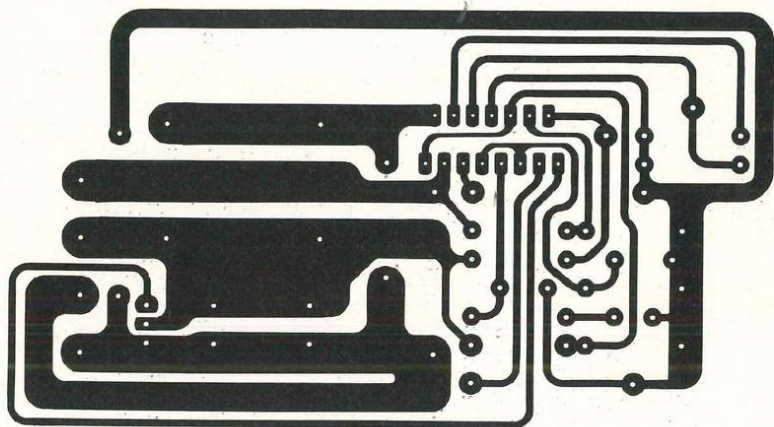
148, rue du Château, 75014 Paris, tél. 43.20.00.33

Méto : Gaité / Pernety / Mouton-Duvernert

Magasins ouverts toute la semaine de 9 h à 12 h 30 et de 14 h à 19 h, sauf le dimanche et le lundi matin. Les commandes sont exécutées après réception du mandat ou du chèque (bancaire ou postal) joint à la commande dans un même courrier - Envois contre remboursement acceptés si 50 % du prix à la commande.

# GRAVEZ LES VOUS MEME

ALIMENTATION A DECOUPE



## FICHE RENSEIGNEMENTS LECTEURS

Un important courrier et de nombreuses communications téléphoniques nous ont amené à constater que de nombreux lecteurs, surtout en province, éprouvent des difficultés d'approvisionnement en composants pour la réalisation de nos maquettes. Afin de vous aider à résoudre ce problème, vous trouverez dorénavant une fiche-lecteur qu'il vous suffira de nous retourner sous enveloppe affranchie à votre nom. Une réponse vous sera donnée dans les meilleurs délais.

### QUESTIONS (voir réponses au verso)

Je désire recevoir de plus amples renseignements sur l'origine du composant recherché ou son équivalent.

Résistances : .....

Condensateurs : .....

Semiconducteurs : .....

Divers : .....

MONTAGE EN COURS .....

..... d'après LED N° .....

Adresser cette fiche et l'enveloppe affranchie à votre nom aux  
EDITIONS FREQUENCES - Service  
lecteurs : 1, bd Ney, 75018 Paris

Nom .....

Prénom .....

Adresse .....

# GRAVEZ-LES VOUS-MEME

## REPONSES

# LES MOTS CROISES DE L'ELECTRONICIEN

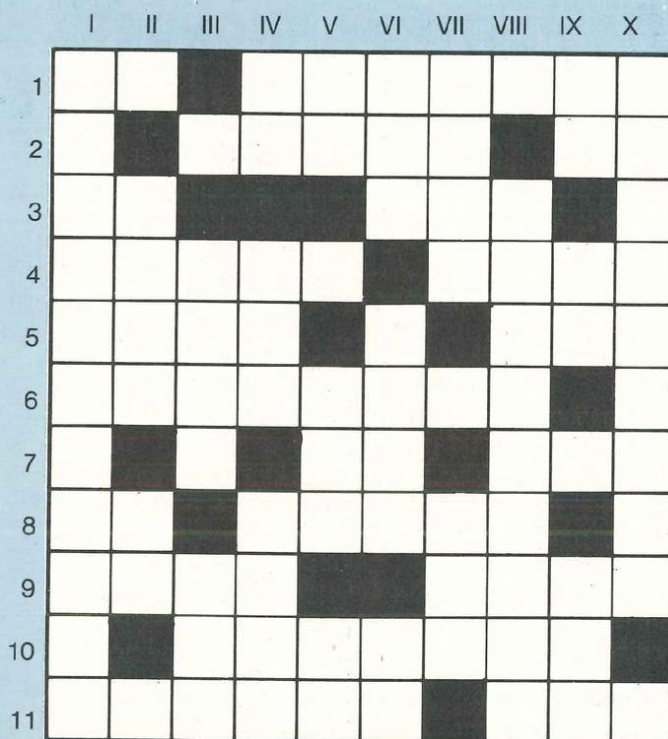
par Guy Chorein

**Horizontalement :**

1. En torchis ou en pisé. Organe périphérique d'un ordinateur qui rassemble tous les moyens de commande manuelle et de contrôle visuel du fonctionnement de la machine. - 2. Ce physicien allemand (1804-1891) étudia l'induction électromagnétique. Lieu de fouilles - 3. Petite partie du tronc. Un pourboire pour le personnel de la Reine d'Angleterre. - 4. Il est très chargé en électricité. Hurlé quand on la pousse... - 5. Permet d'exposer ses pensées. Il peut être grave. - 6. Robot pensant. - 7. Fleuve. Il est courant d'en avoir un petit... mais plus rare d'en avoir un grand !! - 8. Après avoir bu du lait... en a donné ! Travailleur du monde des loisirs... - 9. A donc cédé. Tas de règles. - 10. Son effet est la modification de la fréquence des ondes perçues par un observateur par rapport à la fréquence de ces ondes, à leur source, lorsque l'observateur et la source sont en mouvement relatif. - 11. Prise... ou surprise... Produit d'une précipitation.

**Verticalement :**

I. Il y en a toujours sur le plan technique (en informatique comme ailleurs). - II. Entre un étang et la mer. Long sibérien ici raccourci d'un tiers. - III. Une coupe lui est offerte. Fait voir rouge dans une eau qui dort (de bas en haut). - IV. On les a dans la peau... mais on peut vite les prendre en grippe !!! Il mesure avec un mètre. Fleuves ibériques. - V. Quelque chose de sublime. Son pays a encore pas mal de chemin à faire pour s'ouvrir à l'informatique. Intervient dans le calcul des ronds. - VI. Courant d'air. Cité en Hongrie... pour des Allemands. Fait vieux une fois doublé. - VII. Peut servir de signalment. Désigne une branche. - VIII. Grandeur définie à une constante près, caractérisant les corps électrisés et les régions de l'espace où règne un champ électrique et liée au travail produit par le champ électrique. - IX. N'est pas un rapide, tant s'en faut... Quelques scènes au pays du sen. Peut se faire pour maintenir l'ordre. - X. Etude des conditions de travail de l'être humain.



**Solution de la grille**

parue dans le numéro 33 de Led

	I	II	III	IV	V	VI	VII	VIII	IX	X
1	A	N	A	L	O	G	I	Q	U	E
2		B	L	U	T	E	R			P
3	C			T			L	I		B
4	A	R	A		F	O	R	M	A	T
5	P	I	N	T	E	S		A	S	A
6	A	R	T	E	R	E	S		E	X
7	C	A	E	N				U	S	
8	I		N		M	O	D	U	L	E
9	T	U	N	G	A	R		E	U	
10	E	M	E	T	T	E	U	R	S	

## BON DE COMMANDE

Pour compléter votre collection de LED

à adresser aux EDITIONS FRÉQUENCES  
service abonnements  
1, boulevard Ney 75018 PARIS

Je désire : ... n° 12  ... n° 14  ... n° 15   
 ... n° 16  ... n° 17  ... n° 18  ... n° 19   
 ... n° 20  ... n° 22  ... n° 26  ... n° 27   
 ... n° 29  ... n° 30  ... n° 31  ... n° 32   
 ... n° 33

Les numéros 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9, 10, 11, 13, 21, 23, 24, 25 et 28 sont épuisés.

(indiquer la quantité et cocher les cases correspondant aux numéros désirés).

Je vous fais parvenir ci-joint le montant  
de ..... F par CCP  par chèque bancaire   
par mandat   
frais de port compris : 18 F le numéro

Mon nom : .....

Mon adresse : .....

.....  
 .....

## PETITES ANNONCES

**Générateur de fonctions AF 2000**  
(description du prototype Kit 26C dans  
Led n<sup>os</sup> 26, 27 et 28)

Kit complet : 2 400 F franco de port avec coffret  
entièrement usiné (scotchcal bleu), condensateurs  
critiques triés, composants de haute qualité et notice  
de montage. Tout monté : 3 600 F franco de port avec  
notice technique et garantie.

**E.L.E.N.** 160, rue d'Aubervilliers, 75019 Paris  
Tél. : (1) 42.01.03.28

Renseignements complémentaires sur demande.

**sigma composants.** Le nouveau catalogue 86 est paru.  
Prix en baisse et toujours de 5 à 40 % de remises sur  
des milliers de circuits intégrés, transistors, diodes et  
condensateurs. Liste de promotion «Nouvel An» ctre  
5 timbres, exemples : BU 426A : 11 F. TDA 2611A : 15 F.  
TDA 1035 : 12 F. Vente par correspondance. Détaxe à  
l'exportation. Gros, demi-gros, détail. **Nouveau catalogue  
1986** (remboursable) ctre 70 F + 10 F de port.  
Les prix, le choix, c'est **sigma** ! SIGMA COMPOSANTS  
18, rue de Montjuzet 63100 Clermont-Ferrand

Vds moteur pas à pas, 200 pas/tour, acheté 438 F, vendu  
état neuf : 200 F. Vds motoréducteurs Crouzet 24 V  
20 watts 100 RPM, acheté 745 F, vendu : 300 F. Tél. apr.  
19 h : (16-1) 42.08.41.56.

## FAN- TAS- TIQUES, LES PRIX CIBOT!

BON A DECOUPER  
POUR RECEVOIR  
LE CATALOGUE  
CIBOT 200 PAGES

**COMPOSANTS** : ATEs - RTC - RCA - SIGNETICS - ITT - SECOSEM - SIEMENS  
- NEC - TOSHIBA - HITACHI - etc.

**JEUX DE LUMIERE SONORISATION - KITS** (plus de 300 modèles en stock)

**APPAREILS DE MESURE** : Distributeur : METRIX - CdA - CENTRAD - ELC  
- HAMEG - ISKRA - NOVOTEST - VOC - GSC - TELEQUIPMENT - BLANC MECA - LEA-  
DER - THANDAR SINCLAIR.

**PIECES DETACHEES** : Plus de 20.000 articles en stock.



Nom .....

Adresse .....

..... Code postal .....

Ville .....

Joindre 30 F en chèque bancaire, chèque postal ou  
mandat-lettre et adresser le tout à

**CIBOT, 3, rue de Reuilly, 75580 Paris Cédex 12**

**CIBOT**  
ELECTRONIQUE

## INDEX DES ANNONCEURS

Acer .....	p. 81 à 83
Centrad .....	p. 59
Cibot .....	p. 34-80-84
Comptoir du Languedoc .....	p. 40-41
Editions Fréquences .....	p. 48-49-51-58
ELC .....	p. 59
Hexacom .....	p. 69
Iskra .....	p. 59
MMP .....	p. 29
Périfelec .....	p. 2
Radio Kit .....	p. 30
Saint Quentin Radio .....	p. 69
Starel .....	p. 76
Syper .....	p. 50
ZMC .....	p. 69







## Une nouvelle génération

Une gamme étendue de nouveaux instruments. Précis, robustes, économiques !



### Générateur de Fonctions FG2

- Signaux sinus, carrés, triangle, pulses • de 0,2Hz à 2MHz en 7 gammes
- 0,5% de précision • Distorsion inférieure à 30dB • Rapport cyclique variable
- Inversion du signal • Entrée VCF (modulation de fréquence)
- Composante continue variable. **Prix TTC: 1978 F**

### Capacimètre CM20

- 8 gammes de mesure
- de 200pF à 2000µF
- Résolution de 1pF
- Précision 0,5%

**Prix TTC: 1065 F**

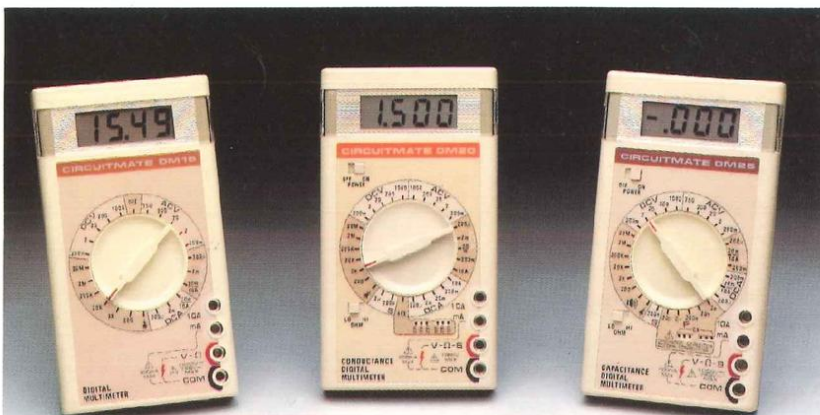


### Oscilloscopes

- Double trace, double base de temps
- 3 entrées verticales (5mV/div)
- Séparateur de synchro T.V.

Réf: **9060**: 2 x 60MHz  
**Prix TTC: 14225 F**

Réf: **9100**: 2 x 100MHz  
**Prix TTC: 18970 F**



### Multimètres Digitaux Compacts

**DM15**: 24 gammes; 0,8% précision; calibre 10 Amp; test diode.  
**Prix TTC 598 F.** • **DM20**: identique au DM15 avec 28 gammes; mesure du gain des transistors, des conductances (S). **Prix TTC: 698 F** • **DM25**: identique au DM15 avec 30 gammes, mesure de capacités en 5 gammes, test de continuité sonore. **Prix TTC 798 F.**



### Multimètre sonde DM73

- Mesure de tension: 500 Vcc/ca
- Mesure de résistances de 2 kΩ à 2 MΩ
- Mémorisation de la mesure
- Test de continuité sonore

**Prix TTC: 627 F**

# CIRCUITMATE™ de Beckman Industrial

DISTRIBUÉ PAR :

Les prix sont donnés à titre indicatif et peuvent varier selon nos approvisionnements.

## ACER

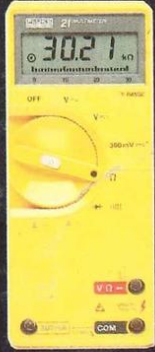
**ACER COMPOSANTS**  
42, rue de Chabrol 75010 PARIS  
Tél. : (1) 47.70.28.31  
De 9 h à 12 h 30 et de 14 h à 19 h  
du lundi au samedi

**REUILLY COMPOSANTS**  
79, bd Diderot 75012 PARIS  
Tél. : (1) 43.72.70.17  
De 9 h à 12 h 30 et de 14 à 19 h du  
lundi au samedi. Fermé lundi matin

# CIBOT

## ELECTRONIQUE

### ● UNE GAMME COMPLETE DE MULTIMETRES NUMERIQUES A VOTRE SERVICE



- Précision 0,5 %
- Identique au modèle 75 sauf intensité limitée à 300 mA



- Précision 0,3 %
- Identique au 77 plus Gamme 10 A protégée par fusible



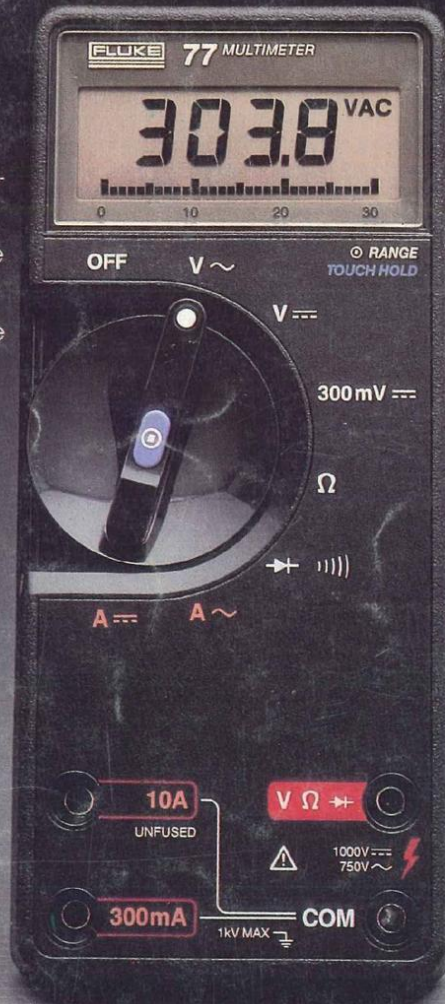
- Mémorisation des Min/Max
- Mode relatif

### ● SERIE : 70

- Changement de gamme automatique
- 3 200 points de mesure
- Affichage analogique-numérique
- Gamme 10 A
- Auto test à la mise sous tension
- Mise en sommeil automatique après 1 h de non utilisation
- Garantie 3 ans



- Précision 0,7 %



- Précision 0,3 %. Fonction mémoire

### ● SERIE : 20

- Précision 0,1 %
- Résistance aux produits chimiques
- Entièrement étanche
- Bande passante 30 kHz
- Protection par fusible de la gamme 10A
- Affichage des gammes
- Fréquence de Bip sonore plus basse
- Protection contre les rayonnements électromagnétiques
- Garantie 2 ans



- Précision 0,5 %
- Test de continuité sonore

CIBOT ELECTRONIQUE 136, BD DIDEROT 75580 PARIS CEDEX 12 ET 12, RUE DE REUILLY 75580 PARIS CEDEX 12, TÉL. 43.46.83.76 OUVERT TOUS LES JOURS SAUF DIMANCHE DE 12 H 30 ET DE 14 H A 19 H. A TOULOUSE : 25 RUE BAYARD 31000 TOULOUSE, TÉL. 61.82.02.21 OUVERT TOUS LES JOURS SAUF DIMANCHE ET LUNDI MATIN DE 9 H A 12 H 30 ET DE 9 H A 12 H 30 , 14 H A 19 H .

EXIGEZ UN :

**FLUKE**

### ● SERIE : 80

- Appareils 20 000 points
- Les modèles 8060 A et 8062 A sont de véritables instruments de laboratoire complets
- Ces appareils mesurent la valeur efficace vraie des tensions alternatives



8060 A. précision, 0,04 %



8062 A. précision, 0,05 %

Bon à découper pour recevoir une documentation avec tarif promotionnel, à retourner à Cibot Electronique, 3 rue de Reully 75580 Paris Cédex 12

Modèle(s) choisi(s) : .....

Nom : .....

Adresse : .....

