

# ELECTRONIQUE APPLICATIONS

Trimestriel N° 11 - Automne 1979 - 15 f



# ELECTRONIQUE APPLICATIONS

Trimestriel N° 11 - Automne 1979 - 15 f



DIRIGÉ : 8 F. ALGÈRE : 13 DIN. TUNISIE : 13 DIN. CANADA : 220 DOLLARS. ESPAGNE : 210 PESETAS

## Société Parisienne d'Édition

Société anonyme au capital de 1 950 000 F  
Siège social : 43, rue de Dunkerque, 75010 Paris  
Direction - Rédaction - Administration - Ventes :  
2 à 12, rue de Bellevue, 75940 Paris Cedex 19  
Tél. : 200.33.05 - Télex : PGV 230472 F  
Publicité : Société Auxiliaire de Publicité  
2 à 12, rue de Bellevue, 75940 Paris Cédex 19  
Tél. : 200.33.05

Publicité pour la Belgique : Euro-Publi-Belgium,  
Av. Marcel Gourdin 1, 5001, Belgrade Namur. Tél. : 081-22-03-13

Président-directeur général : Directeur de la publication

**Jean-Pierre Ventillard**

Rédacteur en chef

**Jean-Claude Roussez**

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

Maquette : **Michel Raby**

Couverture : **Gilbert L'Héritier**

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

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

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

Copyright 1979 - Société Parisienne d'Édition

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

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

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

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

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

## SOMMAIRE

*Abonnez*

<b>Analyse</b>	
Oscillateurs sinusoïdaux en B.F.	79
Le relais statique pour courant alternatif	145
<b>Circuits intégrés</b>	
Mémorisation non volatile de données analogiques avec le M 193	59
<b>composants</b>	
Thyristor blocable par la gâchette	127
<b>Electronique médicale</b>	
L'électrothérapie	5
La tomодensitométrie	35
Analyse en électromyographie	67
<b>Electronique nucléaire</b>	
Etudes des détecteurs de radiations nucléaires	139
<b>Audio</b>	
Amplificateurs audio : les conceptions actuelles	11
<b>Etude</b>	
Hacheur à thyristors sans inductance d'inversion	29
Les lignes à microruban (suite)	135
<b>Mesures</b>	
Modes de fonctionnement et applications des générateurs de fonctions	21
<b>Interface</b>	
Interface de gestion d'une table traçante	49
Le microprocesseur dans le traitement des eaux	164
<b>Physique</b>	
Effet Zener et effet Branly	93
<b>Schémathèque</b>	
Presse technique étrangère	85
<b>Technologie</b>	
Le circuit imprimé : traitement et nettoyage	71
Un système d'aide aux automobilistes	97
Fiches techniques : circuits intégrés pour auto-radios	105
Les semi-conducteurs de puissance et la traction ferroviaire	151
Réseaux de distribution des semi-conducteurs	157
Nouveautés	165



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

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

# Amplificateurs audio : les conceptions actuelles

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

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

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

## Les techniques actuelles

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

## Vitesse de balayage et temps de montée

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

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

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

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

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

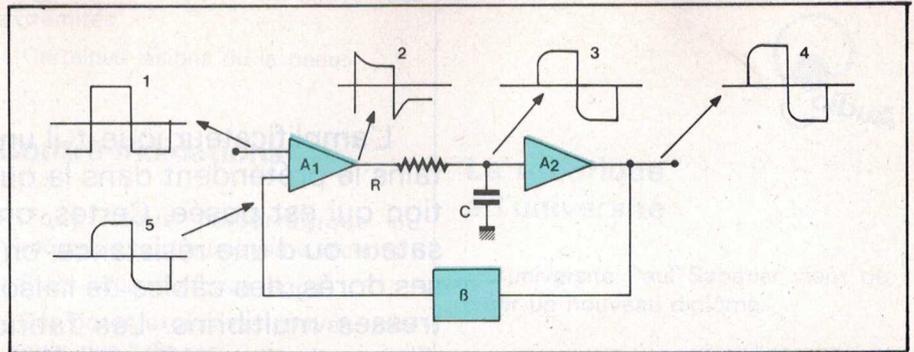


Fig. 1. - Si l'amplificateur  $A_1$  ne peut traiter le signal 2, il y a écrêtage du signal à amplifier. Par ailleurs, l'amplificateur  $A_2$  doit être assez rapide pour charger le condensateur C. La distorsion d'intermodulation transitoire naît de ces deux phénomènes.

## Les semi-conducteurs rapides de puissance

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

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

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

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

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

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

## Pourquoi ces grandes vitesses ?

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

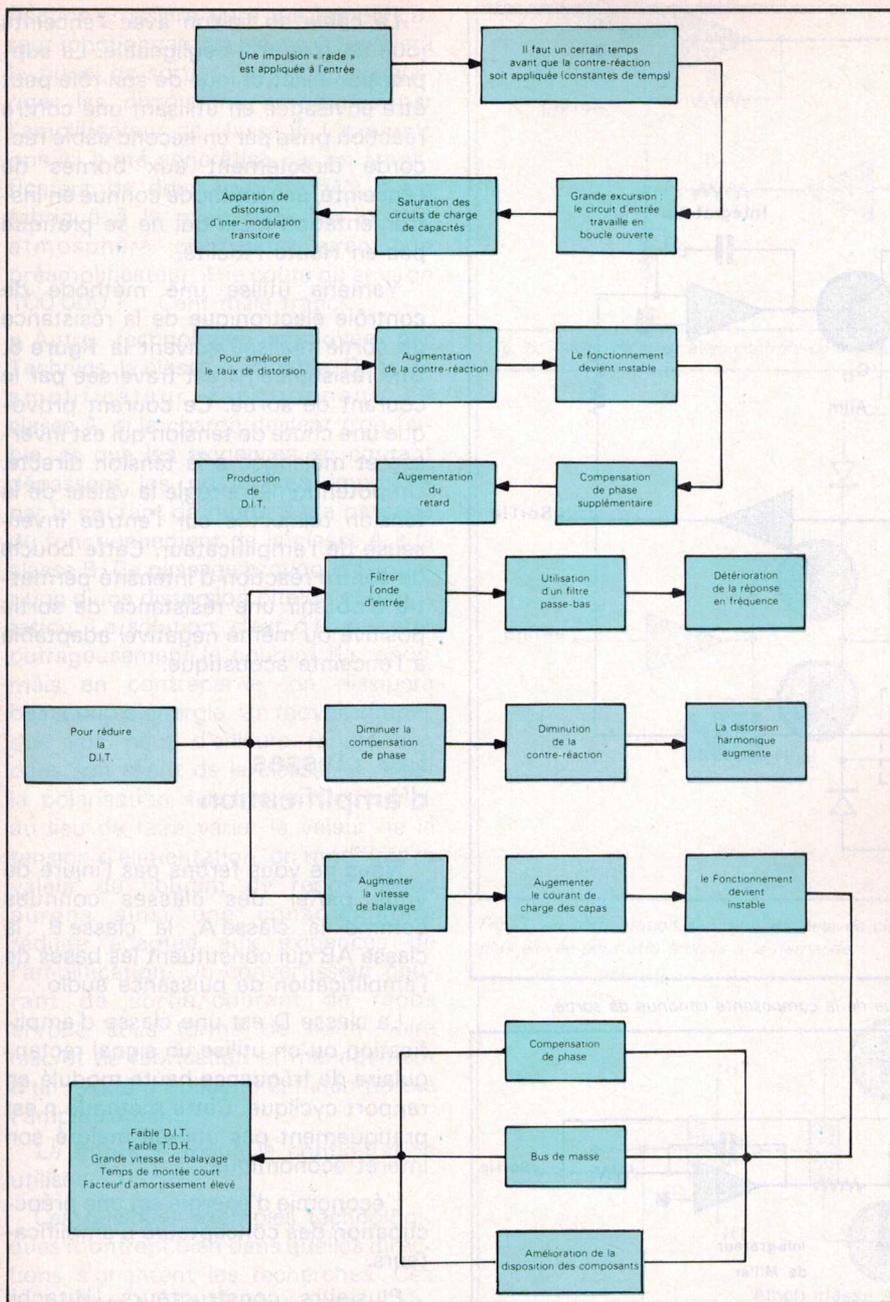


Fig. 2. - Le mécanisme de la distorsion d'intermodulation transitoire (doc. Kenwood).

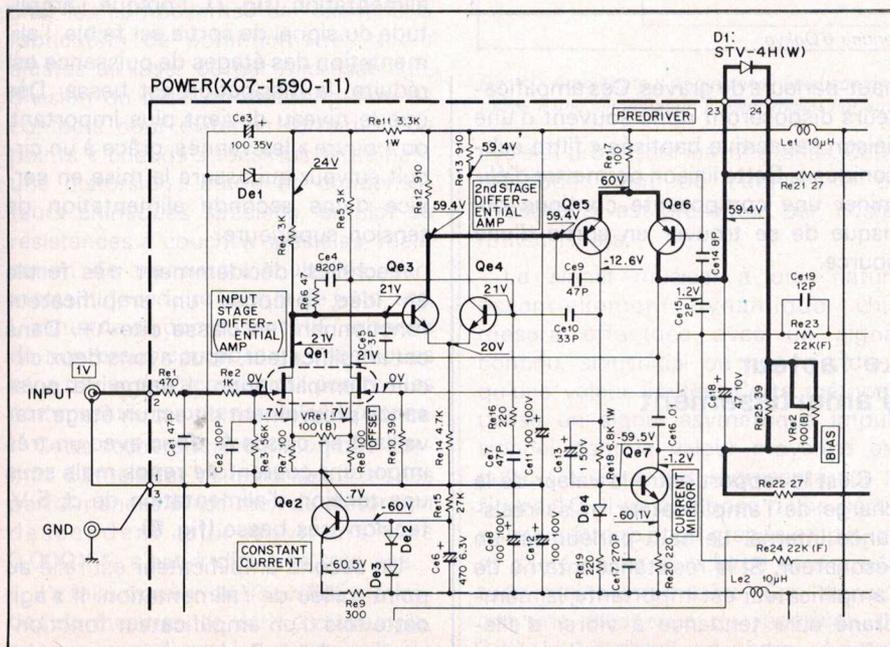


Fig. 3. - Détail de l'amplificateur Kenwood L-05M.

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

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

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

## L'amplification à courant continu

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

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

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

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

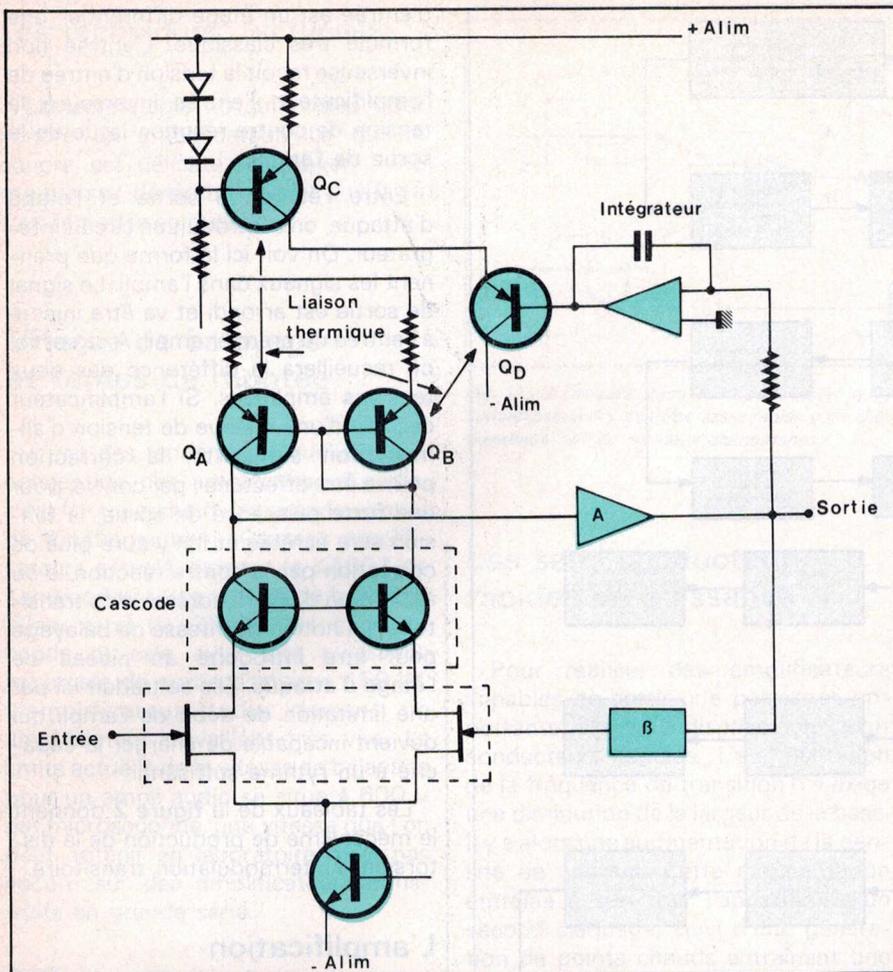


Fig. 4. - Principe du système de stabilisation thermique de la composante continue de sortie.

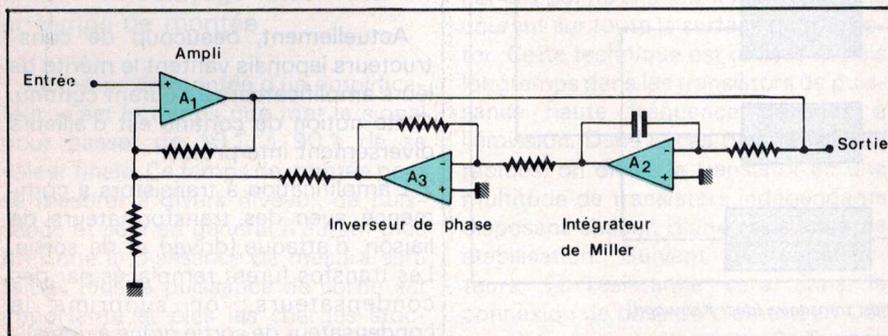


Fig. 5. - Principe du système de contre-réaction en continu d'Onkyo.

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

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

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

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

### Le facteur d'amortissement

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

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

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

### Les classes d'amplification

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

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

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

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

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

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

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

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

La figure 9 donne la configuration utilisée.

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

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

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

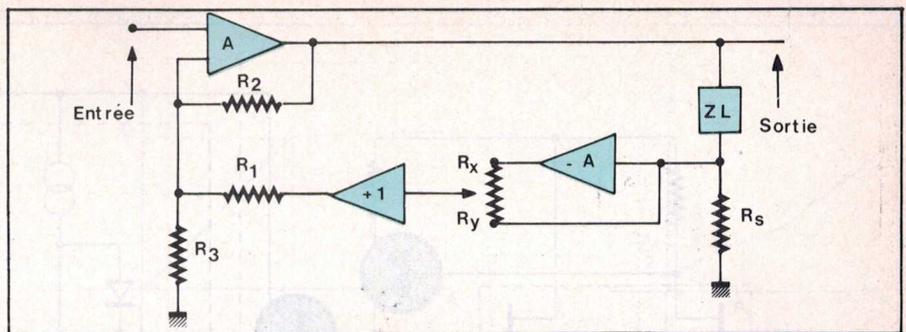


Fig. 6. - Amplificateur avec contrôle de la résistance de sortie qui peut être positive ou négative.

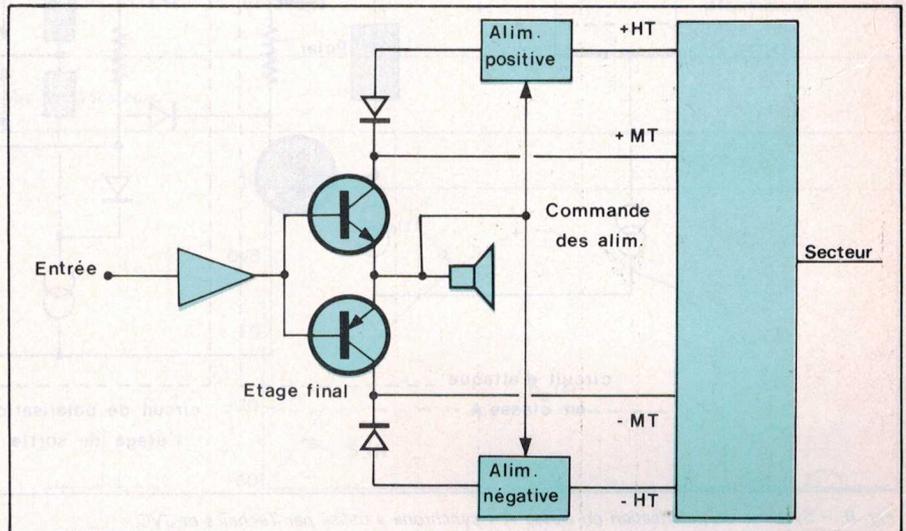


Fig. 7. - L'alimentation d'un amplificateur de classe C est séparée en deux. Une tension d'alimentation plus élevée peut être fournie à la demande.

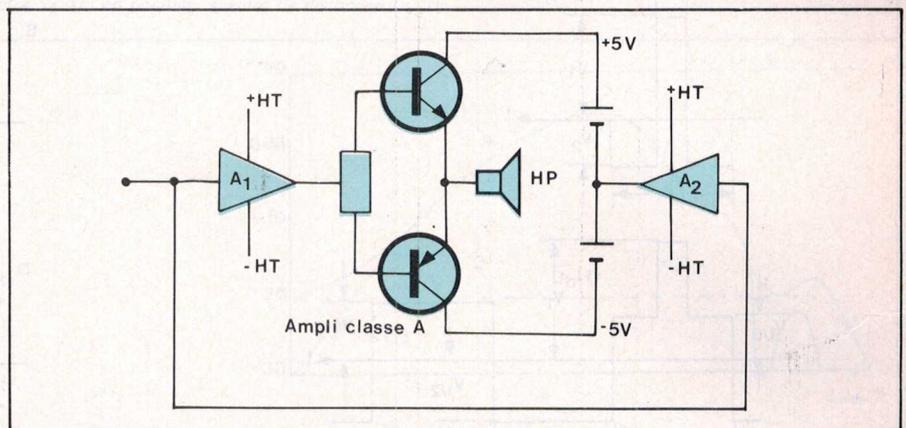


Fig. 8. - Amplificateur de puissance fonctionnant en classe A+. La tension de sortie de A2 attaque le point milieu d'une alimentation à point milieu flottant.

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

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

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

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

$$S(f) = S_1(f) + S_2(f) = \frac{A_1/\pi f_1}{1 - (f/f_1)^2} \cdot \cos(\pi f/2f_1) e^{i\pi f/2f_1} - \frac{A_2/\pi f_2}{1 - (f/f_2)^2} \cos(\pi f/2f_2) e^{i\pi f/2f_2}$$

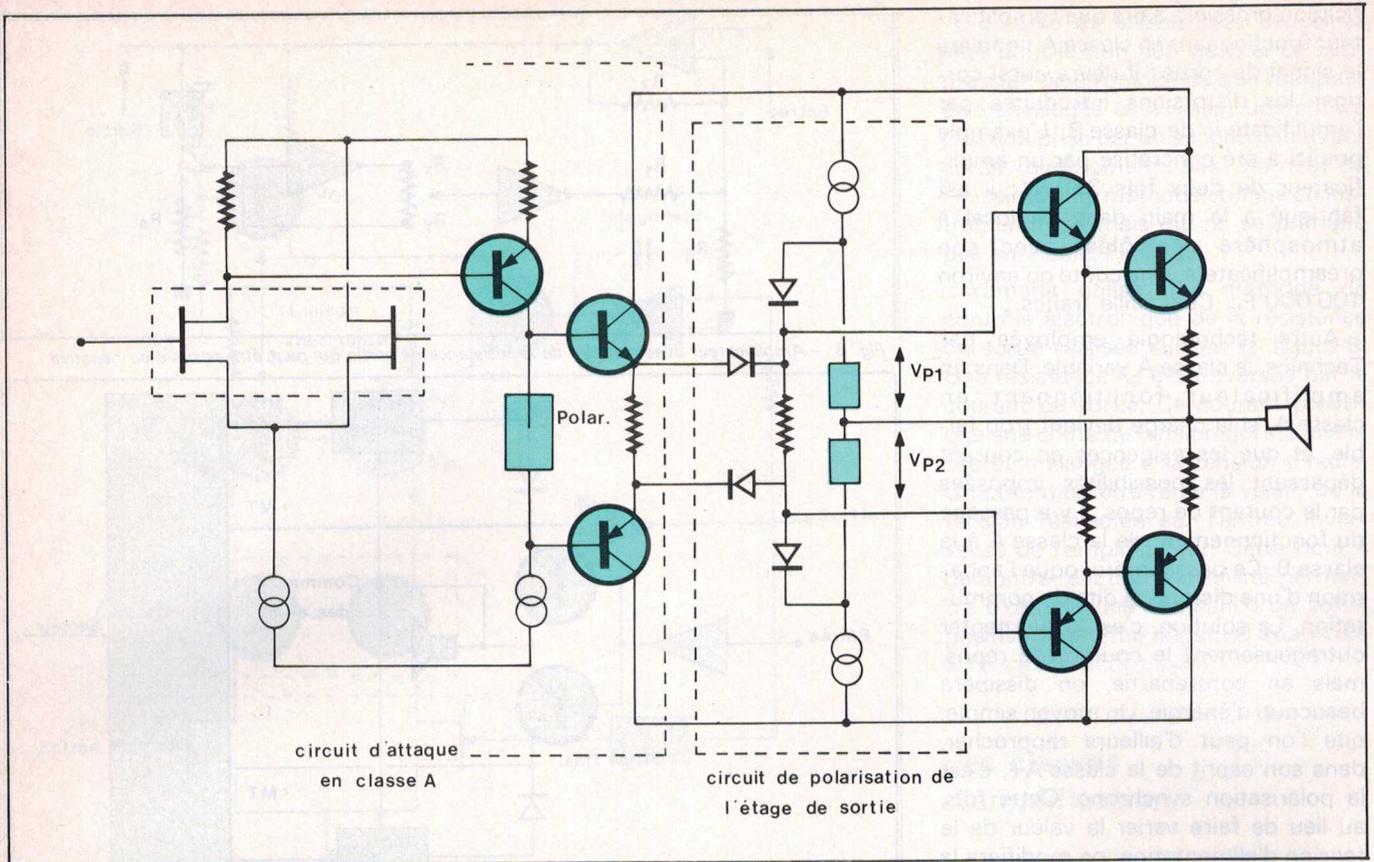


Fig. 9. - Système de polarisation en classe A « synchrone » utilisé par Technics et JVC.

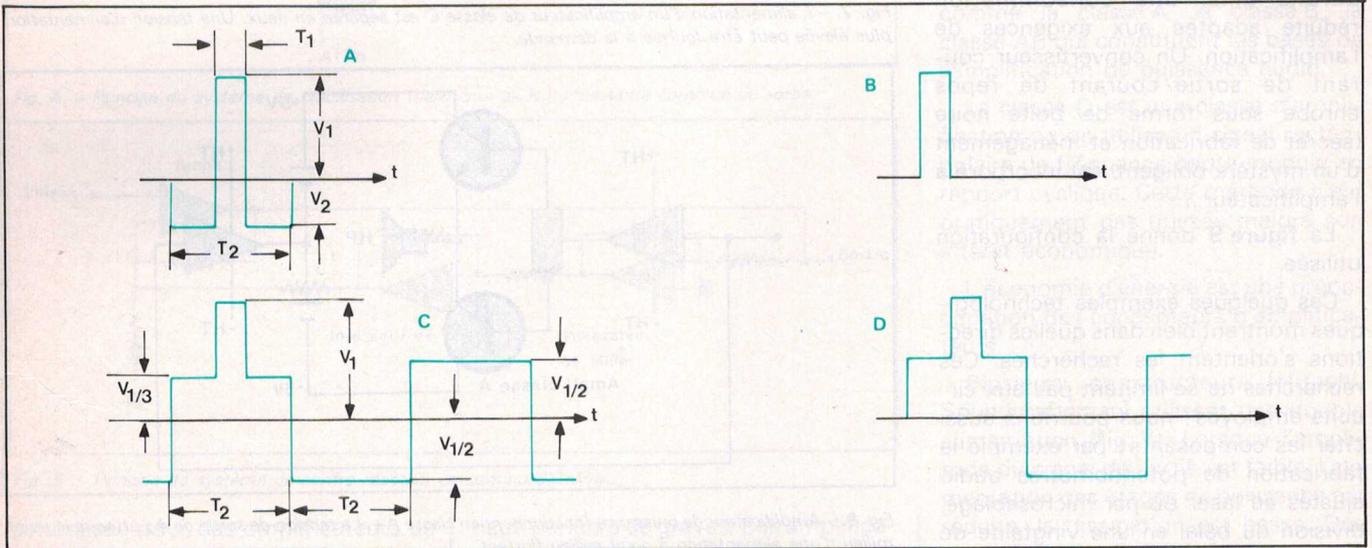


Fig. 10. - En haut : signal de mesure (A) ; la puissance moyenne est faible.  
En bas : on a ajouté un signal rectangulaire ; les signaux B et D servent à l'étalonnage.

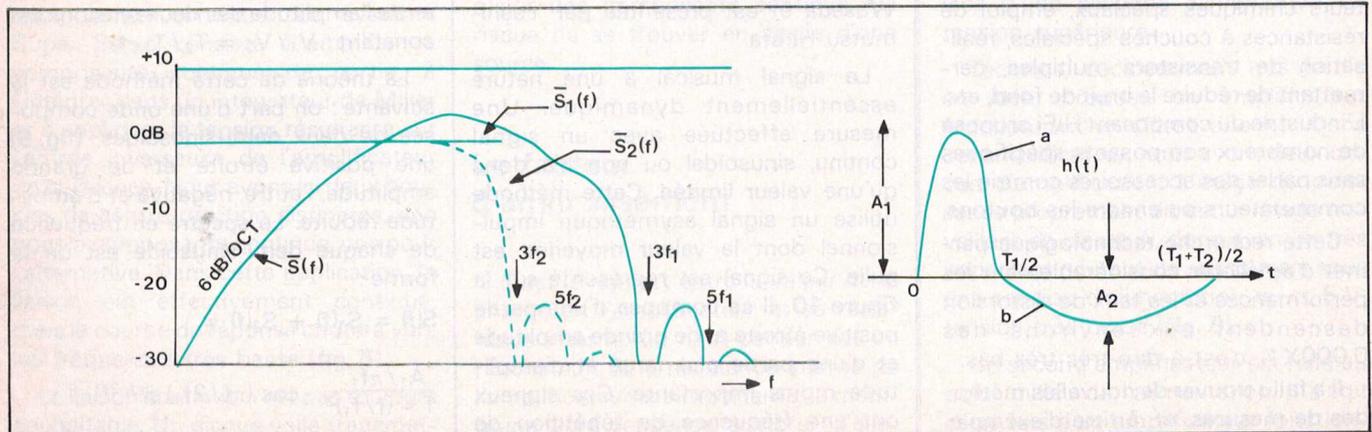


Fig. 11. - Spectre  $S(f)$  d'une impulsion complexe  $h(t)$ .

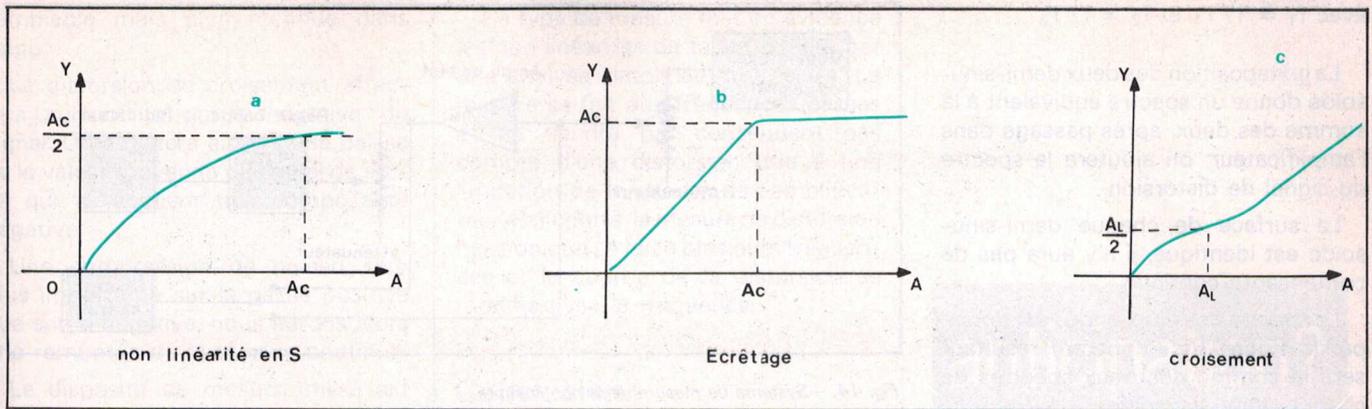


Fig. 12. - Exemples de non linéarité rencontrés dans les amplificateurs.

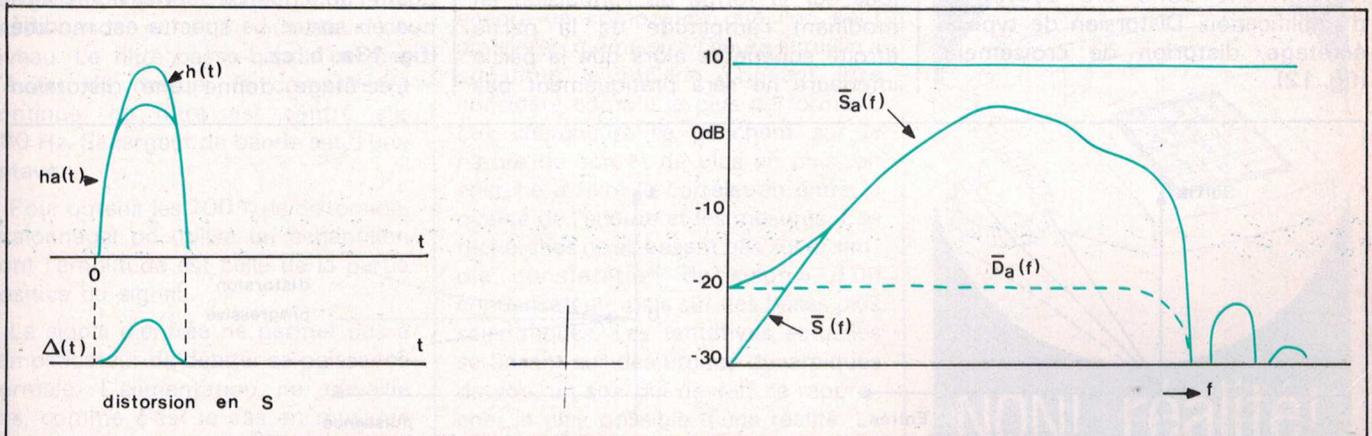


Fig. 13a. - Forme d'onde déformée  $h_a(t)$  et son spectre  $S_1(t)$ ; en pointillé, spectre de distorsion  $D_a(f)$ .

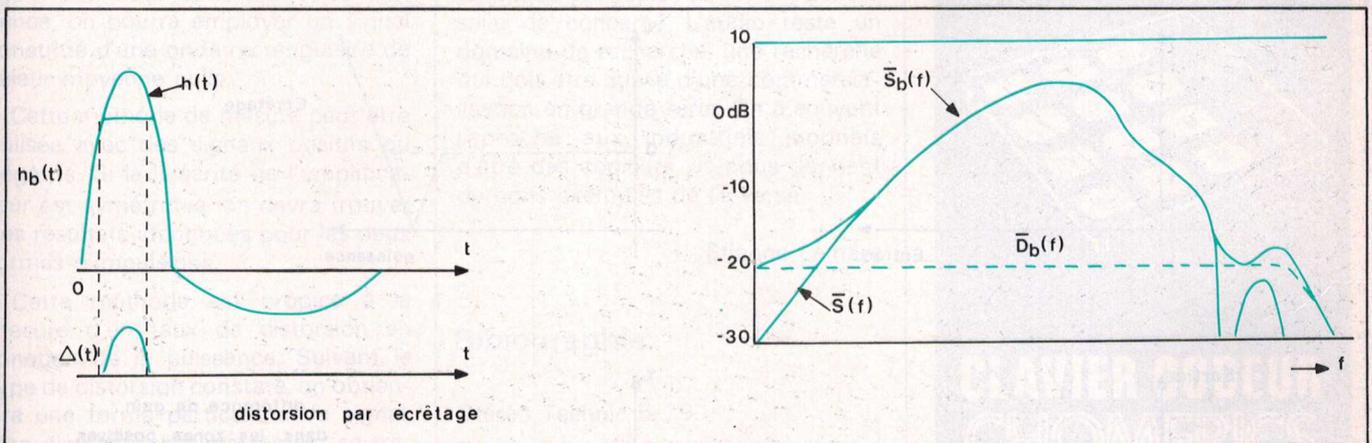


Fig. 13b. - Dito figure 13a avec  $h_b(t)$ ,  $S_b(t)$  et en pointillé  $D_b(f)$ .

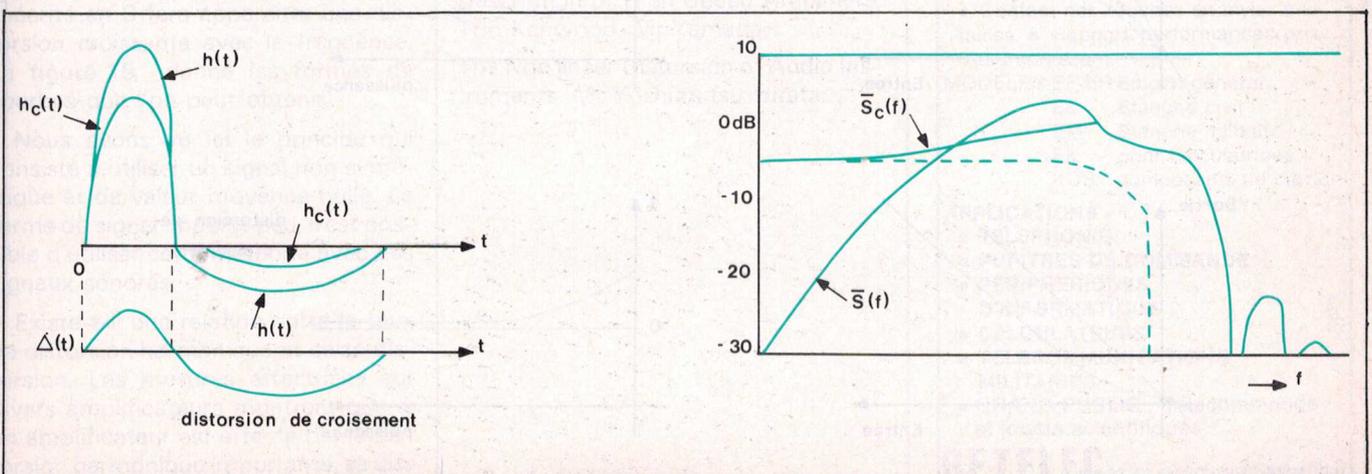


Fig. 13c. - Dito figure 13 a avec  $h_c(t)$ ,  $S_c(t)$  et en pointillé le spectre de distorsion.

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

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

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

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

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

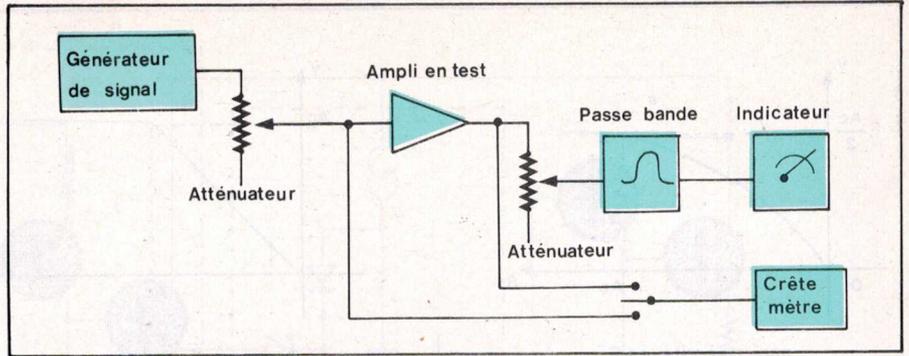


Fig. 14. - Système de mesure de la non linéarité.

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

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

L'écrêtage donne une distorsion

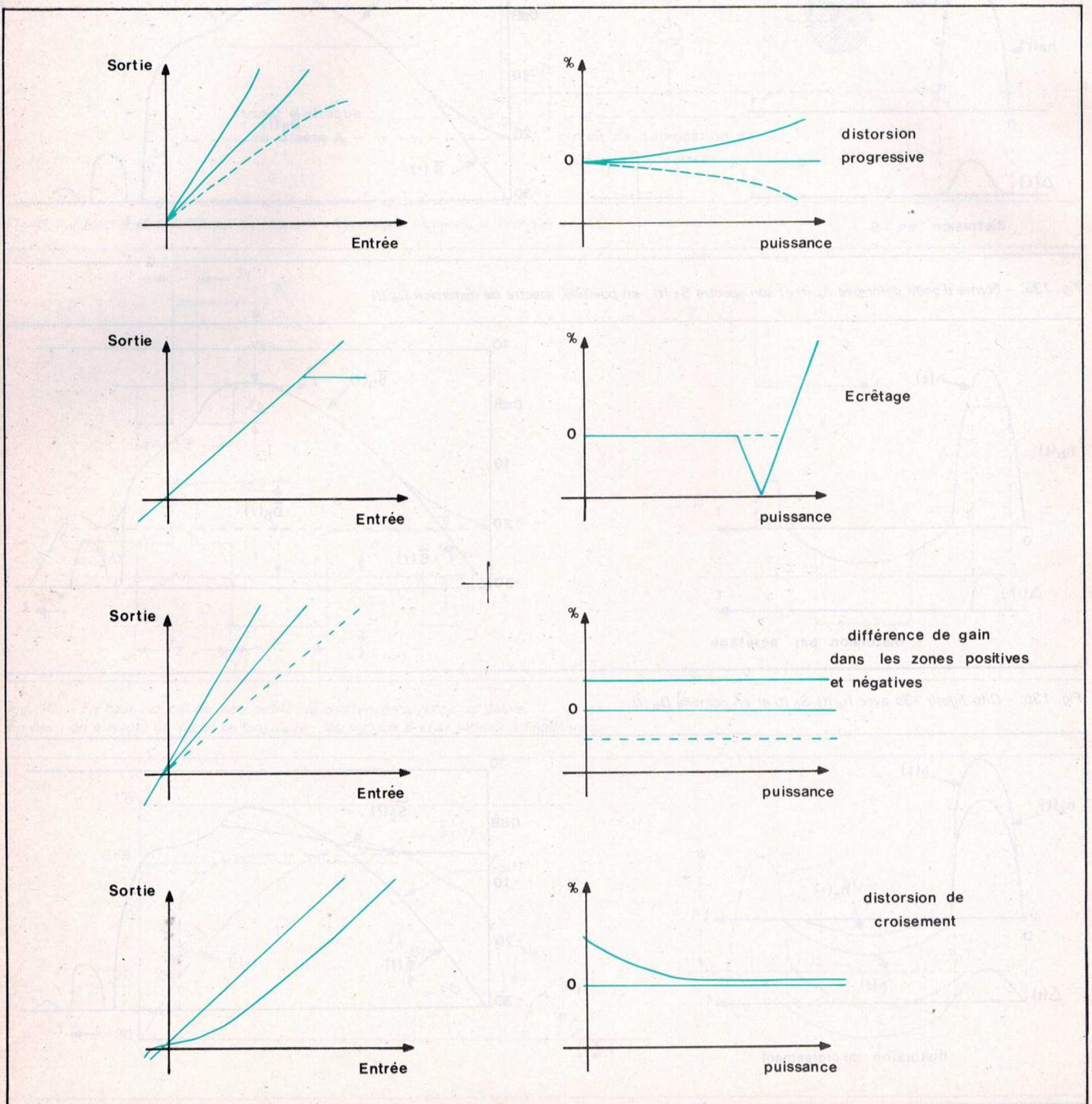


Fig. 15. - Courbes de variation de distorsion en fonction de la puissance, pour diverses formes de non linéarité.

semblable mais plus étendue dans l'aigu.

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

## Conclusions

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

Etienne Lémery

## Bibliographie

Stéréo Technic 5-79.

Documents de constructeurs: Trio-Kenwood, Technics.

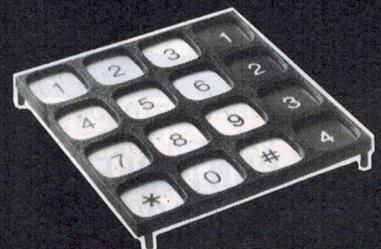
Description of High Speed Amplifiers, Trio Kenwood, Mr Yamada.

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

# anticipation?



# NON!...réalité!



## CLAVIER CODEUR CHOMERICS

### TOTALEMENT INTÉGRÉ

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

MODELES EF-ER Emploi général  
EC Etanche civil  
EM Etanche militaire  
EK pour calculatrices  
KCS composants de clavier

### APPLICATIONS

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

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

RAPY

# Presse technique étrangère

## Alimentation réglable 0 à 15 V / 1 A

Une alimentation qui retiendra l'attention des expérimentateurs en raison de ses possibilités est celle proposée par Dieter Thoss dans *Funkschau* n° 13-51 (1979).

Son schéma est donné à la **figure 1** et on peut voir immédiatement qu'il s'agit d'une source de courant continu, filtré et régulé de 1 A maximum, à tension réglable entre 0 et + 15 V.

Contrairement à la plupart des montages simplifiés proposés actuellement, celui de D. Thoss nécessite sept diodes, deux transistors et un circuit intégré 723 C, bien connu de tous et toujours considéré comme un CI vedette.

Le transformateur d'alimentation possède deux secondaires, l'un S<sub>1</sub> de 18,5 V / 1,4 A, et l'autre S<sub>2</sub> de 23,5 V / 50 mA. Le premier est associé à un pont de quatre diodes du type B 40C 3200/2200 qui donnera à la sortie, une tension continue de 21 V, à la valeur normale de la tension du secteur.

La chute de tension du système

régulateur se produit dans le Darlington constitué avec le 2N3055 (à monter avec radiateur adéquat) et BC 140.

La tension régulée et filtrée de sortie est obtenue aux bornes des condensateurs de 220 µF et de la diode BY 255.

La tension du deuxième secondaire (S<sub>2</sub>) du transformateur d'alimentation sera redressée par un doubleur composé des deux diodes 1N4002 montées de manière à obtenir + 30 V sur la cathode de D<sub>1</sub> et - 30 V sur l'anode de D<sub>2</sub>, par rapport à la masse.

Dans la plupart des montages régulateurs de ce genre, il est difficile d'obtenir, à la sortie des tensions très faibles descendant jusqu'à zéro volt (ou presque). Avec le montage proposé, lorsque le curseur du potentiomètre P de 5 kΩ est à fond vers l'extrémité masse, la tension de sortie est au maximum, c'est-à-dire 15 V.

On a :  $U_a = U_{ref} R_1 / R_2$  (1)  
avec

$R_1 / R_2 = R_3 / R_4$  (2)

condition vérifiée en tenant compte des valeurs des quatre résistances citées.

La tension de sortie U<sub>a</sub> est déterminée par la relation entre les résistances

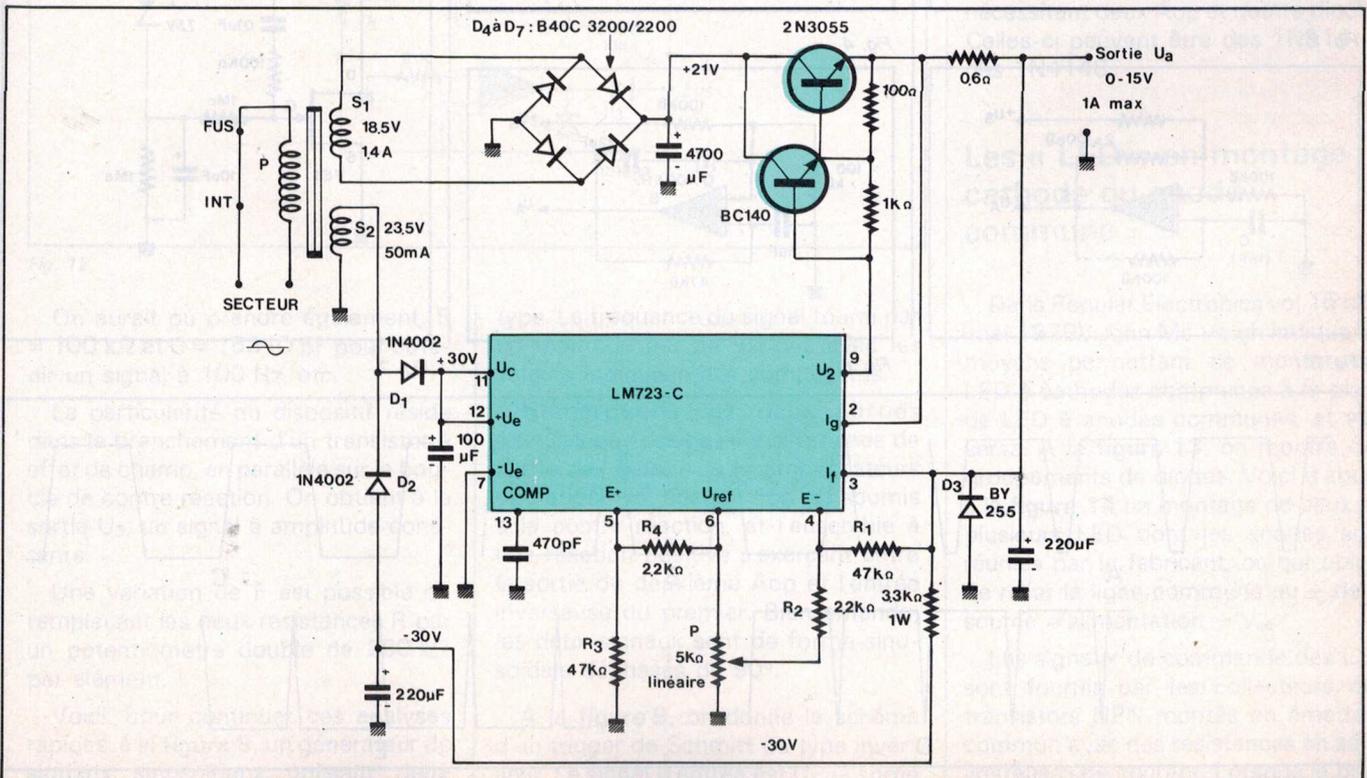


Fig. 1

$R_1$  et  $R_2$  ne dépend pas des tolérances admises pour le potentiomètre.

D'autre part, la tension de référence  $U_{ref}$  est fournie par un circuit interne du LM 723-C, à la broche 5 de ce CI, en boîtier Dual In Line, rectangulaire à 14 broches.

Ne pas adopter le 723 présenté avec un autre boîtier.

La valeur de  $U_{ref}$  est de 7 V environ.

Si le curseur de P tourne, de la position de masse vers l'extrémité opposée, la tension de sortie décroîtra et atteindra zéro volt, à la limite.

Lorsque le zéro est atteint, le courant dans  $R_1$  circule en sens inverse du précédent. Le courant passant par cette résistance et circulant vers la sortie est commandé par une tension négative d'appoint et deux résistances.

Cette tension est  $E_-$ , elle est obtenue à la broche 4 du CI.

## Quelques montages à amplificateurs opérationnels

Dans ELO 1979 vol. 7, Dieter Nürmann publie plusieurs analyses rapides

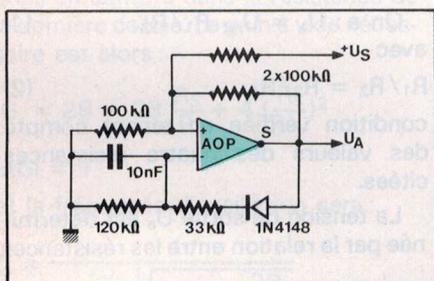


Fig. 2

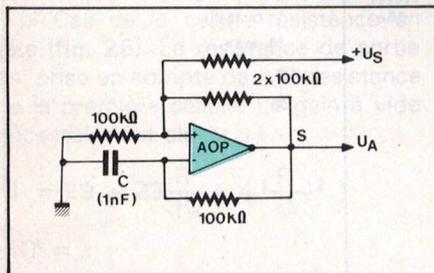


Fig. 3

de montages utilisant des CI à amplificateurs opérationnels. Voici d'abord, à la figure 2, le schéma d'un générateur d'impulsions branché à la sortie d'un générateur de signaux rectangulaires.

Les CI utilisables sont du genre 741, 747 et autres, équivalents.

Le dispositif de la figure 2 est extrêmement simple et la fréquence dépend des valeurs du condensateur C du montage générateur de signaux rectangulaires dont le schéma est donné à la figure 3.

Si  $C = 100$  pF la fréquence est de 100 kHz. Elle est de 10 kHz avec  $C = 1$  nF (F est inversement proportionnel à C).

Passons au montage de la figure 4 qui est une amélioration du dispositif de la figure 2, les deux étant, plutôt, des « formateurs » d'impulsions que des générateurs.

Dans le montage amélioré, on a monté des diodes en série avec les résistances de  $1$  MΩ de la boucle de contre réaction montée entre la sortie et l'entrée inverseuse.

A noter les sens opposés du montage des diodes.

De ce fait, elles ont un effet réduc-

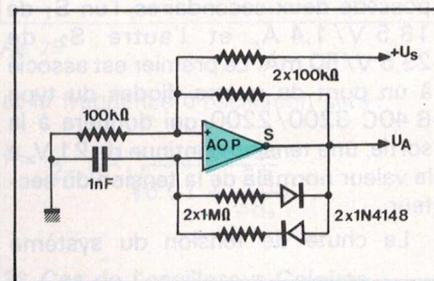


Fig. 4

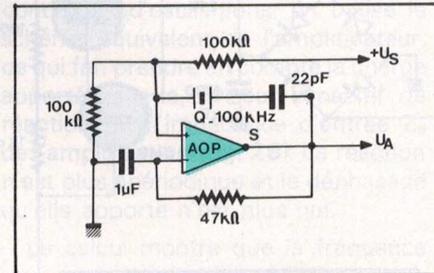


Fig. 6

teur sur les durées des montées et descentes des signaux à impulsions.

En remplaçant les résistances de  $1$  MΩ par des résistances (ou potentiomètres) à variation linéaire, on pourra, en réglant ces composants, obtenir des oscillogrammes comme ceux des figures 5A à 5E.

Un générateur de signaux sinusoïdaux est représenté à la figure 6. Avec les valeurs du schéma, la fréquence d'oscillation est 100 kHz, comme celle du cristal Q monté en série avec un condensateur de 22 pF dans la boucle de réaction à disposer entre la sortie et l'entrée non inverseuse, marquée +.

Dans nos montages  $+U_3$  est le + de la source positive d'alimentation et  $U_A$  est la tension de sortie du montage.

Un montage en pont de Wien est représenté à la figure 7. Il donne un signal à la fréquence :

$$F = 1/2\pi RC$$

où

$$R \leq 270 \text{ k}\Omega$$

Prenons par exemple  $R = 100 \text{ k}\Omega$ . Si  $F = 1000 \text{ Hz}$ , on trouve  $C = 1531 \text{ pF}$ .

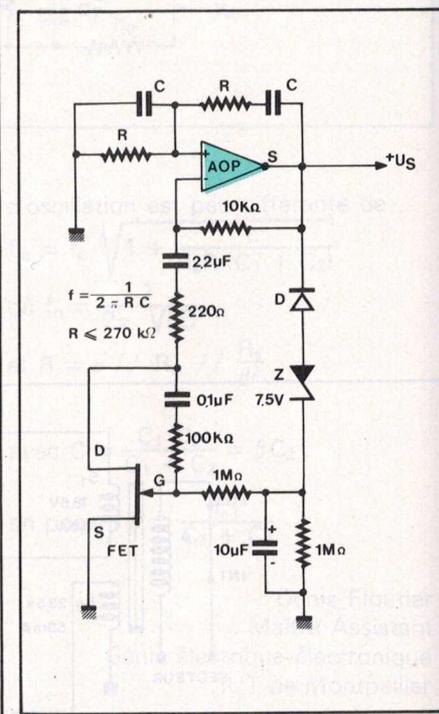


Fig. 7

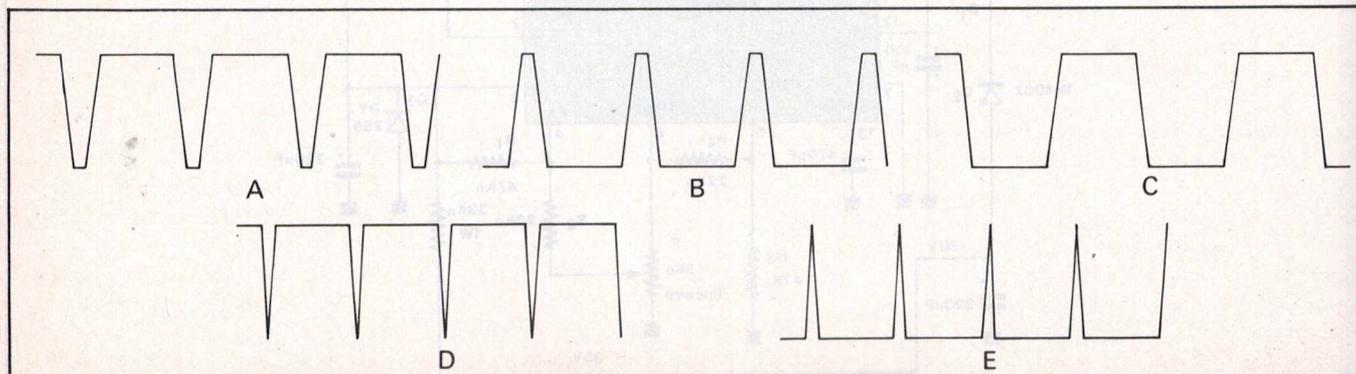


Fig. 5

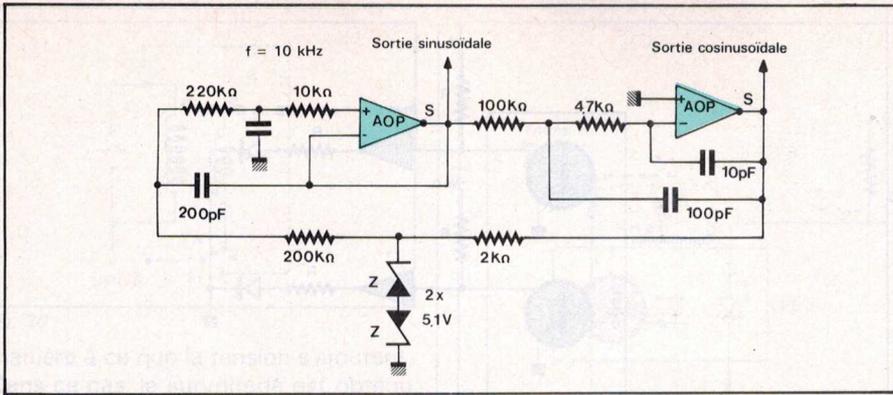


Fig. 8

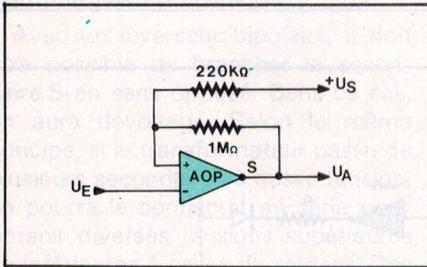


Fig. 9

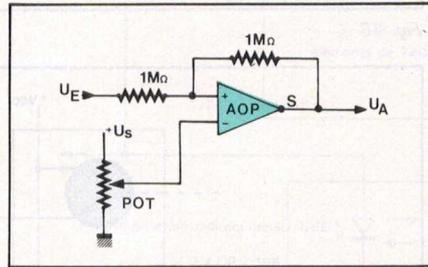


Fig. 10

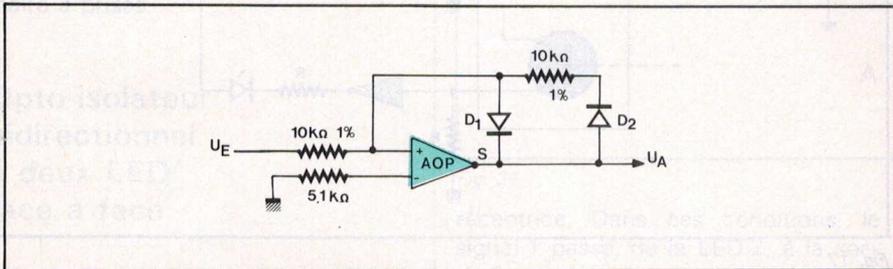


Fig. 11

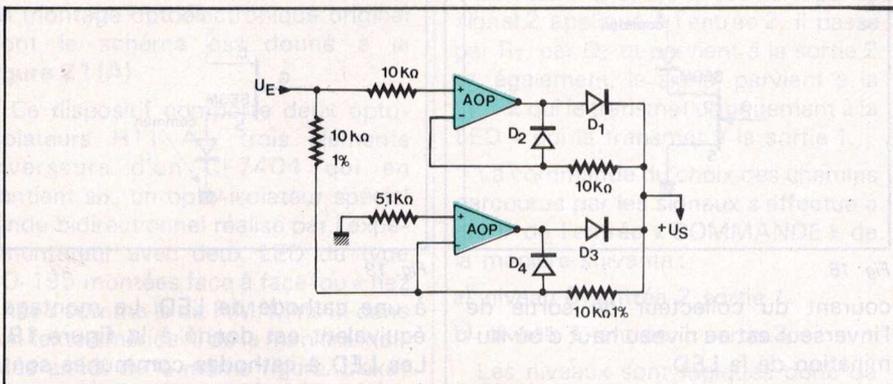


Fig. 12

On aurait pu prendre également,  $R = 100 \text{ k}\Omega$  et  $C = 15310 \text{ pF}$  pour obtenir un signal à 100 Hz, etc.

La particularité du dispositif réside dans le branchement d'un transistor à effet de champ, en parallèle sur la boucle de contre réaction. On obtient à la sortie  $U_3$ , un signal à amplitude constante.

Une variation de  $F$  est possible en remplaçant les deux résistances  $R$  par un potentiomètre double de  $250 \text{ k}\Omega$  par élément.

Voici, pour continuer ces analyses rapides, à la figure 8, un générateur de signaux sinusoïdaux utilisant deux amplificateurs opérationnels du même

type. La fréquence du signal fourni par ce montage est de 10 kHz avec les valeurs indiquées des composants.

Remarquons les deux sorties « sinus » et « cosinus » aux broches de sortie des deux Aop (= amplificateurs opérationnels), chaque Aop est soumis à la contre réaction, et l'ensemble à une réaction positive s'exerçant entre la sortie du deuxième Aop et l'entrée inverseuse du premier. Bien entendu, les deux signaux sont de forme sinusoïdale déphasés de  $90^\circ$ .

À la figure 9, on donne le schéma d'un trigger de Schmitt du type inverseur. Le signal d'entrée est  $U_E$ , la sortie étant celle du Ci. Ce montage extrême-

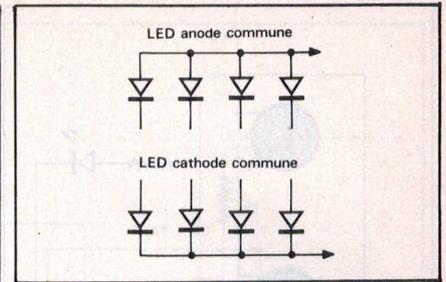


Fig. 13

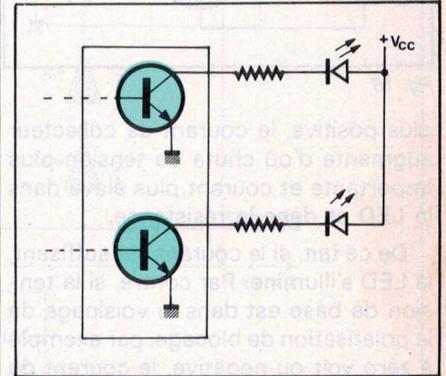


Fig. 14

ment simple peut se réaliser en quelques minutes, ne comportant qu'un Aop et deux résistances.

Un montage de trigger de Schmitt non inverseur est celui de la figure 10 où il y a trois résistances au lieu de deux.

À la figure 11, le schéma représente un redresseur de précision pour appareils de mesure, par exemple un voltmètre digital. Le redressement est mono-alternance. Le signal alternatif est  $U_E$  et le signal continu  $U_A$ .

Pour terminer, voici à la figure 12 un redresseur pour les deux alternances nécessitant deux Aop et quatre diodes. Celles-ci peuvent être des 1N914 ou des 1N4148.

## Les « LED » en montage cathode ou anode commune

Dans Popular Electronics vol. 15 n° 4 (mai 1979), John Mc Veigh indique les moyens permettant de monter des LED à cathodes communes à la place de LED à anodes communes, et vice versa. À la figure 13, on montre des groupements de diodes. Voici d'abord à la figure 14 un montage de deux ou plusieurs LED dont les anodes sont réunies par le fabricant, ce qui oblige de relier la ligne commune au + de la source d'alimentation  $+V_{cc}$ .

Les signaux de commande des LED sont fournis par les collecteurs des transistors NPN montés en émetteur commun avec des résistances en série limiteuses de courant. Lorsque la base d'un transistor ainsi monté devient

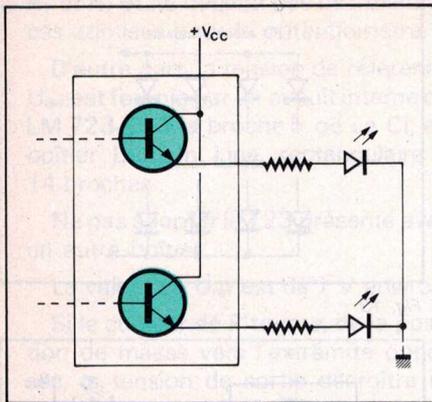


Fig. 15

plus positive, le courant de collecteur augmente d'où chute de tension plus importante et courant plus élevé dans la LED et dans la résistance.

De ce fait, si le courant est suffisant, la LED s'illumine. Par contre, si la tension de base est dans le voisinage de la polarisation de blocage, par exemple à zéro volt ou négative, le courant de collecteur est très faible ou nul. Il en résulte l'extinction de la luminosité de la LED.

A la **figure 15**, on illustre le cas des LED groupées dont les cathodes sont réunies.

Tout est disposé d'une manière contraire à celle du montage précédent.

Les LED sont orientées avec les cathodes à la sortie alimentation. Elles sont connectées à la masse (ou négatif de l'alimentation). D'autre part, les transistors, des NPN également, sont montés en collecteur commun. Tous les collecteurs sont reliés au + de l'alimentation tandis que chaque émetteur, électrode de sortie, est relié à l'anode de la LED correspondante.

Le fonctionnement est commandé par la polarisation de la base. Si la base est assez positive, le courant de la LED est important et celle-ci s'illumine. Si le transistor est bloqué la LED reste obscure.

Voici maintenant les solutions proposées par J. Mc Veigh pour se servir de LED groupées de la manière opposée à celle exigée dans un montage comme ceux des figures précédentes.

A la **figure 16**, on montre la transformation du montage de la **figure 14**. Il s'agit évidemment d'effectuer une inversion et cela se fait, de la manière la plus simple, avec un circuit... inverseur, comme indiqué sur la figure. Il s'ensuit la possibilité de montage de LED à cathodes communes. Si une base devient plus positive, le courant de collecteur croît ainsi que la chute de tension dans R.

De ce fait, la polarisation et entrée de l'inverseur décroît en s'approchant de celle de la masse; par conséquent, le

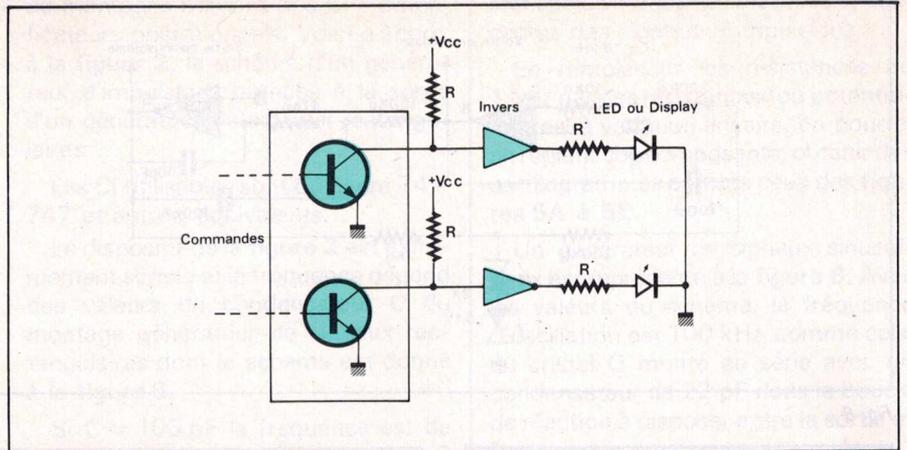


Fig. 16

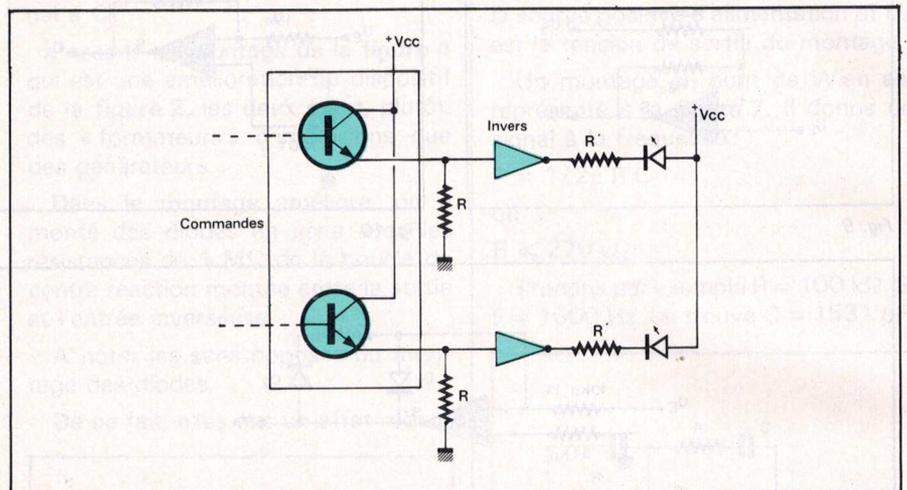


Fig. 17

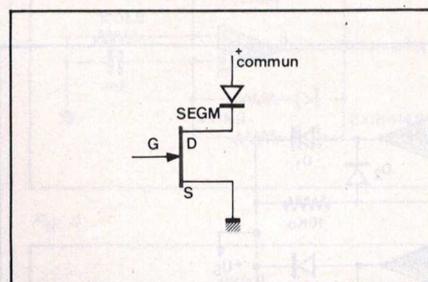


Fig. 18

courant du collecteur de sortie de l'inverseur est au niveau haut d'où illumination de la LED.

De la même manière, on verra que le montage de la **figure 17** fonctionnera, au point de vue de l'allumage et de l'extinction des LED, comme celui de la **figure 15**, mais avec des LED à anodes communes reliées au + de l'alimentation.

A noter que des CI spéciaux contiennent six éléments inverseurs à fonctionnement indépendant, dans les séries TTL ou C.MOS (par exemple le 7404).

Lorsque la LED est commandée par un transistor à effet de champ, comme on le montre à la **figure 18**, les LED à adopter sont celles à anodes réunies, on les connectera au + de l'alimentation.

Chaque drain de FET sera connecté

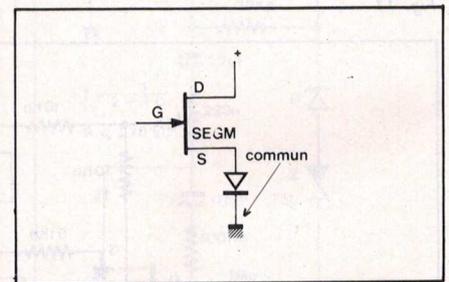


Fig. 19

à une cathode de LED. Le montage équivalent est donné à la **figure 19**. Les LED à cathodes communes sont montées dans les circuits des sources des FET, la ligne des cathodes étant aussi à la masse.

Remarquons qu'au lieu de LED de présentation habituelle, il peut s'agir de « display » à segments a, b, c... Chaque segment sera traité comme une électrode de LED. Dans le même POP. Electronics (vol. 15 n° 15), Harry S. Miller rappelle un emploi classique de transformateur secteur à 6,3 V comme survolteur ou dévolteur.

Le schéma proposé est à la **figure 20**.

On suppose que le transformateur est à primaire de 117 V et que le secondaire est de 6,3 V.

Il s'agit tout simplement de brancher P et S en série, dans le bon sens de

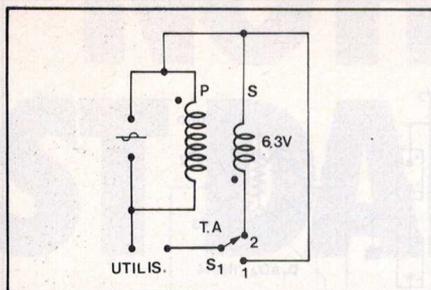


Fig. 20

manière à ce que la tension s'ajoutent. Dans ce cas, le survoltage est obtenu lorsque  $S_1$  est en position 1 et la tension normale en position 2.

Avec un inverseur bipolaire, il doit être possible de brancher le secondaire  $S$  en sens opposé. Dans ce cas, on aura dévoltage. Selon le même principe, si le transformateur passe de plusieurs secondaires à basse tension, on pourra le connecter en série pour obtenir diverses tensions supérieures ou inférieures à celles du secteur. Des combinaisons sont possibles avec primaire à prises.

## Opto-isolateur bidirectionnel à deux LED face à face

Dans Electronics, vol.52 n° 10 (10 mai 1979), Forest M. Mims III propose un montage optoélectronique original dont le schéma est donné à la figure 21 (A).

Ce dispositif comporte deux opto-isolateurs H11 A1, trois éléments inverseurs d'un CI 7404 qui en contient six, un opto-isolateur spécial rendu bidirectionnel réalisé par l'expérimentateur avec deux LED du type PO-195 montées face à face (ou « nez à nez » comme le dit F.M. Mins III dans son texte américain) de la manière indiquée en (B) de la même figure. L'examen du schéma permet de voir que le signal d'entrée est appliqué sous forme de courant électrique, au collecteur du phototransistor  $Q_1$ , par l'intermédiaire de  $R_1$ . Il est transmis par ce transistor à la sortie 1, et, également, à la LED 1 OP-195 (1).

On dispose, par conséquent, de deux voies pour la transmission du signal 1. La première est une voie directe vers la sortie correspondante 2, sans intervention des dispositifs optoélectroniques. La seconde transmet le signal électrique à la LED 1 de l'opto-isolateur bidirectionnel.

Cette LED fonctionne comme une diode électroluminescente émettrice donc, fonctionnant normalement. Les rayons se dirigent vers la LED 2 qui fonctionne comme une photodiode

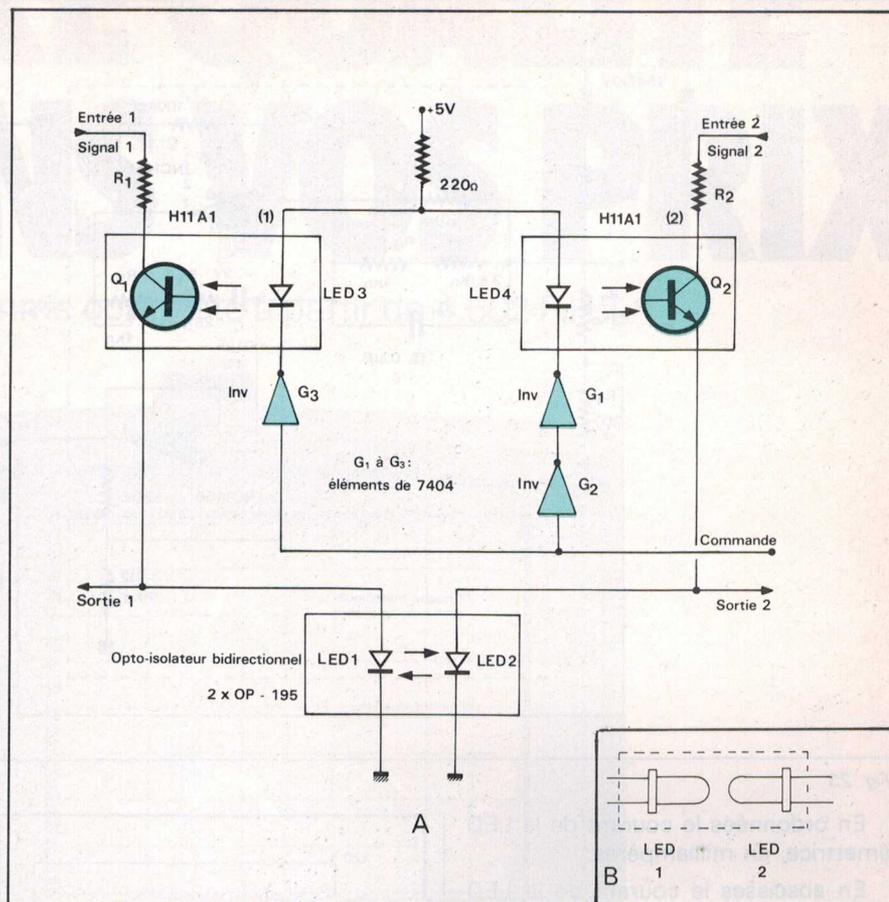


Fig. 21

réceptrice. Dans ces conditions, le signal 1 passe, de la LED 2, à la sortie 2.

Le même processus est suivi par le signal 2 appliqué à l'entrée 2. Il passe par  $R_2$ , par  $Q_2$  et parvient à la sortie 2 et, également, le signal parvient à la LED 2 qui le transmet optiquement à la LED 1 qui la transmet à la sortie 1.

La commande du choix des chemins parcourus par les signaux s'effectue à partir de l'entrée « COMMANDE » de la manière suivante :

- niveau 0, entrée 2 sortie 1
- niveau 1, entrée 1 sortie 2.

Les niveaux sont logiques donc de 0 V et 3 à 4 V.

Considérons le cas a) :

Les entrées des inverseurs  $G_1$  et  $G_3$  étant à 0 V, les chemins passant par les inverseurs et les LED 3 et LED 4 sont conducteurs. En effet, l'entrée de  $G_3$  étant au niveau 0, celle de  $G_2$  sera au niveau 1 et la sortie de ce même inverseur, ainsi que la cathode de LED 4, au niveau 0. Le signal 2 passera alors à la LED 2 qui sera également illuminée, fonctionnant comme émettrice.

Le signal 2 passera à la LED qui doit, dans ces conditions, fonctionner comme réceptrice.

En effet, il faut pour cela qu'elle ne soit pas polarisée. Dans ce cas, elle devient un élément photovoltaïque.

Revenons au niveau 0 de la com-

mande. L'entrée de  $G_1$  étant au niveau 0, sa sortie et la cathode de LED 3 sont au niveau 1 donc LED 3 ne conduit pas et  $Q_1$  est bloqué. Cela étant, LED 1 est bien en mode de fonctionnement photovoltaïque.

Si le niveau de la commande est 1, on verra de la même manière que le signal 1 est transmis à la sortie 2, en tenant compte des niveaux des inverseurs.

La diode OP-195 possède un émetteur d'infrarouge. Elle peut effectuer la transmission ou la réception des signaux en disposant les deux LED très proches l'une de l'autre comme en (B) de la figure 21.

Le montage se fait dans un tube isolant de faible longueur et se rétrécissant à la chaleur.

On pourra aussi coupler les deux OP-195 par des fils en fibre optique ou par un plastique guide de lumière.

A noter que le transfert de courant dans l'opto-isolateur bidirectionnel LED 1 - LED 2 est de 6 % donc très faible, le courant de la LED illuminée étant de 20 V. Rien de s'oppose à ce que les signaux de sortie soient amplifiés.

A la figure 22, on donne le transfert de courant de l'opto-isolateur à deux OP-195, l'un fonctionnant en mode photovoltaïque.

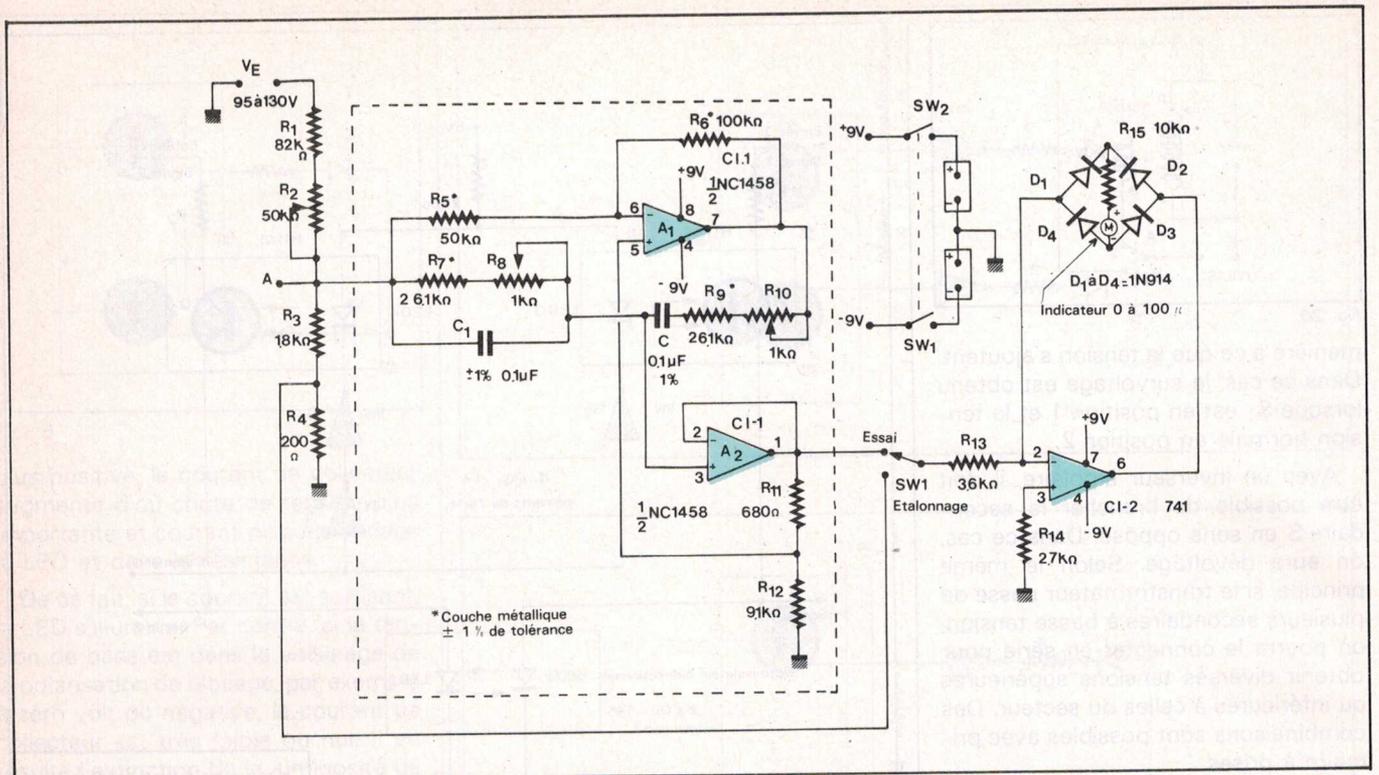


Fig. 23

En ordonnées le courant de la LED émettrice, en milliampères.

En abscisses le courant de la LED réceptrice, en microampères.

Par exemple, si le courant de la LED émettrice, est de l'ordre de 20 mA, celui de la LED réceptrice est de l'ordre de 10  $\mu$ A.

Le rapport est alors :

$$r = \frac{10 \cdot 10^{-6}}{20 \cdot 10^{-3}} = 0,5 \cdot 10^{-3}$$

donc  $r = 0,05$  de l'ordre de 0,06 ou 6 % comme indiqué par l'auteur.

Les deux courbes présentent une petite différence due au fait qu'il y a une certaine dispersion des caractéristiques des LED 1 et 2 essayées. Il faut plus de courant émetteur dans le sens LED 2 — LED 1 que dans le sens opposé avec les deux LED dont a disposé l'expérimentateur.

## Mesure des harmoniques du signal du réseau électrique

Lorsqu'on mesure les pertes dans les tôles d'un transformateur de secteur et autres dispositifs magnétiques, il est nécessaire de connaître la distorsion harmonique THD qui généralement ne doit pas dépasser 3 %.

L'appareil proposé par Hanno Normet dans Electronics (vol.25 n° 10 — 10 mai 1979) dont le schéma est donné à la figure 23, a été conçu dans ce sens.

Son principe est classique. Le signal

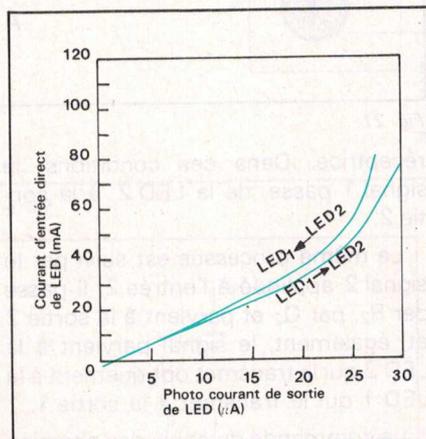


Fig. 22

complet à 60 Hz (aux USA) est appliqué à un filtre éliminateur qui supprime la composante du signal à cette fréquence fondamentale. De ce fait, ne restent que les composantes harmoniques du signal qui sont mesurées d'où obtention du THD. La distorsion peut se mesurer dans la gamme 0 à 10 %. On a choisi comme filtre éliminateur pour 60 Hz un pont de Wien à Q ajustable. Ce pont de Wien a été décrit dans un précédent Electronics (7 décembre 1978, page 124).

Les résistances  $R_{11}$  et  $R_{12}$  de ce pont (voir schéma, partie encadrée par un pointillé) sont déterminées pour obtenir un coefficient de surtension  $Q = 10$ . L'indication zéro est obtenu lorsqu'un signal à 180 Hz (H3) passe sans atténuation, les composants harmoniques moindres apparaissent aussi comme composants de distorsion.

Les valeurs de  $C_1$  et  $C_2$  permettent une bonne élimination effectuée par ce filtre, ils sont précis à  $\pm 1\%$  près. De

même les résistances désignées par les astérisques doivent avoir la même précision, c'est-à-dire une tolérance de  $\pm 1\%$ . Les résistances doivent être à couche métallique et les condensateurs doivent être en polycarbonate. Pour la mise au point initiale, on appliquera en (A) un signal à 60 Hz de 2 V, à faible distorsion. Placer SW1 en position « ESSAI » et ajuster  $R_8$  et  $R_{10}$  pour obtenir la lecture zéro du microampèremètre M, de 0 à 100  $\mu$ A.

Placer ensuite SW1 en position « ETALONNAGE » et appliquer la tension du secteur à l'entrée  $V_c$ . Régler  $R_2$  de manière à ce que M indique le maximum 100  $\mu$ A. Remettre SW1 en position « ESSAI » de sorte que le signal passe par le filtre éliminateur.

Le pourcentage de distorsion sera lu directement sur M.

A noter que la précision dépend de celle du rapport 10/1 du diviseur de tension  $R_3 - R_4$ .

Pour un maximum de précision, on devrait utiliser un indicateur gradué en valeurs efficaces. Un appareil précis à 10 % près peut convenir dans la plupart des applications.

Le pont des diodes utilise quatre 1N914. Le microampèremètre est monté en série avec une résistance de 10 k $\Omega$ .

Comme CI, on a utilisé un MC1458 qui contient deux amplificateurs opérationnels et un 741. Le MC 1458 est monté dans un boîtier à 8 broches et il en est de même du 741. L'alimentation est de  $\pm 9$  V avec point commun représentant la masse.

F. JUSTER

Le relais statique peut commuter des charges résistives, capacitives ou inductives avec un gain en puissance très élevé. Cette caractéristique est en fait un élément d'interface idéal entre les circuits logiques et de puissance.

On oppose souvent le relais statique au relais électromagnétique, comme s'ils se livraient une gigantesque bataille dont l'enjeu est le monde de la commutation. Un tel combat ne saurait désigner ni vainqueur ni vaincu, car les deux types de relais sont plus complémentaires que concurrents.

Premier venu dans le monde de la commutation, le relais électromagnétique bénéficie de plusieurs décennies de développement, d'amélioration et de diversification qui l'ont rendu apte à résoudre de nombreux problèmes de commutation. Un des avantages majeurs du relais électromagnétique est sa capacité de rassembler sur une seule armature des contacts isolés pour courant fort et faible, continu et alternatif. De plus, le relais électromagnétique peut commu-

# Le relais statique pour courant alternatif

ter des courants de quelques micro-ampères. Enfin, la chute de tension dans les contacts est quasi-nulle.

Le relais statique de son côté, n'a qu'un passé très court mais qui permet déjà de juger de ses avantages. Tout d'abord, l'absence de pièces en mouvement, dont découlent ses principales caractéristiques : fonctionnement silencieux, contact sans rebondissement, insensibilité aux chocs, temps de réponse très court, ouverture à courant nul donc sans étincelle, gain en puissance très élevé et surtout une longévité incomparablement plus grande que celle du relais électromagnétique.

## Principe du relais statique

La **figure 1** montre le principe du relais statique. Lorsqu'un courant de commande est injecté dans la gâchette du thyristor Th, celui-ci s'enclenche et amorce le triac TR à travers le pont redresseur Br. Lorsque le triac est enclenché, la tension aux bornes du triac tombe à une valeur de 1 à 2 V et le thyristor Th s'éteint jusqu'à ce que le courant dans la charge s'annule ; à ce moment-là, le triac se bloque et la tension du réseau peut de nouveau apparaître aux bornes du thyristor Th qui se réenclenche et réamorce TR. Le phénomène se reproduit tant que le courant est injecté dans la gâchette du thyristor Th. Lorsque ce courant dispa-

raît, le triac TR reste enclenché jusqu'à ce que le courant dans la charge s'annule, en l'absence de courant de gâchette le thyristor Th ne peut se réamorcer et le relais reste ouvert. Cette faculté de s'ouvrir uniquement lorsque le courant dans la charge s'annule, est une caractéristique intrinsèque du relais statique pour courant alternatif.

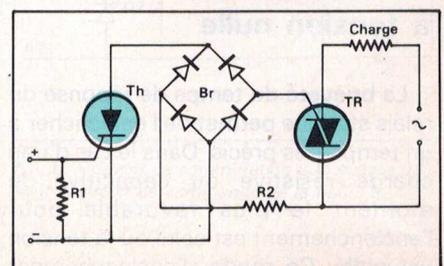


Fig. 1. - Principe du relais statique.

Dans le cas d'une charge résistive, le courant étant en phase avec la tension, l'ouverture du relais se produit au moment où la tension est nulle et réapparaît à la vitesse du réseau (pour le réseau 220 V / 50 Hz environ  $0,1 \text{ V}/\mu\text{s}$ ), ceci limite le niveau des interférences électromagnétiques à une valeur minimale. Dans le cas d'une charge inductive, le courant est en retard sur la tension ; à l'ouverture du relais, la tension du réseau est réappliquée brutalement au triac. La vitesse de ré-application de la tension (du/dt à la commutation) doit être limitée au moyen d'un circuit adéquat (voir *Electronique Applications* N° 10).

## Isolation entre l'entrée et la sortie

Le relais électromagnétique présente toujours une isolation galvanique entre le circuit de commande (bobinage) et le circuit de commutation (contact), ce qui n'est pas le cas du relais statique de la **figure 1**. L'isolation entre l'entrée (circuit de commande) et la sortie (circuit de commutation) d'un relais statique peut se faire soit au moyen d'un opto-coupleur (**fig. 2**), soit par transformateur (**fig. 3**).

Dans le cas de la **figure 2**, le signal de commande est traduit en signal lumineux par un photo-émetteur, en l'occurrence une diode photo-émettrice et transmis à un récepteur, dans le cas présent un phototransistor. En l'absence de signal de commande, le phototransistor reste bloqué et le transistor Tx est saturé, ce qui empêche l'amorçage du thyristor Th. Lorsque le signal de commande est présent, le phototransistor se sature et Tx se bloque, ce qui permet au thyristor Th de s'amorcer. Le reste du circuit est semblable à celui de la **figure 1**.

Le circuit de la **figure 3** est semblable à celui de la **figure 1** à une différence près : l'amorçage du triac TR se fait par l'intermédiaire du transformateur Tr monté en transformateur de courant. La transmission du signal de commande se fait ici par voie magnétique.

## Enclenchement à tension nulle

La brièveté du temps de réponse du relais statique permet de l'enclencher à un temps très précis. Dans le cas d'une charge résistive ou capacitive, le moment le plus favorable pour l'enclenchement est celui où la tension est nulle. Ce mode d'enclenchement limite la vitesse d'établissement du

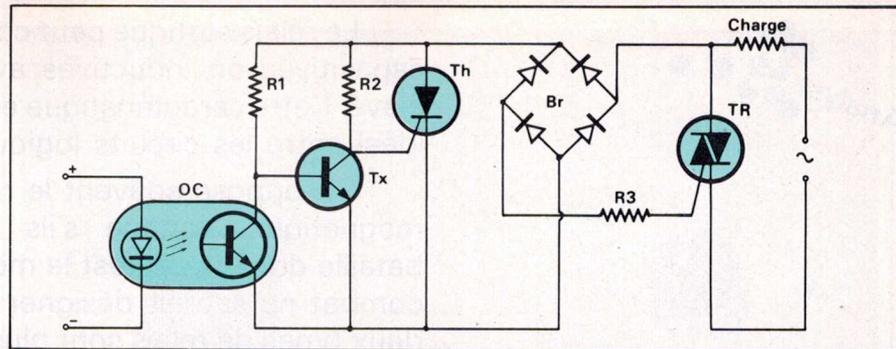


Fig. 2. - Isolation par optocoupleur à transistor.

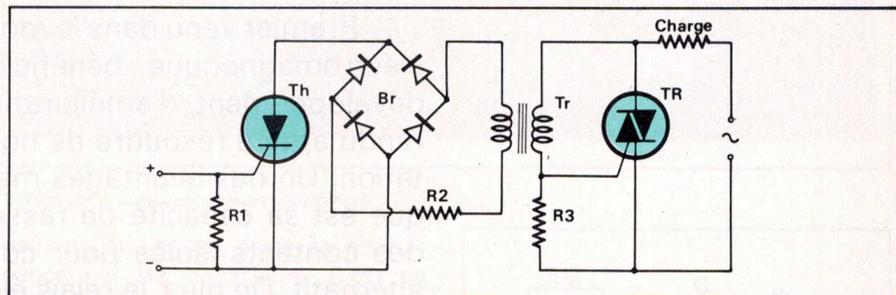


Fig. 3. - Isolation par transformateur.

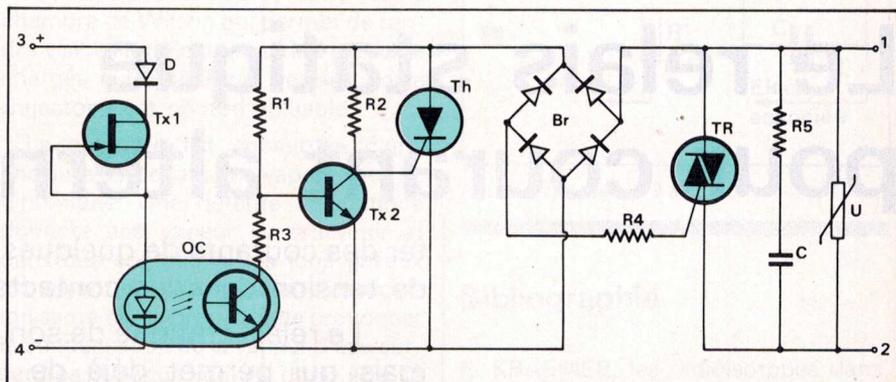


Fig. 4. - Relais statique à enclenchement à tension nulle.

R <sub>1</sub>	330 kΩ	C	0,047 μF / 220 V <sub>eff</sub>
R <sub>2</sub>	220 kΩ	D	1N4001
R <sub>3</sub>	10 kΩ	OC	CNY17 ou 4N35
R <sub>4</sub>	100 Ω	Tx <sub>1</sub>	BC264D
R <sub>5</sub>	10 kΩ	Tx <sub>2</sub>	BC237B
Br	4 × 1N4005	Th	TAG 70E
TR	TAG 425-500 (6 A / 220 V <sub>eff</sub> )		
TR	TAG 480-500 (10 A / 220 V <sub>eff</sub> )		

Tableau 1. - Nomenclature des composants de la figure 4.

courant di/dt et les interférences électromagnétiques au niveau minimum.

La **figure 4** montre un relais statique à enclenchement à tension nulle. Le relais travaille selon le principe décrit à la **figure 2**, l'enclenchement à tension nulle est réalisé par l'adjonction de la résistance R<sub>3</sub> qui forme un diviseur de tension avec R<sub>1</sub>. Lorsque le signal de commande est appliqué entre les bornes 2 et 3, le phototransistor de l'optocoupleur est saturé. Lorsque la tension instantanée du réseau, qui apparaît entre l'anode et la cathode de Th, est faible, la somme de la chute de tension aux bornes de R<sub>3</sub> et de la tension de saturation du phototransistor est inférieure

à la tension de seuil V<sub>BE</sub> du transistor Tx<sub>2</sub> qui reste bloqué et permet au thyristor Th de s'amorcer. Lorsque la tension du réseau augmente, la chute de potentiel entre la base de Tx<sub>2</sub> et l'émetteur du phototransistor dépasse le seuil V<sub>BE</sub> (environ 0,6 V) et Tx<sub>2</sub> se sature, empêchant l'amorçage du thyristor Th et l'enclenchement du relais.

La diode D protège la diode photo-émettrice de l'optocoupleur contre les inversions de polarité et le transistor à effet de champ Tx<sub>1</sub> travaille en stabilisateur de courant entre 3 et 32 V. Le varistor protège le relais contre les surtensions et le circuit étouffeur R<sub>5</sub>, C

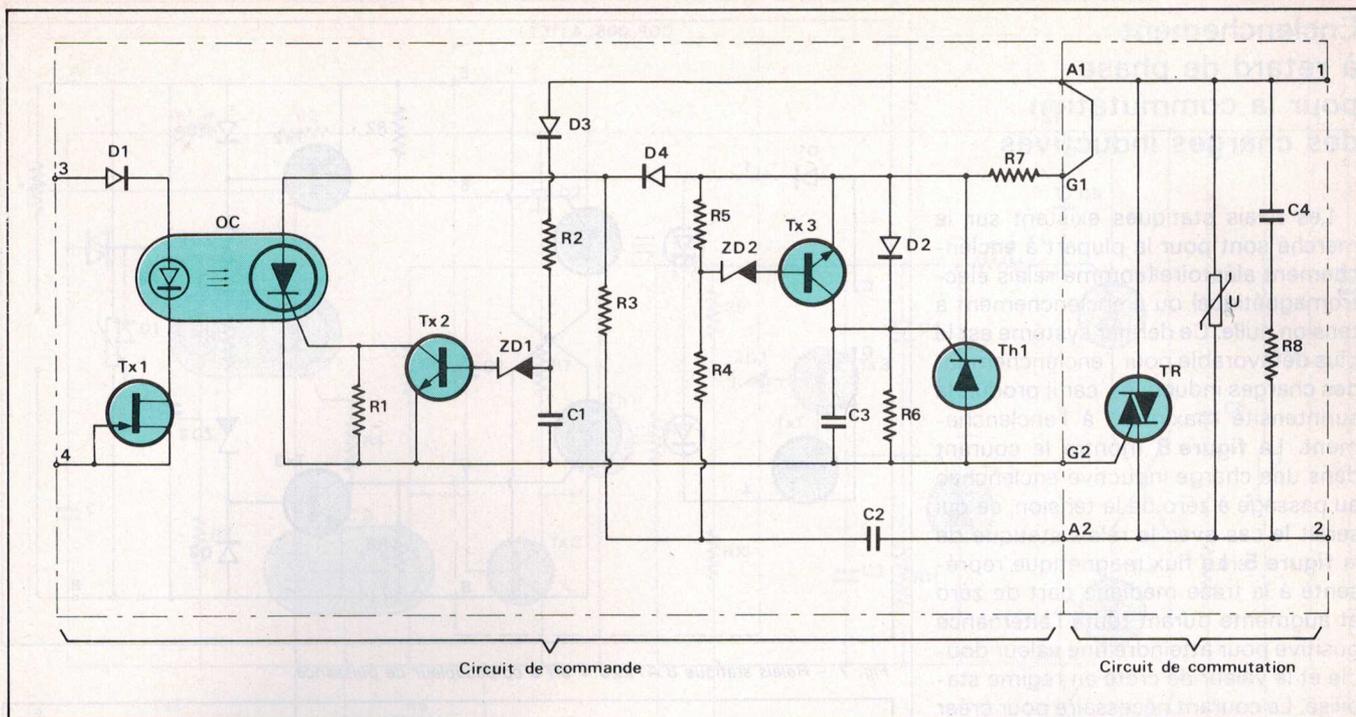


Fig. 5. - Relais statique avec enclenchement à tension nulle et conduction de périodes complètes.

limite le  $dv/dt$  à la commutation de charges inductives, quoiqu'un relais à enclenchement à tension nulle soit le moins indiqué pour la commutation de charges inductives (surintensité à l'enclenchement). Le **tableau 1** donne les valeurs de composants.

Il est parfois nécessaire d'assurer la conduction, non pas d'un nombre quelconque d'alternances, mais de périodes complètes ; le relais décrit à la **figure 5** remplit cette condition. Le circuit est isolé par un optocoupleur à photothyristor qui s'amorce lorsque le signal de commande est appliqué entre les bornes 3 et 4, que la tension sur la borne 1 est positive par rapport à la borne 2 (alternance positive), et que le transistor  $Tx_2$  est bloqué. Le circuit d'enclenchement à tension nulle est formé par  $D_3$ ,  $R_2$ ,  $C_1$  et  $ZD_1$ . La constante de temps  $R_2$ ,  $C_1$  maintient le transistor  $Tx_2$  saturé à la fin de l'alternance positive. Lorsque  $Tx_2$  est saturé, le photothyristor ne peut pas être amorcé par la diode photo-émettrice, par contre il reste enclenché même après la saturation de  $Tx_2$  s'il a été amorcé préalablement. Lorsque le photothyristor est bloqué, le relais statique n'est pas enclenché durant l'alternance positive. Le condensateur  $C_2$  se charge à travers  $R_7$ ,  $D_4$  et  $R_3$  et se décharge durant l'alternance négative à travers  $R_4$ ,  $ZD_2$  et  $Tx_3$  qui se sature et empêche l'amorçage du thyristor Th. Le relais ne peut donc pas s'enclencher durant l'alternance négative. Si le photothyristor s'amorce au début de l'alternance positive, le relais s'enclenche et le condensateur  $C_2$  ne peut pas se charger,  $Tx_3$  reste bloqué durant l'alternance négative, Th

$R_1$	47 k $\Omega$
$R_2$	220 k $\Omega$
$R_3$	1 k $\Omega$
$R_4$	220 k $\Omega$
$R_5$	47 k $\Omega$
$R_6$	220 k $\Omega$
$R_7$	100 $\Omega$
$R_8$	10 k $\Omega$
$C_1$	0,01 $\mu$ F / 6 V
$C_2$	0,1 $\mu$ F / 220 $V_{eff}$
$C_3$	100 pF / 220 $V_{eff}$
$C_4$	0,047 $\mu$ F / 220 $V_{eff}$

$D_1$	1N4001
$D_2$	1N4001
$D_3$	1N4005
$D_4$	1N4005
201	BZX55 / C2V4
202	BZX55 / C10
$Tx_1$	BC264D
$Tx_2$	BC237B
$Tx_3$	BC237B
OC	CNY34 ou OPI4501
Th <sub>1</sub>	TAG 70E
TR	TAG 480-500

Tableau 2. - Nomenclature des composants de la figure 5.

s'amorce et le relais est enclenché pour la durée de l'alternance négative. Lorsque le signal de commande est enlevé des bornes 3 et 4 après l'amorçage au début de l'alternance positive et à n'importe quel moment jusqu'à la fin de l'alternance négative, le relais restera enclenché jusqu'à la fin de l'alternance négative. La valeur des composants est donnée au **tableau 2**.

A la place d'un triac, il est possible d'utiliser deux thyristors (redresseurs commandés), montés en anti-parallèle dans le circuit de commutation de la **figure 5**. La **figure 6** montre comment réaliser l'adaptation.

Il existe sur le marché des photothyristors de puissance qui peuvent être utilisés dans les relais statiques. La maison ITT produit un module comprenant deux diodes photo-émettrices et deux photothyristors de puissance permettant de monter un relais statique avec un minimum de composants (**fig. 7**).

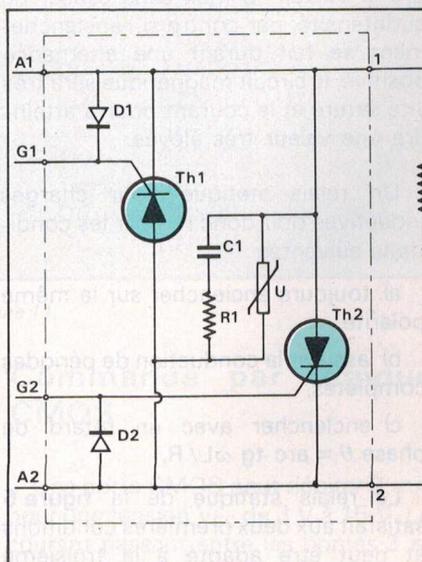


Fig. 6. - Circuit de commutation à thyristors utilisant le circuit de commande de la figure 5.

## Enclenchement à retard de phase pour la commutation des charges inductives

Les relais statiques existant sur le marché sont pour la plupart à enclenchement aléatoire (comme relais électromagnétique) ou à enclenchement à tension nulle. Ce dernier système est le plus défavorable pour l'enclenchement des charges inductives, car il produit la surintensité maximum à l'enclenchement. La **figure 8** montre le courant dans une charge inductive enclenchée au passage à zéro de la tension, ce qui serait le cas avec le relais statique de la **figure 5**. Le flux magnétique représenté à la trace médiane part de zéro et augmente durant toute l'alternance positive pour atteindre une valeur double et la valeur de crête en régime stabilisé. Le courant nécessaire pour créer ce flux atteint une valeur beaucoup plus élevée de la saturation du circuit magnétique. Cette surintensité crée des parasites dans la ligne d'alimentation, et peut même actionner les disjoncteurs de sécurité, fusibles, etc.

Cette surintensité peut être totalement supprimée si l'enclenchement se fait avec un retard sur la phase de la tension  $= \arctan \omega L / R$ . La **figure 9** montre que dans ce cas la surintensité est totalement supprimée.

Le flux rémanent peut aussi être la cause d'une surintensité (**fig. 10**). Si le relais statique est déclenché à la fin d'une alternance négative de courant, l'induction rémanente est au point A. Si le relais est réenclenché durant une alternance négative, l'induction atteindra la valeur  $-B$  max sans causer de surintensité, par contre si l'enclenchement se fait durant une alternance positive, le circuit magnétique sera très vite saturé et le courant pourra atteindre une valeur très élevée.

Un relais statique pour charges inductives doit donc remplir les conditions suivantes :

- a) toujours enclencher sur la même polarité,
- b) assurer la conduction de périodes complètes,
- c) enclencher avec un retard de phase  $\theta = \arctan \omega L / R$ .

Le relais statique de la **figure 5** satisfait aux deux premières conditions et peut être adapté à la troisième (**fig. 11**). La valeur des composants est donnée au **tableau 3**.

Le diac débite des impulsions alternativement positive et négative dont le retard est ajusté au moyen de  $R_2$ . Lorsque le signal de commande est appli-

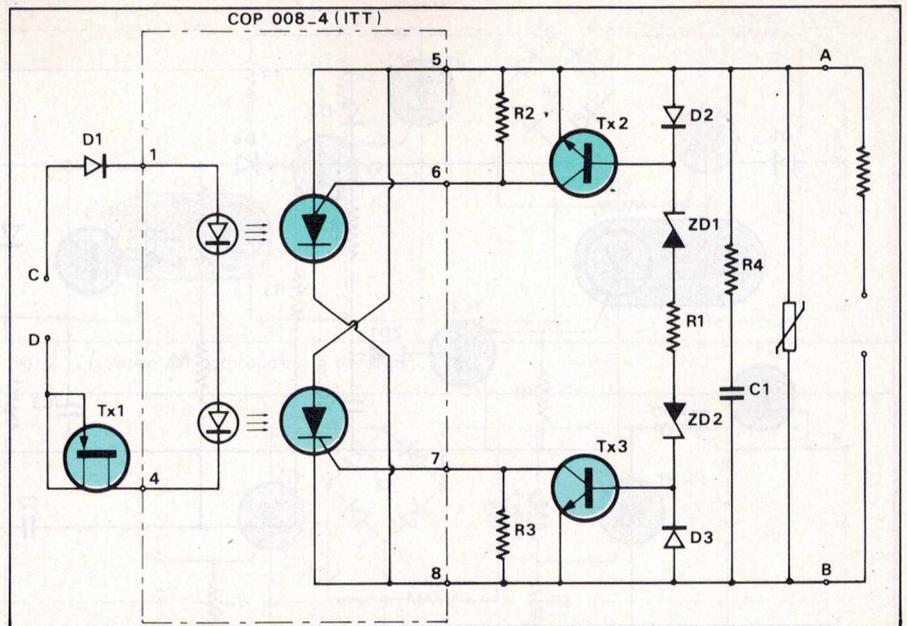


Fig. 7. - Relais statique 8 A / 220 V eff à optocoupleur de puissance.

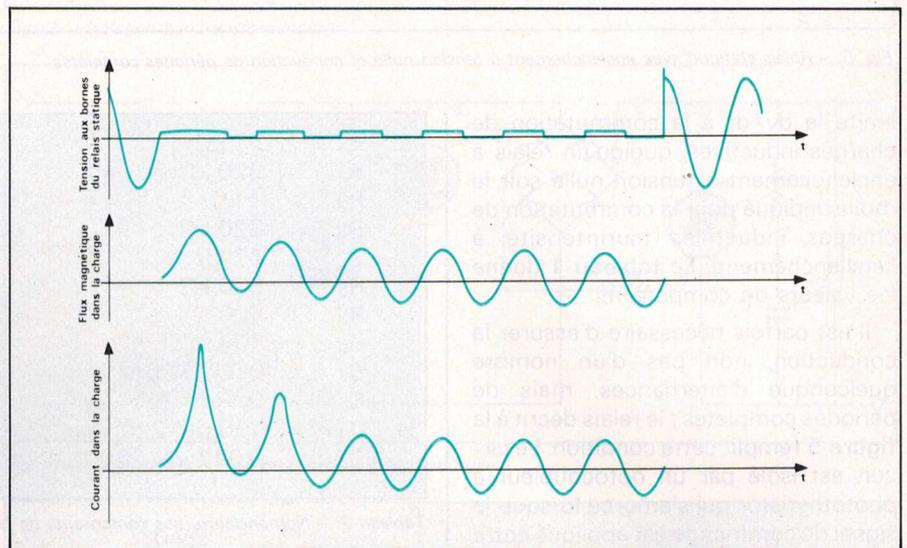


Fig. 8. - Courant dans une charge inductive enclenché au passage à zéro de la tension.

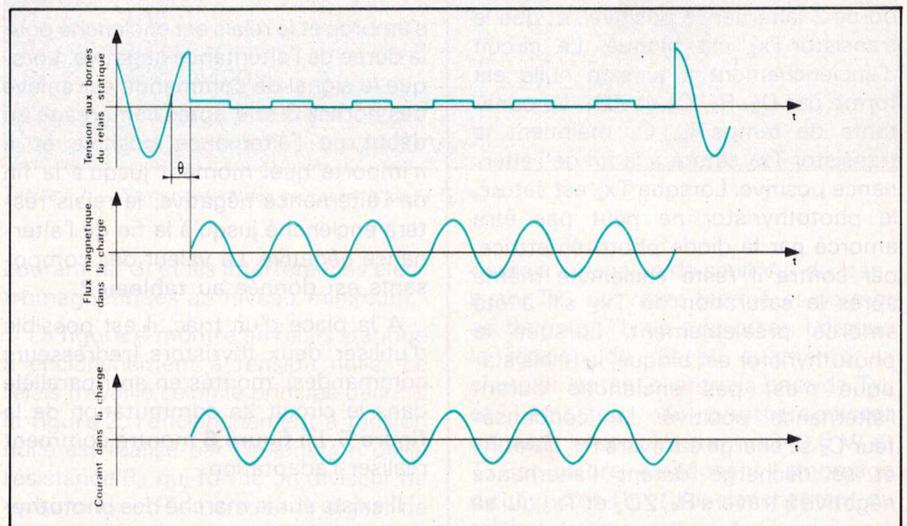


Fig. 9. - Courant dans une charge inductive avec un retard égal à  $\arctan \omega L / R$ .

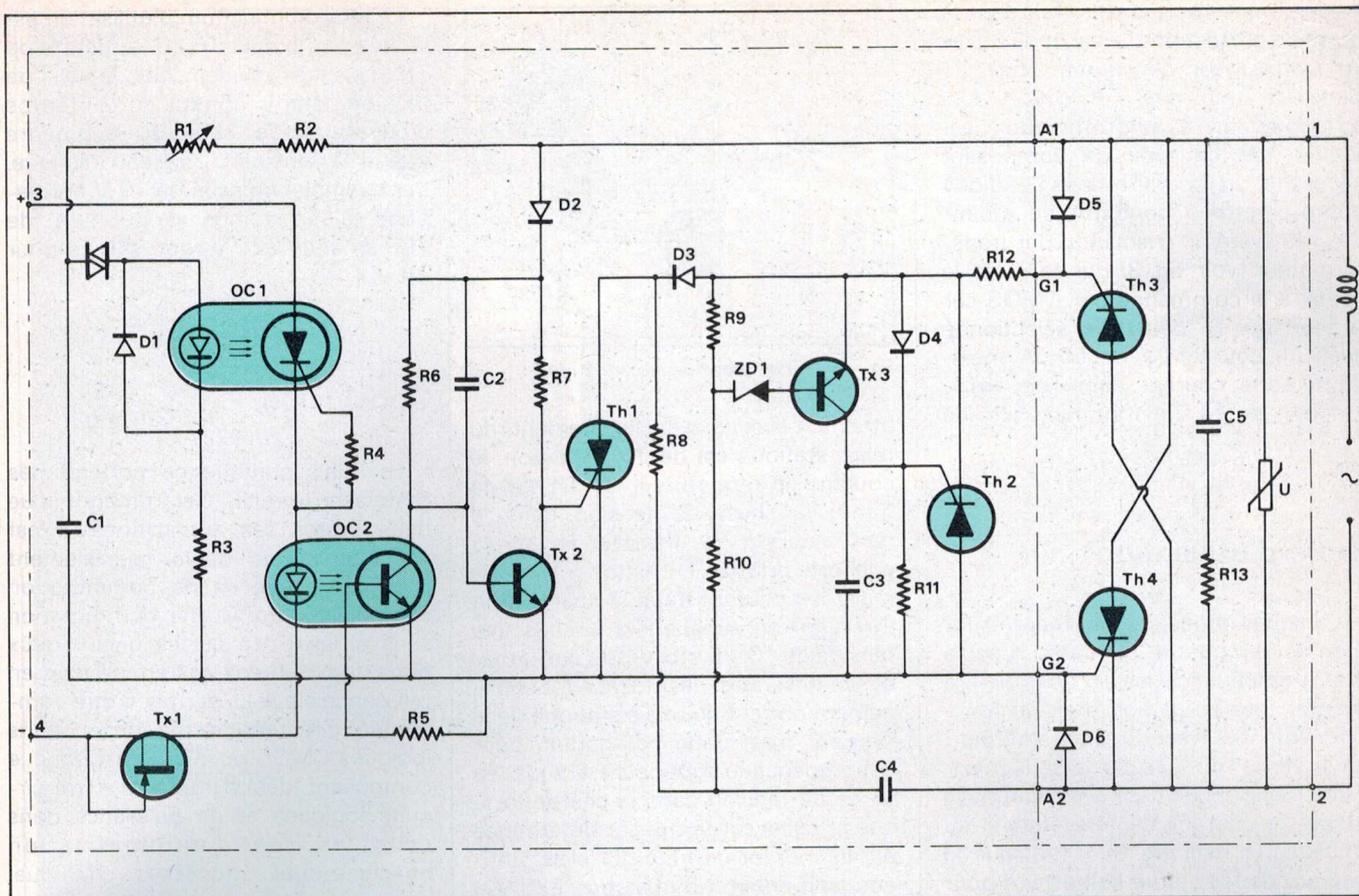


Fig. 11. - Relais statique pour charge inductive.

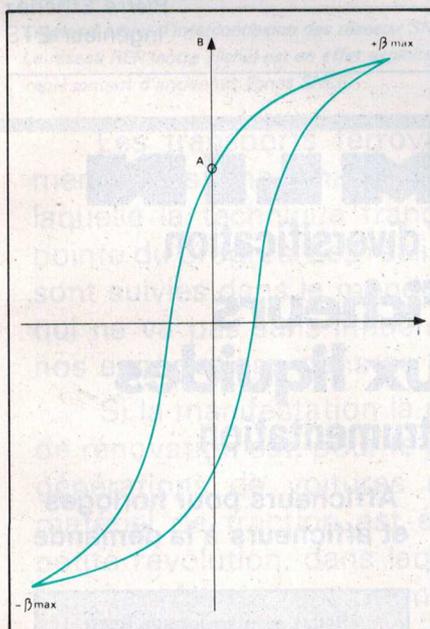


Fig. 10. - Courbe d'hystérésis.

qué aux bornes 3 et 4 du relais statique, le photothyristor de OC<sub>1</sub> reste bloqué jusqu'à l'apparition d'une impulsion positive délivrée par le diac. A ce moment, le photothyristor s'amorce et reste enclenché jusqu'à ce que le signal de commande soit supprimé. Lorsque le photothyristor est enclenché, le phototransistor de OC<sub>2</sub> est saturé, Tx<sub>2</sub> est bloqué et Th<sub>1</sub> est amorcé par D<sub>2</sub> et R<sub>7</sub>. Le circuit est naturellement dépourvu de système d'enclenchement à tension nulle. Le

R <sub>1</sub>	500 kΩ	C <sub>1</sub>	0,1 μF / 220 V <sub>eff</sub>
R <sub>2</sub>	47 kΩ / 1 W	C <sub>2</sub>	100 pF / 220 V <sub>eff</sub>
R <sub>3</sub>	47 Ω	C <sub>3</sub>	100 pF / 220 V <sub>eff</sub>
R <sub>4</sub>	1 kΩ	C <sub>4</sub>	0,1 μF / 220 V <sub>eff</sub>
R <sub>5</sub>	10 kΩ	C <sub>5</sub>	220 pF / 220 V <sub>eff</sub>
R <sub>6</sub>	470 kΩ	D <sub>1</sub>	1N4001
R <sub>7</sub>	220 kΩ	D <sub>2</sub>	1N4005
R <sub>8</sub>	1 kΩ	D <sub>3</sub>	1N4005
R <sub>9</sub>	47 kΩ	D <sub>4</sub>	1N4001
R <sub>10</sub>	220 kΩ	D <sub>5</sub>	1N4001
R <sub>11</sub>	220 kΩ	D <sub>6</sub>	1N4001
R <sub>12</sub>	100 Ω	ZD <sub>1</sub>	BZX55 / C10
R <sub>13</sub>	47 kΩ	Tx <sub>1</sub>	BC2640
Th <sub>1</sub>	TAG 70E	Tx <sub>2</sub>	BC237B
Th <sub>2</sub>	TAG 70E	Tx <sub>3</sub>	BC237B
Th <sub>3</sub>	TAG 625-500 (10 A) ou	OC <sub>1</sub>	CNY30 ou OPI4501
Th <sub>4</sub>	TAG665-500 (20 A)	OC <sub>2</sub>	CNY17 ou 4N35

Tableau 3. - Nomenclature des composants de la figure 11.

reste du circuit fonctionne comme celui des figures 5 et 6. Les deux thyristors Th<sub>3</sub> et Th<sub>4</sub> du circuit de puissance sont préférables à un seul triac dans le cas d'une charge inductive car ils peuvent supporter un dv/dt à la commutation égale au dv/dt à l'état ouvert, c'est-à-dire plus de 500 V/μs. Quand aux thyristors Th<sub>1</sub> et Th<sub>2</sub> dans la configuration de la figure 11 (avec un transistor saturé entre gâchette et cathode), ils supportent plus de 500 V/μs.

## Commande par logique CMOS

Une porte CMOS peut débiter 2 mA pour une tension V<sub>CC</sub> de 3 V à 15 V. Le courant passant entre les bornes 3 et 4 du circuit de commande ne peut donc pas dépasser cette valeur. Deux possibilités sont à considérer. La plus simple consiste à limiter le courant au moyen d'une résistance (compter 1,1 V de chute de tension dans la

diode photo-émettrice et 0,6 V dans la diode de protection). La seconde utilise un stabilisateur de courant (fig. 12). Dans les deux cas, l'utilisation d'un optocoupleur à photothyristor est exclue, car ce type de composant nécessite un courant dans la diode photo-émettrice de 5 mA au moins. C'est le système d'isolation par transformateur (voir fig. 3) qui se prêle le mieux à la commande par CMOS car le thyristor Th peut être sélectionné avec un courant  $I_{GT}$  de 50  $\mu$ A maximum et le courant dans une résistance  $R_1$  de 1 k $\Omega$  est au maximum de 800  $\mu$ A.

### Zone d'utilisation

Lorsque l'impédance de charge augmente, le courant diminue; jusqu'à quelle impédance est-il possible de monter tout en garantissant un fonctionnement correct du relais statique? La limite est donnée par le seuil maximum d'enclenchement à tension nulle et par le courant de fermeture  $I_L$  du thyristor Th (voir fig. 3). Il faut que le courant de fermeture soit atteint pour une tension égale ou inférieure au seuil d'enclenchement, faute de quoi le thyristor Th s'éteindra avant que le courant  $I_{GT}$  d'amorçage du triac soit

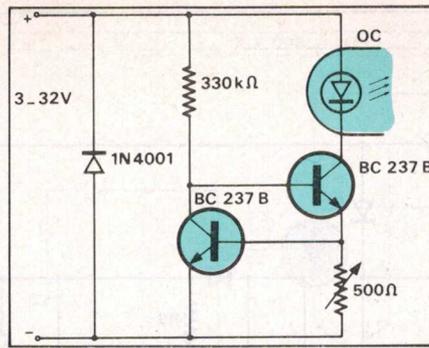


Fig. 12. - Stabilisateur de courant 2 mA.

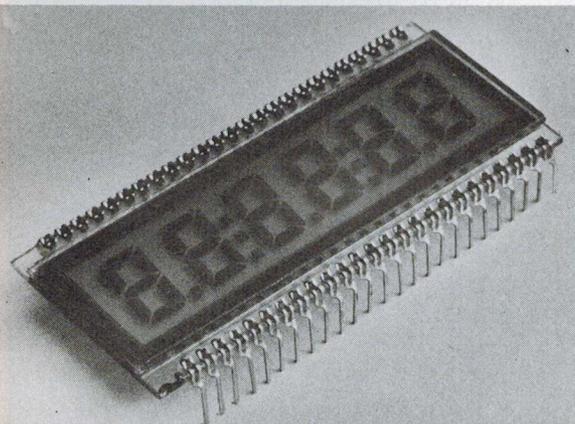
atteint. Le seuil d'enclenchement du relais statique est de 10 V environ, le courant de fermeture  $I_L$  de Th est de 5 mA, la chute de tension dans le redresseur Br, le thyristor Th et la gâchette du triac TR est de 5 V maximum. Le courant dans la charge doit être égal ou supérieur à  $I_L$  sous une tension de 10 - 5 = 5 V, soit une impédance maximum de 1 k $\Omega$ . Le fonctionnement correct du relais statique de la figure 3 n'est donc pas garanti pour une impédance supérieure à 1 k $\Omega$ . La chute de tension dans la charge lorsque le relais est fermé est déterminée par le courant de fuite du relais statique, soit environ 5 mA sous 220 V<sub>eff</sub> dans le cas de la figure 3. Pour une impédance maximum de 1 k $\Omega$ , la chute de tension aux bornes de la charge sera donc de 5 V.

La tension minimum d'utilisation est limitée par le courant de fermeture de Th, mais il est évident que, le seuil de tension étant constant, le temps d'ouverture de ce seuil augmente quand la tension du réseau diminue. Par exemple, un seuil de 10 V correspond à un temps d'ouverture de 100  $\mu$ s sous 220 V<sub>eff</sub> et 950  $\mu$ s pour 24 V<sub>eff</sub>.

### Conclusion

Le relais statique ne prétend pas remplacer le relais électromagnétique dans toutes ses applications. Il est cependant plus fiable spécialement pour les cadences de commutation élevées, il permet une commutation sans parasite, ce qui est avantageux dans de nombreux cas et son gain en puissance élevé lui permet d'être commandé directement par des circuits logiques CMOS ou TTL. C'est donc le composant idéal d'interface entre circuits logiques et de puissance dans tous les cas d'automatisation (machine-outil, processus chimique, etc.)

Pierre Ethenoz  
Ingénieur ETS



- Sorties broches DIL
- Fonctionnement en 3 gammes de température :  
Fluide 0 5 : -10 °C à +55 °C  
Fluide 0 6 : -10 °C à +88 °C  
Fluide 0 7 : -5 °C à +70 °C
- Transflectifs et réflectifs

## HAMLIN

une large diversification  
d'afficheurs  
à cristaux liquides  
pour instrumentation

Réf.	Nombre de chiffres	Hauteur des chiffres (mm)
3900	4	8,90
3909	4 1/2	10,20
3913	5	10,20
3935	2	12,70
3902	3 1/2	12,70
3906	4	12,70
3918	6	12,70
3922	8	12,70
3903	3 1/2	17,80
3907	4	17,80
3919	6	17,80
3912	4 1/2	20,30
3908	4	25,40

### Afficheurs pour horloges et afficheurs à la demande

- Relais et interrupteurs Reed
- Relais mouillés mercure
- Relais statiques isolés opto
- Claviers à touche
- Interrupteurs de proximité

Stock disponible chez nos distributeurs

**HAMLIN**  
electronics

3, Sente des Dorées 75019 PARIS  
Tél.: 202.53.17 - Télex: 670 504 F