

Fig. 31. - Démodulation cohérente permettant d'obtenir, vers l'entrée du filtre passe-bas (non représenté) un signal à deux alternances par période. L'amplificateur opérationnel A de gain - 1, fournit, en (F), l'opposé du signal (D) à démoduler. La porte analogique P<sub>1</sub> est commandée par la référence (G) et P<sub>2</sub> par son complément (haut quand la référence est basse et vice versa). La porte P<sub>3</sub> sert uniquement à obtenir ce complément.

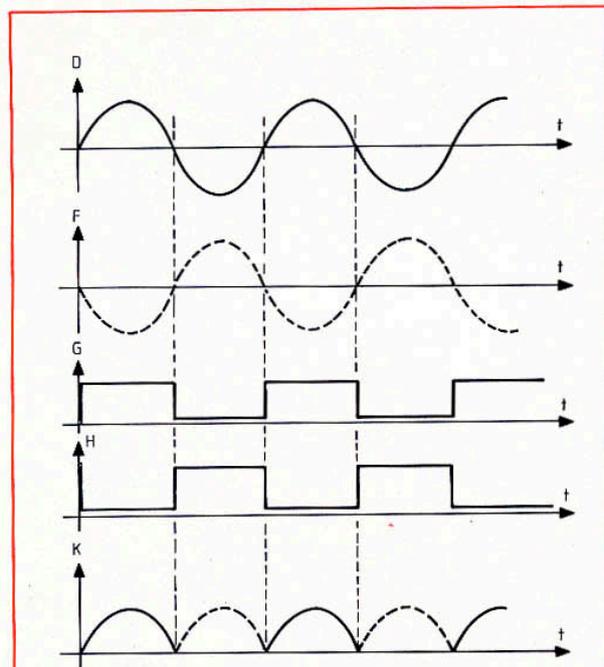


Fig. 32. - Signaux intervenant dans le montage de la figure 31. On voit que le signal (K) (tension à l'entrée du filtre passe-bas) se compose des parties du signal (D) (trait plein) correspondant aux instants où la référence (G) est haute, et des parties du signal opposé (F) (tirets) correspondant aux instants où (G) est au niveau bas, donc (H), son complément, au niveau haut.

le premier cas, car le signal à démoduler a, dans le cas de la figure 30, une amplitude inférieure à celle qu'il avait dans le cas de la figure 29.

### COMMENT RECUPERER LES ALTERNANCES PERDUES

Le signal disponible aux bornes de R, sur les figures 29 et 30, ne comporte, pour chaque période du signal d'entrée, qu'une alternance seulement, soit une demi-période.

Il aurait une valeur moyenne double, et on éliminerait plus facilement sa composante alternative s'il comportait deux alternances « utiles » pour chaque période du signal.

Il ne s'agit pas là d'un « vœu pieux », c'est parfaitement réalisable. Il suffira d'appliquer aux bornes de R :

- le signal à démoduler quand la référence est positive ;
- l'opposé de ce signal quand la référence est négative.

La figure 31 montre comment on peut y arriver, le montage correspondant nécessitant quelques explications.

Nous n'avons pas représenté, sur cette figure, le comparateur qui transforme la référence en signaux carrés (ces derniers arrivent au point G), pas plus que le filtre passe-bas de sortie.

Les formes d'ondes de la figure 32 expliquent comment le tout fonctionne. Le signal à démoduler est appliqué en (D) à la porte analogique P<sub>1</sub>, commandée par le signal (G) (la référence), comme dans le cas du montage de la figure 28.

L'amplificateur opérationnel A est monté en « inverseur » (gain-1), et fournit, par conséquent, à sa sortie, un signal (F), opposé au signal (D). La porte P<sub>2</sub> va laisser passer ce signal pendant les instants où la référence (G) est au niveau bas.

**J.-P. OEHMICHEN**  
(A suivre.)

le comparateur, qui transforme la référence en signal rectangulaire symétrique, bien en phase avec ladite référence.

On applique à ce comparateur une très légère réaction positive, par R<sub>1</sub> et R<sub>2</sub>, d'une résistance proche de mille fois celle de R<sub>1</sub>, lui conférant un hystérésis de quelques millivolts, pour éviter les oscillations parasites lors des franchissements de la valeur zéro par la référence.

La sortie du comparateur commande la porte analogique P, qui ne laisse donc arriver, aux bornes de R, que les alternances du signal modulé correspondant aux moments où la tension de référence est positive.

La figure 29 montre ce qui sort de la porte analogique quand le signal modulé est en phase avec la référence ; si ce signal est en opposition de phase avec la référence, la figure 30 indique la forme d'onde aux bornes de R.

Dans le premier cas (fig. 29), la tension de sortie du passe-bas sera positive, dans le second (fig. 30), nous aurons, en sortie du filtre passe-bas, une tension négative, de valeur absolue plus petite que dans

# SOMMAIRE

## LE DOSSIER DU MOIS : LES LECTEURS DE DISQUES COMPACTS PORTABLES

**35** 10 LECTEURS DE DISQUES COMPACTS AU BANC D'ESSAI

### 41 FICHES TESTS

CITIZEN CBM 50 CP ● DENON DCP 100 ● GRUNDIG CDP 90 ● KENWOOD DPC 80  
● PHILIPS AZ 6892 ● SABA CD-P1 ● SONY D-90  
● SONY D-350 ● TECHNICS SL-XP2 ● TOSHIBA XR 9471

**56** COMMENT CHOISIR SON LECTEUR DE C.D. PORTABLE

## AU BANC D'ESSAIS

**24** FACE A FACE : LES CAMESCOPIES S-VHS-C JVC GR-S 90 S et LOEWE S 90

**31** L'OSCILLOSCOPE HAMEG HM 1005

**90** LE FREQUENCEMETRE COMPTEUR ISKRA 8100 A

## INITIATION

**62** CAMERAS CCD : COMMENT S'EFFECTUE LE TRANSFERT DES CHARGES PHOTOELECTRIQUES DES PIXELS

**147** PRATIQUE DE L'ELECTRONIQUE : LA DEMODULATION COHERENTE

## REALISATIONS

**78** UNE ENCEINTE ACOUSTIQUE DIFFERENTE

**116** RADIOCOMMANDE : LE REF 10. RECEPTEUR A EVASION DE FREQUENCE

**128** MISE EN MARCHÉ AUTOMATIQUE D'UN REPONDEUR TELEPHONIQUE

**134** JOURNAL DES OM : AMPLIFICATEUR LINEAIRE H.F. DE PUISSANCE 140 W PEP A TRANSISTORS

## REALISATIONS « FLASH »

**103** GRADATEUR TELECOMMANDE PROGRAMMABLE ET A EFFLEUREMENT : LE RECEPTEUR

**105** GRADATEUR TELECOMMANDE PROGRAMMABLE ET A EFFLEUREMENT : L'EMETTEUR

**107** UN PHASEMETRE

**109** 70 W (MUSIQUE) DANS UN TO 220

**111** UNE ALIMENTATION ECONOMIQUE

**113** THERMOSTAT VRAIMENT SIMPLE

## DOCUMENTATION - DIVERS

**6** LE PETIT JOURNAL DU HAUT-PARLEUR

**10** QUOI DE NEUF ?

**14** BLOC-NOTES (suite pages 30, 92)

**19** MEDIAVEC 90. LE 5<sup>e</sup> MARCHÉ INTERNATIONAL DE LA COMMUNICATION AUDIOVISUELLE

**51** PANORAMA : LES TELEVISEURS (suite du numéro précédent)

**86** LE 68<sup>e</sup> NAB A ATLANTA

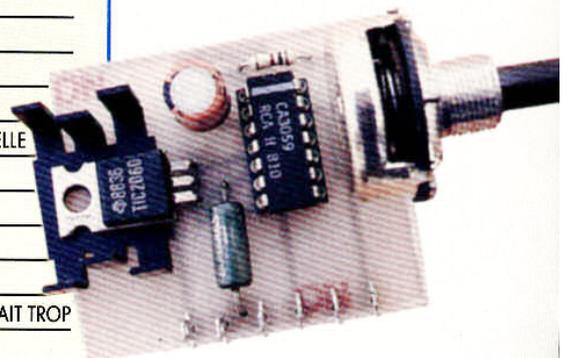
**101** COMMANDEZ VOS CIRCUITS IMPRIMES

**140** NOTRE COURRIER TECHNIQUE

**146** LIBRES PROPOS D'UN ELECTRONICIEN : MOINS, CE NE SERAIT PAS ASSEZ, PLUS, CE SERAIT TROP

**156** PETITES ANNONCES

**172** LA BOURSE AUX OCCASIONS



# LE PETIT JOURNAL

DU HAUT-PARLEUR

## ARIANE : REPRISE DES LANCEMENTS

Le 9 avril dernier, la commission d'enquête sur l'échec du Vol 36 rendait publiques ses conclusions. La cause de la perte de la mission Vol 36 est établie sans ambiguïté. Elle est très vraisemblablement due à une erreur d'exécution survenue lors des opérations d'intégration du premier étage du lanceur avant son transfert en Guyane.

La conception du lanceur européen n'est pas en cause. Cependant, cet incident a montré l'impérieuse nécessité d'un effort rigoureux sur le soin à apporter aux opérations effectuées sur le lanceur et sur le contrôle qualité. Les mesures prises par ArianeSpace conformément à toutes les recommandations de la commission d'enquête aboutiront à une augmentation de la fiabilité d'Ariane.

Au stade actuel des actions correctrices actuellement menées avec les industriels concernés (Aerospatiale, MBB et SEP), la reprise des lancements pourrait intervenir fin juillet/début août avec le Vol 37-TDF 2/DSF 2.

Ariane reste un des deux lanceurs commerciaux conventionnels les plus fiables au monde, et le lanceur européen est devenu la référence des systèmes de lancements des satellites commerciaux.

## TVHD : ACCORD THOMSON-PHILIPS

Le constructeur français Thomson et le néerlandais Philips qui collaborent déjà dans le projet Eureka 95 ont signé un accord de recherche et de développement sur la télévision haute définition. Cet accord représente un investissement de quelque 20 milliards de francs dont 11 milliards seront apportés par Philips, 9 par Thomson.

## B & O AU MUSEE DES ARTS DECORATIFS

Bang & Olufsen « Design & Technologie », tel est le nom de l'exposition qui se tient du 30 mai au 2 septembre 1990 au musée des Arts décoratifs. Déjà consacré par le musée d'Art moderne de New York (1978) et à Tokyo (1986), Bang & Olufsen entre aujourd'hui au

musée des Arts décoratifs de Paris.

Pour la première fois, un musée retrace l'aventure du son et de l'image grâce à des créations réalisées par des designers indépendants pour Bang & Olufsen. Ainsi, l'exposition « Design & Technologie » souligne-t-elle la personnalité unique de Bang & Olufsen, qui se traduit depuis 1925 par une recherche esthétique et technologique élaborée.

## COMMUNICATION OPTIQUE

Pour la première fois en France. Du 9 au 12 septembre 1991 se dérouleront simultanément à Paris, deux conférences sur les techniques, composants et systèmes du domaine des communications optiques et autres domaines voisins. ECOC : European Conference on Optical Communication. IOOC : International Conference on Integrated Optics and Optical fibre Communication.

ECOC a lieu tous les ans dans l'un des pays ou groupes de pays européens membres de son Comité de Direction (Benelux, Espagne, France, Grande-Bretagne, Italie, RFA, Scandinavie, Suisse). ECOC 89 a eu lieu à Göteborg, Suède. ECOC 90 se tiendra à Amsterdam, Pays-Bas.

IOOC se tient tous les deux ans, successivement sur l'un des trois continents : Amérique, Asie, Europe. IOOC 89 s'est tenu à Kôbe, Japon.

Une telle manifestation groupée, de très loin la plus importante sur le plan européen sinon sur le plan mondial, aura lieu pour la première fois en France, succédant à la seule ECOC de Cannes 1982 et précédant la prochaine ECOC en France vers l'an 2000.

Elle accueillera plus de 1 000 personnes, étrangères pour une large part.

Les sujets traités porteront sur tout ce qui concerne les communications par fibres optiques, y compris les composants, les fibres, les techniques de transmission et de commutation, les architectures de réseaux optiques, etc. Ils porteront également sur l'optique et l'optoélectronique intégrées et sur d'autres applications que les communications (capteurs à fibres optiques par exemple). Des travaux théoriques, des expériences de laboratoires, des techniques prospectives seront présentées par les intervenants ainsi que des expérimentations de terrain, des considérations économiques, des résultats statistiques, etc.

Aux conférences qui seront présentées en 3 sessions en parallèle, sera associée une grande exposition internationale des techniques et matériels illustrant les sujets traités par la Conférence, démontrant les produits commercialisés les plus récents ou utilisés dans

les laboratoires de Recherche et Développement.

Le secrétariat général est assuré par : Ginette Bonami S.E.E (Société des Electriciens et des Electroniciens) 48, rue de la Procession F-75724 Paris Cedex 15 FRANCE Tél. : (33.1) 45.67.07.70.

## SETTON REFAIT SON NUMERO

Le numéro de téléphone du groupe Setton est maintenant le (1) 47.60.79.99 (télécopieur : (1) 47.60.79.88). Le groupe Setton distribue : Pioneer, Fuji, Casio, Graetz, Autosonik, Nokia, Fujitsu, Ricoh, Goldstar et Sagem.

## SPECIAL CAMESCOPES

Certains lecteurs n'ont pu trouver chez leur marchand de journaux le numéro 1775 du *Haut-Parleur Spécial Camescopes*, paru le 15 avril 1990. Nous en avons récupéré quelques numéros que nous tenons à leur disposition. Pour les obtenir, s'adresser à *Le Haut-Parleur*, Service rédaction, 2 à 12, rue de Bellevue, 75019 Paris (en joignant 28 F).

## ELECTRONICA 90

Le quatorzième salon Electronica aura lieu du 6 au 10 novembre 1990 à Munich.

## HIFI COLOGNE 90

Le salon de la HiFi de Cologne aura lieu du 3 au 9 octobre 1990, en même temps et juste à côté de la Photokina.

# MEDIAVEC 90

## Le 5<sup>e</sup> marché international de la communication audiovisuelle

**Comme tous les ans, cette exposition s'est tenue à Paris, du 31 mars au 4 avril 1990. Celle-ci devait initialement se dérouler en même temps que le salon du son et de la vidéo, mais ce dernier a été annulé. Bien que les deux premières journées aient été ouvertes au grand public, Médiavec a conservé sa vocation professionnelle avec son déploiement de matériel hyperfréquence, de câblage de réseaux, etc. Saluons tout de même l'effort promotionnel de France Télécom qui présentait là une vitrine de ses activités avec, en vedette cette année, une superbe maquette du décodeur Visiopass.**

**V**isiopass associe le D2 MAC à un cryptage suivant la norme Eurocrypt. Le terminal pour câble assure la sélection des canaux et gère l'accès à 18 programmes parmi 60. Il est prévu, à terme, pour les réseaux câblés sous la maîtrise de France Télécom, une mise à disposition de 6 canaux D2 MAC. S'agissant d'Eurocrypt, cette norme a été adoptée comme système d'accès sur Astra pour les deux chaînes diffusant en D2 MAC. Eurocrypt sera-t-il vraiment LE standard européen ? Souhaitons-lui bonne chance. Un point intéressant pour ce système : la modulation du paiement de la consommation qui peut s'effectuer soit par abonnement, par paiement à la durée ou à la séance. Le réseau câblé peut par ailleurs se doter d'un accès thématique ou temporel, la carte d'accès autorisant

toutes les fantaisies. Le service Visiopass se complète par ailleurs de la possibilité de contacter le spectateur via une messagerie télétexte. Philips/Portenseigne fabrique les appareils Visiopass en deux versions, pour réseaux câblés ou pour réception satellite dont un modèle, dans la ligne Match, s'accompagne d'un positionneur d'antenne. Retour chez France Télécom qui présentait la télévision à haute définition sur son stand, avec un téléviseur HD, 1 250 lignes, 50 Hz, à écran 16/9 signé Thomson. Une démonstration associée à une prise

de vue en direct avec caméra HD.

France Télécom, c'est aussi la transmission numérique de données, avec un débit de 64 Kbits/s avec, ici, une illustration des possibilités de retransmission d'images couleur de définition élevée. Les agences de presse Kippa et Gamma proposent ainsi, via Numéris, une consultation à domicile de leur photothèque. Les documents arrivent et se juxtaposent sur écran. Ils sont alors transférés sur imprimante d'écran couleur, imprimante haute définition. Plusieurs rédactions sont



La haie d'honneur qui accueillait les visiteurs à l'entrée de Médiavec...

# REPORTAGE

## MEDIAVEC 90

équipées de ces systèmes. Dans le cas d'une exigence de qualité supérieure, le document est transmis de façon classique.

Etude aussi avec le système Bifibus, bus bifilaire domestique et à large bande pour le câblage d'un appartement. Le câble est un multipaire torsadé, capable de transmettre des informations audio et vidéo, D2 MAC compris, et des signaux de télécommande. Dans chaque pièce, un point de raccordement permet l'exploitation d'un ou de plusieurs appareils. Une extension reste possible moyennant l'achat d'interfaces spécifiques. Plusieurs modes de commande sont en cours d'étude, télécommande à touches reconfigurables ou même écran à icônes, une solution mieux adaptée à un usage professionnel difficilement utilisable en milieu domestique.

### RECEPTION DES SATELLITES

L'accueil des visiteurs se faisait entre une haie de paraboles plus impressionnantes les unes que les autres mais dépourvues de source, de convertisseur et de câble, même factices. Les paraboles, nous les avons retrouvées à l'intérieur de l'exposition,

bien entendu, souvent plus petites que celles de l'extérieur. Les satellites de télédiffusion rayonnent de plus en plus de puissance, cas par exemple des prochains « Eutelsat II », représentés à Médiavec. L'organisation « Eutelsat » se propose également de lancer une nouvelle gamme de satellites « Eutelsat » destinés à prendre le relais de la première génération de satellites de diffusion directe comme « TDF 1 » ou « TV-SAT ». Avec 24 ou 36 canaux suivant le nombre de satellites, la réception PAL, SECAM et MAC serait possible avec des antennes de 30 à 50 cm de diamètre, la TV HD avec des antennes de 80 cm. Ces satellites devraient être disponibles vers 1995/1996, si la décision est prise courant 1990.

BSB, le satellite britannique, devrait être opérationnel d'ici peu de temps, avec des émissions cryptées exigeant un décodeur spécial. Les antennes BSB se trouvent donc chez divers fabricants comme GEC Marconi ou Philips/Portenseigne qui propose plusieurs versions, plane ou offset. Elles se distinguent des antennes pour TDF 1 et TVSAT par leur oscillateur local travaillant sur une autre fréquence que celle des têtes de la bande B2.



Héliocom, une antenne plate et une plus classique, motorisée.

Les antennes plates pour satellites se multiplient. Nous en avons rencontré chez Télésat et Héliocom, qui proposent tous deux le même modèle. Portenseigne étend sa gamme et poursuit ses études en liaison avec le LEP, notamment sur des antennes planes orientables électriquement par déphasage, une technique qui élimine la nécessité

d'une motorisation toujours complexe.

Côté antennes traditionnelles, paraboliques, on assiste à l'apparition d'antennes intérieures à installer derrière une fenêtre. Elles ne sont bien sûr valables que pour des satellites puissants. Tonna et Kiten en proposent. Celle de Kiten, de 30 ou 40 cm, peut s'installer de diverses façons, à l'in-



Hirschmann : la parabole est ici associée à un positionneur et au tuner D2 MAC fabriqué par Grundig.



Le kit tous satellites de Donatec existe avec plusieurs diamètres d'antenne suivant la qualité de réception que vous désirez. Bientôt un démaqueur pour recevoir TDF 1, TVSAT et les canaux Astra en D2 MAC quand ils ne seront pas cryptés...

# REPORTAGE

## MEDIAVEC 90

térieur comme sur un balcon, support à plat ou vertical. Nous avons pu la voir à l'œuvre, en mode intérieur, dans le Hall 1 du parc des Expositions de la porte de Versailles où elle captait TDF 1, mal desservi par un projecteur TV nettement moins flatteur qu'un écran classique. Mais bonne qualité de réception tout de même, pour l'image comme pour le son. Portenseigne se prépare au lancement d'une nouvelle gamme d'antennes utilisant une double réflexion. Les ondes arrivent sur la parabole offset, sont réceptionnées par une parabole secondaire avant de rentrer dans le cornet. On y gagne en longueur et le rendement est élevé, à condition que la forme de l'antenne soit assez précise. Autre avantage : la sortie du convertisseur se fait en direction de la fixation de l'antenne. La réception satellite passe par un convertisseur, élément qui reçoit l'onde dans la bande Ku pour la transposer dans la BIS, bande intermédiaire satellite, fréquence de 950 à 1 750 MHz, qui va être exploitée par le récepteur.

Les recherches en matière de convertisseur vont vers une réduction du bruit de fond. Portex annonce chez Swedish Microwave une tête de 1 dB de facteur de bruit. Parallèle-

ment, les constructeurs proposent des têtes à double bande, B<sub>1</sub> et B<sub>3</sub>, et même, pour les stations tous satellites, à ultra-large bande.

Sharp a à son catalogue une tête ULB au facteur de bruit équivalent à celui de Swedish Microwave, comportant deux oscillateurs locaux mais sortant de la bande intermédiaire satellite. Comme Sharp fabrique aussi des têtes de réception, la dernière version couvre cette nouvelle bande intermédiaire satellite. Si vous avez déjà un convertisseur, vous pourrez en ajouter un autre utilisant la même source, grâce à des adaptateurs comme ceux proposés par Wisi. Avec une grande antenne, vous pouvez aussi ajouter une autre tête pour capter un autre satellite dont la position orbitale est proche.

Un constructeur français, spécialisé dans les hyperfréquences, Help, montrait sur son stand un prototype de convertisseur à source intégrée et sélecteur de polarisation électronique, une formule qui devrait simplifier nombre d'installations. Encore un peu de patience, et elle sera à votre disposition.

De grandes sociétés, plus connues dans l'électricité, se lancent aussi dans la récep-

tion satellite. Cahors, par exemple, qui a créé une filiale : Particule, pour lancer son matériel satellite. Une première antenne de 60 cm, type offset, en matériaux composites, bras et parabole, a reçu les soins esthétiques d'Alain Carré, un « designer » connu dans le matériel HiFi des années 1970. Deux nouvelles paraboles, de 45 et 90 cm de diamètre, devraient être commercialisées d'ici à fin 1990.

Chez Wisi, qui dispose d'une importante gamme d'antennes paraboliques (beaucoup de chaînes allemandes sont diffusées par satellite), nous avons remarqué une formule astucieuse de fixation de la source par des bras tubulaires. Les tubes ont un diamètre suffisant pour faire cheminer les câbles à l'intérieur. Plus besoin de colliers de freinage des câbles, en général disgracieux.

Derrière les convertisseurs, il faut un récepteur capable de retrouver les différentes porteuses et de commander certains paramètres de ce convertisseur. Absent de l'exposition, Grundig était tout de même représenté par deux marques, Hirschmann et Wisi dont la gamme comporte le nouveau récepteur à décodeur D2 MAC intégré, TVSAT



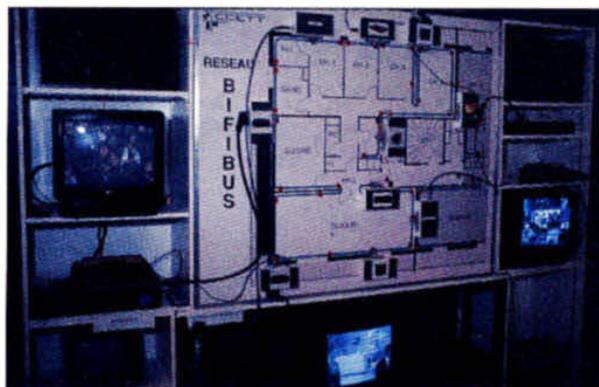
Sur le stand de France Télécom, le téléviseur Thomson 16/9 à haute définition.

oblige. Le système tous satellites de Donatec (une solution proposée aussi par Kiten) attend son D2 MAC ; il est annoncé pour bientôt. Héliocom propose un récepteur positionneur HL 5600 intégrant la tête Sharp 2 000 MHz ; il commandera donc l'antenne. Chez Philips/Portenseigne, en plus des récepteurs avec Eurocrypt intégré vus au début de cet article, nous avons également remarqué un nouveau récepteur conçu pour BSB ; au standard DMAC, il comporte un décodeur Eurocypher.

Chez Echostar, le 1500, dernier-né, ne positionne pas l'antenne. Comme le 5500, il reçoit toutes ses commandes à distance et affiche sur



L'antenne intérieure/extérieure Kiten. Ici, le modèle 40 cm en cours de réception de TDF 1 à l'intérieur du hall.



L'installation de démonstration, à petite échelle, du système de câblage domestique en bus CCETT, téléviseurs, magnétoscopes, téléphone numérique RNIS, caméra de surveillance, tout passe par un bus aux nombreuses paires torsadées.

# REPORTAGE

## MEDIAVEC 90

l'écran du téléviseur, en quatre langues, les fonctions en service ; une nouvelle manière, en tout cas pour les récepteurs satellites, de programmer l'appareil.

Les installations d'antennes demandent un certain outillage de mise au point et de réglage et comme, souvent, le récepteur se trouve à une bonne distance de l'antenne, l'écran du téléviseur ne peut être utilisé pour le réglage. La solution : c'est un indicateur de champ qui se connecte directement à la source, l'alimente par le câble coaxial et affiche l'intensité du signal. Il restera donc à orienter l'antenne afin d'obtenir le maximum de déviation.

Chez Wisi, qui propose un de ces appareils, l'indication visuelle à aiguille est complétée par un avertisseur sonore : plus le signal est fort et plus le son est aigu.

Chez Kathrein, le MSK 10 propose des prestations du même genre, sans avertisseur sonore. Il prévient aussi d'un court-circuit du convertisseur.

Dans son couvercle, vous trouverez boussole et inclinomètre. Second appareil, un récepteur de mesure sélectif permettant une programmation sur un canal ou une fréquence. La sortie vidéo se relie à un moniteur, un haut-parleur est intégré. Ces deux produits sont distribués par Unahm France qui propose également une version satellite de son mesureur de champ de télévision ou, si vous avez déjà cet appareil, un tiroir satellite.

Restons dans les appareils un peu spéciaux, et chez Synthest Instrument avec un système de réception d'images Météosat géré par un compatible PC intégré. Le système Météoplus 5.0 revient à environ 20 000 F et vous affiche sur son écran les images diffusées par le satellite géostationnaire Météosat. Sa carte VGA permet d'obtenir une image graphique à haute définition. Il bénéficie d'un enregistrement programmé, d'un enregistrement automatique de dix images par jour en haute défini-



Chez Synthest, réception d'une carte météo en fac-similé, mémorisée sur la mémoire à disque dur du PC interne.

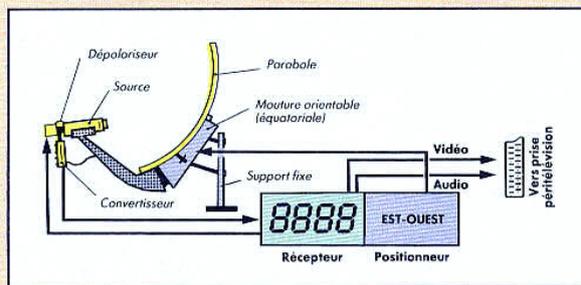
tion, d'une animation et d'une mise à jour automatique avec annulation des images les plus anciennes. Un programme spécial permet, si l'appareil est relié à un récepteur ondes courtes, de recevoir les cartes

météo en mode Fax. Un système qui intéressera les écoles, les aérodromes, les agriculteurs, tous ceux qui ont besoin d'informations météorologiques.

E.L.

### L'INSTALLATION DE RECEPTION SATELLITE

Un satellite émet pratiquement entre 10,9 et 12,75 MHz. Le signal est très faible, il est nécessaire de disposer d'une antenne à grand gain de type parabolique, compte tenu des faibles longueurs d'ondes à recevoir (ondes millimétriques). La parabole concentre les ondes à son foyer où se trouve une source qui les récupère et les dirige sur l'antenne d'un convertisseur (LNB ou LNC). Ce convertisseur amplifie le si-



gnal et change sa fréquence, qui passe alors dans la BIS (Bande Intermédiaire Satellite : 950 à 1 750 MHz). Le convertisseur est alimenté par son câble coaxial. A l'autre extrémité du câble, on trouve un récepteur de conception identique à celle d'un tuner de télévision. Un circuit sélectionne alors la bande de fréquences à recevoir, choisit donc la station, et

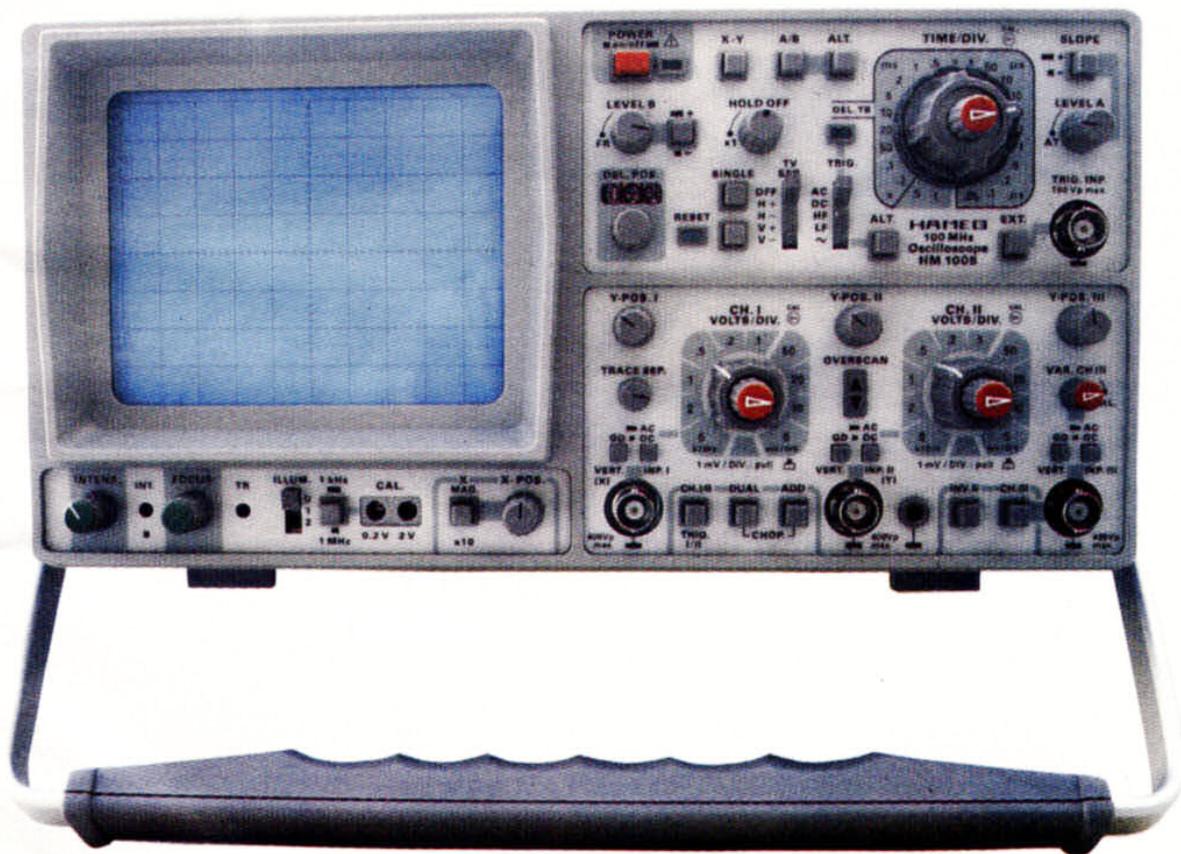
démodule la porteuse FM afin de reconstituer le signal vidéo. Le son est supporté par plusieurs sous-porteuses qui accompagnent la porteuse image, tout en pouvant véhiculer un signal n'ayant rien à voir avec cette dernière : chaîne radio, par exemple, cas de Telecom IC qui transmet sur un canal satellite le son de plusieurs stations FM, en stéréo.

Ce système est valable pour la réception d'un seul satellite. Comme ces derniers sont répartis autour de la Terre, si vous voulez en recevoir plusieurs, vous devrez modifier la position de l'antenne. Il vous faudra donc ajouter un positionneur d'antenne qui la fera tourner d'est en ouest, et inversement, de façon qu'elle vise la ligne équatoriale où sont installés les satellites.

On ajoute donc une monture dite équatoriale ou polaire, associée à un vérin motorisé. Ce vérin reçoit un signal de commande d'un positionneur, module où sont conservées en mémoire les positions des satellites à recevoir. Ce positionneur sera commandé en même temps que le tuner.

Comme les satellites n'émettent pas tous dans la même bande de fréquences, la plage qui leur est réservée est divisée en trois. On doit disposer d'une tête simple, double ou ultralarge, que l'on sélectionnera en même temps que le satellite. Enfin, pour compliquer le tout, il nous reste un paramètre : le choix de la polarisation, verticale, horizontale, circulaire droite ou circulaire gauche. Quatre modes sélectionnés par un polarisateur variable, souvent baptisé « Polarotor ».

# L'OSCILLOSCOPE HAMEG HM 1005



## Trois voies 100 MHz - Deux bases de temps

Avec le HM 1005, dernier-né de sa gamme d'oscilloscopes analogiques bien connue de nos lecteurs, Hameg frappe très fort puisque, pour moins de 9 000 F, cette société se permet de proposer un appareil disposant de trois voies, d'une bande passante de 100 MHz, de deux bases de temps et de bien d'autres perfectionnements, que vous allez découvrir ci-

après. Il était donc tout à fait naturel que nous testions cet appareil pour voir si ce rapport performance/prix assez exceptionnel ne cachait pas quelque mauvaise surprise. Fort heureusement ce n'est pas le cas, bien au contraire, mais, si vous le voulez bien, commençons par le commencement. ►►►

# BANC-D'ESSAIS

## HAMEG 1005

### PRESENTATION

Comme vous pouvez le constater sur les photos, l'appareil adopte la présentation « horizontale » des autres oscilloscopes de la marque ; présentation d'ailleurs très en vogue actuellement chez nombre de constructeurs.

L'appareil est un oscilloscope à trois voies verticales. Deux d'entre elles sont classiques et disposent de tous les réglages habituels sur un oscilloscope alors que la troisième est traitée plus simplement, surtout au niveau de l'atténuateur d'entrée calibré qui est absent. Malgré cela, cette troisième voie dispose de la même bande passante que ses deux grandes sœurs, à savoir 100 MHz.

La sensibilité est réglable de 5 mV par division à 5 V par division selon la séquence classique 1-2-5. Une position spéciale permet de bénéficier d'une sensibilité poussée à 1 mV par division mais, dans ce cas, la bande passante tombe à 15 MHz.

Une ligne à retard de 90 ns permet de toujours bien visualiser le début des traces dans certains cas de déclenchement délicats. En outre, deux indicateurs à LED signalent une trop grande amplitude de déviation verticale ou un positionnement des traces hors écran, ce qui est parfois bien utile.

Les divers modes de fonctionnement classiques sont permis depuis le monotraces jusqu'aux trois traces avec les positions

découpé ou alterné, de même qu'il est possible de combiner les voies 1 et 2 pour réaliser des mesures en différentiel (en inversant la voie 2).

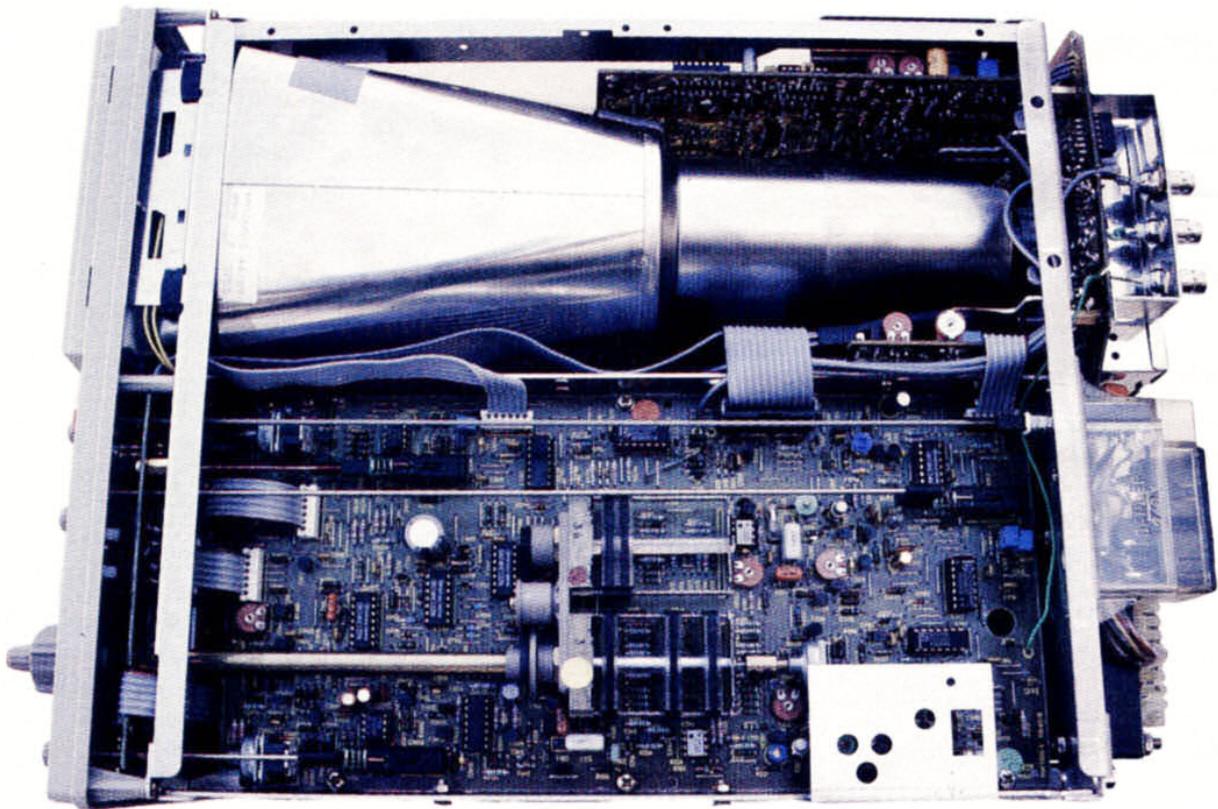
Le déclenchement est assuré dès que la trace concernée atteint une hauteur de 5 mm et pour toute fréquence inférieure ou égale à 120 MHz.

Les possibilités habituelles sont présentes avec les modes manuel, automatique, monocoup, mais, en outre, l'appareil dispose d'un séparateur de synchro TV qui lui permet de déclencher sur la fréquence ligne ou image, que les tops de synchro soient positifs ou négatifs. Voilà qui devrait ravir les dépanneurs vidéo, trop souvent oubliés sur les oscilloscopes de haut de

gamme, dont ils ont pourtant de plus en plus besoin.

L'appareil étant un double base de temps, la base de temps retardée dispose évidemment de son propre réglage de déclenchement, traité de façon un peu plus simplifiée il est vrai, ce qui est tout à fait normal.

La base de temps principale, ou base de temps A, offre 23 vitesses différentes de 50 ns par division à 1 s par division. Un multiplicateur par 10 permet d'atteindre les 5 ns par division, ce qui permet de visualiser une demi-période de 100 MHz par division sans difficulté. La base de temps secondaire, ou base de temps B, « ne va » que de 50 ns par division à 0,2 s par division et



*Que l'on regarde dessus...*

# BANC-D'ESSAIS

## HAMEG 1005

dispose du même multiplicateur par 10.

Les modes de fonctionnement proposés sont classiques sur un oscilloscope à deux bases de temps, à savoir : base de temps A seule, bases de temps A et B alternées et base de temps B seule déclenchée après délai réglable avec indicateur numérique.

En mode double base de temps, il est possible de visualiser la trace balayée par A et celle balayée par B simultanément sur le même écran et sur deux traces différentes dont la séparation est réglable.

Hormis ces fonctions principales, le HM 1005 dispose d'un calibrateur intégré délivrant des signaux carrés à 1 kHz et à 1 MHz, afin de permettre une compensation en fré-

quence correcte des sondes. Outre les réglages classiques de luminosité et netteté, une commande de rotation de trace est accessible depuis le panneau avant ainsi qu'un commutateur d'éclairage du graticule à trois positions.

Le tube est un modèle rectangulaire de 8 cm sur 10 postaccélééré à 14 kV, ce qui lui confère une trace fine et lumineuse.

Malgré toutes ces possibilités, l'appareil ne pèse que 8 kg pour des dimensions modestes (285 mm x 145 mm x 380 mm) et il ne consomme que 44 W.

### UTILISATION

Un oscilloscope à trois voies et deux bases de temps peut évidemment sembler un peu

plus complexe qu'un appareil offrant moins de possibilités. En effet, il faut disposer sur la face avant un minimum de commandes imposées par les fonctions offertes, ce qui conduit bien vite à une profusion de boutons et poussoirs.

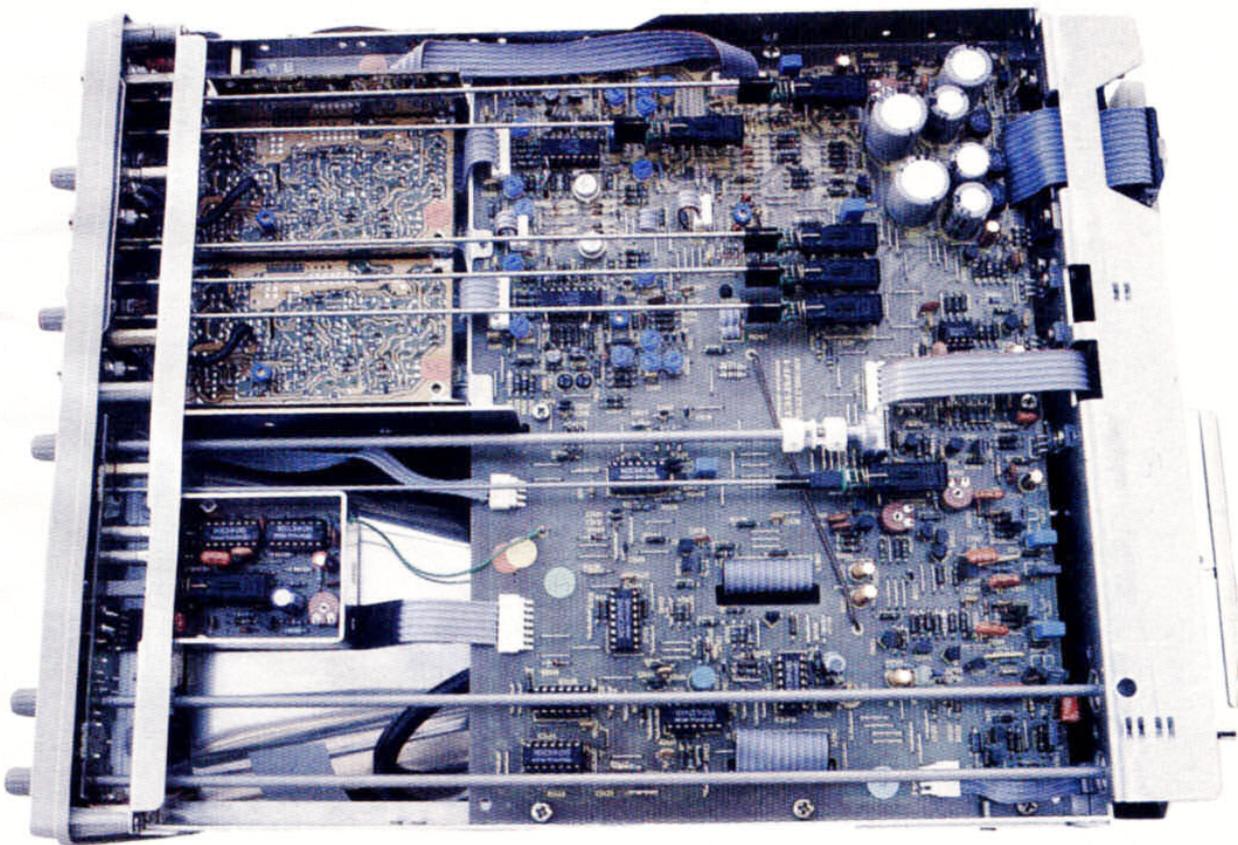
Le HM 1005 n'échappe pas à cette règle mais la disposition adoptée par Hameg pour les différentes commandes est fort logique. La partie basse du panneau de commande est dédiée aux entrées verticales et aux réglages associés tandis que la partie haute regroupe toutes les commandes des bases de temps. Sous l'écran, ne se trouvent que les commandes relatives à ce dernier et le calibrateur.

La prise en main de l'appareil ne présente aucune difficulté.

Le déclenchement, dans les divers modes de fonctionnement, est un vrai plaisir et s'effectue avec une facilité déconcertante, même pour des signaux de formes complexes et/ou de fréquences proches de la limite de la bande passante.

La mise en œuvre de la deuxième base de temps, qui sur certains appareils tourne parfois au cauchemar, est ici particulièrement facile et agréable. Le seul reproche minime que l'on puisse faire à l'appareil est de ne pas verrouiller les deux boutons de choix de la vitesse de balayage en mode base de temps A seule.

Comme toujours chez Hameg, la notice est très complète puisqu'elle contient, outre le



... ou dessous, tout est propre, net et accessible.

# BANC-D'ESSAIS

## HAMEG 1005

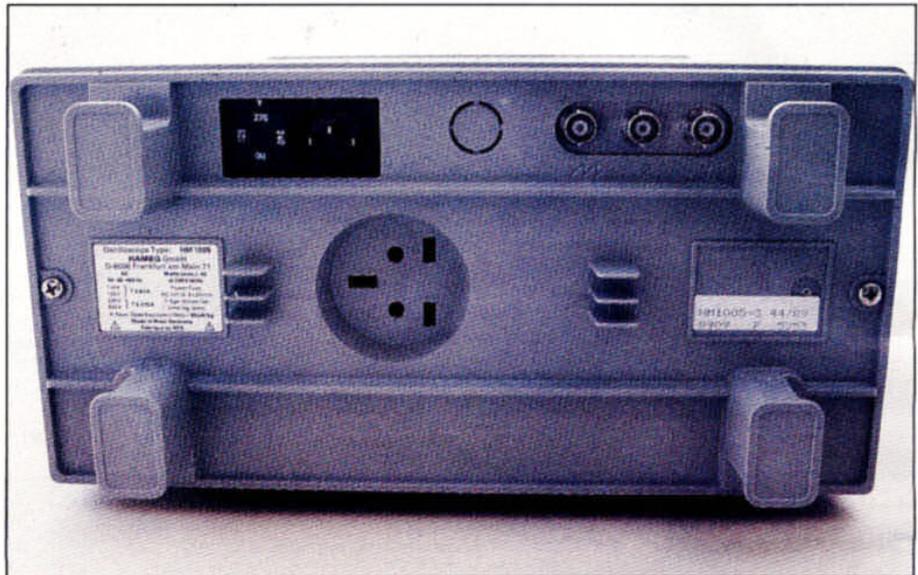
mode d'emploi, les schémas de l'appareil et les diverses procédures de réglage et de calibration.

### LA TECHNIQUE

Les solutions adoptées par Hameg dans cet appareil sont classiques, compte tenu de la bande passante désirée et des possibilités offertes. Elles ont l'avantage d'être fiables et éprouvées.

Le HM 1005 se démonte en quelques secondes et tous les éléments sont presque immédiatement accessibles comme vous pouvez le constater sur les photos qui illustrent cet article. Toutes les interventions de réglage et de maintenance sont donc très facilement réalisables, d'autant que les circuits imprimés sont parfaitement sérigraphiés et que les plans d'implantation sont fournis dans la notice de l'oscilloscope.

Contrairement à certains appareils qui font un usage immodéré de composants de précision pour « faire sérieux », on trouve ici un mélange de composants classiques aux endroits où ceux-ci suffisent et de composants de précision aux endroits où c'est réellement nécessaire. Cela permet de proposer un appareil à un prix relativement bas sans pour autant nuire à sa qualité.



Même la face arrière est pensée avec ses plots pour rouler le cordon et sa découpe pour recevoir la prise secteur.

### NOTRE AVIS

L'auteur de ces lignes travaille depuis des années avec des oscilloscopes aux bandes passantes similaires à celle du HM 1005 et disposant aussi de deux bases de temps. La comparaison entre le produit Hameg et ses oscilloscopes habituels était donc particulièrement tentante, surtout en raison de l'écart de prix très important constaté (rapport

de l'ordre de 2 à 3 en faveur du HM 1005 !).

Après un mois d'utilisation intensive, nous n'avons pu mettre en évidence aucune différence notable quant aux courbes visualisées dans les situations les plus diverses. Les indications fournies par le HM 1005 se sont toujours avérées exactes, dans les limites des tolérances prévues, bien entendu. Le déclenchement dans tous les modes possibles et l'utilisation des deux bases de temps n'ont posé aucun problème. Le seul reproche mineur que nous ayons pu faire concerne l'éclairage du graticule, qui n'est pas assez diffus à notre goût et laisse un peu trop deviner la position des ampoules.

En outre, nous avons fait utiliser cet appareil par des personnes n'ayant jamais employé un oscilloscope disposant d'autant de possibilités. La prise en main a été particulièrement facile et rapide, principalement en raison de l'ergonomie du panneau de commande dont nous avons parlé ci-avant.

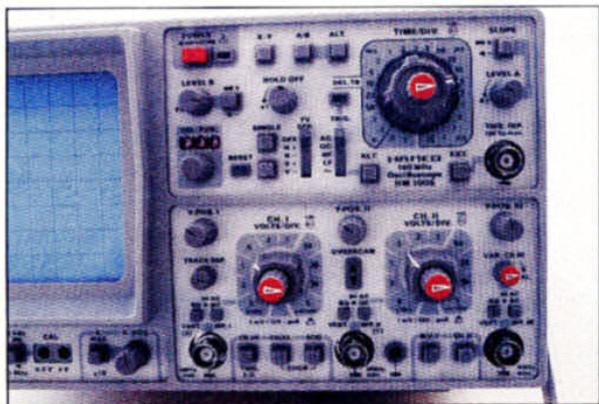
### CONCLUSION

Avec le HM 1005, Hameg s'attaque au marché des « grands » de l'oscilloscopie analogique haute performance, et cette attaque est violente vu le remarquable rapport qualité/prix de cet appareil proposé, nous le rappelons, à moins de 9 000 F.

Malgré ce prix relativement bas le HM 1005 ne fait aucune concession tant au plan de la qualité qu'au plan des performances et des possibilités offertes.

Sans sombrer dans un excès de lyrisme, nous pouvons qualifier sans hésiter le HM 1005 d'appareil de rêve pour tous les amoureux de la technique. En effet, il offre, pour le prix de certains, deux fois 20 MHz, trois voies à 100 MHz et deux vraies bases de temps avec tous les raffinements nécessaires pour exploiter tout cela sans difficulté. Nous le recommandons vivement à tous ceux qui recherchent, sans trop y croire, ces possibilités pour ce niveau de prix.

**C. TAVERNIER**



Des commandes nombreuses disposées logiquement facilitent l'utilisation de l'appareil.

# BANC-D'ESSAIS

## 10 LECTEURS DE CD PORTABLES

**Le disque compact obtient aujourd'hui un succès incontestable, on le rencontre partout et, bien sûr, pour le lire, il faut des lecteurs. Des versions portables sont maintenant proposées par bon nombre de marques. Certaines d'entre elles sous-traitent ces appareils. Contrairement aux baladeurs à cassettes, les lecteurs de CD portables restent un produit relativement onéreux. Il faut dire que leur réalisation fait appel à une technologie sophistiquée. Avant de passer au banc d'essais nos dix lecteurs, nous allons voir comment ils ont évolué depuis l'an dernier et ce que la nouvelle génération nous apporte.**

### LECTURE ET MOUVEMENTS

La lecture fait toujours appel au laser. Certains constructeurs comme Technics utilisent un système à un faisceau, d'autres à trois ; certains le font savoir, d'autres pas. Précisons qu'il ne peut absolument pas s'agir d'un critère de qualité. Les deux systèmes sont aussi valables l'un que l'autre à condition qu'ils soient convenablement réalisés. Le problème du lecteur portatif est un peu particulier ; nous pourrions l'appeler por-

table car il a souvent du mal à fonctionner lorsqu'il est en mouvement.

Le grand ennemi du lecteur de CD, c'est en fait le choc. La lentille est suspendue sur un système élastique bidirectionnel, des bobines parcourues par un courant électrique sont placées dans un champ magnétique, les variations de courant font se déplacer la bobine et par suite la lentille. Les deux mouvements font le point et assurent le suivi d'un « sillon » (les coupeurs de cheveux en quatre vont dire qu'il n'y a pas de « sillon », on le sait !) sur un disque pas tou-



# 10 LECTEURS DE CD PORTABLES

jours parfaitement centré. En présence d'un choc, la mécanique du lecteur de CD se déplace, mais la lentille a tendance à rester, par son inertie, à sa place.

L'électronique compense, mais comme dans un lecteur autonome on économise l'énergie, les asservissements n'arrivent pas toujours à compenser ces accélérations brutales.

Le résultat est que les lecteurs de CD peuvent éventuellement être portés, que l'on pourra marcher avec, mais, si le lecteur bat contre le corps, les chocs feront disparaître le son. Comme les lecteurs sont bien conçus, on les équipe de mémoires qui permettent de retrouver approximativement le point où était le faisceau au moment du choc. Si maintenant vous avez envie de courir sur une plage, lecteur de CD à la main – on l'a vu sur une pu-

blicité –, vous déchanterez rapidement. En revanche, pas de problème pour une utilisation en voiture ; les vibrations normales ne perturbent pas la lecture, pas besoin d'installer de support antivibratoire spécial. La pose à même le sol convient parfaitement, nous avons pu l'expérimenter avec succès sur des routes de campagne...

L'utilisation mobile peut entraîner une manipulation accidentelle des commandes. Elle est prévenue sur les lecteurs par la présence d'une fonction verrouillage inhibant les touches. Chez Kenwood, cette touche est couplée à une modification des asservissements, améliorant le comportement vis-à-vis des chocs.

## ALIMENTATION

Il n'y a pas de règle générale concernant l'alimentation des

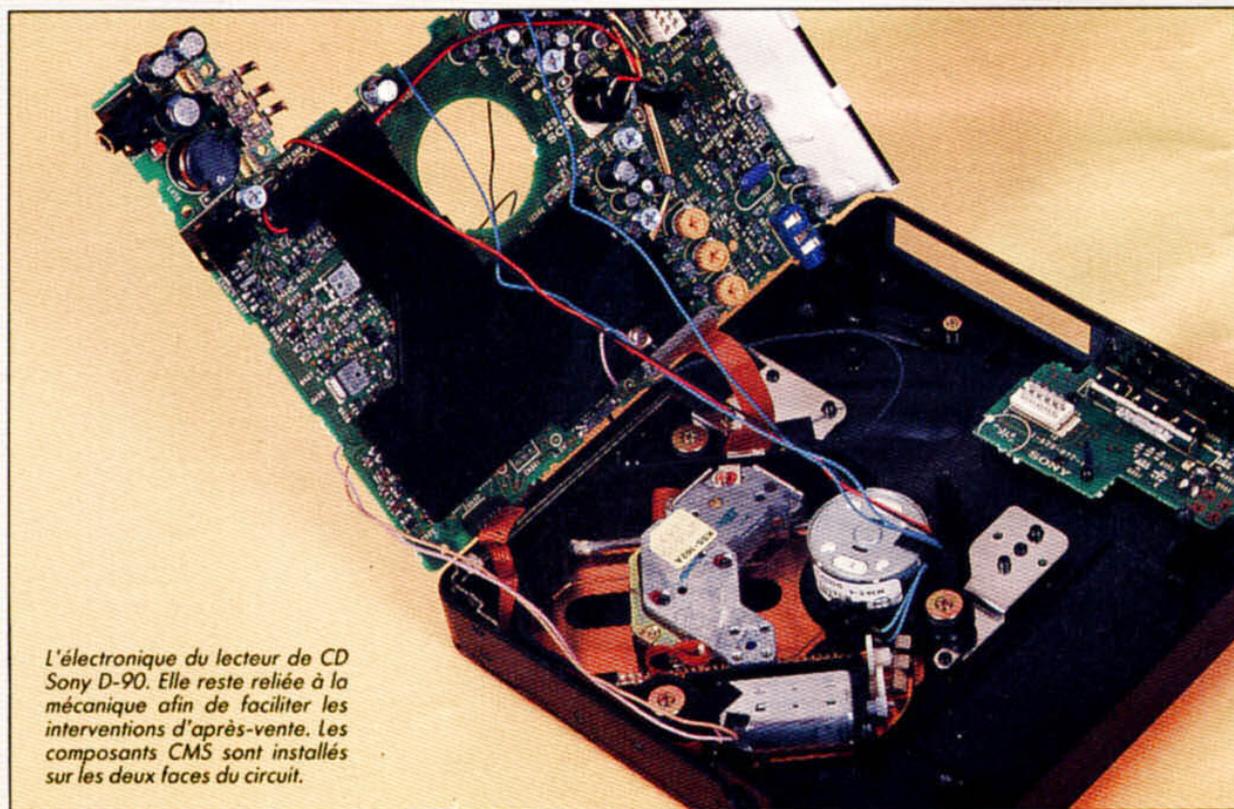
lecteurs. Le lecteur de CD utilise des moteurs, qui demandent des pointes de courant relativement importantes. Il leur faut donc une source d'énergie capable de répondre à ces demandes de courant. C'est le cas des accumulateurs. Si vous utilisez des piles, vous devrez impérativement utiliser des piles prévues pour un débit important. Une pile pour faible débit présente une résistance interne élevée qui fait chuter de façon importante la tension au moment de l'appel de courant. Le lecteur ne peut alors exécuter l'ordre demandé.

Nous avons constaté des problèmes allant jusqu'au refus de lecture (avec disque tournant à l'envers !).

Plusieurs lecteurs sont livrés avec leur accumulateur. Le plus intéressant reste celui de type Ni-Cd. En effet, les accumulateurs au plomb, rencon-

trés chez Denon, Kenwood et Sony, ont un inconvénient : lorsqu'ils sont déchargés, ils se sulfatent et deviennent rapidement inutilisables. Ils devront donc impérativement être rechargés le plus tôt possible après leur décharge. Leur avantage est leur très faible résistance interne, intéressante pour ce type d'application. Il faut préciser ici que la décharge de ces accumulateurs est relativement rapide : elle s'accomplit en deux ou trois heures. La recharge peut prendre de trois à huit heures. On essaie de réduire ce temps afin d'apporter plus de confort.

Les lecteurs sophistiqués sont équipés d'un système de coupure de la charge et d'une indication de cette charge. Presque tous les lecteurs ont un dispositif de coupure des circuits électroniques lorsque la tension baisse.



*L'électronique du lecteur de CD Sony D-90. Elle reste reliée à la mécanique afin de faciliter les interventions d'après-vente. Les composants CMS sont installés sur les deux faces du circuit.*

# 10 LECTEURS DE CD PORTABLES



Le XR-9471 de Toshiba est fourni avec un support servant d'alimentation secteur et de récepteur de télécommande infrarouge. Il devient ainsi lecteur de salon...

On évite ainsi une décharge profonde des accumulateurs, décharge qui peut conduire parfois à l'inversion d'un élément suivie de sa destruction. Sur certains lecteurs de Sony ou Toshiba, un indicateur d'état de charge (ou de décharge) donne une idée de l'autonomie restante, après acquisition d'une certaine expérience ; l'indication est confiée à quelques segments disparaissant l'un après l'autre au fur et à mesure de la décharge. L'accumulateur Ni-Cd a un avantage, il peut être abandonné complètement déchargé, sa vie ne s'en ressentira pas. Bien entendu, on le rechargera avant utilisation. Ces accumulateurs ont l'inconvénient d'une autodécharge relativement rapide. L'accu au plomb ne se décharge que très lentement ; il est toujours prêt car vous êtes obligé de le charger après utilisation.

*L'intérieur des lecteurs Grundig et Technics, le circuit imprimé est sérigraphié de résistances et de conducteurs, il est en plus en surface...*

Nous avons rencontré sur un lecteur, le Sony D-350, un troisième type d'accumulateur. Un accu au plomb délivrant une tension de 2 V par élément, celui au NiCd fait 1,2 V. La BP 5 de Sony a une tension nominale de 3,2 V, tension qui n'est un multiple ni de 2 ni de 1,2 V ! Il s'agirait donc d'une nouvelle formule. Deux éléments de 1,6 V sont

couplés en série... Nous vous tiendrons au courant. Sans doute s'agit-il d'un élément au nickel associé à autre chose que du cadmium... Nous n'avons pas encore pu obtenir ce renseignement chez Sony France.

Un point intéressant est la possibilité de remplacer les accumulateurs par des piles. Technics, et donc Grundig, uti-

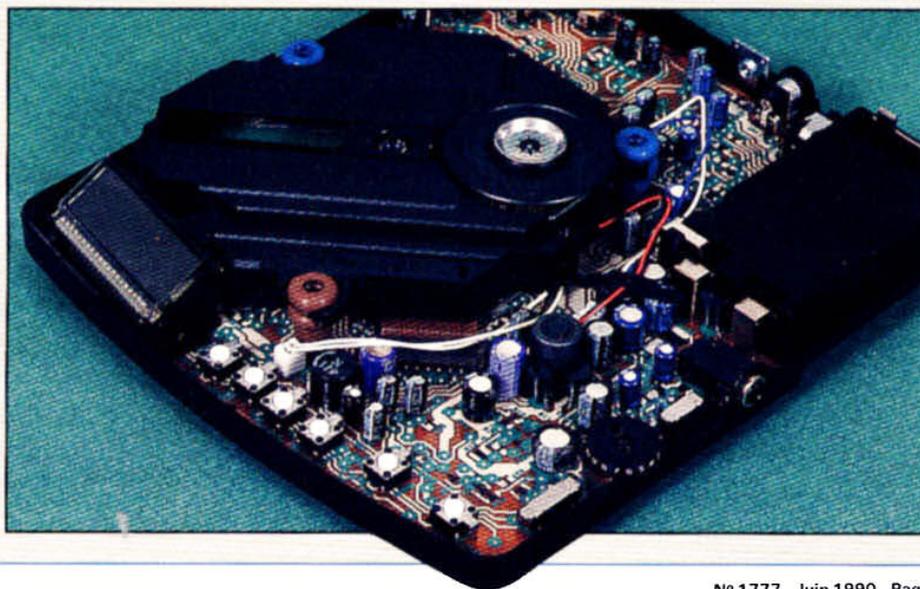
lisent deux éléments NiCd de taille LR 6 ; ils sont interchangeables avec des piles alcalines. Chez Saba, ou encore Toshiba, on utilise des batteries basées sur des éléments de cette taille mais enrobés. Là encore, il est possible de remplacer l'élément par des LR 6 alcalines.

Sony propose une alternative à sa batterie au plomb dans son D-90 : un coupleur pour deux LR 6 peut remplacer les 4 V du plomb par les 3 V des alcalines. Avec le D-350, Sony livre un coupleur pour deux piles de 3 V, piles qui entrent en service une fois la batterie vide.

Chez Denon, deux emplacements sont prévus pour des éléments au plomb ; ils sont câblés en parallèle et permettent de doubler l'autonomie de lecture. Citizen et Philips ont prévu leur lecteur avec une alimentation directe par piles.

Les alcalines sont vivement recommandées ; on peut éventuellement les remplacer par des éléments rechargeables. Kenwood adopte une batterie de 6 V au plomb mais ne propose pas d'adaptateur pour 4 LR 6.

Si vous êtes bricoleur, il y a assez de place.



# 10 LECTEURS DE CD PORTABLES

La plupart des lecteurs de CD, même possédant un interrupteur mécanique de mise sous tension, bénéficient d'un circuit de coupure automatique de l'alimentation.

Un seul des lecteurs testés ici, celui de Saba, ne l'a pas. Pas de problème si vous êtes soigneux...

Bien sûr, tous s'alimentent aussi sur un bloc secteur/chargeur souvent fourni. Chez Citizen, vous devrez vous le procurer séparément.

## TECHNOLOGIE

Les lecteurs de CD ont besoin d'une tension interne souvent supérieure à celle fournie par les piles. Par exemple, le lecteur Citizen fonctionne de 2 à 5 V. Ces appareils sont équipés d'un convertisseur de tension interne qui augmentera la tension des piles. Au fur et à mesure que la tension des piles baissera, la demande en courant sera plus importante : la puissance consommée par le lecteur est toujours la même. Comme cette puissance est égale au produit courant x tension, si la tension baisse, le courant doit augmenter.

Par ailleurs, lorsque la tension baisse, le rendement du convertisseur diminue, la résistance interne des piles croît. Ces circonstances défavorables accélèrent la chute de tension de l'alimentation.

## DES FONCTIONS SPECIALES

Les lecteurs portables se rapprochent de plus en plus des modèles de salon. Deux parmi ceux que nous avons testés ont, par exemple, une sortie numérique. Une sortie qui se justifie mieux que sur les lecteurs de salon. En effet, ici, les circuits de conversion numérique analogique n'ont pas bénéficié, pour diverses raisons mais en particulier le prix, des mêmes soins que ceux apportés aux lecteurs de salon. Il en résulte des performances

moindres bien que fort honorables. Les deux lecteurs en question, signés Kenwood et Toshiba, pourront donc être reliés à un amplificateur équipé d'un convertisseur N/A de haute qualité, 20 bits, filtrage numérique et compagne.

Les sorties ligne sont pratiquement toujours présentes ; sinon, le constructeur baptise sa sortie casque, ligne, avec un casque, on aura droit à une réponse réduite dans le grave. C'est la seule différence.

Les sorties ligne bénéficient en général d'une diaphonie meilleure que la sortie casque, diaphonie inférieure à celle des appareils de salon qui flirtent avec les 90 dB.

Côté exploitation, nous restons avec les mêmes marques, Kenwood et Toshiba, dont les lecteurs DPC-80 et XR-9471 ont une télécommande infrarouge. Une différence : chez Toshiba, la télécommande IR n'est utilisable que sur la base alimentée par le secteur. Une formule logique. Chez Sony, on peut se procurer une télécommande IR optionnelle. Plusieurs lecteurs sont livrés avec une télécommande par fil reliée à une prise spéciale (Sony) ou servant de prolongateur au casque (Toshiba), à moins d'être intégrée à ce dernier (Grundig, Technics et Sony).

Chez Sony, sur le D-350, le clavier numérique a pris place sur la face servant de volet. Un afficheur à cristaux liquides reprend les fonctions des afficheurs fluorescents des appareils de salon comme le calendrier des plages ou l'indication en grosses lettres des modes. Sony fait fort en installant un système d'assistance à la copie de cassettes avec espacement automatique et insertion d'un atténuateur progressif pour adoucir les fins de cassettes.

En prime : une horloge avec minuterie pour commencer la lecture, pour vous endormir en musique ou encore pour déclencher le début de l'atté-



Gros plan sur le Citizen.

nuation automatique. Vous ne la trouverez même pas sur un lecteur de salon ! Vous serez obligé de dormir le casque sur les oreilles ou presque !

La lecture des intros, des dix premières secondes de chaque plage, s'accompagne de la mémorisation quasi automatique lors de cette lecture avec, bien sûr, la possibilité de changement après programmation. Le mode de lecture aléatoire sera bien sûr apprécié. Il n'est pas rare. De non l'associe à la programmation : on choisit ses morceaux et on les passe ensuite dans un ordre choisi par le lecteur. En revanche, la possibilité de lecture de segments (lecture a-b) que les musiciens apprécient particulièrement ne se trouve que sur de rares appareils : Sony D-90 et D-350. Toshiba a eu, depuis l'an dernier, l'idée intéressante d'installer un processeur d'ambiance qui associe au signal direct stéréophonique un signal retardé. Le retard est même réglable séparément sur les deux canaux. Pas très facile à régler à partir des touches de l'appareil (on n'en a pas ajouté), il le devient nettement plus avec la télécommande qui permettra de juger de l'effet à distance.

Original chez Kenwood : un réglage de volume par touches incrémentales ; il se verrouille en même temps que les autres touches et peut être télécommandé par infrarouge.

L'afficheur à cristaux liquides signale l'atténuation en dB...

Les afficheurs sont systématiquement à cristaux liquides, consommation oblige.

Le plus complet, c'est celui du D-350, le plus simple celui du Citizen.

Avez-vous vraiment besoin de savoir combien de temps s'est écoulé depuis le début de la plage ? On trouvera des afficheurs intelligents capables de vous calculer tout ce dont vous avez besoin : le temps restant jusqu'à la fin de la plage (pendant que vous surveillez votre magnétocassette dont la cassette arrive à sa fin), le temps total d'une programmation, le temps restant jusqu'à la fin de ladite programmation, etc. (complet chez Toshiba, moins chez Sony). Technics avait lancé, en 1988, un mode nouveau, spécifique de l'utilisation mobile. Cette nouvelle fonction permet de mémoriser une plage lors de la mise hors tension ; à la reprise de la lecture, la tête va rechercher la plage. Ce mode est présent chez les inséparables Technics et Grundig, commutateur en position « resume ».

Kenwood l'a également installé mais sans manipulation spéciale.

## LES TESTS

### Poids

Le poids est mesuré avec un appareil en état de marche,

# 10 LECTEURS DE CD PORTABLES

disque CD de 12 cm, alimentation normale, enveloppe de protection, courroie.

## Consommation/Autonomie

La consommation est mesurée en lecture sur l'alimentation standard ou sur piles. Cette consommation varie d'un appareil à l'autre.

Il est normal qu'un appareil travaillant sous haute tension, comme le Philips (6 V !), consomme moins qu'un autre demandant seulement deux éléments. De cette mesure, nous en déduisons une autonomie calculée à partir des capacités théoriques annoncées.

Cette autonomie peut varier dans de grandes proportions, elle dépendra de la qualité de l'alimentation ou de son état.

## Niveau de sortie

C'est la tension que l'on trouve en sortie à la limite de la saturation, en lisant un disque à 0 dB, la sortie est chargée par une résistance de 32  $\Omega$ , valeur correspondant approximativement à l'impédance nominale d'un casque de type baladeur.

La puissance de sortie se calculera à partir de l'expression  $P = U^2/R$ .

Il va de soi que le niveau acoustique dépendra du casque utilisé.

## Distorsion

C'est la distorsion harmonique mesurée à 1 kHz sur la sortie casque à la limite de la saturation. Nous filtrons pour cette mesure les résidus de fréquence ultrasonore. Souvent inférieure à 0,1 %, elle peut dépasser, chez Sony, sur le D-90, 1 %. Rassurez-vous tout de même, cette distorsion est mesurée avec un niveau nominal de 0 dB, niveau qui ne sera atteint que rarement lors de pointes de modulation. En numérique, on ne dépasse JAMAIS le zéro.

## Niveau ligne/distorsion

Il s'agit du niveau relevé sur la sortie spécifique ligne ou lorsque la sortie casque n'est pas chargée par les 32  $\Omega$ . Le taux de distorsion atteint d'excellentes valeurs, pratiquement comparables à celles de lecteurs de salon. Le niveau de sortie ligne est pratiquement du tiers de celui d'un lecteur de salon.

## Rapport S/B casque

Le casque permet d'écouter avec un transducteur très près



Fenêtre d'affichage à cristaux liquides chez Sony.

des oreilles, il permettra donc d'entendre le bruit de fond si on est dans une ambiance tranquille. Ici, il atteint 98 dB sur le Sony D-350, 96 chez Grundig, Kenwood et Technics. La plus mauvaise valeur ? 80 dB, excellent !

## Décalage gauche/droite

On constate que ce décalage n'existe pratiquement plus : les convertisseurs N/A et les circuits annexes ont évolué pour le faire disparaître. Chez Saba, on a conservé une technologie de la première génération, le décalage existe.

## Temps de montée

23,5  $\mu$ s au maximum chez Saba, 14 chez Citizen. Lorsque le CD a été lancé, il était de 30  $\mu$ s en moyenne. On évolue...

## Résistance aux défauts

La plupart des lecteurs de CD se comportent fort bien. Les défauts simulés sont survolés sans la moindre difficulté. Quelques lecteurs présentent des anomalies que nous mettrons sur le compte d'un réglage ayant bougé. Dans l'état actuel de la technique, il ne devrait plus y avoir de problème. Aux débuts du CD, nombre de lecteurs ne supportaient que les défauts les plus faibles.

## Comportement en mobile

En marche, le comportement est presque normal chaque fois que le lecteur est plaqué contre le corps et ne subit pas de choc. En revanche, en « jogging », même appareil plaqué, il faudrait avoir des chaussures à coussin d'air pour que la lecture soit possible. Le mieux, c'est d'enregist-



Une grande variété dans les alimentations des lecteurs de CD, tout est représenté : accus au plomb, nickel-cadmium, piles, éléments séparés ou en bloc.

# 10 LECTEURS DE CD PORTABLES

trer vos CD sur cassette et de faire confiance à votre baladeur habituel !

## Courbe de réponse

La présence de condensateurs de sortie normalement dimensionnés conduit à une atténuation de l'extrême grave. Les filtres numériques d'ordre élevé n'entraînent plus d'ondulations visibles aux fréquences les plus hautes. Une exception ici, le lecteur de Toshiba qui utilise un filtrage limité. Ce constructeur a installé un circuit d'ambiance qui mobilise sans doute de la place dans le circuit intégré de traitement...

Pour les lecteurs de CD n'ayant pas de sortie ligne distincte de la sortie casque, on mesure avec résistance de charge pour le relevé « casque » et sans résistance pour le relevé « ligne ».

## Diaphonie

La diaphonie est relevée sur la sortie casque. Un écart, celui du D-350 : le constructeur a l'air de mélanger la gauche et la droite, peut-être pour améliorer la reproduction au cas-

que. Bonnes valeurs quoique inférieures à celles d'un lecteur de CD de salon ; mais, en général, la diaphonie sur la sortie ligne dépasse les 80 dB.

## Signaux carrés et impulsions

Des formes diverses, sur certains oscillogrammes, on constate l'effet du suréchantillonnage et de l'absence de filtrage par la présence d'ondulations le long des transitions. L'impulsion a une polarité qui dépend du lecteur, il peut en découler une sonorité différente, fonction de la linéarité du casque.

## CONCLUSIONS

Des appareils de tous poids (du simple au double) aux spécifications variées. Un vaste choix aussi dans les possibilités. Fan de HiFi, vous aurez avec les Kenwood et le Toshiba une sortie numérique et une télécommande infrarouge. Le petit poids, c'est Grundig et Technics. Si ce sont les performances qui vous ten-



En bas, les lecteurs Toshiba 9471 et 9459, un aspect identique mais le 71 a sa sortie ligne remplacée par une sortie numérique, la sortie ligne sera la sortie casque mais non chargée. En haut, le lecteur Kenwood, il a aussi une sortie numérique.

tent, vous aimerez peut-être les 0,016 % de distorsion en sortie casque du Saba. Attention aussi à ne pas vider la batterie, il ne possède pas d'interrupteur automatique.

Côté gadgets, fonctions multiples, le 350 de Sony nous a plu ; nous avons apprécié l'ambiance du Toshiba et ses nombreuses possibilités, y compris celles de son socle.

Attention à certains lecteurs assez bruyants comme ceux à coquille en matière plastique.

Un choix difficile, lié aussi à des paramètres esthétiques et à des conditions d'achat saisonnières : en fin de vie, un produit peut parfois être acquis à un prix intéressant...

**Etienne Lémercy**  
Ingénieur DPE

Marque	Citizen	Denon	Grundig	Kenwood	Philips	Saba	Sony	Sony	Technics	Toshiba
Modèle	CBM 50CP	DCP 100	CDP-90	DPC-80	AZ 6892	CD-P1	D-90	D-350	SL-XP2	XB-9471
Origine	Japon	Japon	Japon	Japon	Autriche	Japon	Japon	Japon	Japon	Japon
Dimensions (mm)	165x130x32	166x136x37	128x145x35	149x131x31	171x130x37	179x127x28	131x143x32	128x137x25	128x145x35	132x126x29
Alimentation	2 x LR6	1 ou 2 Pb, 4V	2 x LR6 NiCd 2,4V	Pb, 6V	2 x LR6 4 x LR6	2 x LR6 NiCd 4,8V	2 x LR6 Pb, 4V	2 x LR6 3,2V	2 x LR6 2 x NiCd 1,2V	2 x LR6 NiCd 2,4V
Coupure auto aïm.	oui	oui	oui	oui	oui	non	oui	oui	oui	oui
Mém. dern. plage	non	non	oui	oui	non	non	non	non	oui	non
Programmation	16 plages	32 plages	18 plages	24 plages	20 plages	16 plages	22 plages	20 plages	18 plages	32 plages
Lecture aléatoire	non	oui + prog.	oui	oui	oui	non	oui	oui	oui	oui
Lecture intro	oui	non	non	non	oui	non	non	non	non	oui
Lecture phase	non	non	non	non	non	non	oui	oui	non	non
Lecture répétée	1 pl., tout	1, tout, aléatoire	disque, prog.	1, tout, aléatoire	1, tout, aléatoire	disque, prog.	1, tout, aléat. prog.	1, tout, prog., aléat.	disque, prog.	pl., prog. disque
Avance progressive	oui	oui	oui	oui	oui	non	oui	oui	oui	oui
Mémoire choc	oui	oui	oui	oui	oui	non	oui	oui	oui	oui
Indication de temps	non	écoulé, restant pl., tout, prog.	écoulé	écoulé restant prog.	écoulé	écoulé restant disque	écoulé rest. pl., disque	écoulé rest. pl., disque	écoulé	écoulé rest., pl. disq. prog.
Verrou clavier	oui	oui	non	oui	oui	non	oui	oui	non	oui
Télécommande	non	non	sur écouteurs	IR	par fil	non	option fil et IR	casque, IR option	sur écouteurs	IR, fil
Sorties	casque et ligne	casque et ligne	casque et ligne	casque/ligne num.	casque/ligne	casque et ligne	casque et ligne	casque et ligne	casque et ligne	casque/ligne num.
Super grave	non	non	oui	non	oui	non	oui	oui	oui	ambiance
Prix	1 790 F	2 500 F	2 000 F	2 490 F	1 990 F	1 990 F	1 900 F	3 000 F	1 990 F	2 690 F

# COMMENT CHOISIR SON LECTEUR DE CD PORTABLE

Etonnants quand on les juge sur leur compacité, les lecteurs de CD portables le sont tout autant quand on analyse leurs performances. Ce qui n'empêche que l'on doive se montrer attentif à un certain nombre de critères de sélection. Notamment ceux tenant compte de leur comportement « sur le terrain » – insensibilité aux chocs et au balancement, entre autres choses – ainsi que de leur autonomie de fonctionnement et des divers modes d'alimentation prévus.

Pour ce qui est de la programmation, ainsi que des différentes fonctions et de leur affichage par l'appareil, un minimum est évidemment indispensable. Toutefois, il ne faut pas attacher trop d'importance à la multiplicité des fonctions proposées, car elle a, en général, une fâcheuse tendance à faire grimper les prix. Tout comme le nombre des plages programmables, qui n'est pas un critère de choix déterminant.

## LES MECANISMES DE LECTURE

Jusqu'à une date relativement récente, deux types de mécanismes de lecture se partageaient presque à égalité la délicate mission de déplacer le bloc optique associé à la source laser d'analyse. Avec une préférence pour le bras rotatif dans le cas des matériels d'origine européenne, et pour les systèmes à vis sans fin et crémaillère : solution retenue par les réalisations d'Extrême-Orient.

Si la formule du bras rotatif a pour elle le mérite de la simplicité et d'un bon comportement en présence d'un balancement, elle se comporte, en revanche, moins bien que les dispositifs à vis sans fin lorsque l'appareil est soumis à des mouvements saccadés, tels que ceux résultant de la marche. Aussi, aujourd'hui, la tendance est-elle à la généralisation des mécanismes à entraînement motorisé, mieux adaptés en général à l'utilisation dynamique des appareils, que l'on emporte en bandoulière dans ses déplacements.

## INSENSIBILITE AUX CHOC ET AUX MOUVEMENTS

Conditionnée en grande partie par la conception du mécanisme de lecture, l'insensibilité aux chocs et aux mouvements est également fonction des possibilités de correction de l'électronique d'asservissement.

Celles-ci sont notamment gérées par une mémoire dont le rôle principal consiste à se rappeler « l'adresse » du spot d'analyse au moment de l'impact ayant entraîné le déplacement inopiné du bloc optique.

Ce qui ne soulève guère de problèmes délicats à résoudre, compte tenu que l'affichage du temps écoulé depuis le début de la lecture est constamment mis à jour à partir des données de service. Le tout est que les informations relatives à la position du faisceau laser, au moment du choc ayant fait déraiser le mécanisme d'analyse – et stockées en mémoire – soient ex-



plottées aussi rapidement que possible. Cela, pour que l'interruption momentanée de la lecture soit très brève. Ce qui suppose une réaction très rapide du microprocesseur et de la transmission de ses ordres au dispositif d'asservissement. On peut d'ailleurs en avoir une petite idée en imprimant de légères chiquenaudes au lecteur de CD en cours de fonctionnement. Lesquelles, lorsqu'un certain seuil d'amplitude est atteint, ne doivent pas entraîner une interruption de la lecture supérieure à quelques centaines de millisecondes.

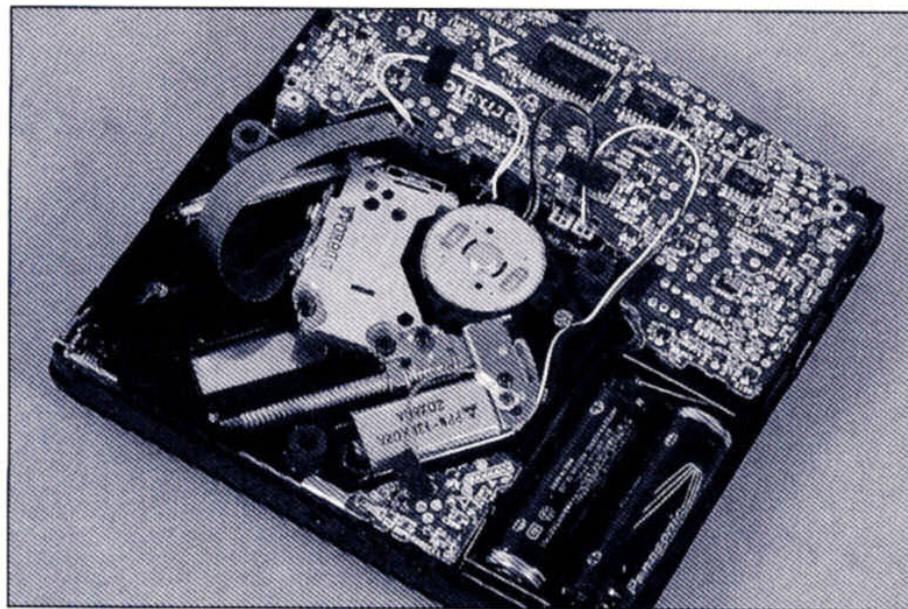
Un arrêt définitif de cette dernière serait en effet la preuve d'une insuffisance d'efficacité des circuits du système d'asservissement.

Cela dit, il ne faut pas perdre de vue que si les lecteurs de CD portables peuvent effectivement fonctionner correctement lorsqu'ils sont portés en bandoulière, dans le cadre d'un déplacement correspondant à une marche normale, ils ne peuvent en aucun cas continuer à rendre leurs services lorsqu'ils sont soumis aux accélérations et chocs résultant d'une marche ou d'une course désordonnées.

## AUTONOMIE DE FONCTIONNEMENT

Le temps pendant lequel un lecteur de CD portable est capable de remplir ses fonctions est évidemment très variable. S'il dépend – ce qui est évident – du mode d'alimentation utilisé (batteries ou piles), il est également tributaire de la capacité de la source en question, ainsi que de sa consommation propre.

D'autres éléments peuvent avoir aussi une influence sur l'autonomie de fonctionnement d'un appareil. Si celle-ci n'est que très peu modifiée par le réglage du niveau sonore – l'écoute s'effectue en effet au casque – elle est, en revanche, assez fortement in-



Vue extérieure du lecteur de CD portable Technics SL-XB6. Mécanique en matière plastique chargée de fibre de verre.

fluencée par les conditions d'emploi de l'appareil.

Principalement – et la chose est peu connue – par les chocs et les mouvements auxquels le lecteur de CD portable est soumis dans le cas de son utilisation dynamique. Donc, essentiellement, lorsque l'appareil est écouté en marchant.

Dans ce cas, en effet, les systèmes d'asservissement étant sollicités pratiquement en permanence, la consommation a alors tendance à grimper très vite, et d'autant plus que l'efficacité des circuits correspondants est grande. De ce point de vue, les mécaniques de lecture à bras rotatif s'avèrent sensiblement moins gourmandes que celles à vis sans fin et crémaillère, faisant appel à un entraînement motorisé.

## LES MODES D'ALIMENTATION

Lorsque l'on est sur le terrain, deux modes d'alimentation sont prévus, qui mettent en œuvre soit des piles, soit des accumulateurs. Ces derniers sont de deux types : au

plomb, ou au cadmium-nickel. Plus lourds, mais moins onéreux et d'une capacité supérieure à celle des modèles cadmium-nickel, les accumulateurs au plomb constituent une solution intéressante. Autre particularité, leur autodécharge est pratiquement inexistante. En revanche – et on l'ignore le plus souvent – les accumulateurs au plomb doivent être impérativement rechargés après utilisation pour éviter qu'ils ne se détériorent.

Ce qui n'est pas le cas des accumulateurs au cadmium-nickel, dont la recharge – pour prolonger leur durée de vie – ne doit se faire que lorsqu'ils sont en fin de décharge. Autre précaution à observer pour ces derniers, leur recharge doit être effectuée de la même manière lorsqu'ils sont constitués de plusieurs éléments montés en cascade.

L'alimentation par piles – de type alcalines – est une formule à ne pas négliger, d'autant que celle-ci est caractérisée par une autonomie de fonctionnement supérieure à celle mettant en œuvre des

accumulateurs. Mais au prix d'un coût de revient sensiblement supérieur.

En utilisation à poste fixe, les lecteurs de CD portables peuvent être alimentés de deux façons distinctes. Soit au moyen d'un bloc-secteur, le lecteur fonctionnant alors en appareil de salon. Soit à partir d'un adaptateur de batterie, le lecteur devenant alors le complément d'un autoradio.

Si les blocs-secteurs assurent normalement la recharge des batteries, il n'en va généralement pas de même des adaptateurs-voiture. Il est donc prudent de s'assurer que l'appareil est également proposé avec un adaptateur ou une boîte à piles, cette dernière étant indispensable quand le format de la batterie diffère de celui des piles pouvant être utilisées.

## MISE SOUS ET HORS TENSION

L'alimentation, lorsqu'elle est réalisée au moyen de piles, étant relativement onéreuse,

tous les moyens sont bons pour réduire la consommation d'énergie. C'est pourquoi on a en général intérêt à orienter son choix vers des appareils réalisant la mise sous et hors tension de façon plus ou moins automatique.

Une bonne formule est celle qui est proposée par les lecteurs de CD portables dont la mise sous tension est réalisée par l'enfoncement de la touche lecture. Et la mise hors tension obtenue à partir de la touche d'arrêt de la lecture.

Toutefois cette solution peut paraître peu pratique, lorsqu'il s'agit de vouloir uniquement intervenir au niveau de la programmation des plages à lire. Un interrupteur classique est alors le bienvenu.

Mais, dans ce cas, il est préférable que sa mise hors service soit réalisée automatiquement par l'appareil. Laquelle intervient au bout d'un certain temps d'inaction de ce dernier, mettant hors tension les circuits du lecteur. Car, même en mode attente – c'est-à-dire avec le disque compact à l'arrêt – la consommation des circuits électroniques est bien

loin d'être nulle, atteignant parfois des valeurs relativement élevées. D'où épuisement rapide des piles, que seul un arrêt automatique, intervenant de façon systématique, est en mesure de réduire dans des proportions qui sont loin d'être négligeables.

### PROGRAMMATION ET MODES DE LECTURE

Souvent monté en épingle par les fabricants, la capacité de programmation ne constitue pas un critère de choix déterminant. Du moins pour un lecteur de CD portable utilisé en mode dynamique. Ce qui n'est évidemment pas le cas lorsque le même appareil est employé à poste fixe, pour procéder par exemple à des enregistrements sur cassettes audio.

Le plus souvent, le nombre de plages programmables oscille entre 16 et 22. En revanche, beaucoup plus intéressant que le nombre de ces plages, leur accès direct par entrée de leur numéro d'ordre – prévu en

général, à partir d'une télécommande – est un élément de confort indiscutable, tout comme cette dernière.

En ce qui concerne les modes de lecture courants, il peut être intéressant d'avoir à sa disposition une touche de pause, permettant d'interrompre momentanément la lecture en cours d'une plage enregistrée. Puis de la redémarrer à l'endroit précis de l'interruption.

Le saut de plage est, pour ainsi dire, une obligation car permettant de passer instantanément à la plage suivante... ou à la plage précédente. Ce qui s'effectue parfois en deux temps, dans cette dernière hypothèse. Avec, tout d'abord, le retour au début de la plage lue, puis ensuite le retour à la plage d'avant.

C'est la traditionnelle fonction « Skip ».

La lecture progressive, avant-arrière, s'effectuant à vitesse croissante, et correspondant au mode « Search » est également très utile pour le repé-



rage auditif d'une plage déterminée, notamment en vue d'un enregistrement.

Quant au mode répétition, il peut porter soit sur l'intégralité des plages du disque compact, pour réaliser par exemple un fond sonore en continu. Soit sur la relecture de la plage en cours. Ces deux possibilités ne présentent toutefois de réel intérêt que dans le cadre d'une utilisation à poste fixe du lecteur de CD portable.

### LES FONCTIONS SPECIALES

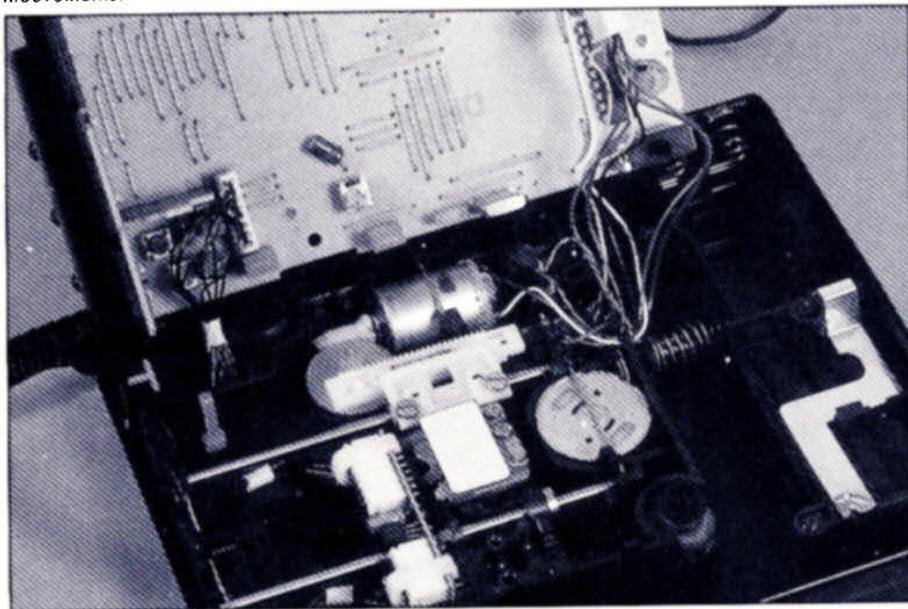
Très en vogue de nos jours, la lecture aléatoire, le balayage des premières secondes de chaque plage, ou la lecture de « phrases » figurent au rang des fonctions spéciales agrémentant l'utilisation des appareils.

Ainsi, la lecture aléatoire (« Random ») permet de lire toutes les plages d'un disque compact, dans un ordre quelconque.

Lequel est déterminé non pas par l'utilisateur (il s'agit, dans ce cas, d'une programmation) mais par les circuits de l'appareil. Valable pour les variétés, cette fonction est sans signification pratique dans le cas de musique classique.

Le balayage des premières secondes de chaque plage enregistrée (« Intro Scan »),

*Une mécanique différente : celle de Philips, qui n'a pas repris son bras rotatif plus sensible aux mouvements.*



désigné également sous le nom de lecture « Intro », bien que non indispensable s'avère en fait très pratique à l'usage. Ne serait-ce que pour fixer ultérieurement le choix et l'ordre du passage des plages devant être programmées.

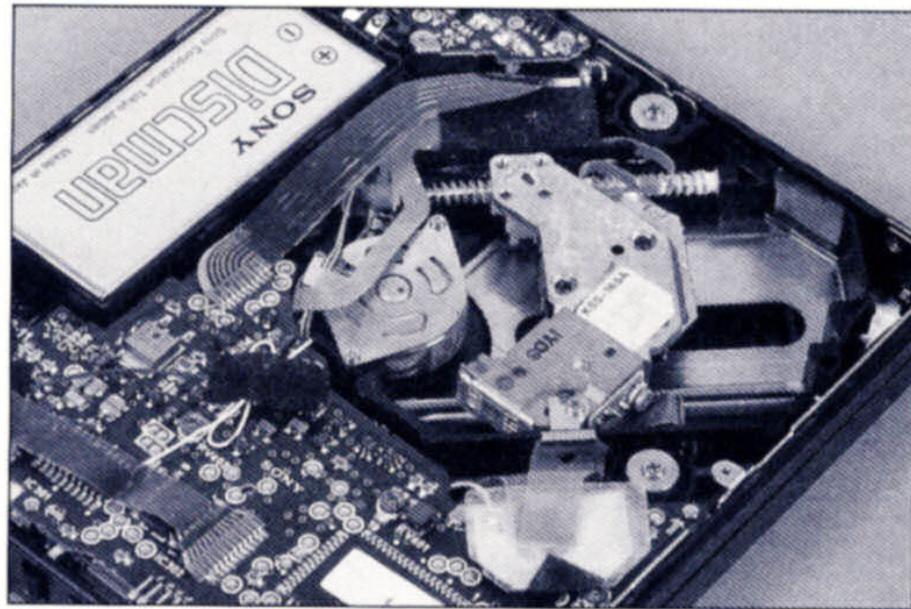
Quant à la lecture de « phrases », c'est en fait une lecture répétitive programmée dont il s'agit. En effet celle-ci consiste à repérer un point d'entrée et un point de sortie sur une plage déterminée, l'intervalle correspondant étant alors relu systématiquement par l'appareil. Un bon moyen pour s'imprégner d'une mélodie ou d'un thème musical.

Tout autres sont les fonctions d'espacement automatique (« Auto Space ») et d'enregistrement synchrone (« Synchro Record ») que l'on ne trouve en fait que sur quelques lecteurs « haut de gamme ». La première nommée permet de créer automatiquement des « blancs » de quelques secondes entre chaque plage lue sur un disque compact. Cela en vue de la réalisation d'enregistrements sur cassettes, destinés à être utilisés sur des magnétophones dotés d'un système de recherche de plages.

L'enregistrement synchrone, intéressant dans le cas d'une copie de disque compact sur bande magnétique, a pour effet, quant à lui, de faire démarrer automatiquement l'enregistrement du magnétophone avec le début de la lecture du disque. Ce mode de fonctionnement n'est toutefois envisageable que dans la mesure où le magnétophone dispose d'une prise de télécommande adaptée.

## L'AFFICHAGE DES DONNEES

En ce domaine, les informations fournies sont parfois fragmentaires, se résumant alors au nombre de plages, à la durée totale et au numéro de la plage en cours de lecture.



Vue interne d'un walkman Sony D 250 ultramini. A noter, le moteur et le dispositif d'entraînement de l'ensemble de la tête laser.

Plus intéressants sont les appareils qui fournissent en plus – par appel au moyen d'une touche à commande séquentielle – le temps restant et le temps écoulé.

En ce qui concerne le temps écoulé, il peut être fait état de celui-ci, soit depuis le début de la plage, cette dernière indication étant habituellement la plus utilisée.

Semblable distinction existe pour le temps restant qui ne concerne d'ordinaire que celui disponible avant la fin de la lecture du disque. Quelquefois l'indication est fournie pour le temps restant avant la fin de la plage en cours. Ce qui s'avère pratique quand on ne veut pas être pris de court lors de l'enregistrement d'une cassette.

## PERFORMANCES ET COMPORTEMENT

Pour des raisons de coût de production, certains lecteurs de CD portables demeurent fidèles aux convertisseurs

14 bits. Un peu moins « fins » que les convertisseurs 16 bits, ceux-ci parviennent néanmoins à des résultats convaincants. Ne serait-ce que grâce aux mérites du suréchantillonnage, devenu aujourd'hui monnaie courante.

En conséquence, il n'y a pas lieu de se montrer particulièrement pointilleux en ce domaine. En revanche, les économies réalisées parfois par les constructeurs au niveau des filtres de conversion demandent davantage de circonspection.

Car il n'est pas rare de se trouver en présence d'appareils, par ailleurs « bien sous tous rapports », dont les filtres un peu « légers » ne parviennent pas à éliminer correctement les résidus de démodulation. D'où apparition de battements indésirables se produisant habituellement dans la zone des 10 000-20 000 Hz, et qui se traduisent par une écoute pour le moins désagréable. Battements qu'il est du reste très facile de mettre en évidence – dans le cadre de tests techniques – par l'observation des signaux analogiques restitués.

Plus fréquente qu'on ne le croit, semblable anomalie ne se constate, fort heureusement, que sur certains types de matériels bas de gamme, un peu trop pensés à l'économie.

De même que les appareils de salon, les lecteurs de CD portables se doivent – et même encore mieux que ces derniers – de compenser les erreurs de « tracking ».

Plus particulièrement celles qui ont pour origine les dommages mécaniques causés à la pellicule protectrice des disques compacts.

Mais aussi et surtout les erreurs consécutives aux traces de doigts ou d'humidité, ainsi qu'aux dépôts de poussières, beaucoup plus fréquentes quand on a affaire à un matériel appelé à travailler dans un environnement davantage agressif que celui d'un salon d'audition.

D'où l'intérêt, avant toute prise de décision, de se livrer à un petit test préliminaire sur l'aptitude du lecteur à lire correctement un disque porteur de défauts, dont on a préalablement recensé l'existence.

C.D.

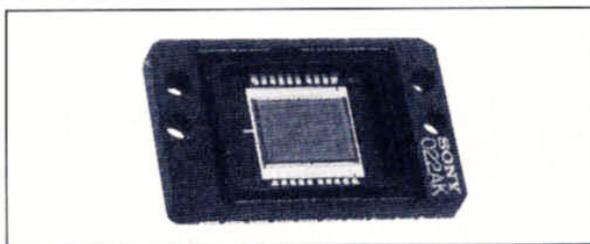
# CAMERAS CCD

## Comment s'effectue le transfert des charges photoélectrique des pixels

Les capteurs d'image des caméscopes sont constitués par des minuscules photodiodes dont le rôle consiste à transformer l'énergie lumineuse des différents points de l'image à transmettre en énergie électrique, sous forme de charges électriques qui sont prélevées séquentiellement. Chaque photodiode est associée à un commutateur à effet de champ qui transmet la charge dans une co-

lonne du registre vertical. Les charges photoélectriques provenant des photodiodes disposées en ligne sont ensuite acheminées, via le registre vertical, aux électrodes de commutation du registre horizontal. La sortie de celui-ci est reliée à un commutateur FET associé à un intégrateur dont le rôle consiste à transformer les charges électriques en signal vidéo.

Ces capteurs à transfert de trame comportent deux zones. La première est réservée à l'analyse de l'image par un filtre de couleurs ; la seconde - placée sous la première - contient les photodiodes qui délivrent les charges photoélectriques reproduisant les nombreux points lumineux de l'image, appelés « pixels » (de l'anglais Picture Element). Le nombre de ces pixels caractérise l'image par sa définition (fig. 1).



### FREQUENCE D'ECHANTILLONNAGE ET FREQUENCE INFORMATIONS DU SIGNAL COMPOSITE

Le nombre de charges photoélectriques délivrées par le capteur CCD pendant une se-

conde est égal au nombre de pixels commutés par seconde au registre vertical. Ce nombre représente la fréquence d'échantillonnage désignée par  $F_E$  dans la figure 1. Si le capteur délivre des charges électriques dont les intensités ne varient pas, le spectre de fréquence peut être représenté par une seule raie verticale, soit la raie A en figure 1.

Les décharges des photodiodes ont la même intensité si ces dernières reçoivent la même intensité de photons, donc de lumière. Ceci n'est

pas le cas pendant la prise de vue où chaque pixel peut recevoir une intensité de lumière différente. Dans la figure 1, chaque groupe de trois pixels correspond à trois couleurs qui sont le rouge R, le bleu B et le vert V. Ces trois pixels sont donc aptes à reproduire un point-image en couleur. Le nombre de points-image dans ces conditions n'est que le tiers de celui du nombre de décharges par seconde, c'est-à-dire le tiers de la fréquence d'échantillonnage  $F_E$ . On peut donc comparer  $F_E$  à la fréquence d'une porteuse modu-

lée en amplitude par un signal dont la fréquence  $F_C = F_E/3$ .

Cette modulation produit le spectre de la figure 1 dans lequel  $F_E = 9,43$  MHz et  $F_C = 9,43/3 = 3,14$  MHz.

La matrice de pixels, 2/3 de pouce, de Sony contient 317 000 photodiodes dont 291 000 sont destinées à l'analyse de l'image. La surface de chaque photodiode occupe  $17 \mu\text{m} \times 11 \mu\text{m}$ . Elles présentent une définition horizontale de 320 paires de lignes TV. Quant aux capteurs à « haute résolution », ils parviennent maintenant à une définition de 400 paires de lignes TV, avec un total de l'ordre de 400 000 pixels « utiles ».

Sur ces capteurs à transfert de charge (CCD), l'entrelacement des lignes entre deux demi-images est obtenu par la sélection des lignes horizontales, paires et impaires, composées le plus souvent de 500 pixels, c'est-à-dire de

500 photodiodes disposées derrière un masque muni de 500 filtres de couleurs, ce qui conduit à évacuer 500 charges électriques toutes les 53 micro-secondes, correspondant à une fréquence d'échantillonnage  $500/53 \mu s = 9,43 \text{ MHz}$ . Ces charges sont acheminées, via les 500 colonnes du registre vertical, aux 500 entrées du registre horizontal. En supposant que chaque image en couleur nécessite 500/3 pixels par ligne, la fréquence propre du signal image composé de V, R et B est égale à  $9,43/3 = 3,14 \text{ MHz}$ . Avec 500/2 pixels par ligne, elle s'élève à  $9,43/2 = 4,71 \text{ MHz}$ ; fréquence maximale du fait qu'elle coïncide avec la fréquence de la bande latérale inférieure du signal d'échantil-

lonnage ( $9,43 - 4,71$ ), représentée en figure 2. Comment peut-on obtenir les trois signaux V, R et B à l'aide de pixels ne représentant que deux couleurs différentes par ligne ?

### CONSTITUTION DES IMAGES PAR PRELEVEMENT SEQUENTIEL DES CHARGES PHOTO-ELECTRIQUES

Dans la figure 1, le filtre de couleurs situé devant les photodiodes permet de créer des charges photoélectriques cor-

respondant aux couleurs rouge, bleu et vert. Les signaux R, B, V ainsi générés peuvent apparaître simultanément à l'aide de lignes à retard. Avec 500 pixels (diodes) par ligne, la fréquence d'échantillonnage :

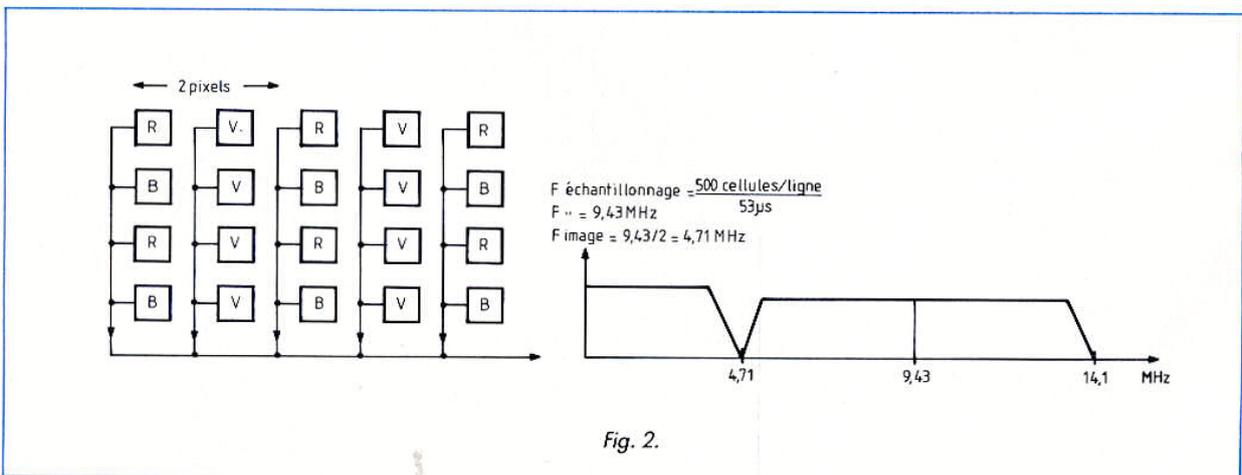
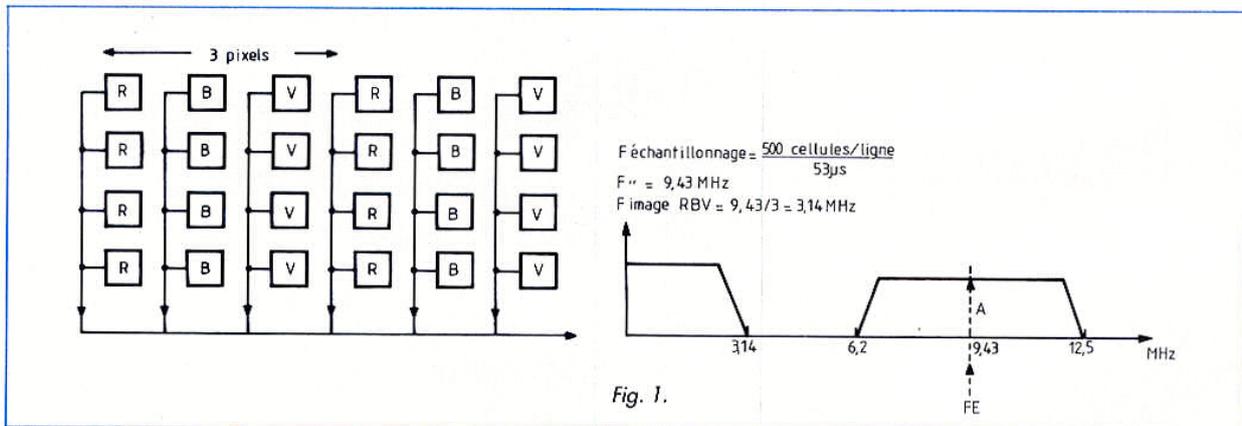
$$F_E = 9,43 \text{ MHz}$$

et la fréquence originale de l'image correspondant au théorème de Nyquist

$$F_C = 9,43/3 = 3,14 \text{ MHz.}$$

En disposant les lignes à retard dans le sens vertical entre deux pixels de couleurs différentes, la même image en V, R, B peut être reproduite en employant alternativement et d'une ligne à l'autre des filtres R, V et B, V suivant la figure 2. La fréquence originale du signal image est alors située à

la limite de la bande admise par le théorème de Nyquist avec  $F_C = 9,43/2 = 4,71 \text{ MHz}$  (fig. 2). La fréquence d'échantillonnage est générée à partir d'un oscillateur ( $1\ 816 \times$  fréquence ligne) suivi d'un diviseur par 3 suivant le synoptique de la figure 3. Un filtre optique passe-bas en quartz et un filtre infrarouge séparent les bandes latérales du signal d'échantillonnage vis-à-vis de la bande réservée au signal propre de l'image (fig. 3). Le système d'analyse composé de 500/2 pixels colorés en R et V et suivis en B et V dans le capteur Sony, schématisé en figure 4, est apte à délivrer les signaux Y, R-Y et B-Y grâce à l'emploi de transferts à retard, comparables aux lignes à retard, et disposés suivant la figure 4.



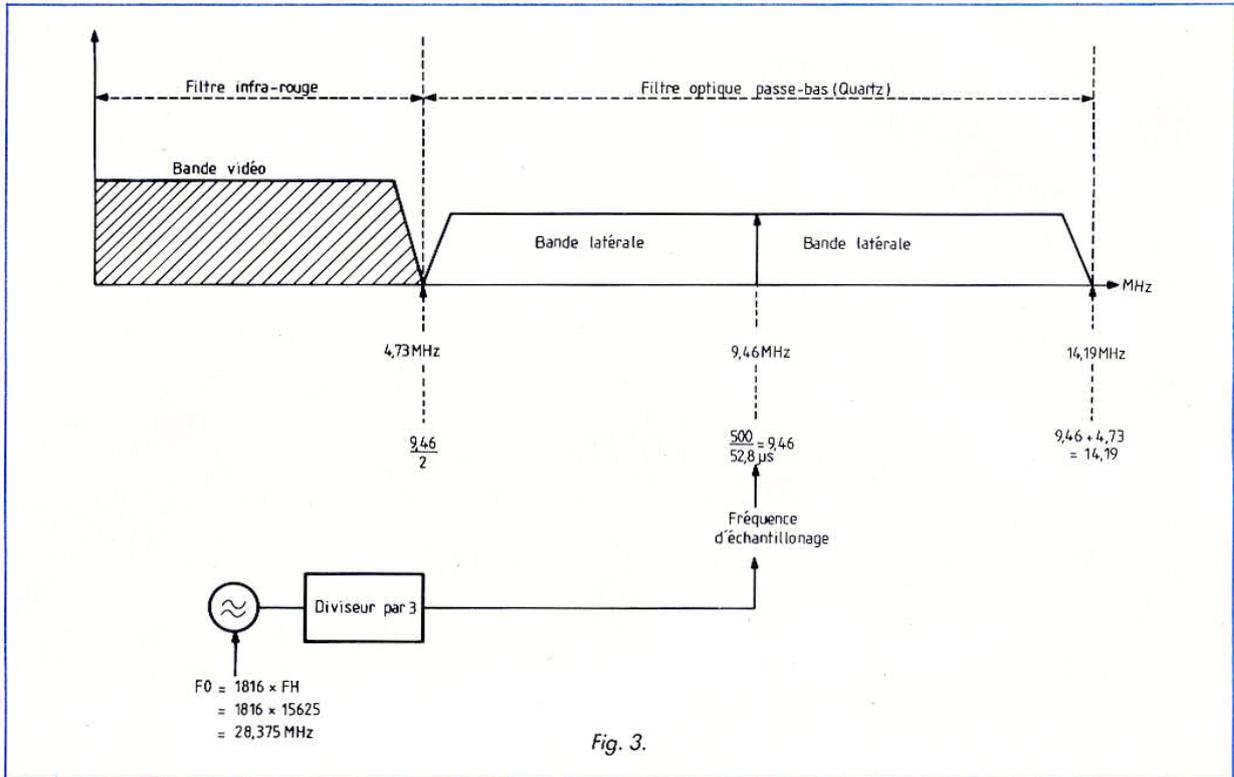


Fig. 3.

## CAMERA A TUBES ANALYSEURS ET CAMERA A PIXELS

### Elaboration du signal de luminance

Dans une caméra munie de trois tubes analyseurs (R, B, V), les signaux couleur sont générés pendant toute la durée des lignes utiles, ce qui permet de faire apparaître une résolution et une définition maximales. Dans les caméras CCD, la définition est fonction du nombre de pixels, et ce nombre est actuellement de l'ordre de 500 pixels par ligne. Avec trois analyseurs à tubes, le signal de luminance, une fois matricé suivant le procédé de la figure 5, est composé et représenté par  $Y = 0,11 (B_0 - V_0) + 0,30 (R_1 - V_1) + V_1$  en em-

ployant deux lignes à retard (1 H) pour  $B_0$  et  $V_0$ . En matricant les composantes suivant le schéma de la figure 6, le signal de la luminance gagne en précision et devient :

$Y = 0,11 \left[ \left( \frac{B_2 + B_0}{2} \right) \left( \frac{V_2 + V_0}{2} \right) + 0,30 (R_1 - V_1) + V_1 \right]$

$$Y = 0,11 \left[ \left( \frac{B_2 + B_0}{2} \right) \left( \frac{V_2 + V_0}{2} \right) + 0,30 (R_1 - V_1) + V_1 \right]$$

Cette méthode exige deux lignes à retard (2 H) pour  $B_0$  et  $V_0$  et deux lignes à retard (1 H) pour  $R_1$  et  $V_1$ . Les lignes à retard sont des registres qui fonctionnent avec du retard (1 H et 2 H) dans le transfert des charges. Dans le système de la figure 6, le signal Y représente la luminance pendant les lignes R et V.

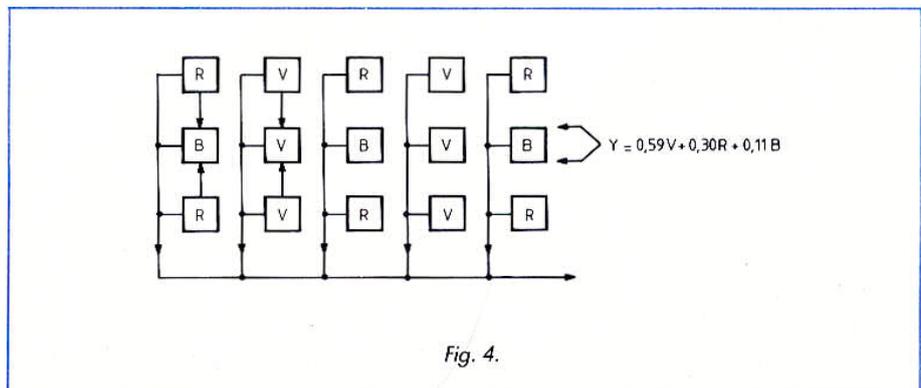


Fig. 4.

Le même système de matricage est valable pour élaborer la luminance pendant les lignes B et V. La figure 7 représente la composition de Y pendant la ligne B<sub>1</sub> et V<sub>1</sub>.

### Elaboration des signaux R - Y et B - Y

Si la prise de vues s'effectue simultanément à l'aide de trois tubes analyseurs, les signaux de chrominance sont composés suivant les formules de la figure 8 qui donnent :

$$R - Y = 0,11 (V - B) - 0,70 (V - R) \text{ et}$$

$$B - Y = -0,89 (V - B) + 0,30 (V - R)$$

Dans les caméras à transfert de charges munies de photodiodes avec filtres R, V et B, V, représentant les pixels, les signaux de chrominance générés pendant les lignes composées de R et V exigent l'emploi de registres à retard 2 H et 1 H.

La figure 9 montre la présence de trois lignes : 0, 1 et 2. Pendant la ligne R<sub>1</sub>, V<sub>1</sub>, les signaux de chrominance peuvent être élaborés avec les signaux

B<sub>0</sub>, V<sub>0</sub> et B<sub>2</sub>, V<sub>2</sub>, ce qui donne :

$$R - Y = 0,11 \left[ \frac{(V_0 + V_2)}{2} - \left( \frac{B_0 + B_2}{2} \right) \right] - 0,70 (V_1 - R_1)$$

$$\text{et}$$

$$B - Y = -0,89 \left[ \frac{(V_0 + V_2)}{2} - \left( \frac{B_0 + B_2}{2} \right) \right] + 0,30 (V_1 + R_1)$$

Pendant la ligne suivante, les signaux R<sub>1</sub> et V<sub>1</sub> sont remplacés par B<sub>1</sub> et V<sub>1</sub>, comme le

montre la figure 10. Le nouveau matricage se traduit par l'élaboration des signaux de chrominance pendant les lignes B, V avec :

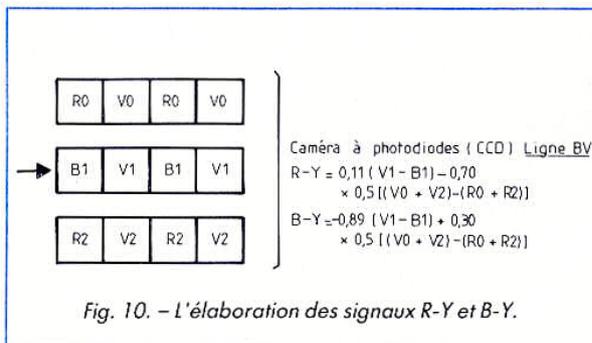
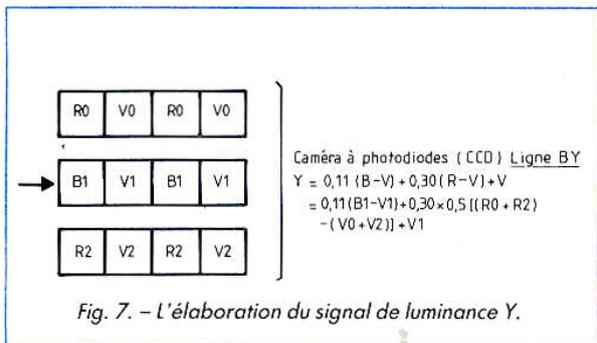
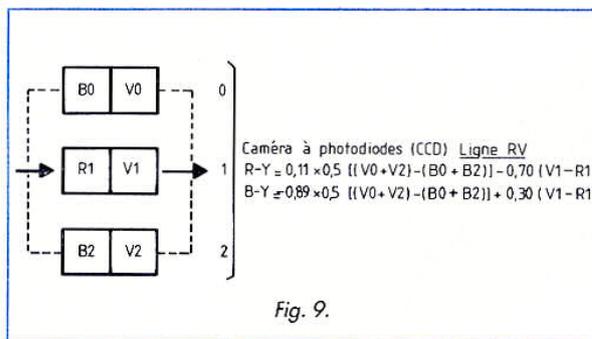
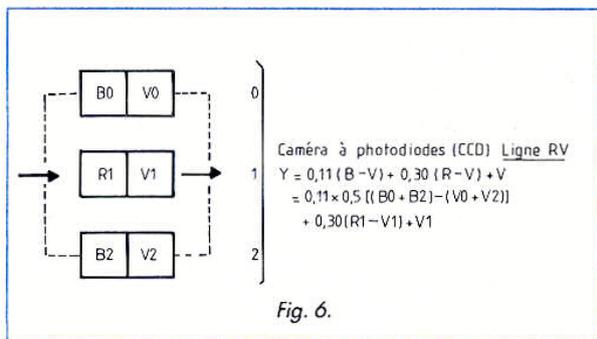
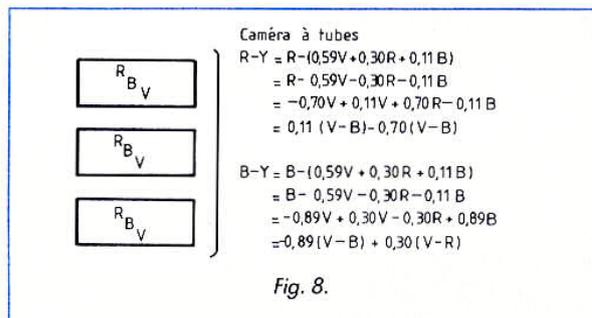
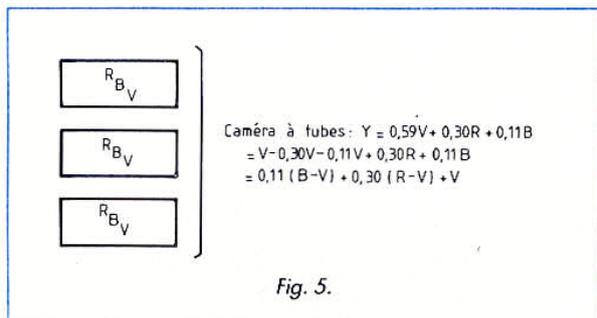
$$R - Y = 0,11 (V_1 - B_1) - 0,70$$

$$\left[ \frac{(V_0 + V_2)}{2} - \left( \frac{R_0 + R_2}{2} \right) \right]$$

et

$$B - Y = -0,89 (V_1 - B_1) + 0,30$$

$$\left[ \frac{(V_0 + V_2)}{2} - \left( \frac{R_0 + R_2}{2} \right) \right]$$



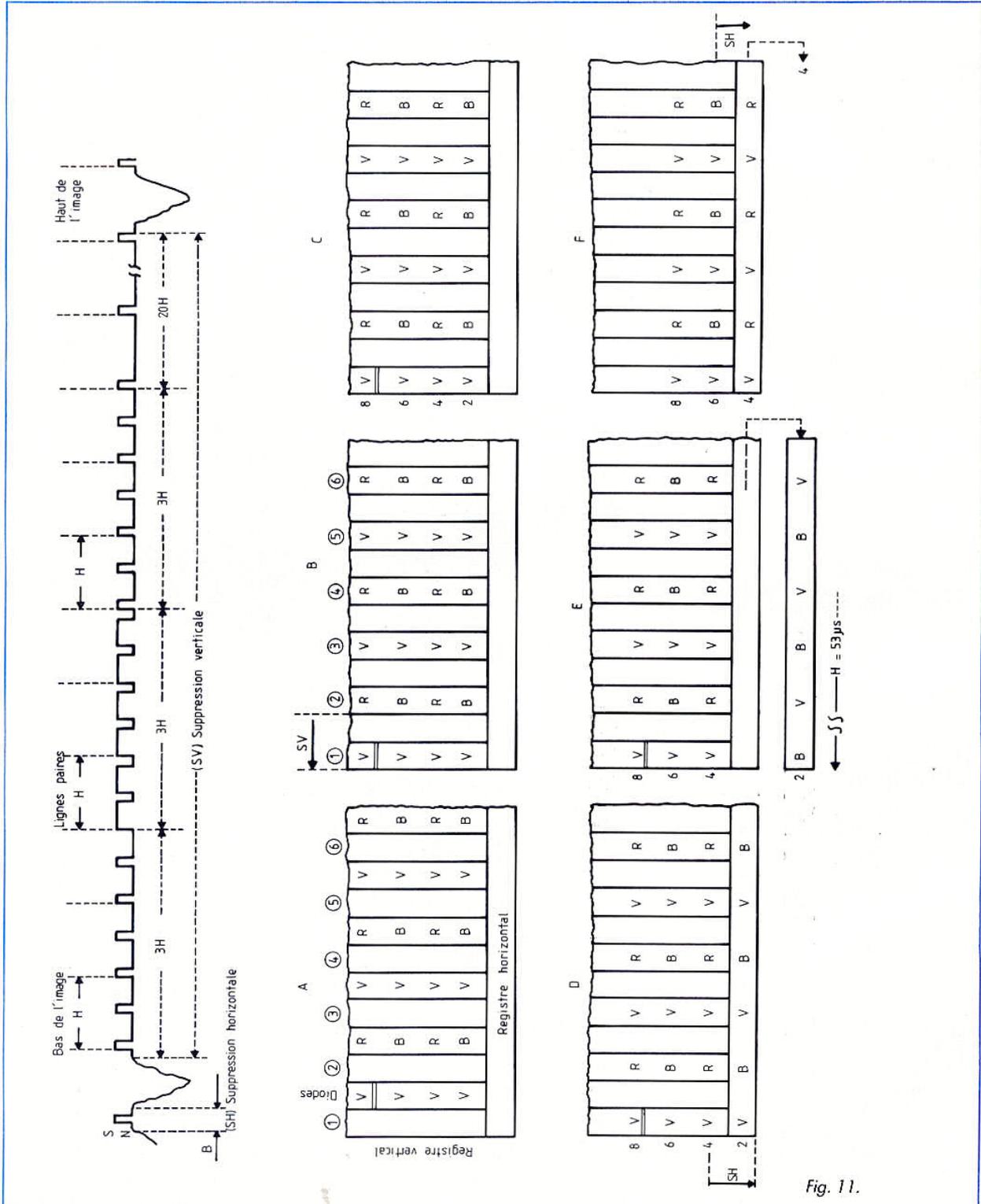


Fig. 11.

## LE PRELEVEMENT SEQUENTIEL DES CHARGES PHOTO-ELECTRIQUES

Régulièrement réparties sous forme de lignes entrelacées et de colonnes, les charges photoélectriques des diodes (pixels) sont d'abord transmises au registre vertical pendant la durée de la suppression verticale (SV). Ensuite, pendant la durée de chaque suppression horizontale (SH), les charges sont transmises verticalement vers le registre horizontal. Les charges ainsi acheminées sont ensuite transmises séquentiellement à l'aide d'éléments de commutation vers la sortie du registre horizontal pendant la durée de chaque ligne active. Dès la sortie, les charges subissent une mise en forme par un FET qui produit le signal vidéo.

La figure 11 montre l'acheminement des charges pendant quelques lignes paires d'une image entrelacée. En « A » sont représentées les colonnes 1, 2, 3... du registre vertical ainsi que les pixels V,R et V,B des lignes paires.

Pendant la suppression verticale (SV), les charges des pixels sont acheminées horizontalement aux colonnes verticales du registre vertical, d'où la figure « B ». Ces charges restent dans ces colonnes pendant la durée de chaque ligne (voir « C »). Pendant la durée de chaque suppression horizontale (SH), les charges sont déplacées verticalement de haut en bas et d'une ligne paire à la suivante, conformément à la figure « D ». Les charges situées sur la dernière ligne paire sont alors acheminées aux éléments de commutation horizontale du registre horizontal pendant la durée SH. La ligne active (53  $\mu$ s) qui suit SH est montrée en « D », avant d'être évacuée pendant 53  $\mu$ s. Une fois évacuée (voir « E »), la suppression horizontale (SH) qui suit cette ligne recherche le registre horizontal, comme le montre la figure « F ».

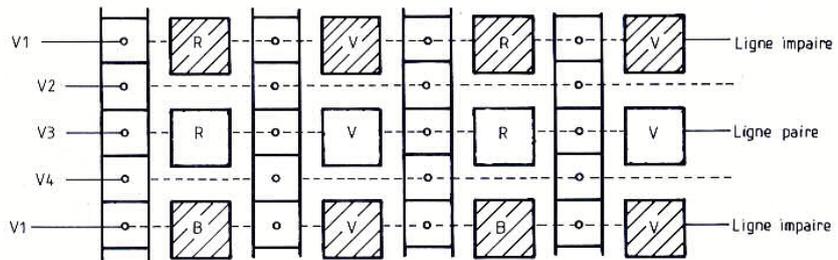
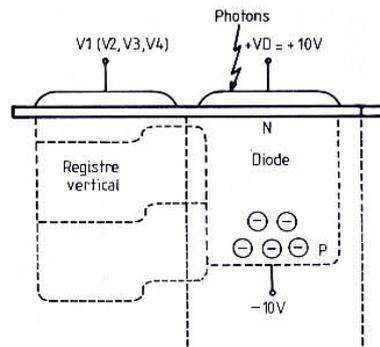
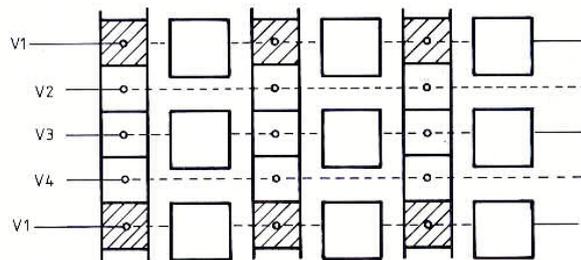
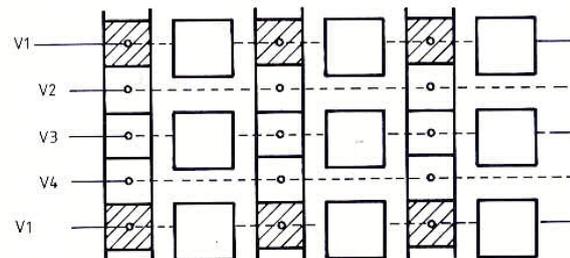


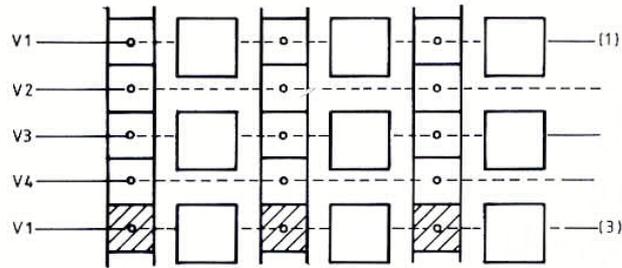
Fig. 12. - Les photons induisent des charges électriques dans les diodes.



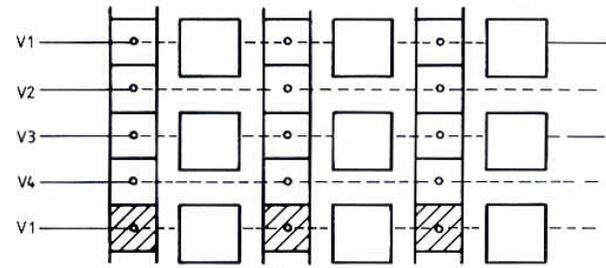
Pendant la durée de la suppression verticale, les électrodes V1 du registre vertical reçoivent une impulsion positive qui attire les charges dans le registre vertical.



Ces charges restent dans le registre vertical pendant la durée de la suppression verticale.

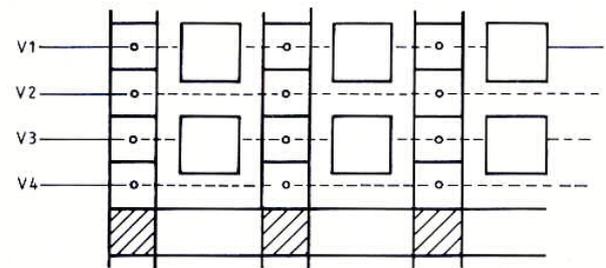


*Pendant la durée de la suppression horizontale, les électrodes V1... V4 reçoivent des tensions qui déplacent les charges verticalement d'une ligne (1) à la ligne suivante (3).*

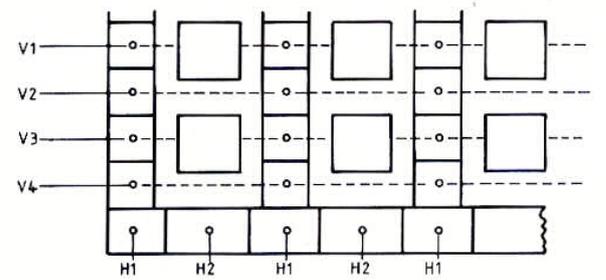


*Les charges restent immobiles pendant la durée de la ligne (3).*

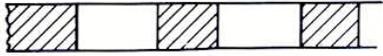
Fig. 13.



*Pendant la durée de la suppression horizontale de la dernière ligne impaire de la trame, les charges tombent dans le registre horizontal.*



*Après cette dernière suppression horizontale, les charges quittent le registre horizontal pendant la durée d'une ligne.*



**TRANSFERT DES CHARGES PHOTO-ELECTRIQUES AUX ELECTRODES DE COMMANDE DU REGISTRE VERTICAL**

Chacun des éléments d'images est constitué par une photodiode munie d'un filtre R, B ou V intégré dans la matrice et placée au-dessus des photodiodes. Ce sont les photons de la lumière provenant de l'objectif qui produisent les charges électriques stockées au niveau des diodes (fig. 12). Celles-ci sont associées aux électrodes du registre vertical par une zone de séparation potentielle qui se trouve brisée lorsque l'électrode du registre vertical reçoit une impulsion positive (+ 12 V) pendant la suppression verticale. Les charges stockées dans les diodes sont alors acheminées aux cellules du registre vertical. Afin de transmettre le maximum d'électrons aux cellules du registre vertical, celui-ci est muni de deux paires d'électrodes dont la paire V<sub>1</sub>,V<sub>2</sub> est réservée aux lignes impaires et la paire V<sub>3</sub>,V<sub>4</sub> aux lignes paires. Conformément aux schémas de la figure 11, les charges électriques se déplacent sous l'action des tensions appliquées aux électrodes V<sub>1</sub>,V<sub>2</sub> ou V<sub>3</sub>,V<sub>4</sub> d'où leur acheminement aux éléments de commutation du registre horizontal par étapes successives résumées à l'aide des figures 12 et 13 et avec le maximum de commentaires.

## LE TRAJET DES CHARGES ELECTRIQUES DANS LE REGISTRE VERTICAL

Une fois acheminées dans les cellules commandées par les électrodes  $V_1$  (ou  $V_3$ ), les charges électriques doivent être déplacées verticalement pour atteindre la ligne suivante après le temps réservé à la suppression horizontale. C'est le cas dans la figure 14 où la charge  $Q$  se trouve transportée de la ligne impaire n° 1 à la ligne impaire n° 3. Ce mouvement est dû à l'action des tensions appliquées aux électrodes  $V_1$ ,  $V_2$ ,  $V_3$  et  $V_4$  du registre vertical. Les variations des tensions appliquées à ces électrodes pendant les  $12 \mu s$  de la suppression horizontale sont représentées avec les charges électriques par les surfaces hachurées de la figure 14 et pendant les instants 0 à 8.

Ce déplacement vertical a lieu pendant chaque suppression horizontale. En fin de parcours, les charges « tombent » dans le registre horizontal à partir de l'instant 3 et suivant

les flèches qui apparaissent en figure 15 dans le registre horizontal. C'est l'électrode reliée à la tension  $V_4$  qui constitue la porte de passage entre les deux registres.

Le décalage des lignes impaires pendant la suppression horizontale s'effectue suivant les figures 14 et 15 et celui des lignes paires suivant les figures 16 et 17. Entre deux déplacements verticaux, il y a un temps d'arrêt de  $53 \mu s$  pendant lequel a lieu l'évacuation

des charges accumulées dans le registre horizontal. Cette évacuation séquentielle est commandée par les variations de tension appliquées aux électrodes du registre horizontal. Le nombre de ces électrodes est celui du nombre de diodes (pixels) donc 500.

Après l'évacuation de la dernière ligne (paire ou impaire), les électrodes ( $V_1$  ou  $V_3$ ) du registre vertical reçoivent une nouvelle impulsion positive (12 V) qui rétablit la

connexion électrique entre les diodes photoélectriques fraîchement rechargées et les cellules du registre vertical.

Chaque photodiode est associée à deux électrodes du registre vertical ( $V_1, V_2$  et  $V_3, V_4$ ) ce qui porte le nombre d'électrodes du registre vertical à  $532 \times 596 \times 2 = 634\ 144$ . Chaque photodiode occupe une surface de  $17 \mu m \times 11 \mu m$ . Le nombre de photodiodes exposées aux photons s'élève à  $500 \times 582$

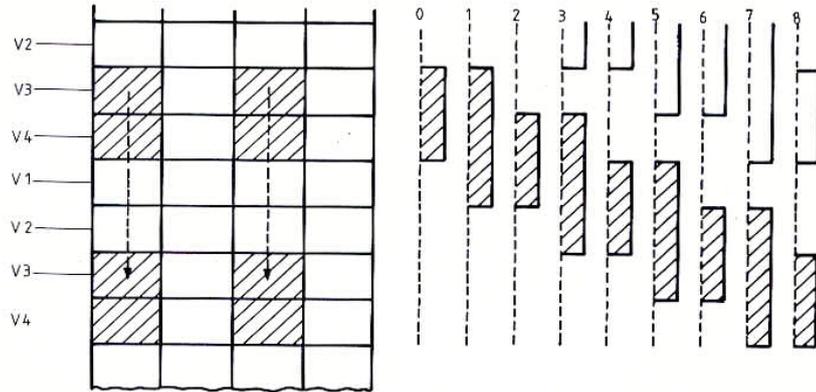


Fig. 14. - Variations des tensions des électrodes du registre vertical pendant la suppression horizontale SH de 1 à 8.

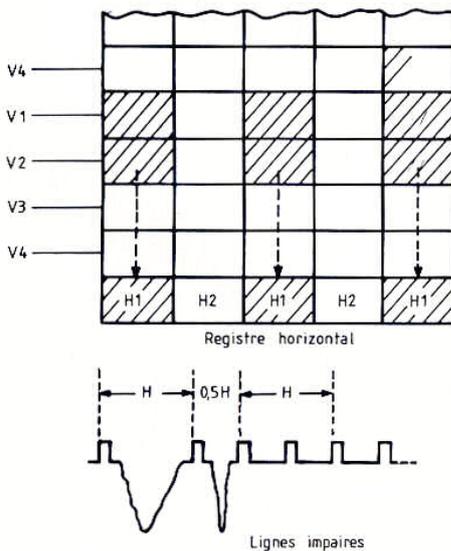


Fig. 15. - Transfert des charges du registre vertical dans le registre horizontal pendant la suppression horizontale SH 1 à 8.

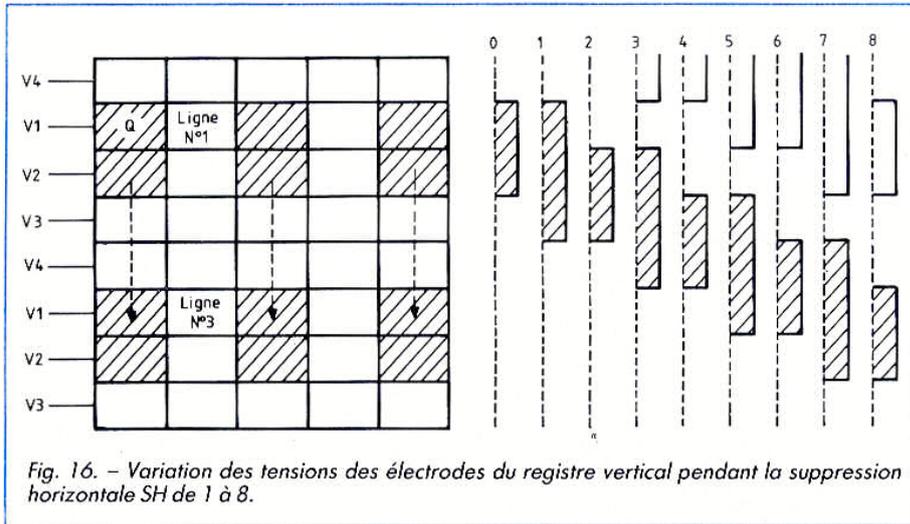


Fig. 16. - Variation des tensions des électrodes du registre vertical pendant la suppression horizontale SH de 1 à 8.

= 291 000 et le nombre total à  $532 \times 596 = 317\ 000$ . La différence entre ces deux nombres est due à un masque qui permet de fixer le niveau du noir du signal de la suppression horizontale et de la suppression verticale. Ces chiffres concernent le capteur d'images CCD 2/3 de pouce de Sony.

### CONVERSION DES CHARGES ELECTRIQUES EN SIGNAL VIDEO

Les charges électriques sortant du registre horizontal sont converties en signal vidéo à l'aide d'un commu-

teur de tension constitué par un transistor FET muni à l'entrée d'un condensateur C de très faible valeur et comportant à sa sortie une résistance R aux bornes de laquelle est générée une tension qui varie en fonction des charges appliquées à l'entrée du FET. Une commutation séquentielle de l'interrupteur I représenté

en figure 18 permet d'élaborer les variations de tension. Pendant la fermeture de l'interrupteur I, la tension +B charge le condensateur C, d'où l'apparition d'une tension positive aux bornes de la résistance R du FET (fig. 18A). En ouvrant l'interrupteur I, l'impédance d'entrée du FET augmente considérablement, étant donné que la capacité C est très faible et constituée par celle de l'électrode de commande. Cette haute impédance accumule la charge électrique provenant du registre horizontal. Cette charge fait baisser la tension positive aux bornes de C et la tension positive aux bornes de R. La tension diminue d'autant plus que la charge électrique du registre est forte.

### LE NOMBRE DE POINTS-IMAGE SEPARABLES (fig. 18B)

La résolution de l'image dans un capteur CCD est fonction du nombre de photodiodes par ligne. Avec 500 photodiodes par ligne active et  $53\ \mu\text{s}$  en PAL, la fréquence d'échantillonnage est :

$$\frac{500}{53\ \mu\text{s}} = 9,43\ \text{MHz.}$$

Il y a donc 500 charges en sortie du registre horizontal pendant chaque ligne. Il faut donc commuter l'interrupteur I après chaque charge, soit 500 fois par ligne, ce qui correspond à la fréquence d'échantillonnage des charges électriques.

La fréquence d'échantillonnage du signal couleur est la moitié de la fréquence d'échantillonnage des charges, donc 4,73 MHz. Le nombre de points couleur séparables dans le sens horizontal est égal à 0,5 fois le nombre de pixels par ligne, c'est-à-dire 250. Le nombre de point séparables verticalement est égal à 0,7 fois le nombre de lignes utiles d'image (facteur de Kell), c'est-à-dire environ 400 en 625 lignes. Dans un système homogène muni de

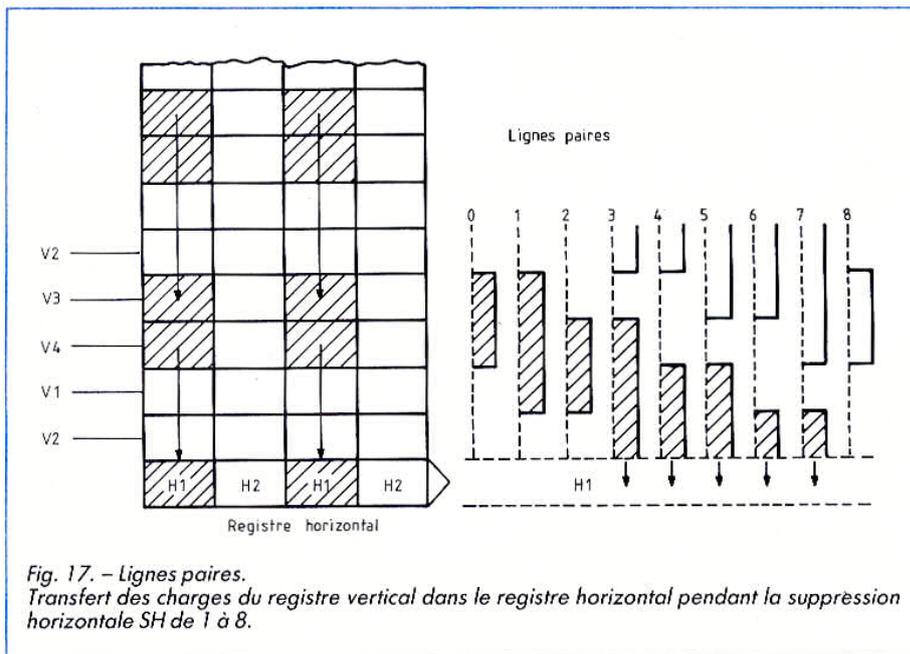


Fig. 17. - Lignes paires. Transfert des charges du registre vertical dans le registre horizontal pendant la suppression horizontale SH de 1 à 8.

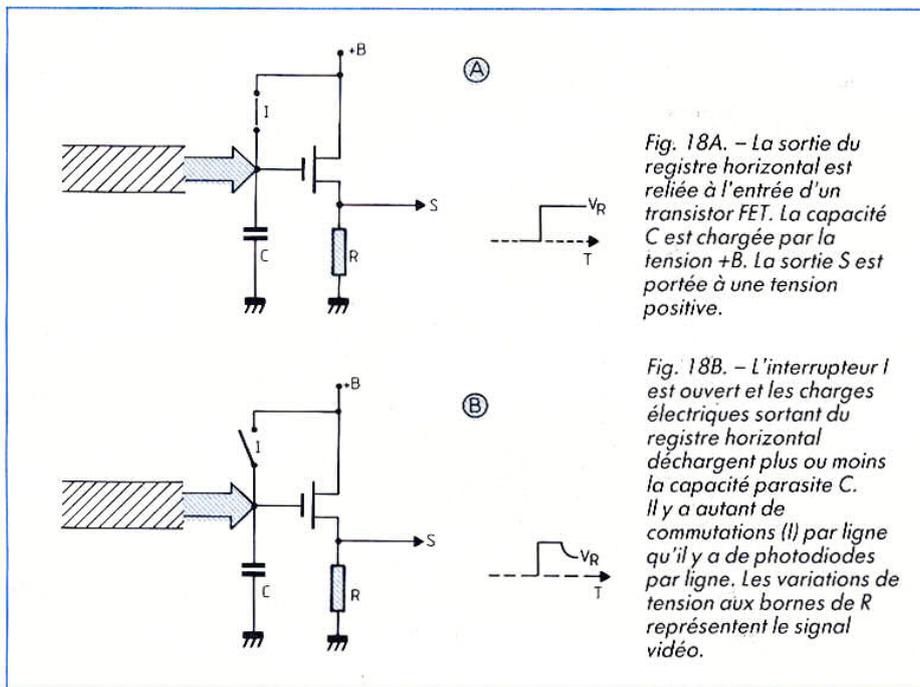


Fig. 18A. - La sortie du registre horizontal est reliée à l'entrée d'un transistor FET. La capacité C est chargée par la tension +B. La sortie S est portée à une tension positive.

Fig. 18B. - L'interrupteur I est ouvert et les charges électriques sortant du registre horizontal déchargent plus ou moins la capacité parasite C. Il y a autant de commutations (I) par ligne qu'il y a de photodiodes par ligne. Les variations de tension aux bornes de R représentent le signal vidéo.

trois tubes d'analyse, 400 points verticaux correspondent à 530 points horizontaux, c'est-à-dire à une fréquence vidéo de 5 MHz environ en 625 lignes. Dans le système CCD, la réponse du signal de luminance ne dépend pas seulement de la fréquence d'échantillon-

nage mais également de la fréquence du signal généré par les diodes éclairées par la lumière verte. La composante du vert apparaît dans chaque ligne, ce qui n'est pas le cas des composantes rouge et bleue qui apparaissent pendant une ligne sur deux. C'est la présence de cette compo-

sante à couleur verte qui permet d'élaborer un second signal de luminance avec une fréquence deux fois plus élevée que celle du signal composé de :  $Y = 0,59 V + 0,30 R + 0,11 B$ . Cette dominance du vert dans la corrélation verticale des couleurs permet d'élaborer un

second signal de luminance à définition améliorée, composé de  $0,50 V + 0,25 R + 0,25 B = Y'$ . Le nombre de points-image vert est deux fois plus élevé que celui des points-image bleu et rouge. Pendant la durée de la suppression verticale (fig. 11), soit environ 50 lignes, le registre horizontal ne délivre aucune charge, donc aucun signal, et c'est l'impulsion positive appliquée à l'électrode  $V_1$  ou  $V_3$  qui assure pendant ce temps la décharge des diodes dans les colonnes du registre vertical. Le nombre de lignes transmises par le capteur CCD est réduit à :  $625 - 50 = 575$  lignes pendant 1/25 de seconde. Il n'y a pas de signal non plus pendant la suppression horizontale à la sortie du capteur. Ce temps est réservé au transport vertical des charges d'une ligne à la suivante.

## NOMBRE DE POINTS-IMAGE COULEUR

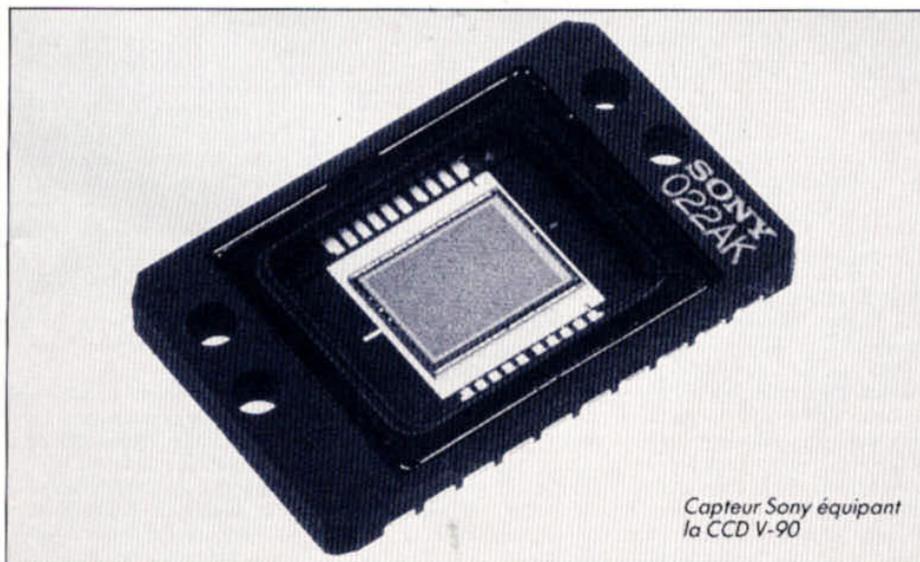
1° Capteur CCD 2/3 de pouce :

- nombre de pixels « utiles » :  $L \times H = 500 \times 575 = 287\ 000$ .
- Résolution :  $287\ 000/2 = 143\ 500$  points-image couleur.

2° Capteur CCD idéal :

- nombre de pixels « utiles » :  $L \times H = (H \times 4/3) \times H = 575 \times 4/3 \times 575 = 440\ 800$ .
- résolution :  $440\ 800/2 = 220\ 400$  points-image couleur.

R. ASCHEN



Capteur Sony équipant la CCD V-90

## BIBLIOGRAPHIE

1. Informations techniques Sony.
2. Capteurs d'images : les technologies en présence. C. Darteville, *Toute l'Électronique* n° 545.
3. Les caméscopes *Haut-Parleur* n°s 1739 et 1765. E. Lemery.

# REALISATION *Flash*

## GRADATEUR TELECOMMANDE PROGRAMMABLE ET A EFFLEUREMENT

### A QUOI ÇA SERT ?

Il s'agit en fait d'une extension du gradateur programmable de notre précédent numéro. Maintenant, vous resterez dans votre fauteuil pour tamiser la lumière, tandis que la télécommande de votre chaîne fera le reste...

### LE SCHEMA

Le rayonnement de l'émetteur IR est capté par la diode D<sub>5</sub>. (Nous avons indexé les composants en tenant compte des repères du gradateur ! voir H.-P. 1776.) C<sub>7</sub> transmet le si-

gnal à T<sub>1</sub> qui l'amplifie ; le second amplificateur est sélectif, il est accordé sur 5 kHz ; C<sub>7</sub>, C<sub>8</sub> et C<sub>12</sub> servent de filtre passe-haut et atténuent le 100 Hz. Le filtrage sélectif met en forme le signal pour permettre son décodage par le décodeur de tonalité. Ce dernier est un modèle à faible consommation de NS, un LMC 567 pas encore très répandu ; il peut éventuellement être remplacé par un XR L567 plus ancien. Comme les circuits, compatibles par leurs broches, diffèrent par les valeurs des paramètres internes, nous donnerons dans la nomenclature les valeurs de cer-

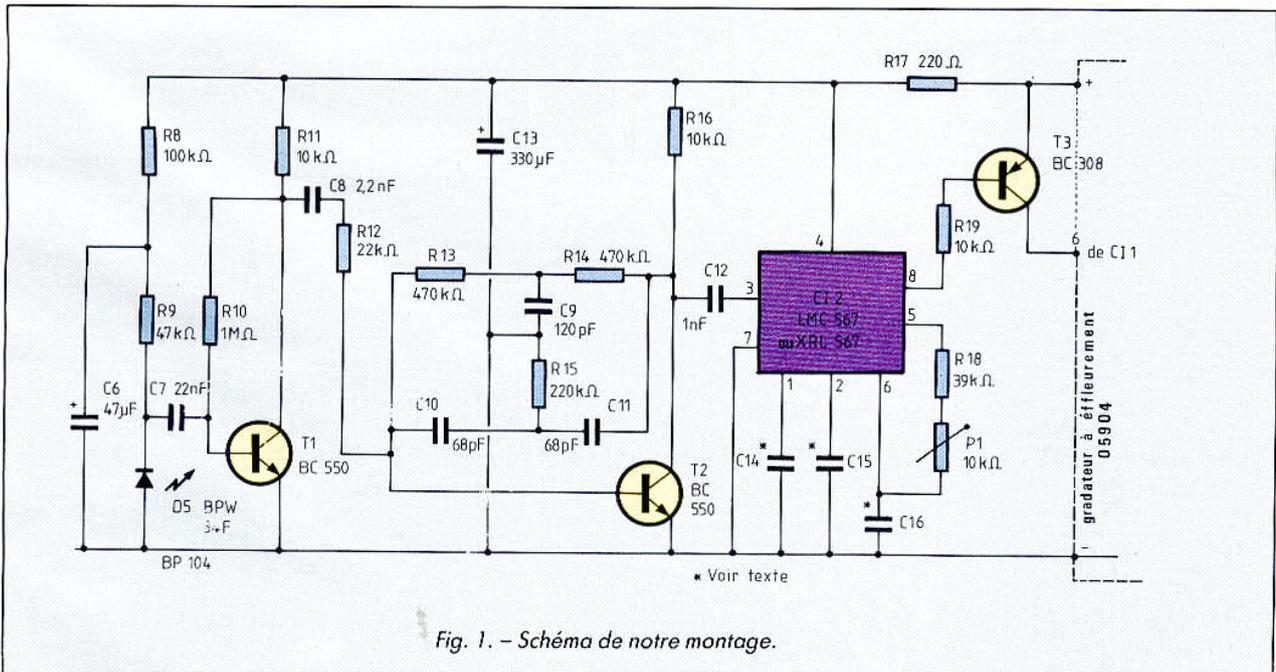


Fig. 1. - Schéma de notre montage.

# GRADATEUR TELECOMMANDE PROGRAMMABLE ET A EFFLEUREMENT

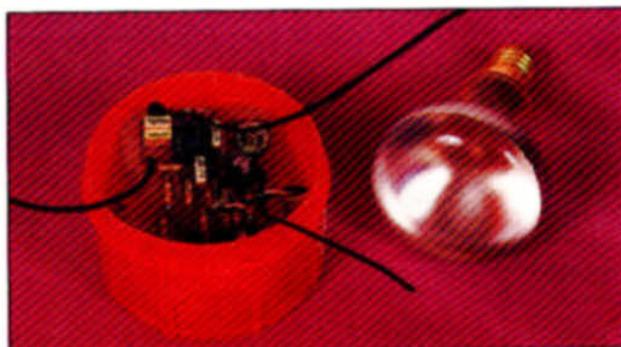
tains composants que l'on doit changer suivant que vous utiliserez un circuit ou l'autre. L'horloge du LMC 567 bat à deux fois la fréquence d'accord. La polarité du signal de sortie est inversée par T<sub>3</sub> dont le collecteur est directement relié à la broche 6 du SLB 0586 du gradateur qui conserve son système de programmation de la commande

et son fonctionnement par effleurement d'origine. La tension d'alimentation est fournie par le circuit de gradation adapté pour la circonstance, on changera la valeur de C<sub>2</sub>.

## REALISATION

Suivant le circuit intégré que vous pourrez vous procurer, vous choisirez les valeurs des composants périphériques C<sub>14</sub> à C<sub>16</sub>.

Les composants prennent place sur un circuit imprimé qui s'installe, comme celui du gradateur, dans la boîte « Porouge » de votre installation électrique. La diode sera sortie afin de voir le rayonnement de l'émetteur et, si possible, être cachée du rayonnement, même indirect, de la lampe à incandescence alimentée.



Trois fils relient les deux circuits qui, bien entendu, ne devront pas être en contact. Attention, comme le montage fonctionne directement sur le secteur, on devra veiller à ne le toucher qu'avec précaution. Les deux circuits, gradateur et récepteur, seront superposés. Un réglage est à effectuer, celui de la valeur du potentiomètre-

tre P<sub>1</sub> qui accorde la fréquence du récepteur sur celle de l'émetteur (fréquence double pour le LMC 567). Utiliser un tournevis à manche isolé pour cette manipulation. Pas d'autre réglage ici. Attention, la diode SFH 484 est très directive, en limite de portée, il faut bien viser.

## NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

### Résistances 1/4 W 5 %

R<sub>8</sub>: 100 kΩ  
R<sub>9</sub>: 47 kΩ  
R<sub>10</sub>: 1 MΩ  
R<sub>11</sub>, R<sub>16</sub>, R<sub>19</sub>: 10 kΩ  
R<sub>12</sub>: 22 kΩ  
R<sub>13</sub>, R<sub>14</sub>: 470 kΩ  
R<sub>15</sub>: 220 kΩ  
R<sub>17</sub>: 220 Ω  
R<sub>18</sub>: 39 kΩ

### Condensateurs

C<sub>6</sub>: 47 μF chimique radial 6,3 V  
C<sub>7</sub>: 22 nF céramique ou MKT 5 mm  
C<sub>8</sub>: 2,2 nF MKT 5 mm ou céramique  
C<sub>9</sub>: 120 pF céramique  
C<sub>10</sub>, C<sub>11</sub>: 68 pF céramique  
C<sub>12</sub>: 1 nF MKT 5 mm ou céramique  
C<sub>13</sub>: 330 μF chimique radial 6,3 V

### LMC 567

C<sub>14</sub>: 220 nF MKT 5 mm  
C<sub>15</sub>: 100 nF MKT 5 mm  
C<sub>16</sub>: 1,5 nF MKT 5 mm

### XR L567

C<sub>14</sub>: 2,2 μF tantale goutte 6,3 V  
C<sub>15</sub>: 1 μF tantale goutte 6,3 V  
C<sub>16</sub>: 3,3 nF MKT 5 mm

### Semi-conducteurs

D<sub>5</sub>: BPW 34F ou BP 104  
T<sub>1</sub>, T<sub>2</sub>: transistors NPN BC 550C  
T<sub>3</sub>: transistor PNP BC 308  
C<sub>12</sub>: circuit intégré LMC 567 (NS) ou XR L567

### Divers

P<sub>1</sub>: potentiomètre ajustable pour C<sub>1</sub> de 10 kΩ

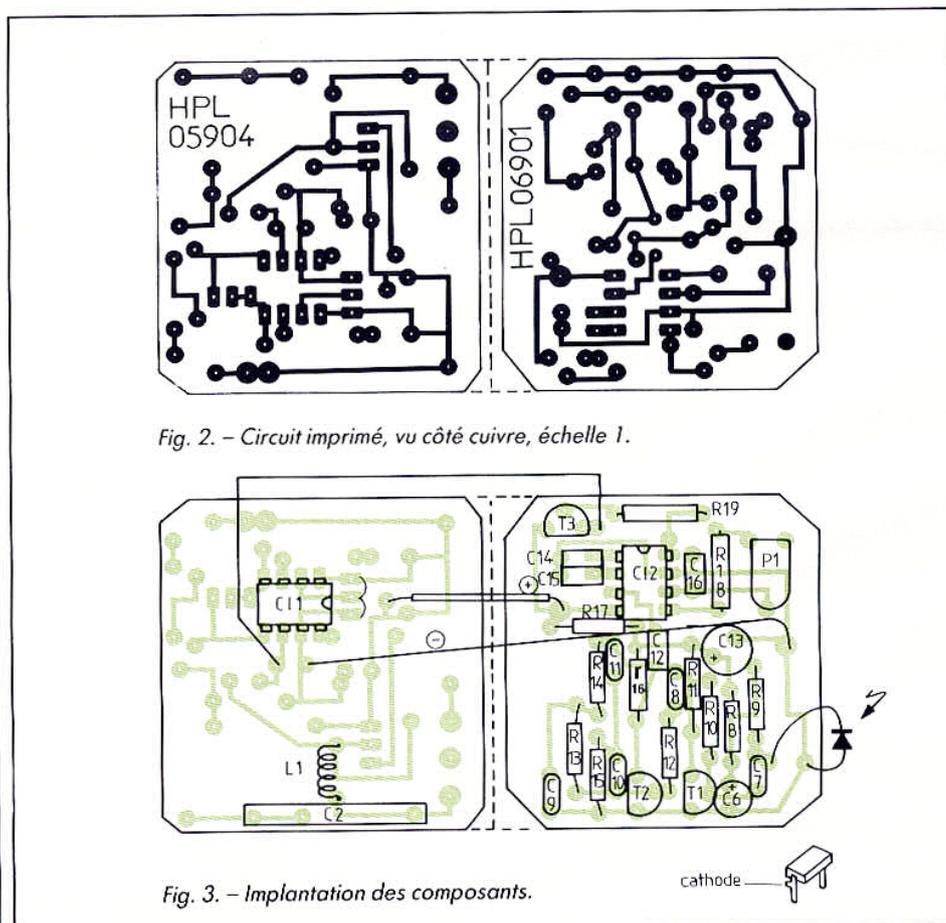


Fig. 2. - Circuit imprimé, vu côté cuivre, échelle 1.

Fig. 3. - Implantation des composants.

# REALISATION

## Flash

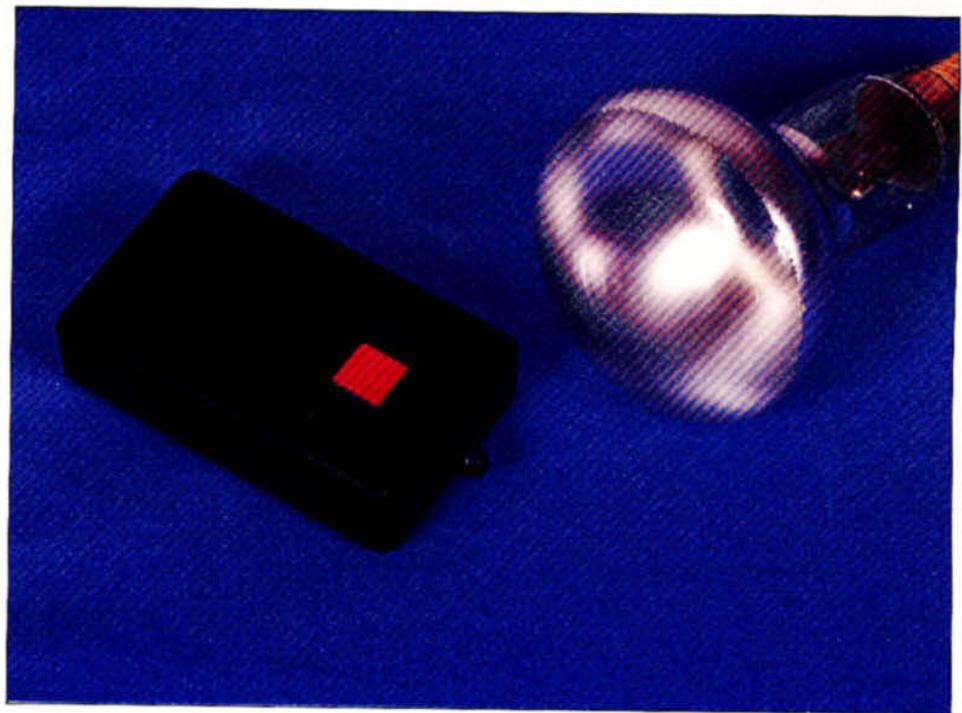
### GRADATEUR TELECOMMANDE, PROGRAMMABLE ET A EFFLEUREMENT : EMETTEUR

#### A QUOI ÇA SERT ?

Nous vous avons présenté dans notre numéro précédent un gradateur à effleurement programmable. C'est une extension que nous proposons ici, qui permettra de le télécommander. Qui dit télécommande dit émetteur ; nous avons opté pour le mode infrarouge.

#### LE SCHEMA

Il n'est pas vraiment compliqué et utilise une technique de modulation vieille comme le 555... Particularité de ce montage : il s'alimente avec une tension de 3 V, une tension basse qui permet d'utiliser seulement deux piles installées dans un microboîtier plastique. Comme nous avons voulu une consommation réduite associée à une portée confortable (environ 8 m), nous utilisons un signal de très faible rapport cyclique : la diode électroluminescente infrarouge sera traversée par un courant très important pendant une fraction de la période du signal. Avec les valeurs données ici, ce courant est voisin de 500 mA bien que la consommation totale soit de 15 mA environ. Les piles, type LR 03, permettront une autonomie de plus de 60 heures... Basse consommation = temporisateur LINC MOS, qui a aussi l'avantage sur le 555 de fonctionner avec une tension de moins de 3 V. Le condensateur C2 permet le débit d'un fort courant, T1 sert de commutateur de puissance.



Le courant est limité par R3. La diode électroluminescente est un modèle infrarouge à haute directivité, la concentration permet ici d'obtenir une bonne portée avec un récepteur relativement simple. La fréquence d'émission est voisine de 5 kHz, une fréquence relativement éloignée de la fréquence parasite de 100 Hz émise par les lampes à incandescence.

#### REALISATION

Le circuit imprimé est prévu pour être installé dans un boîtier miniature Pozzi type 653.

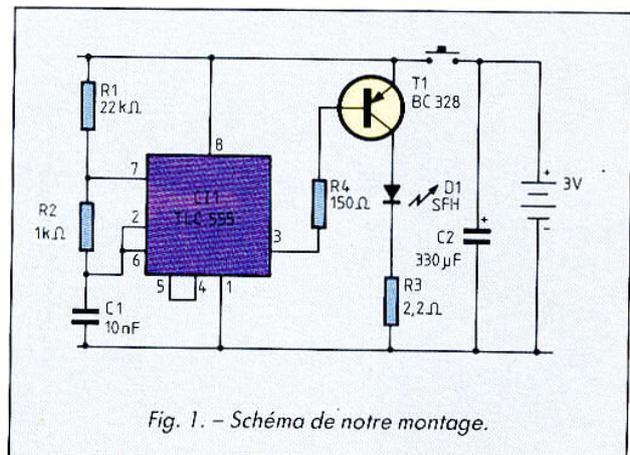


Fig. 1. - Schéma de notre montage.

# GRADATEUR TELECOMMANDE, PROGRAMMABLE ET A EFFLEUREMENT : EMETTEUR

Un trou de 5 mm laisse passer la diode électroluminescente, une SFH 484 ou une LD 274, diodes très directives permettant d'obtenir une longue portée. Le condensateur de filtrage sera couché sur le circuit. Les piles sont des LR 06, le porte-piles est réalisé en corde à piano de 5/10<sup>e</sup> de mm de diamètre. Il est prévu pour des piles dont la

sortie positive ne se limite pas à un simple plot. Côté positif, le contact entoure le plot ; côté négatif, il est plus étroit que le plot, ce qui oblige à installer la pile dans le bon sens. Les fils des composants seront plaqués contre le cuivre avant soudure afin de gagner un peu de place en hauteur. Même observation pour l'acier du porte-piles.

## NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

### Résistances 1/4 W 5 %

R<sub>1</sub> : 22 kΩ R<sub>2</sub> : 1 kΩ R<sub>3</sub> : 2,2 Ω

### Condensateurs

C<sub>1</sub> : 10 nF MKT 5 mm C<sub>2</sub> : 330 μF chimique radial 3 à 10 V

### Semi-conducteurs

C<sub>1</sub> : circuit intégré TLC 555  
D<sub>1</sub> : diode électroluminescente infrarouge SFH 484 ou LD 274 Siemens T<sub>1</sub> : transistor PNP BC 328

### Divers

Coffret Pozzi 653, corde à piano 5/10<sup>e</sup> de mm  
P<sub>1</sub> : bouton-poussoir ST1033 (Radiohm) par exemple

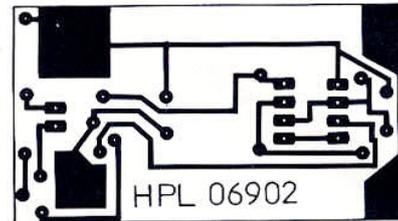


Fig. 2. - Circuit imprimé, vu côté cuivre, échelle 1.

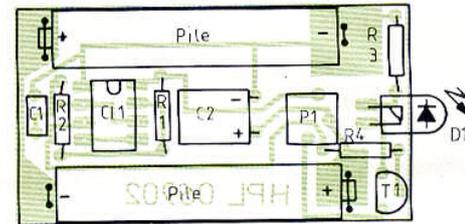
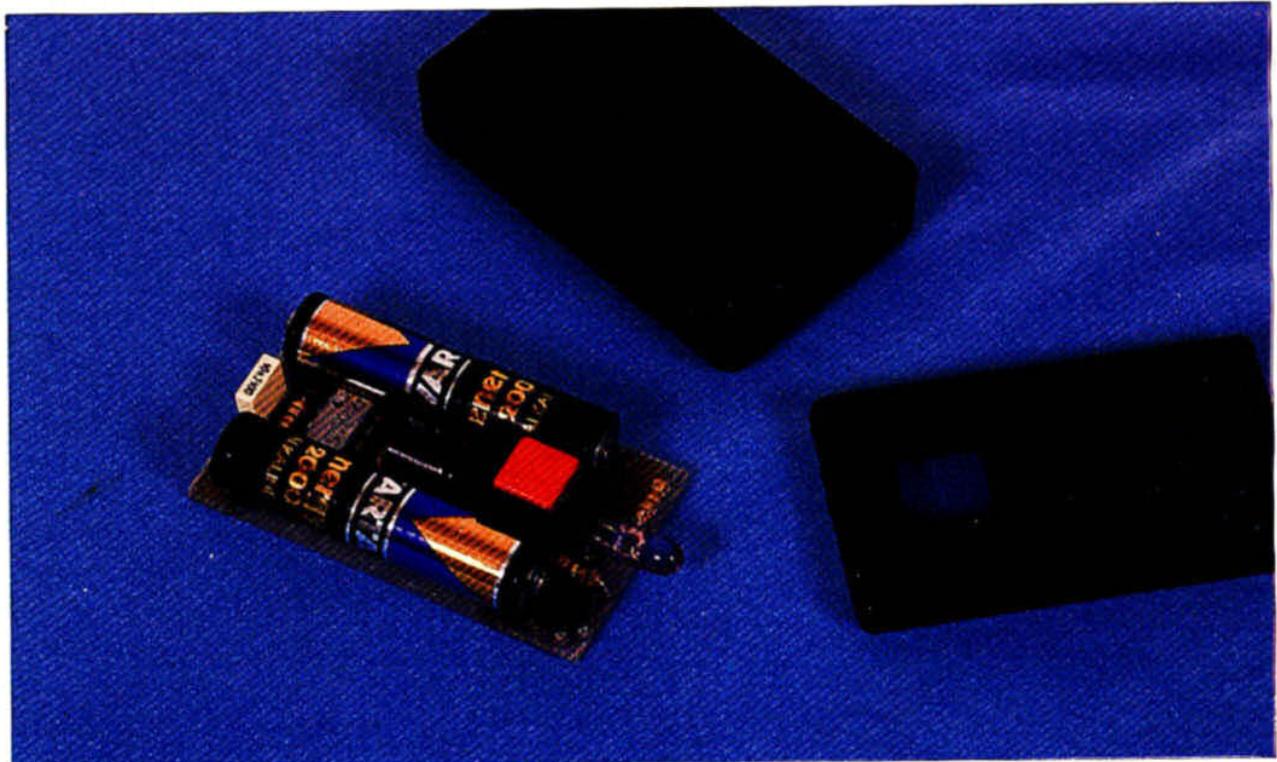


Fig. 3. - Implantation des composants.



# REALISATION *Flash*

## UN PHASEMETRE

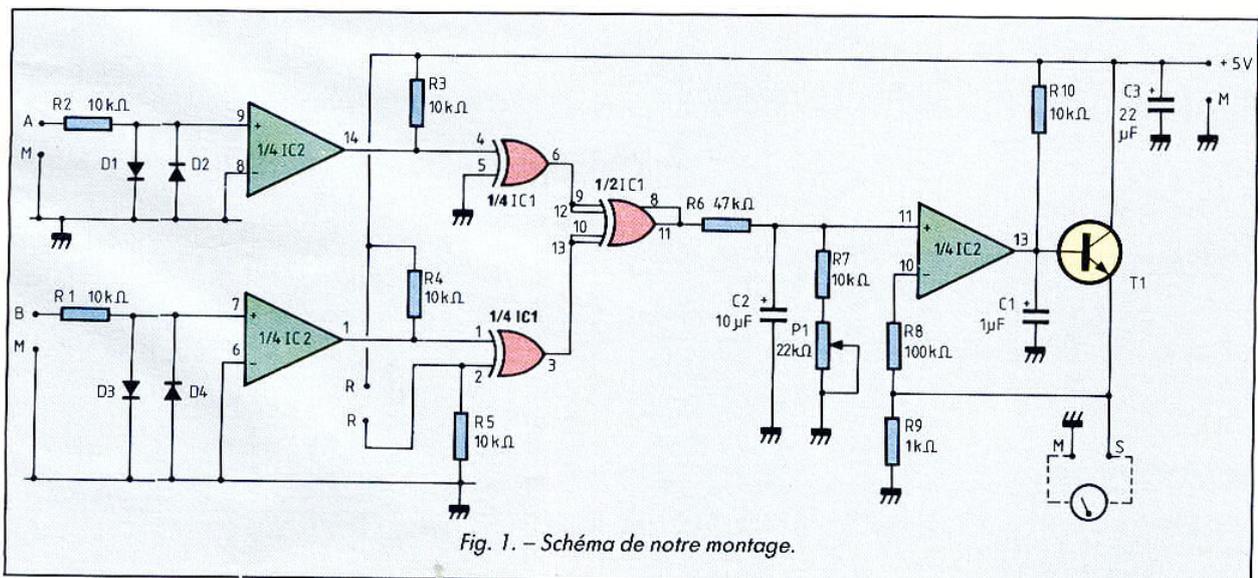
### A QUOI ÇA SERT ?

Le montage que nous vous proposons aujourd'hui est un phasemètre ou, plus exactement, un adaptateur phasemètre à utiliser conjointement avec un multimètre à aiguille ou numérique.

Comme son nom l'indique, il permet de mesurer la différence de phase ou déphasage entre deux signaux et indique celle-ci directement en degrés sur le multimètre.

Les signaux d'entrée peuvent avoir une amplitude comprise entre 1 et 50 V efficaces et une fréquence de 20 Hz à 1 000 Hz.

Même si cette plage de fréquence peut sembler un peu limitée, elle permet déjà de nombreuses expérimentations, et ce montage trouve ainsi pleinement sa place dans les collèges et lycées techniques pour faire des mesures lors de travaux pratiques en électronique. Il faut



# UN PHASEMETRE

en effet bien remarquer qu'il n'existe quasiment aucun système permettant de mesurer avec précision la différence de phase entre deux signaux. Les classiques figures de lissajoux que l'on peut réaliser avec un oscilloscope relèvent en effet plus du gadget que de la mesure et ne sont pas exploitables pour de faibles déphasages.

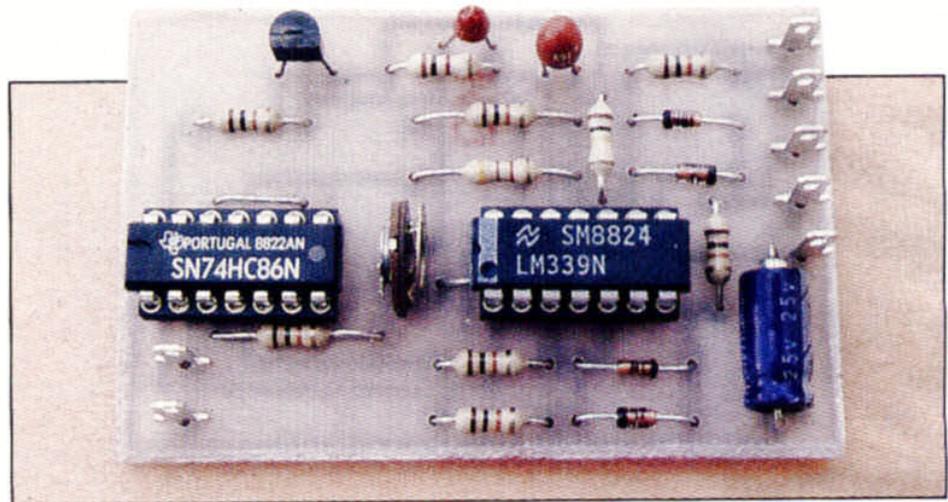
## LE SCHEMA

Le schéma, réalisé d'après une idée de notre confrère *Electronic Design*, dispose de deux entrées identiques qui font appel, après un circuit de protection, à deux comparateurs délivrant des signaux carrés quelle que soit la forme des signaux d'entrée. Ceux-ci sont appliqués à deux portes OU EXCLUSIF montées en suite. La porte de la partie basse de la figure peut aussi fonctionner en mode inverseur lorsque les deux points R sont courts-circuités, ce qui permet de générer artificiellement une différence de phase de 180° lors des réglages. Les sorties de ces portes attaquent une porte du même type utilisée, elle, en vrai OU EXCLUSIF. Le signal disponible sur sa sortie est donc une suite d'impulsions dont la valeur moyenne est d'autant plus grande que les signaux s'approchent de l'opposition de phase.

Le condensateur C<sub>2</sub> réalise l'intégration de ce signal, et le transistor T<sub>1</sub> couplé au comparateur effectue l'adaptation de niveau nécessaire. Sur l'émetteur de T<sub>1</sub>, on dispose donc d'une tension de valeur nulle lorsque les signaux sont en phase, et de 1,8 V lorsque les signaux sont en opposition de phase. Le montage délivre donc en fait 0,01 V par degré. Pour arriver à cela, il suffit d'ajuster le potentiomètre P<sub>1</sub> comme expliqué ci-après.

## LE MONTAGE

Aucune difficulté d'approvisionnement n'est à prévoir pour les composants. Veillez à



bien choisir un 74HC86 pour IC<sub>1</sub> et non un autre type de 7486.

L'ensemble des composants tient sur un circuit imprimé au tracé fort simple, qui n'appelle aucun commentaire particulier pour son câblage si ce n'est de prendre les précautions habituelles.

L'alimentation doit se faire

sous une tension stabilisée de 5 V. Une alimentation d'atelier ou un montage classique avec un régulateur intégré feront l'affaire, d'autant que la consommation n'excède pas les 50 mA environ.

La procédure de réglage est fort simple.

Connectez un voltmètre en sortie et appliquez un signal

de 2 V efficaces en entrée, et de fréquence comprise entre 50 et 1 000 Hz. Le voltmètre doit indiquer 0.

Court-circuitiez alors les deux points R et ajustez P<sub>1</sub> pour lire 1,8 V. Votre phase-mètre est réglé et il ne vous reste plus qu'à enlever le court-circuit entre les points R pour pouvoir l'utiliser.

## NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

### Semi-conducteurs

IC<sub>1</sub> : 74HC86  
 IC<sub>2</sub> : LM 339  
 T<sub>1</sub> : BC 107, 108, 109, 547, 548, 549  
 D<sub>1</sub>, D<sub>2</sub>, D<sub>3</sub> et D<sub>4</sub> : 1N914 ou 1N4148

### Résistances 1/4 de W 5 %

R<sub>1</sub>, R<sub>2</sub>, R<sub>3</sub>, R<sub>4</sub>, R<sub>5</sub>, R<sub>7</sub> et R<sub>10</sub> : 10 kΩ  
 R<sub>6</sub> : 47 kΩ  
 R<sub>8</sub> : 100 kΩ  
 R<sub>9</sub> : 1 kΩ

### Condensateurs

C<sub>1</sub> : 1 μF 10 V tantale goutte  
 C<sub>2</sub> : 10 μF 10 V tantale goutte  
 C<sub>3</sub> : 22 μF 25 V

### Divers

P<sub>1</sub> : potentiomètre ajustable pour CI, modèle debout, de 22 kΩ  
 2 supports 14 pattes (facultatifs)

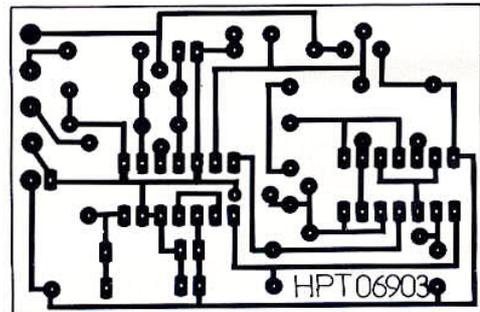


Fig. 2. - Circuit imprimé, vu côté cuivre, échelle 1.

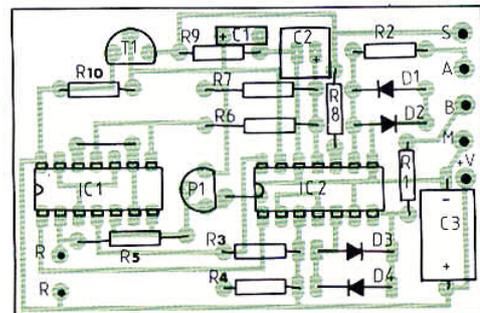
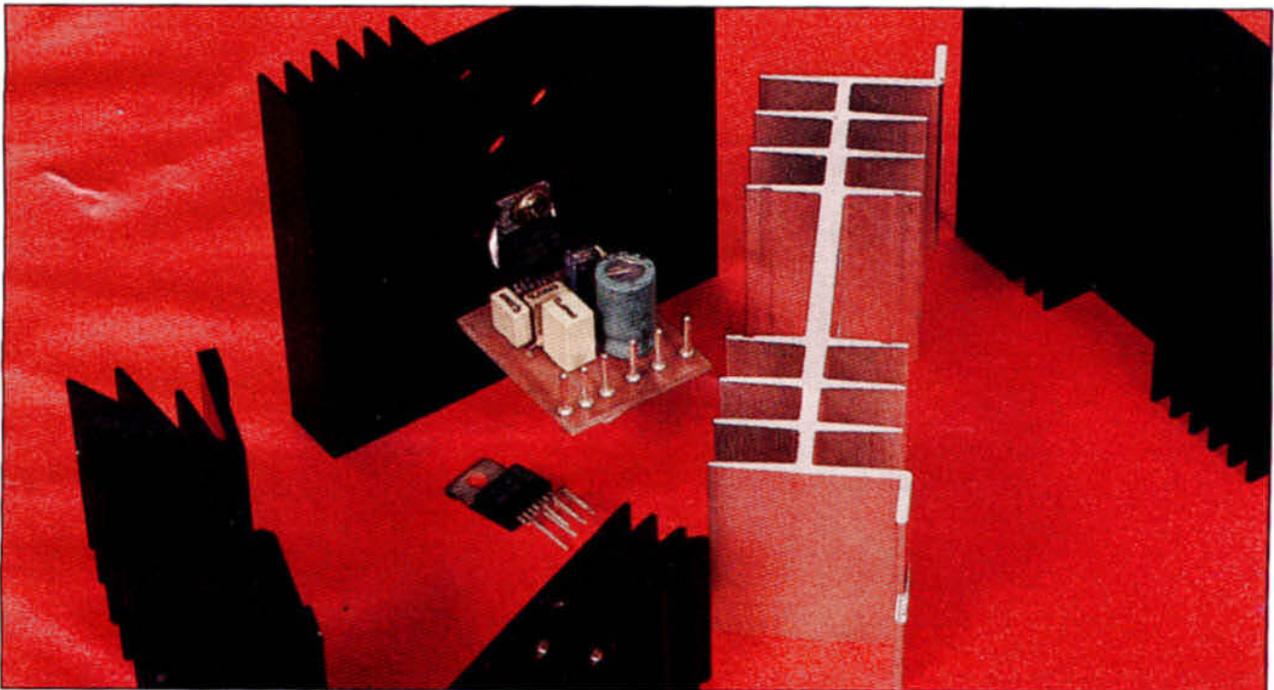


Fig. 3. - Implantation des composants.

# REALISATION *Flash*

## 70 W (MUSIQUE) DANS UN TO 220 !



### A QUOI ÇA SERT ?

Cet amplificateur, simple, économique, universel, puissant, etc., et qui se loge dans un espace réduit, si on ne tient pas compte de son radiateur, utilise un circuit intégré récent signé Siemens. Sa structure interne est celle du pont, elle conduit à un schéma fort simple...

### LE SCHEMA

Six condensateurs, deux résistances et un circuit intégré : c'est tout ce qu'il vous faut pour réaliser cet amplificateur puissant. 70 W, une puissance annoncée par Siemens et qui est, en réalité, une puissance

musicale. Le boîtier TO 220 ne peut tout de même pas résoudre tous les problèmes d'évacuation des calories. La structure en pont présente un intérêt économique certain (un seul condensateur de filtrage suffit), l'alimentation n'a pas de point milieu et le condensateur de liaison est inutile. C<sub>4</sub> élimine une éventuelle composante continue, C<sub>3</sub> filtre la tension d'alimentation, C<sub>1</sub> et C<sub>2</sub> assurent le découplage de proximité. Deux réseaux RC stabilisent le fonctionnement aux fréquences hautes. Le TDA 2025 comporte des diodes de protection contre les charges inductives ; il existe aussi une protection vis-à-vis des courts-circuits des sorties

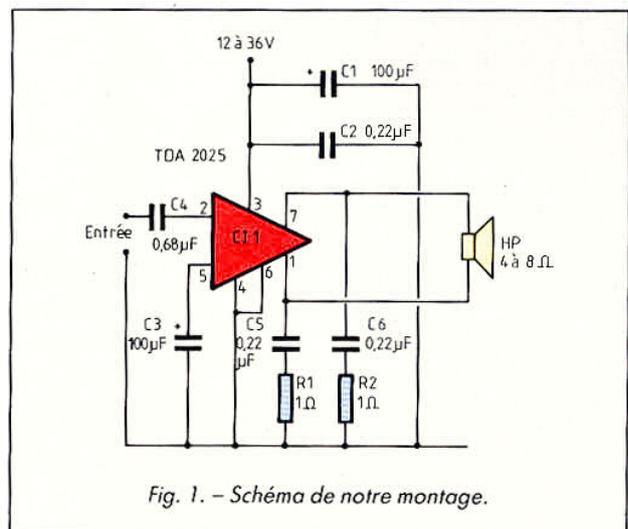


Fig. 1. - Schéma de notre montage.

# 70 W (MUSIQUE) DANS UN TO 220 !

à la masse ou à l'alimentation ainsi qu'un circuit évitant la destruction thermique. Avec une tension d'alimentation de 14,4 V, avec une charge de 4  $\Omega$ , la puissance de sortie est de 18 W pour 10 % de distorsion, 32 W sur 8  $\Omega$  avec 24 V, 57 W sur 8  $\Omega$  avec 32 V, la puissance dynamique étant de 70 W. Ce circuit intégré peut donc être utilisé pour des boosters de voiture avec charge de 4  $\Omega$ , 8  $\Omega$  en camion, et sur une alimentation secteur avec tension secondaire maximale de 42 V.

## REALISATION

Le dessin du circuit imprimé conditionne la réussite du projet, ce qui explique un circuit de masse qui n'est pas des plus simples. Si les masses d'entrée et de sortie sont communes, le taux de distorsion harmonique est multiplié par 100 environ ! On devra donc, lors de l'utilisation d'un

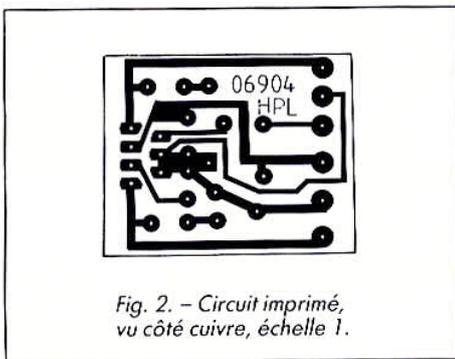


Fig. 2. - Circuit imprimé, vu côté cuivre, échelle 1.

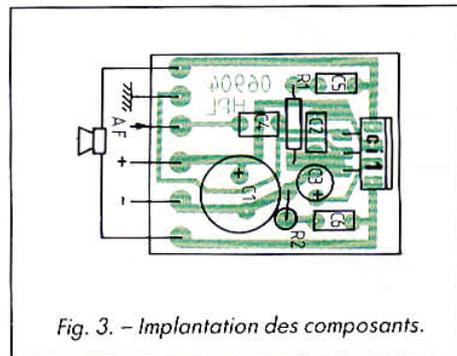


Fig. 3. - Implantation des composants.

tel circuit, tenir compte de ce fait, à moins peut-être d'avoir une résistance de circuit de masse pratiquement nulle. Le circuit intégré dont la masse est au potentiel de la masse sera monté sur un dissipateur de faible résistance thermique tel celui prévu initialement pour deux boîtiers TO3. Le circuit TDA 2025 est récent. Votre fournisseur pourra se le procurer chez son distributeur Siemens. Un délai est à prévoir...

## NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

**Résistances 1/4 W 5 %**  $R_1, R_2 : 1 \Omega$

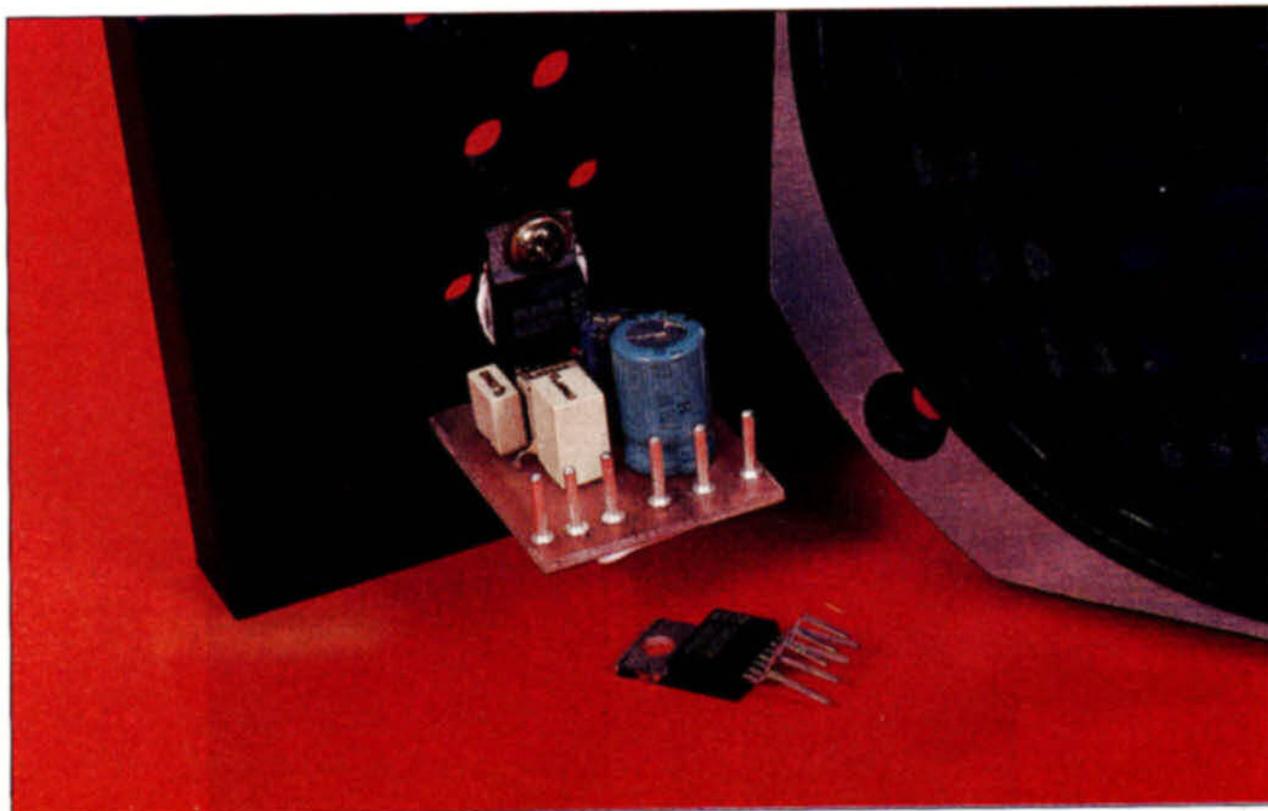
### Condensateurs

$C_1$  : 100  $\mu$ F chimique radial 50 V  
 $C_2, C_5, C_6$  : 220 nF MKT 5 mm  
 $C_3$  : 100  $\mu$ F chimique radial, 6,3 V  
 $C_4$  : 0,68  $\mu$ F

### Semi-conducteurs

$C_{11}$  : circuit intégré TDA 2025 Siemens

**Divers** Radiateur 3 $^{\circ}$ /W environ



# REALISATION

## Flash

## UNE ALIMENTATION ECONOMIQUE

### A QUOI ÇA SERT ?

Si les régulateurs intégrés, fixes ou ajustables se taillent la part du lion dans la conception d'alimentations fixes ou réglables, vous êtes encore nombreux à avoir dans vos tiroirs le classique régulateur 723, très célèbre ces dernières années, ainsi que de banals transistors de puissance. Plutôt que de laisser dormir ces composants, nous vous proposons de les utiliser pour réaliser une petite alimentation de laboratoire, sans prétentions excessives, mais largement suffisante pour les amateurs que nous sommes.

### LE SCHEMA

Le schéma n'a rien d'original puisqu'il respecte presque intégralement celui proposé par l'un des nombreux fabricants du 723. Un pont suivi d'un chimique redresse et filtre la tension issue du secondaire d'un transformateur et sert à alimenter le 723 et le transistor de puissance.

La tension de référence du 723 est divisée par deux grâce au pont  $R_1, R_2$ , ce qui permet à notre alimentation de descendre jusqu'à 3,75 V sans commutation. L'entrée inverseuse du 723 est reliée à un potentiomètre de réglage de la tension de sortie qui, compte tenu de la valeur de  $R_3$ , permet à ladite tension de sortie d'atteindre 25 V.

La sortie du 723 attaque un darlington constitué par deux transistors qui peuvent presque être quelconques. Le

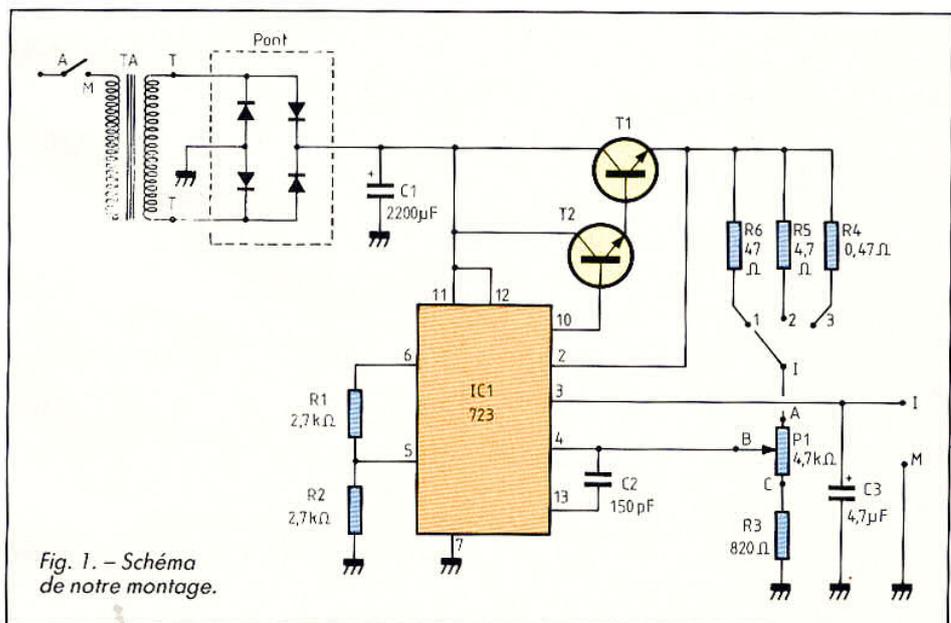
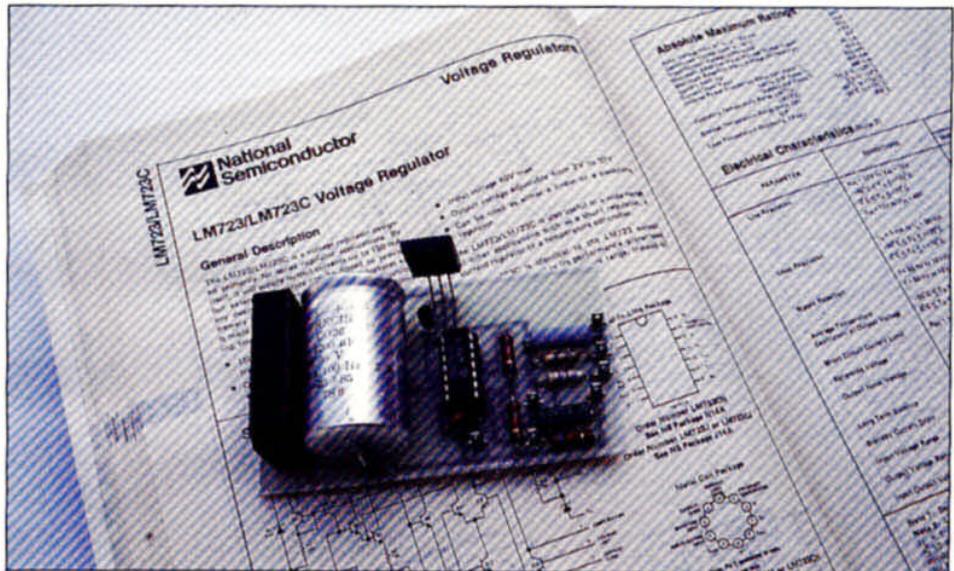


Fig. 1. - Schéma de notre montage.

# UNE ALIMENTATION ECONOMIQUE

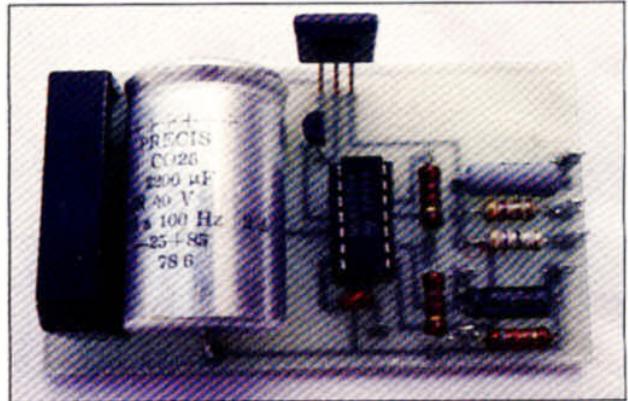
montage peut ainsi délivrer jusqu'à 1,5 A sans difficulté. Trois résistances sont commutables entre les pattes CL et CS du 723 et autorisent ainsi le choix du courant de court-circuit entre trois valeurs : 1,5 A, 150 mA et 15 mA. Si ces valeurs ne vous conviennent pas ou que vous souhaitez en ajouter, il vous suffit de calculer les nouvelles résistances grâce à la relation :  
 $R$  en ohms =  $0,6/I$  court-circuit en ampères.

## LE MONTAGE

Notre circuit imprimé reçoit l'ensemble des composants du montage à l'exception du transformateur, du potentiomètre de réglage de tension et du commutateur de choix du courant de court-circuit.

Le transistor de puissance  $T_1$  est monté en bordure de celui-ci afin de pouvoir être vissé sur un radiateur de taille suffisante, surtout si l'alimentation doit être employée de manière intensive. Comme le collecteur de ce type de transistor est relié à son boîtier, il faut impérativement utiliser des accessoires d'isolement pour le montage sur radiateur.

Le transformateur sera choisi avec un secondaire de 24 à 28 V maximum ; en effet le 723 ne supporte pas plus de 37 V en entrée et il ne faut pas oublier que la tension à vide aux bornes du chimique de filtrage est égale à 1,4 fois la tension secondaire efficace du transformateur. L'alimentation étant prévue pour débiter au maximum



1,5 A, le secondaire du transformateur devra bien évidemment être dimensionné en conséquence. Pour une utilisation en laboratoire, l'ajout d'un voltmètre de sortie et, éventuellement, d'un ampèremètre accroîtront l'at-

trait du montage. Ceux-ci peuvent être des modèles classiques à aiguille ou, mieux, être du type digital en utilisant par exemple un module décrit dans notre rubrique « Réalisations flash ».

## NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

### Semi-conducteur

P : pont 80 V 1,5 A ou plus  
 $T_1$  : MJE 3055, TIP 3055  
 $T_2$  : 2N2218, 2N2219, 2N2222  
 $IC_1$  : 723 (LM 723, MC 1723,  $\mu A$  723, etc.)

### Résistances 1/2 ou 1/4 W 5 %

$R_1, R_2$  : 2,7 k $\Omega$   
 $R_3$  : 820  $\Omega$   
 $R_4$  : 0,47  $\Omega$  bobinée 3 W  
 $R_5$  : 4,7  $\Omega$   
 $R_6$  : 47  $\Omega$

### Condensateurs

$C_1$  : 2 200  $\mu F$  40 V  
 $C_2$  : 150 pF céramique  
 $C_3$  : 4,7  $\mu F$  40 V

### Divers

$P_1$  : potentiomètre linéaire, 4,7 k $\Omega$   
 Commutateur 1 circuit 3 positions  
 Radiateur pour  $T_1$   
 Support 14 pattes pour  $IC_1$  (facultatif)  
 Transformateur 220 V 24 ou 28 V 1,5 A

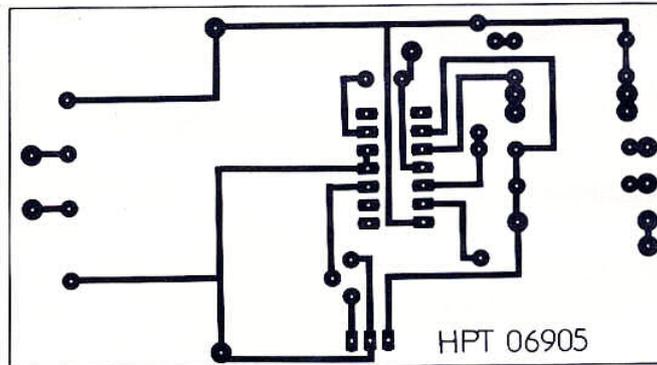


Fig. 2. - Circuit imprimé, vu côté cuivre, échelle 1.

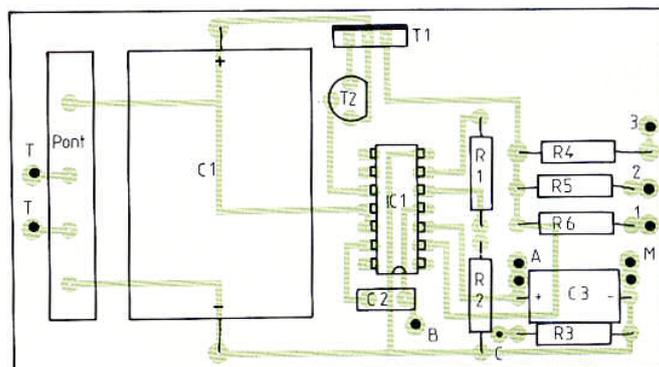


Fig. 3. - Implantation des composants.

# REALISATION

## Flash

## UN THERMOSTAT VRAIMENT SIMPLE

### A QUOI ÇA SERT ?

Comme son nom l'indique, notre montage est destiné à remplacer un thermostat électro-mécanique existant ou à être utilisé neuf dans une réalisation de votre cru. Des montages de ce type ont déjà été décrits dans cette série, nous direz-vous. Bien sûr, mais aucun ne nécessitait aussi peu de composants que le schéma que nous vous proposons aujourd'hui.

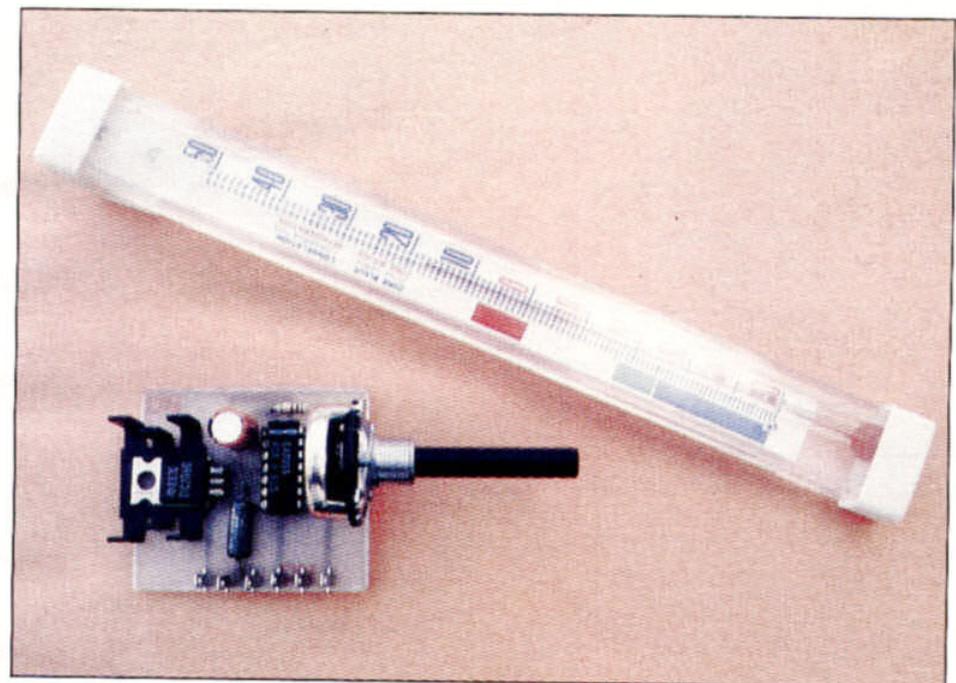
Ce faible nombre de pièces ne doit pas être jugé seulement sur l'aspect baisse des coûts qu'il entraîne mais aussi sur le fait qu'il permet de réaliser un module très compact, et donc facilement intégrable à la place d'un thermostat électro-mécanique existant.

Malgré cette apparente simplicité, notre module est polyvalent (thermostat « chaud » ou thermostat « froid »), s'alimente directement sur le secteur EDF et commute la charge au passage par zéro de ce dernier, ce qui ne génère quasiment pas de parasites.

### LE SCHEMA

Comme vous pouvez le constater, nous n'avons pas menti : quatre composants passifs suffisent autour du circuit intégré pour lui faire commander l'inévitable triac présent dans ce genre d'application.

Le cœur du système est un CA 3059 de RCA, qui est un circuit spécialisé pour la commande de thyristors et triacs au passage par zéro du secteur. Ce circuit comporte un



pont de redressement interne et un régulateur de tension, ce qui permet de l'alimenter directement par le secteur via la résistance chutrice  $R_1$ .

Il fournit entre ses pattes 2 et 8 une tension continue fixe qui alimente un pont diviseur constitué du capteur de température  $CT_1$  et du potentiomètre  $P_1$  en série avec la résistance  $R_2$ . Le capteur n'est autre qu'une CTN qui, montée de la sorte, assure une mise en service du thermostat pour une baisse de température (thermostat de radiateur). Une inversion des places de la CTN et de l'ensemble  $P_1$  et  $R_2$  permettrait un fonctionnement contraire (thermostat de réfrigérateur).

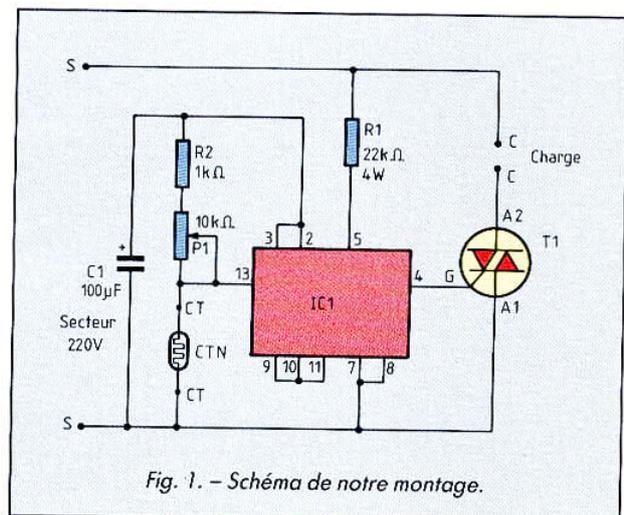


Fig. 1. - Schéma de notre montage.

# UN THERMOSTAT VRAIMENT SIMPLE

Le potentiomètre  $P_1$  permet évidemment d'ajuster le point de basculement. Avec les valeurs figurant dans la nomenclature, sa plage d'ajustement varie largement autour de  $20\text{ }^\circ\text{C}$  car la CTN retenue fait  $10\text{ k}\Omega$  à cette température. Pour un fonctionnement sur une autre plage, rien ne vous interdit de changer la CTN, ou  $P_1$ , ou les deux. Attention toutefois à ne pas abaisser la valeur totale de la résistance présentée par la CTN et  $R_1$  à moins de  $4,7\text{ k}\Omega$  car l'alimentation interne du CA 3059 serait alors insuffisante.

Le circuit commande directement un triac qui devra être un modèle sensible. C'est relativement facile pour des puissances commandées modestes, c'est un peu plus délicat pour des triacs de 10 à 12 A. Certains modèles demandent en effet des courants de gâchette tels que le circuit ne peut les fournir et ne peut donc déclencher correctement ceux-ci.

## REALISATION

Elle ne présente évidemment aucune difficulté, tant le

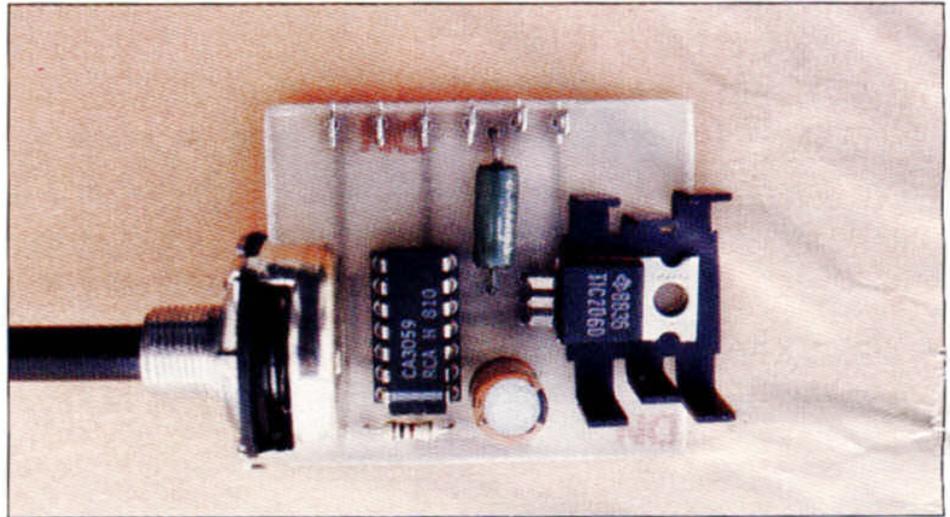


schéma est simple. Notre circuit imprimé supporte tous les composants, potentiomètre de réglage et radiateur du triac compris.

Ce dernier sera un modèle 400 V X ampères, où X sera 1,2 à 1,5 fois la valeur du courant maximal à commander.

Pour des puissances allant jusqu'à 500 VA en 220 V, le TIC 206D convient très bien et est peu gourmand en courant de gâchette. Au-delà, le

TIC 225D peut prendre la relève jusqu'à des puissances de 1 500 VA en 220 V. S'il vous faut vraiment plus, le TIC 226D peut convenir et tient, lui, jusqu'à 2 kVA, mais il faudra alors très certainement procéder à une sélection car son courant de gâchette est 10 fois supérieur à celui des autres triacs et est à la limite des possibilités du CA 3059. Si votre revendeur ne dispose pas de ces modèles, choisissez

des équivalents en termes de tension et courant, et sachez que le montage déclenche sans problème des triacs avec un courant de gâchette de 10 à 20 mA et que sa limite théorique est 50 mA.

Attention, pour finir, au boîtier. N'oubliez pas qu'il est directement relié au secteur et qu'il y a donc danger de mort à toucher ses éléments lorsqu'il est sous tension.

## NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

### Semi-conducteurs

IC<sub>1</sub> : CA 3059 de RCA  
T<sub>1</sub> : triac 400 V X ampères, sensible (voir texte)  
CTN : CTN  $10\text{ k}\Omega$  à  $20\text{ }^\circ\text{C}$  (ou autre, voir texte)

### Résistances 1/4 W 5 %

R<sub>1</sub> :  $22\text{ k}\Omega$  4 W bobinée vitrifiée  
R<sub>2</sub> :  $1\text{ k}\Omega$

### Condensateur

C<sub>1</sub> :  $100\text{ }\mu\text{F}$  15 V radial

### Divers

P<sub>1</sub> : potentiomètre linéaire  $10\text{ k}\Omega$ , axe en plastique  
Radiateur pour T<sub>1</sub>  
Support 14 pattes (facultatif)

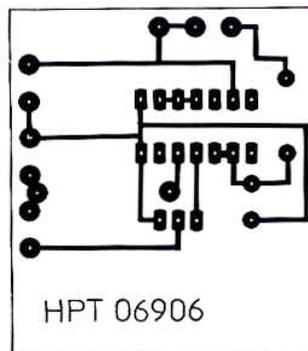


Fig. 2. - Circuit imprimé, vu côté cuivre, échelle 1.

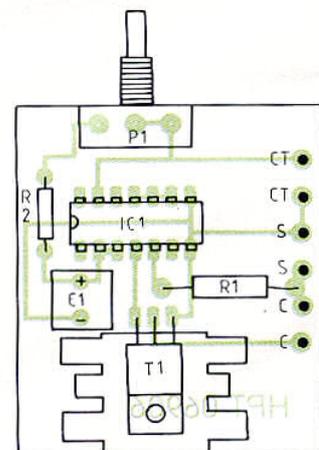


Fig. 3. - Implantation des composants.

# MISE EN MARCHÉ AUTOMATIQUE du répondeur téléphonique

Le succès grandissant du téléphone et la baisse de prix quasi constante des répondeurs téléphoniques conduisent de nombreuses personnes à acquérir un tel appareil, même pour un usage personnel ou domestique. Malheureusement, et tous les utilisateurs l'ont constaté, le répondeur n'est jamais en marche quand il le faudrait ou alors il est en fonction alors qu'on ne le voudrait pas.

L'électronique la plus complexe ou la plus performante qui se puisse imaginer ne peut évidemment pas se substituer à la mémoire de l'homme pour dire s'il faut ou non mettre le répondeur en marche mais, avec un peu de réflexion et une poignée de composants, on peut déjà améliorer très nettement cette situation. Nous allons voir comment avec le montage que nous vous proposons ci-après.

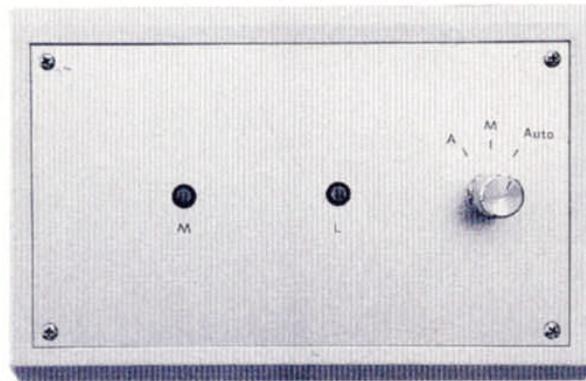
## L'IDEE

La majorité des répondeurs téléphoniques, lorsqu'ils sont sous tension, prennent la ligne à la deuxième, voire même parfois à la première sonnerie. Il est donc difficile d'être plus rapide qu'eux s'ils se trouvent en marche alors que l'on ne le souhaite pas. Quelques rares appareils offrent une possibilité de programmation du nombre de sonneries mais ils sont encore l'exception.

Par ailleurs, tous les répondeurs actuels sont incapables de se mettre sous tension seuls, même s'ils sont reliés au secteur et à la ligne téléphonique et que des sonneries se manifestent.

Forts de ces constatations nous avons conçu un montage qui peut être adjoint à tout répondeur téléphonique, enregistreur ou non, sans nécessiter de démontage ou d'intervention à l'intérieur de ce dernier ; montage dont le principe de fonctionnement est le suivant.

Le répondeur est laissé en permanence en position marche mais sa liaison avec la li-



gne téléphonique est coupée par notre circuit. Celui-ci surveille sans cesse cette dernière et se met en marche dès le premier coup de sonnerie détecté. Il compte alors ces derniers et, après un nombre programmable par vos soins sur 6, 7, 8 ou 9, il connecte le répondeur à la ligne afin qu'il puisse entrer en fonction.

Cette façon de faire permet donc de couvrir tous les cas. En effet, vous n'avez plus à penser à mettre le répondeur en marche puisqu'il est, en quelque sorte, toujours en

veille. Si vous êtes présent et en état de répondre au téléphone, vous y serez certainement parvenu avant 6, 7, 8 ou 9 coups de sonnerie et votre répondeur n'aura donc pas été mis en marche par le montage. Si vous êtes absent et si votre correspondant cherche vraiment à vous joindre, il laissera certainement sonner suffisamment longtemps pour provoquer la mise en marche du répondeur *via* notre montage. Tout au plus sera-t-il surpris, après une « si longue » attente, d'entendre la douce voix d'un répondeur.

La fonction accomplie par notre montage est très facile à prévoir et à réaliser si l'on peut agir au niveau de la circuiterie du répondeur mais, comme nous ne voulons pas que vous ayez à démonter ce dernier, nous sommes obligés de prévoir un montage un tout petit peu plus complexe. En effet, il ne faut pas se contenter de compter les coups de sonneries et de faire coller un relais lorsque le nombre choisi est atteint ; il faut en plus prévoir toutes les réactions possibles du correspondant et du répondeur. Nous allons voir ce qu'il en est et les implications que cela a sur le schéma retenu.

## LES FONCTIONS A REALISER

Pour que tout soit bien clair, situons à nouveau le problème : notre montage est entièrement automatique et ne nécessite aucune intervention manuelle. Il ne reçoit aucune information du répondeur puisqu'il n'agit que sur la liaison à la ligne téléphonique de celui-ci. Il doit donc pouvoir

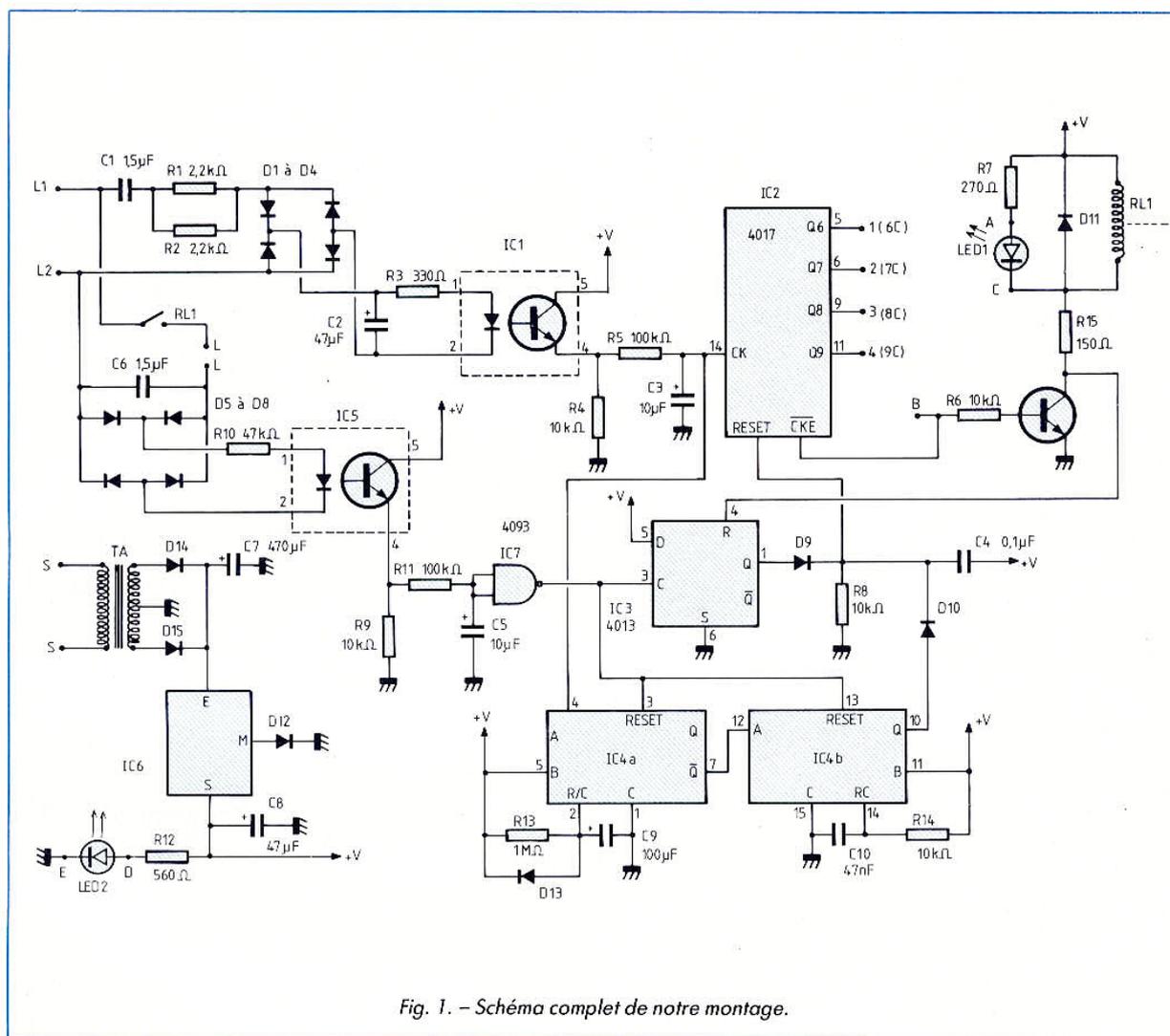


Fig. 1. - Schéma complet de notre montage.

réaliser les tâches suivantes :

- détection et comptage des sonneries, et collage d'un relais de connexion à la ligne téléphonique du répondeur lorsque le nombre choisi est atteint ;
- détection du raccroché, soit du répondeur, soit du correspondant à la fin du message laissé par ce dernier. Mise en veille automatique à la suite de cela ;
- détection d'un arrêt au milieu d'une suite de sonneries (le correspondant laisse sonner 5 fois et raccroche par

exemple), remise à zéro du compteur de sonneries et mise en veille du montage ;

- détection d'un raccrochage du correspondant alors que le montage vient juste de mettre en marche le répondeur et que ce dernier n'a pas encore pu diffuser son message (cas du correspondant qui a attendu juste le nombre de sonneries choisi sur le montage). Mise en veille automatique à la suite de cela.

Nous le voyons, toutes ces fonctions impliquent plus qu'un simple comptage des

sonneries, puisqu'il faut être à même de surveiller la ligne téléphonique afin de voir si elle est prise ou au contraire si l'on est en situation de raccrochage. Pour savoir comment procéder, il est important d'avoir quelques notions élémentaires de téléphonie, que nous allons rappeler ci-après.

### QUELQUES RAPPELS

Une ligne téléphonique au repos, c'est-à-dire lorsque le té-

léphone est raccroché et qu'aucune sonnerie n'est en cours, est le siège d'une tension continue de 48 V environ et n'est parcourue que par un courant très faible, voire nul.

Une sonnerie est générée par la superposition à ces 48 V continus d'une tension alternative à 25 ou 50 Hz de 80 V d'amplitude crête à crête environ.

Le fait de décrocher, en réponse à un appel ou pour appeler un correspondant, fait consommer de 19 à 60 mA de

# R E A L I S A T I O N

## ELECTRONIQUE

courant de ligne et fait chuter la tension sur cette dernière à environ 12 V. Notre montage va donc devoir être capable de détecter ces divers états pour en déduire ce qui se passe sur notre ligne téléphonique. Voyons comment il y parvient.

### LE SCHEMA

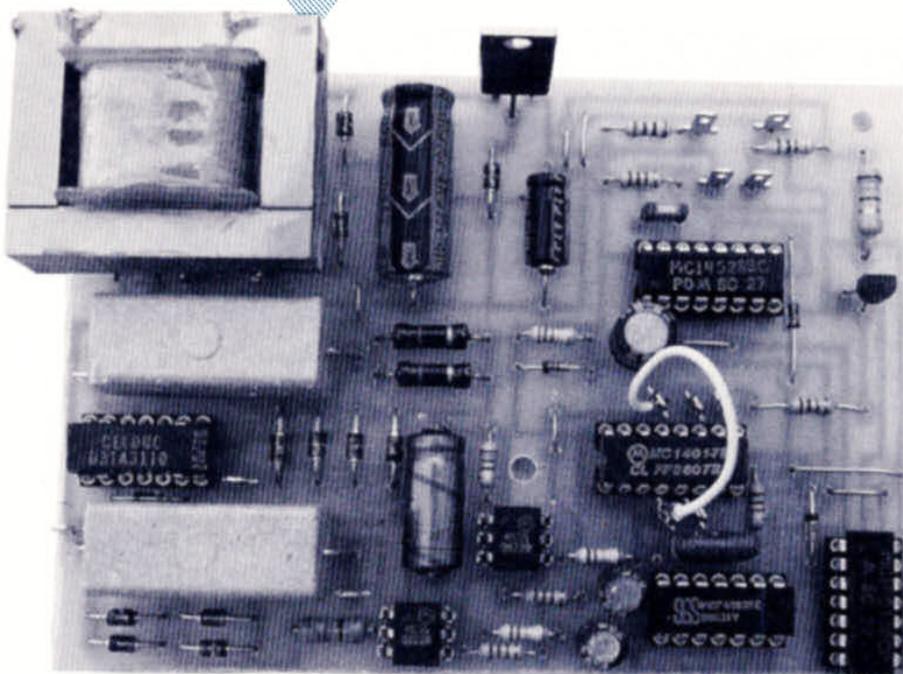
Il vous est proposé dans son intégralité figure 1 et, comme vous pouvez le constater, il n'est pas très compliqué.

Nous allons néanmoins détailler la fonction de chaque sous-ensemble.

La ligne téléphonique est reliée aux points L<sub>1</sub> et L<sub>2</sub> et est surveillée par deux systèmes de détection différents : l'un construit autour de D<sub>1</sub> à D<sub>4</sub>, l'autre autour de D<sub>5</sub> à D<sub>8</sub>.

Voyons tout d'abord le premier.

Le condensateur C<sub>1</sub> ne laisse passer que l'alternatif et, donc, que la tension de sonnerie. Celle-ci, après limitation par R<sub>1</sub>, R<sub>2</sub> et redresse-



Le circuit imprimé terminé.

ment par D<sub>1</sub> à D<sub>4</sub>, fait allumer la LED du photocoupleur IC<sub>1</sub>. La sortie de ce dernier est reliée à l'entrée horloge de IC<sub>2</sub> qui est un compteur de 10 en technologie CMOS. En l'ab-

sence de sonnerie, cette entrée horloge est au niveau logique bas alors qu'elle passe au niveau haut pour chaque coup de sonnerie. La cellule R<sub>4</sub>, R<sub>5</sub>, C<sub>3</sub> élimine les quelques imperfections des signaux logiques ainsi générés et les impulsions parasites éventuelles.

Selon la position d'un strap de sélection, la base du transistor T<sub>1</sub> est reliée à l'une des sorties Q<sub>6</sub>, Q<sub>7</sub>, Q<sub>8</sub> ou Q<sub>9</sub> de IC<sub>2</sub> afin de faire coller le relais RL<sub>1</sub> après 6, 7, 8 ou 9 coups de sonnerie. Le collage de ce relais provoque, via T<sub>1</sub>, le déblocage de la bascule D IC<sub>3</sub>, ce qui la rend donc sensible à ce qui peut se passer sur son entrée d'horloge C. A ce stade de notre examen, nous avons vu comment le montage faisait coller un relais après N coups de sonnerie et, donc, reliait le répondeur à la ligne téléphonique, lui permettant ainsi de travailler. Il nous reste à voir comment nous détectons et traitons toutes les autres situations.

Parallèlement à son action sur IC<sub>2</sub>, le signal logique produit par la sonnerie déclenche aussi, dès le premier coup, le monostable IC<sub>4a</sub> dont la durée

est fixée à environ 45 s. Si le compteur de sonneries IC<sub>2</sub> arrive sur le nombre programmé par vos soins, la mise en conduction de T<sub>1</sub> provoque la remise à zéro du monostable, qui ne sert alors à rien. Si, en revanche, ce nombre n'est pas atteint parce que le correspondant n'a pas laissé sonner assez longtemps, le monostable IC<sub>4a</sub> déclenche, après 45 s, le monostable IC<sub>4b</sub>, qui génère une brève impulsion de remise à zéro de IC<sub>2</sub>. Le montage passe alors à nouveau en veille.

Examinons maintenant ce qui se passe autour de D<sub>5</sub> à D<sub>8</sub>. Pour ce faire sachez que le répondeur est connecté aux deux points L. Tant que le relais RL<sub>1</sub> est décollé, le répondeur n'est pas relié à la ligne téléphonique et il ne circule aucun courant dans les diodes D<sub>5</sub> à D<sub>8</sub>. Lorsque le relais colle et que le répondeur prend la ligne, un courant de 19 à 60 mA circule dans D<sub>5</sub> à D<sub>8</sub>. Ce courant, quel que soit son sens grâce aux diodes, fait allumer la LED contenue dans le photocoupleur IC<sub>5</sub>, ce qui génère un niveau logique haut sur sa sortie, et donc un niveau bas sur l'entrée C de IC<sub>3</sub>.

### NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

#### Semi-conducteurs

IC<sub>1</sub>, IC<sub>5</sub> : photocoupleur 4N35 ou TIL111 ou équivalent  
 IC<sub>2</sub> : 4017 CMOS  
 IC<sub>3</sub> : 4013 CMOS  
 IC<sub>4</sub> : 4528 ou 4538 CMOS  
 IC<sub>6</sub> : 7808 (régulateur + 8 V boîtier TO220)  
 IC<sub>7</sub> : 4093 CMOS  
 D<sub>1</sub> à D<sub>8</sub>, D<sub>14</sub>, D<sub>15</sub> : 1N4002 à 1N4007  
 D<sub>9</sub> à D<sub>13</sub> : 1N914 ou 1N4148  
 T<sub>1</sub> : BC107, 108, 109, 547, 548, 549  
 LED<sub>1</sub>, LED<sub>2</sub> : LED quelconques

#### Résistances 1/2 ou 1/4 W 5 %

R<sub>1</sub>, R<sub>2</sub> : 2,2 k $\Omega$  1/2 W  
 R<sub>3</sub> : 330  $\Omega$   
 R<sub>4</sub>, R<sub>6</sub>, R<sub>8</sub>, R<sub>9</sub>, R<sub>14</sub> : 10 k $\Omega$   
 R<sub>5</sub> : R<sub>11</sub> : 100 k $\Omega$   
 R<sub>7</sub> : 270  $\Omega$   
 R<sub>10</sub> : 47  $\Omega$  1/2 W  
 R<sub>12</sub> : 560  $\Omega$

R<sub>13</sub> : 1 M $\Omega$   
 R<sub>15</sub> : 150  $\Omega$

#### Condensateurs

C<sub>1</sub>, C<sub>6</sub> : 1  $\mu$ F ou 1,5  $\mu$ F 250 V mylar  
 C<sub>2</sub>, C<sub>8</sub> : 47  $\mu$ F 16 V  
 C<sub>3</sub>, C<sub>5</sub> : 10  $\mu$ F 16 V radiaux  
 C<sub>4</sub> : 0,1  $\mu$ F mylar  
 C<sub>7</sub> : 470  $\mu$ F 25 V  
 C<sub>9</sub> : 100  $\mu$ F 16 V radial  
 C<sub>10</sub> : 47 nF mylar

#### Divers

RL<sub>1</sub> : relais DIL 5 V 1 contact travail  
 TA : transformateur 220 V, 2 x 12 V, 1,2 VA environ  
 Commutateur rotatif 4 circuits 3 positions  
 Supports (facultatifs) : 2 x 6 pattes, 2 x 14 pattes, 2 x 16 pattes

Cette dernière étant une bascule D, rien ne se passe, et c'est normal.

Lorsque, en revanche, le répondeur raccroche parce qu'il a fini son travail, le courant circulant dans les diodes redevient nul, ce qui, via IC<sub>5</sub>, fait générer un front montant sur C de IC<sub>3</sub>, et fait donc passer Q à l'état haut. Ceci a pour effet de remettre à zéro IC<sub>2</sub> via D<sub>9</sub>, qui remet à son tour IC<sub>3</sub> à zéro via T<sub>1</sub>. Le montage revient donc en veille, ce qui est bien l'effet attendu.

Si, maintenant, c'est le correspondant qui raccroche alors que le répondeur vient de se mettre en marche, notre montage ne va s'apercevoir de rien car il ne le peut pas. La ligne est, en effet, toujours occupée par le répondeur, qui débite son message ou qui attend le message du correspondant. Si c'est un répondeur simple, il va raccrocher de lui-même à la fin du message, et on va donc être ramené au cas précédent. Si c'est un répondeur enregistreur, il va passer en attente de message et, ne voyant rien venir, il va raccrocher au bout de quelques secondes. On est à nouveau ramené au cas précédent.

Comme vous pouvez le constater à l'issue de cet examen, notre montage répond bien à toutes les situations que nous avons prévues et présentées en début d'article. Son utilisation régulière par nos soins confirme d'ailleurs la théorie sans problème.

L'alimentation du montage est très classique et n'appelle pas de commentaire particulier, puisqu'elle utilise un banal régulateur intégré 8 V « gonflé » à 9 V au moyen d'une diode. Une LED sert de témoin de marche, tandis qu'une autre est placée aux bornes du relais RL<sub>1</sub> et permet ainsi de visualiser la prise de ligne.

## LA REALISATION

La nomenclature des composants vous est proposée figure 2 et ne pose pas de pro-

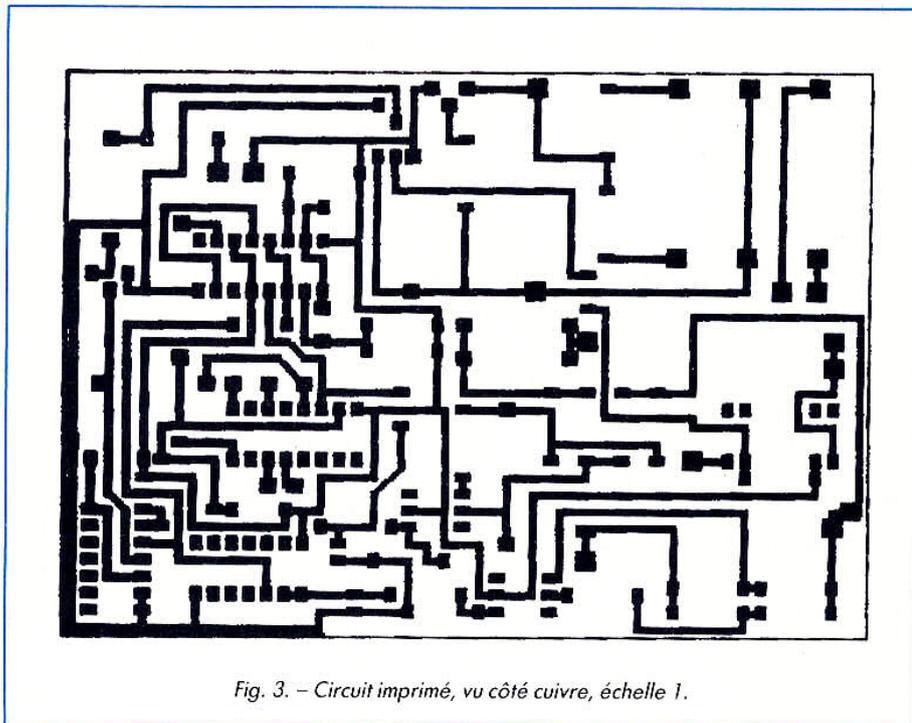
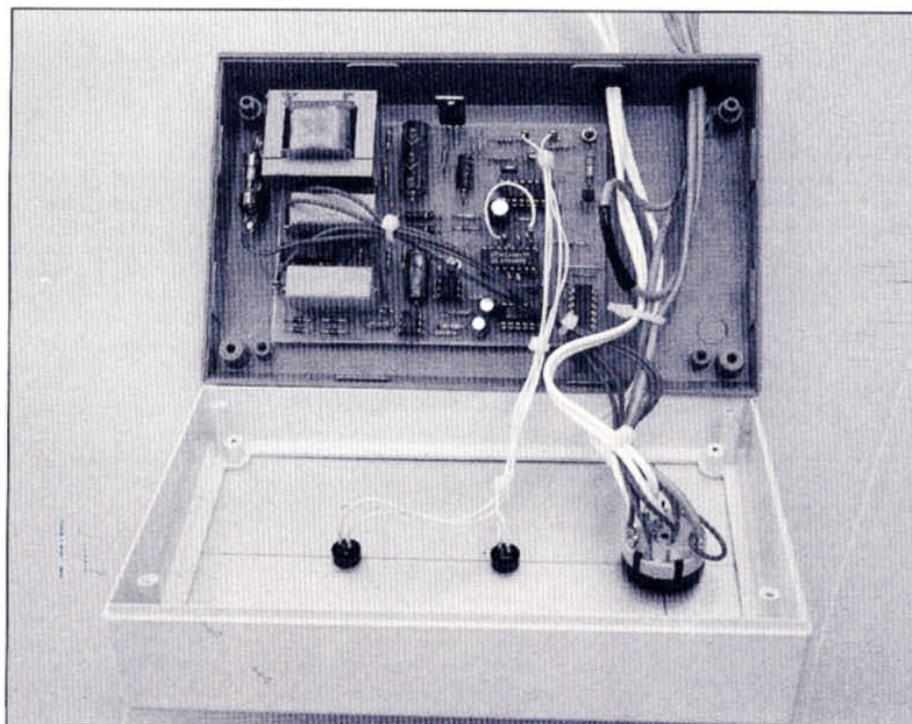


Fig. 3. - Circuit imprimé, vu côté cuivre, échelle 1.



Le câblage, conforme à la figure 5, reste fort simple.



œuvre de ce commutateur, il faut que ce dernier soit en permanence en position marche et enregistrement de messages (s'il est enregistreur bien sûr).

En revanche, nous n'avons pas prévu de commutateur pour le choix du nombre de sonneries avant le déclenchement du relais. Celui-ci est fait par strap au niveau du circuit imprimé. Rien ne vous empêche d'utiliser un commutateur rotatif à la place de cela. Un modèle 4 positions 1 circuit suffit.

Le montage se raccorde à la ligne téléphonique au moyen d'une prise gigogne, ce qui permet de le laisser branché en permanence entre votre prise murale et votre téléphone. Le répondeur, quant à lui, se connecte dans la prise téléphonique femelle qui sort de notre montage. Le cordon secteur du répondeur fait de même si vous voulez que le commutateur à 3 positions agisse comme il faut sur l'alimentation du répondeur.

### LES ESSAIS

Mettez le montage sous tension (position 3 de notre commutateur dans le cas ci-avant) et vérifiez la présence de la tension d'alimentation (8,6 V environ) en sortie du régulateur. Mettez votre répondeur en position marche. Rien ne doit se passer.

Expliquez à un ami comment fonctionne votre montage et faites-vous appeler. Laissez sonner un nombre de coups supérieur à celui sélectionné, et constatez que le relais sonne, ce qui, après un ou deux coups supplémentaires, doit faire démarrer votre répondeur. Si cela ne va pas, examinez la partie allant de D<sub>1</sub>-D<sub>4</sub> à T<sub>1</sub> en passant par IC<sub>1</sub> et IC<sub>2</sub>.

Laissez votre répondeur finir son cycle, et constatez que, dès que ce dernier raccroche, le montage fait décoller le relais. Si cela ne va pas, vérifiez de D<sub>5</sub>-D<sub>8</sub> à IC<sub>3</sub> en passant par IC<sub>5</sub>.

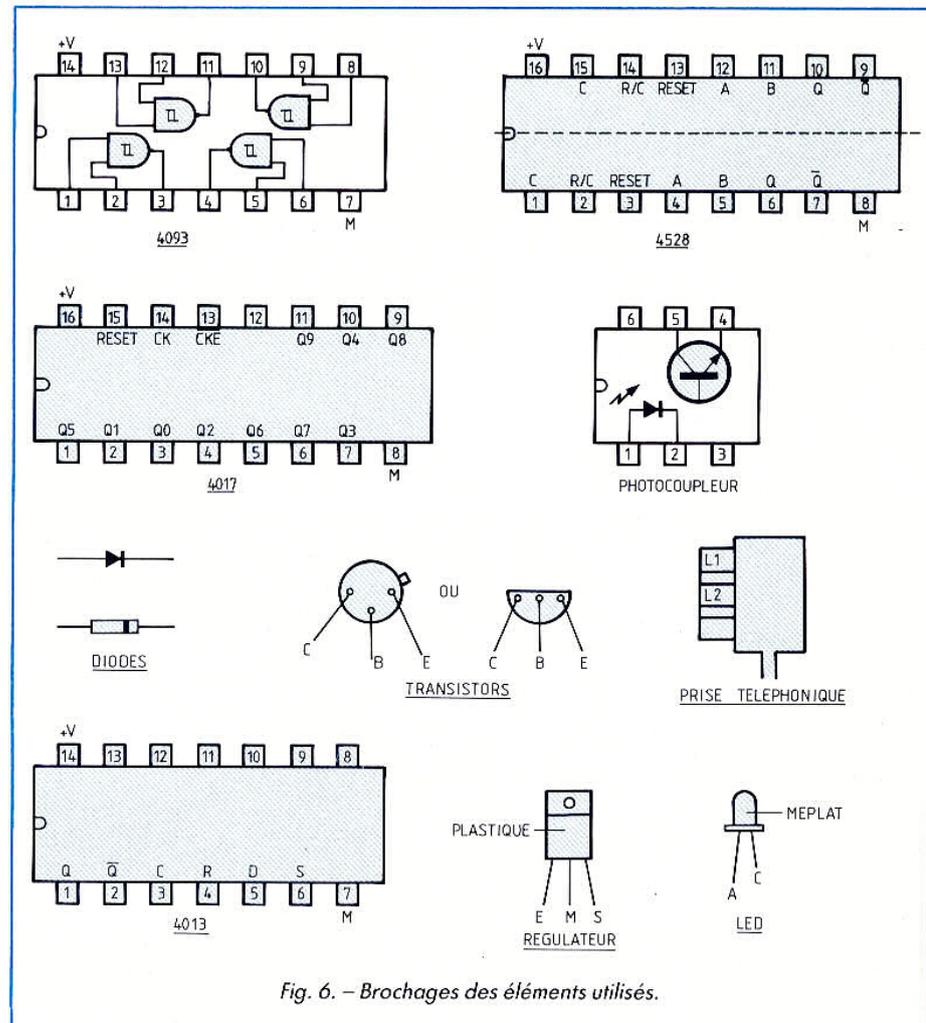


Fig. 6. - Brochages des éléments utilisés.

Faites la même manipulation mais en demandant à votre ami de ne laisser sonner que quelques coups puis de raccrocher. Attendez quelques dizaines de seconde et faites le rappeler. Tout doit fonctionner comme avant. Si, en revanche, il faut moins de coups de sonnerie que le nombre sélectionné pour que le montage se mette en marche lors de ce rappel, vérifiez tout ce qui se trouve autour de IC<sub>4</sub>.

Lorsque tous ces tests sont corrects, votre montage est opérationnel et peut donc être installé de façon définitive.

### QUELQUES REMARQUES

Nous l'avons dit plusieurs fois tout au long de cet article, pour que le montage puisse fonctionner, le répondeur doit être en permanence en position marche. Si vous utilisez le câblage indiqué figure 5, l'interrupteur marche/arrêt de ce dernier ne vous sert plus à rien et doit donc rester toujours en position marche.

Si vous avez la chance de disposer d'un répondeur téléphonique à interrogation à distance, notre montage ne

gêne en rien l'interrogation. N'oubliez pas, en revanche, de replacer le répondeur en position enregistrement de messages à la fin de votre consultation, au moyen de votre boîtier d'interrogation à distance.

### CONCLUSION

Ce montage permet, à moindre coût, d'augmenter notablement le confort d'utilisation d'un répondeur téléphonique puisqu'il n'y a plus à se soucier des mises en marche et arrêts de ce dernier.

**C. TAVERNIER**

## AMPLIFICATEUR LINEAIRE HF DE PUISSANCE 140 W P.E.P. A TRANSISTORS

### INTRODUCTION

Depuis que Bardeen, Britain et Schockley inventèrent le transistor en 1948, de grands espoirs furent mis en ce nouveau dispositif, et il remplaça progressivement les tubes électroniques dans toutes les applications classiques de l'électronique. On put ainsi échapper aux contraintes d'encombrement, de puissance nécessaire au chauffage des filaments, et de durée de vie.

En émission, le tube électronique est encore irremplaçable pour les grosses puissances HF utilisées par les stations de radiodiffusion. Même pour les petites puissances des stations d'amateur, dans la fonction amplificatrice HF de puissance, il possède des atouts bien réels qui sont :

- Simplicité de construction, spécialement de la partie alimentation qui doit délivrer une tension relativement élevée et un courant plutôt petit. Chacun sait en effet qu'il est plus aisé d'obtenir peu d'ondulation avec une tension élevée et un petit courant que le contraire.
- Rendement plaque de 70 %, voire plus. Avec les transistors de puissance, on devra se contenter d'un rendement collecteur d'environ 50 %.
- Enfin, un dernier avantage et non des moindres, n'importe quel amateur constructeur possède un ou plusieurs tubes électroniques neufs ou récupérés, alors que les tran-

**Notre correspondant et ami Werner TOBLER (1) radioamateur suisse (HB 9 AKN) nous avait déjà communiqué la description d'un intéressant transceiver pour ondes décimétriques, description que nous avons publiée dans nos Numéros 1735, 1736, 1737, 1738 et 1741. Aujourd'hui, il récidive aimablement avec un amplificateur linéaire HF de puissance à transistors facilement réalisable par l'amateur ; nous lui laissons la parole tout en le remerciant pour sa communication.**

sistors de puissance sont relativement chers. La récupération n'est pas encore très courante.

Après cet hommage rendu à Lee de Forest, inventeur, rappelez-le, de la triode amplificatrice en 1906, voyons quels sont les avantages des amplificateurs HF de puissance à transistors.

La première chose qui frappe ceux qui ont bien connu les tubes, c'est les petites dimensions de l'étage, et c'est l'émerveillement. La place prise par cet organe est très restreinte, et la réalisation pratique est relativement simple mais exige d'être soigneux.

Les faibles tensions utilisées rendent les manipulations moins dangereuses qu'avec les tubes pour un débutant.

La description qui va suivre est tirée d'une notice d'application de Motorola, que nous avons modifiée afin d'en rendre la réalisation possible pour l'amateur ne disposant

pas de transistors appariés, comme c'est généralement le cas.

### THEORIE DE FONCTIONNEMENT DU MONTAGE ORIGINAL (fig. 1)

L'amplificateur est constitué pour l'essentiel d'un push-pull de deux MRF454, dont le point de fonctionnement est fixé par la tension apparaissant aux bornes de la diode D<sub>2</sub>. Cette tension est reportée aux jonctions base-émetteur des deux transistors. D'autre part, les deux collecteurs sont alimentés en continu par l'intermédiaire d'une cellule de découplage HF constituée par C<sub>4</sub>, C<sub>5</sub>, RFC<sub>1</sub>, C<sub>6</sub>, C<sub>7</sub>.

Si l'on dispose déjà d'un relais d'antenne émission/réception, on peut fort bien se passer du relais K<sub>1</sub> ainsi que des composants C<sub>1</sub>, R<sub>1</sub>, D<sub>3</sub>, R<sub>2</sub>, R<sub>3</sub>, C<sub>3</sub>, Q<sub>1</sub>, Q<sub>2</sub>, D<sub>1</sub>, D<sub>3</sub>.

Les transistors, de même que les diodes et tous les dispositifs à semi-conducteurs, sont produits encore aujourd'hui avec des dispersions de caractéristiques assez importantes, de sorte que si on achète deux MRF454 chez un importateur ou autre, même si l'on précise à la commande qu'ils doivent être appariés, ce serait un pur coup de chance qu'ils soient vraiment identiques. D'autre part, la diode 1N4997 possède elle aussi de fortes dispersions de caractéristiques, et chaque dizaine de millivolts est très importante pour fixer le point de fonctionnement de l'étage. Ce qui se passe dans ce montage original est facile à comprendre ; le dispositif de polarisation étant unique pour les deux transistors, il agira comme il se doit lors d'une augmentation de température, ce qui sera transmis à la diode 1N4997, laquelle diminuera la tension appliquée aux jonctions base-émetteur des transistors. Ceux-ci étant différents l'un de l'autre, cette correction est peut-être insuffisante pour l'un d'eux dont le courant de collecteur continuera à croître jusqu'à l'emballement thermique. Le montage est alors complètement déséquilibré au repos. Nous avons bien dit au repos, ce qui signifie que toutes ces constatations sont faites sans excitation HF appliquée à l'entrée de l'amplificateur, le montage

(1) Chemin de Palud 4 - CH 1800 VEVEY (Suisse)

# LE JOURNAL DES O.M.

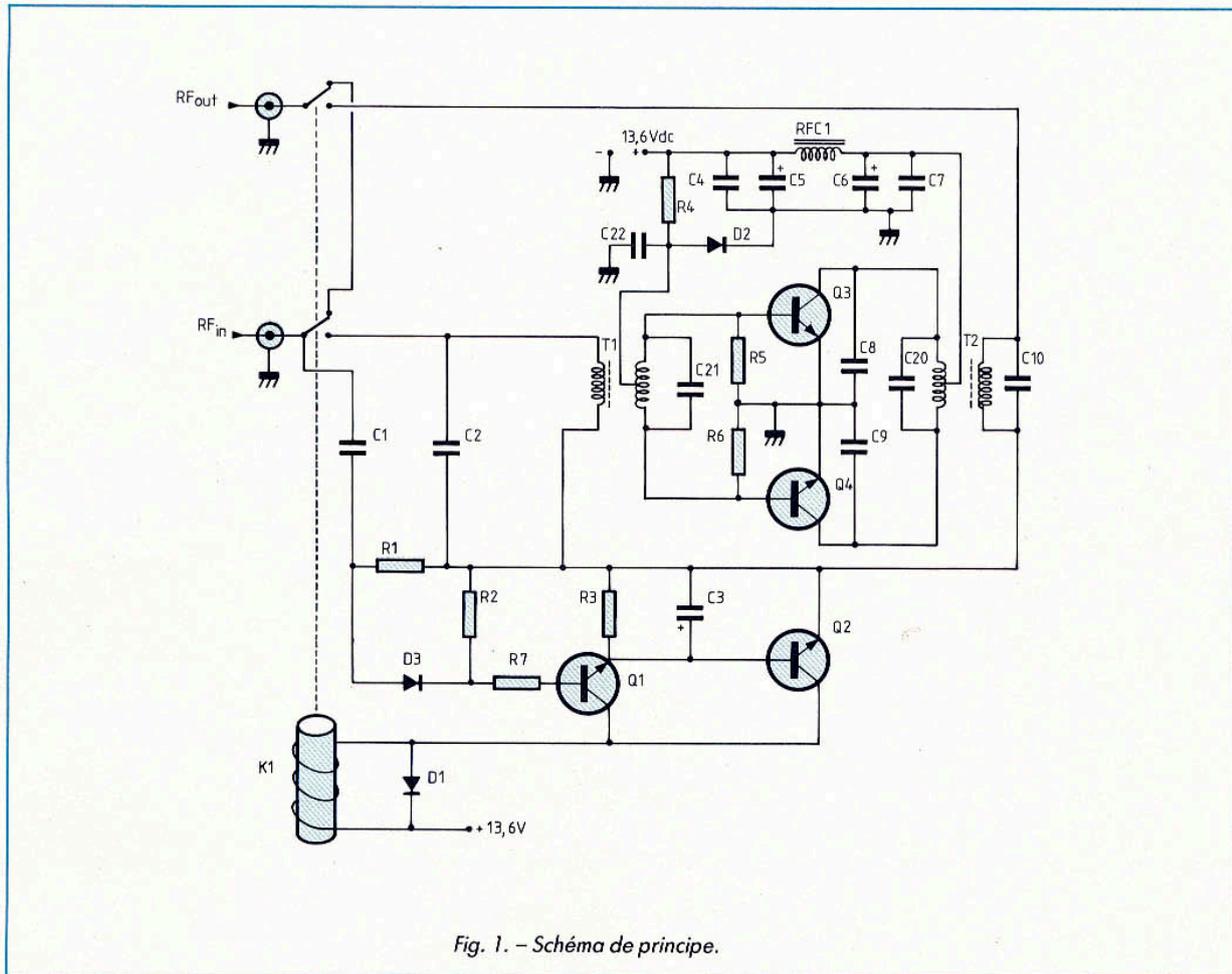


Fig. 1. - Schéma de principe.

n'étant alimenté qu'en tension continue de 12 V. Il est en effet parfaitement inutile d'essayer d'appliquer de la HF à l'entrée aussi longtemps qu'une parfaite stabilité n'est pas obtenue en régime continu de repos.

D'autre part, le montage doit être équilibré, c'est-à-dire que les deux courants continus de collecteur doivent être semblables. Il faut donc deux équilibres :

- a) équilibre des courants de collecteur ;
- b) équilibre thermique, c'est-à-dire que la puissance dissipée sous forme de chaleur doit être évacuée par les radiateurs.

Tout ceci répétons-le, d'abord au repos.

On le voit, cela fait beaucoup d'inconnues, d'autant plus que chaque diode réagira différemment à l'augmentation de température.

Rappelons que, pour qu'il y ait stabilisation du point de fonctionnement, la tension aux bornes de la diode comprise entre 500 mV et 700 mV doit diminuer lorsque la température augmente.

Enfin, et nous en aurons fini avec les difficultés, les spécifications des transistors varient avec la température, et ceci dans d'assez grandes proportions. Ainsi, le courant de collecteur obtenu à l'enclenchement, c'est-à-dire à la

température ambiante, n'aura pas du tout la même valeur que celui obtenu à la température nominale de fonctionnement. Cette dernière valeur est notablement plus élevée, et correspond à la valeur donnée par Motorola, soit 500 mA pour chaque collecteur. Nous parlons bien sûr toujours du régime au repos, c'est-à-dire sans excitation HF appliquée à l'entrée. Avec des transistors de puissance, il faut tenir compte d'un rendement de collecteur de 50 %. Nous sommes donc assez loin des rendements plaqués obtenus avec des étages de puissance à tube électronique.

Dans cette réalisation, pour obtenir les 140 W annoncés

par le titre, il faudra appliquer une puissance d'alimentation de pointe de 280 W, ce qui correspond à un courant de pointe continu de 23 A, ceci pour une puissance d'excitation HF d'entrée de pointe de 4 W environ sur théoriquement 50  $\Omega$  d'impédance d'entrée.

Ainsi, ce montage original peut fonctionner ; nous ne saurions mettre en doute le savoir-faire d'une firme aussi prestigieuse que Motorola. Mais cela suppose de pouvoir disposer d'un grand nombre de transistors afin de pouvoir en sélectionner deux vraiment identiques. Et encore identiques pas seulement à la température ambiante, mais en-

core et surtout à la température nominale de fonctionnement.

Quant à la diode 1N4997, là aussi l'idéal serait d'en posséder un grand nombre pour faire son choix, car chaque dizaine de millivolts est très importante.

## THEORIE DE FONCTIONNEMENT DU MONTAGE MODIFIE (fig. 2 et 3)

Pour toutes les raisons évoquées ci-dessus, ne disposant que de transistors non appariés, comme la plupart des amateurs, j'étais dans l'obligation de modifier complètement la partie polarisation. J'ai opté pour la solution de deux circuits stabilisateurs séparés pour chaque transistor ; ainsi l'équilibre du montage pourra-t-il être maintenu, chaque transistor étant réglé séparément. Le schéma de base a ainsi été modifié. Dommage pour la simplicité initiale très séduisante, qui ne correspond hélas ! pas aux possibilités normales d'un amateur. En effet, celui-ci est déjà bien content de trouver deux transistors de puissance HF, et ne peut que rarement en acquérir une cinquantaine afin de faire son choix !

Un autre point très important est le choix du point de fonctionnement. Pour tous les anciens, et j'en suis, qui ont réalisé des étages de puissance à tubes, c'est vraiment l'inconnu. Avec les tubes, on connaissait exactement les conditions de fonctionnement correspondant à chaque classe d'amplification. C'était même une question classique aux examens d'électronique.

Avec les transistors, le constructeur se borne simplement à indiquer des valeurs limites à ne pas dépasser. Je m'en suis donc tenu à la valeur donnée dans la notice d'application de Motorola, soit un

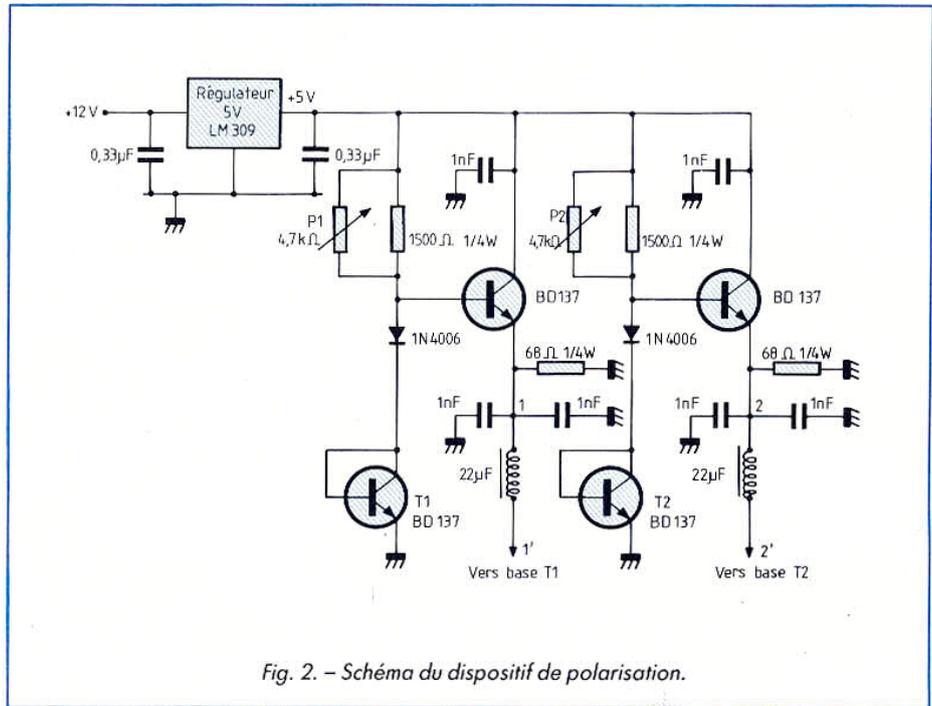


Fig. 2. - Schéma du dispositif de polarisation.

courant de collecteur total pour les deux transistors à chaud, donc à la température de fonctionnement, de 1 A, le montage étant au repos. Cette valeur redescendra rapidement si on reste dans cette situation de repos, c'est-

à-dire sans excitation HF, la température descendant à la température ambiante. Les régulateurs utilisés sont très classiques et facilement disponibles. Ils peuvent d'ailleurs être remplacés par n'importe quel régulateur 5 V. Dans le

montage, il convient de bien distinguer le transistor-sonde servant à suivre la température, monté en simple diode, de l'autre qui fera office de régulateur commandé par son circuit de base.

## MANIPULATIONS

La première inconnue fut de trouver en Europe les ferrites nécessaires à la confection des transformateurs HF.

### 1. Confection des transformateurs HF (fig. 4)

Nous avons procédé comme suit. On colle à l'Araldite les deux ferrites côte à côte selon les génératrices. Ensuite, on prendra du tube de cuivre de diamètre extérieur 6 mm correspondant au diamètre de l'alésage des ferrites. On débitera ce tube en quatre parties qui constitueront les primaires des transformateurs HF. Ce primaire sera constitué simplement à l'aide de deux

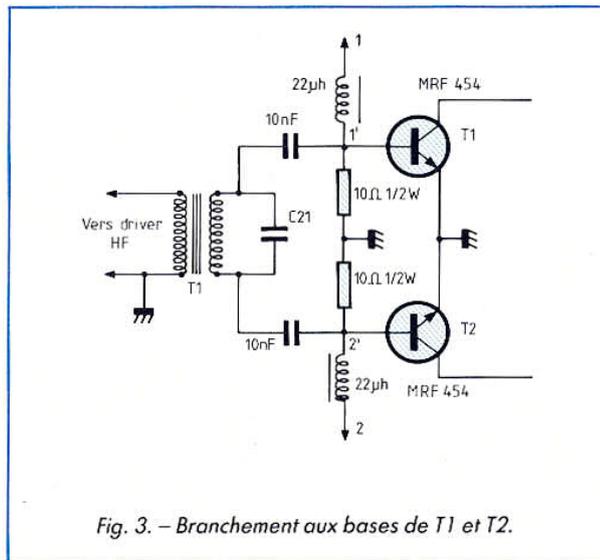


Fig. 3. - Branchement aux bases de T1 et T2.

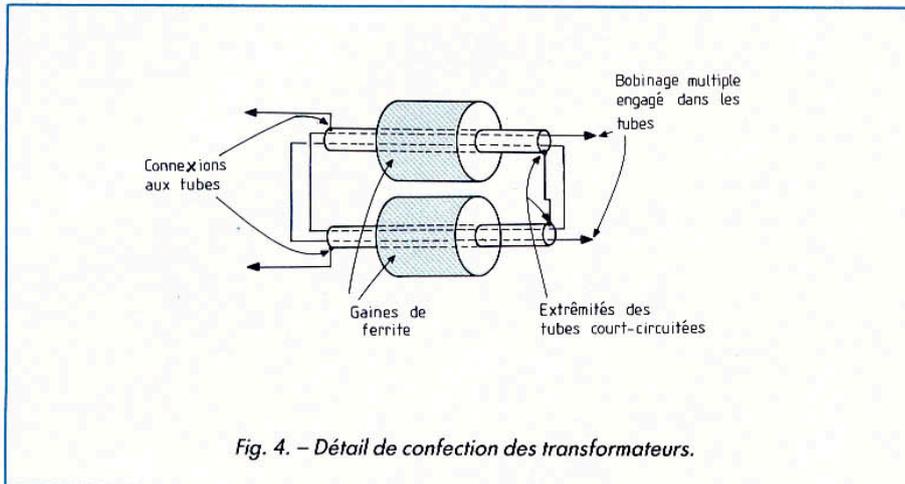


Fig. 4. - Détail de confection des transformateurs.

tubes enfilés dans les ferrites, et reliés galvaniquement à l'aide d'une tresse à une extrémité. Le dessin donne toutes les indications utiles. L'enroulement secondaire est constitué de quatre spires de fil d'installation souple d'une section de  $0,25 \text{ mm}^2$ . Il s'agit là d'un fil d'installation courant à isolation normale, dont le diamètre sur isolation est de  $1,5 \text{ mm}$ . Les quatre spires passeront dans l'alésage des tubes de cuivre.

## 2. Remarque importante

Ne pas oublier que le côté basse impédance constitué par les tubes de cuivre sera, pour les deux transformateurs, branché du côté des transistors, ce qui n'est pas visible sur le schéma électrique. Pour le reste, le document original est suffisamment explicite.

Une autre réalisation du même genre de tels bobinages est montrée sur la figure XVII-38 de l'ouvrage « L'émission et la réception d'amateur ».

Il faudra ensuite bien disposer les transistors BD 137 montés en diode, sur les boîtiers respectifs des MRF454. On utilisera des plaquettes de cuivre qui prendront bien toute la température de chaque transistor. Il ne s'est pas avéré né-

cessaire de faire passer les 6 fils de stabilisation à travers des condensateurs by-pass, ce qui ne veut pas dire que cela ne soit pas nécessaire dans certains cas, chaque montage étant un peu différent. Il est presque inutile de préciser que la diode 1N4997 doit être enlevée de même que le condensateur de  $500 \mu\text{F}$ , qui n'ont plus leur raison d'être.

## PRESCRIPTION DE REGLAGE

Avertissement important : les transistors de puissance sont coûteux, et il faudra agir rapidement et pouvoir à tout moment interrompre la ligne d'alimentation + 12 V au moindre signe d'anomalie. Surveillez du doigt la température des transistors. Les transistors MRF454 sont très robustes, de grands progrès ont été accomplis, mais soyez prudents.

## 1. Instruments nécessaires

Que le lecteur se rassure, un simple multimètre suffira, dans la mesure où celui-ci pourra mesurer déjà 10 A, du moins pour les premiers watts. Un instrument digital sera ap-

précié, mais non indispensable, surtout pour mesurer la tension base-émetteur dont chaque dizaine de millivolts compte énormément, rappelons-le.

## 2. Marche à suivre

a) Fermez l'entrée de l'amplificateur par une résistance de  $47 \Omega \text{ } 1/4 \text{ W}$ .

b) Mettez un seul régulateur en service en alimentant en courant de base le transistor correspondant.

c) Insérez votre ampèremètre dans le circuit + 12 V, et réglez Pot.1 jusqu'à l'obtention d'un courant collecteur naissant de 20 mA.

d) Répétez les opérations b) et c) avec l'autre régulateur et l'autre transistor.

Vous pourrez apprécier les différences de caractéristiques des deux transistors, en observant les deux réglages différents de Pot.1 et Pot.2. Si les deux réglages sont absolument identiques, cela signifie que les deux transistors sont identiques, et que notre modification du montage initial est inutile (?).

Ces valeurs fixées à la température ambiante ne seront, rappelons-le, plus de tout les mêmes à la température nominale de fonctionnement. Cel-

les-ci auront passé à une valeur de deux fois 500 mA, soit un courant total de 1 A.

e) Mettez en service maintenant les deux régulateurs, et le courant total doit être comme il se doit de 40 mA à froid. Ce régime de fonctionnement doit être absolument stable.

Si le fonctionnement ci-dessus n'est pas obtenu, il est inutile d'aller plus loin.

Si on observe des difficultés à ce stade des réglages, telles que par exemple un courant de collecteur total exagérément élevé, même en supprimant le courant continu de polarisation des bases, cela signifie que l'étage auto-oscille et qu'il faudra tout mettre en œuvre pour stopper cette oscillation. Cette difficulté est toutefois peu vraisemblable, le circuit imprimé étant donné par Motorola.

Si toutefois ce problème devait se présenter, observez les points suivants :

a) Assurez-vous que l'entrée comme la sortie de l'amplificateur sont fermées par une résistance de  $47 \Omega \text{ } 1/4 \text{ W}$ .

b) Ajoutez éventuellement en parallèle sur les capacités de  $10 \text{ nF}$  des capacités céramiques ou au mica de 100 pF.

Vérifiez, à l'aide du multimètre numérique, que la tension base-émetteur est comprise entre 500 et 700 mV. Nous avons dans notre montage une tension de 562 mV sur l'un et 570 mV sur l'autre. Ces valeurs sont à considérer comme des ordres de grandeur, et non comme des valeurs à obtenir à tout prix. Nous le répétons, chaque transistor est un peu différent.

De toute façon, l'auto-oscillation doit cesser.

c) Branchez une antenne fictive à la sortie de l'amplificateur de l'ordre de  $50 \Omega$ , et raccordez l'entrée à la source de signaux HF à amplifier. Commencez par un signal HF faible.

d) En augmentant l'excitation HF, le courant continu d'alimentation augmentera. Procé-

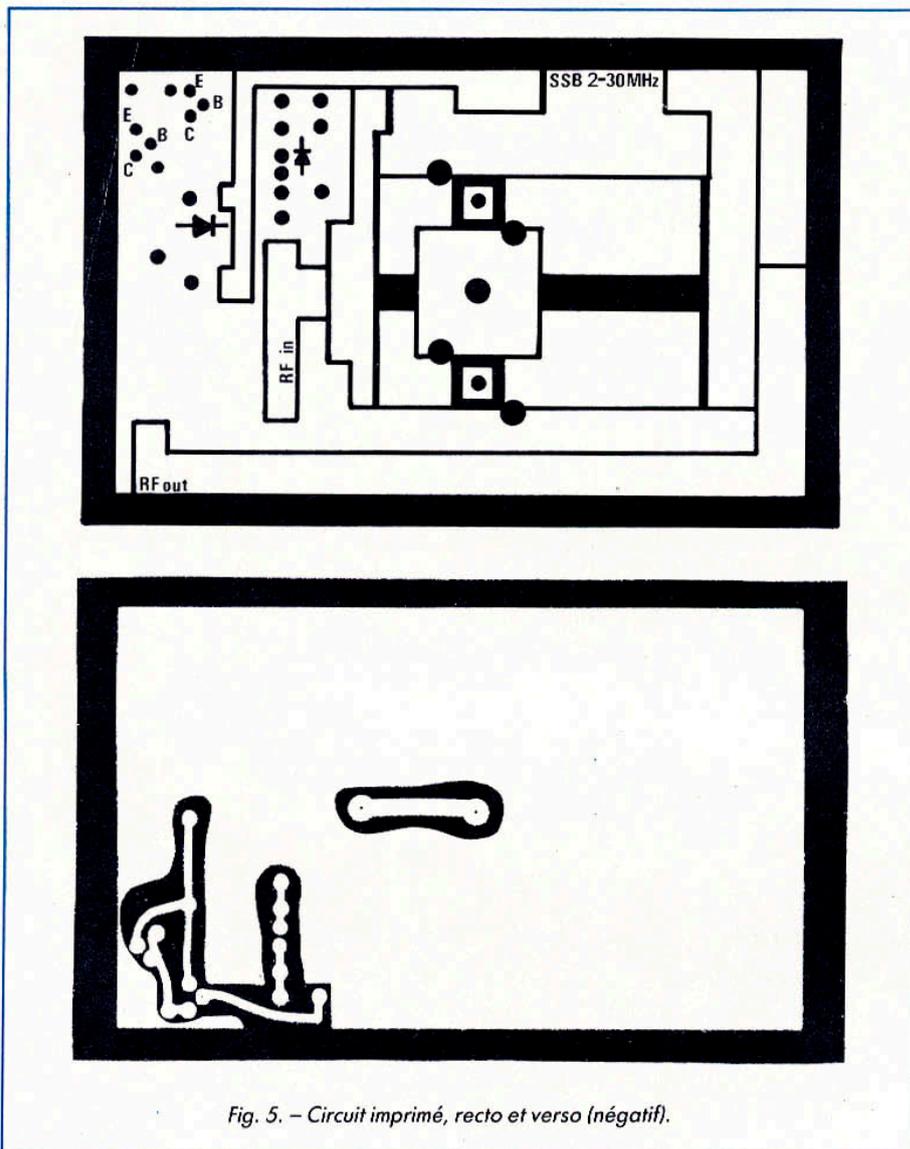


Fig. 5. - Circuit imprimé, recto et verso (négatif).

dez par l'envoi de signaux CW ; on évite ainsi une élévation trop brusque de température, et c'est plus pratique que de siffler devant un microphone.

e) On admet que l'amplificateur a maintenant sa température nominale ; Motorola donne la valeur de 0,7 °C par watt produit. Assurez-vous que les deux courants de collecteur sont égaux et de 500 mA chacun. Si ce n'est

pas le cas, rétablissez l'équilibre comme expliqué. Il est plus important que les courants soient équilibrés à chaud qu'à froid, ce contrôle se faisant en l'absence d'excitation HF bien entendu.

f) Les essais ci-dessus étant effectués à petite puissance (disons une trentaine de watts), avant d'essayer à grande puissance, il convient de bien connaître les points suivants.

Les transistors s'emballent thermiquement à partir d'une certaine température, laquelle est inconnue ; mais même si on possédait un chiffre quelconque, il ne nous serait d'aucune utilité. En effet, rien n'est plus difficile à mesurer qu'une température, celle-ci étant bien différente d'un point à l'autre du transistor.

Le plus efficace consiste à déterminer, compte tenu des refroidisseurs dont on dispose,

à partir de quelle puissance dissipée le transistor s'emballé. On le remarquera aussitôt, en observant le courant continu d'alimentation, qui commencera à croître lentement même en l'absence d'excitation HF. Il faudra immédiatement couper l'alimentation continue. Si l'on n'observe aucun emballement thermique à la pleine puissance indiquée, soit 280 W de puissance alimentation continue pour 140 W HF PEP, tout est bien ainsi. Dans le cas contraire, cela signifie qu'il faudra augmenter l'évacuation de la chaleur avec des radiateurs supplémentaires ou avec un ventilateur.

La figure 5 représente le négatif du plan du circuit imprimé double face.

## CONCLUSION

Nous l'avons vu, de la théorie à la pratique il y a un monde, et toute la difficulté provient du fait qu'il faut bien posséder les deux. Il faut se méfier par-dessus tout des montages très simples (même publiés par des firmes célèbres), très séduisants, tellement simples qu'ils ne peuvent pas fonctionner tels quels.

De plus, pour le fonctionnement correct de cet amplificateur, il reste à parler de deux points essentiels que nous avons passés sous silence, faisant l'hypothèse que cela allait de soi pour chacun.

a) La nécessité d'avoir une source de courant continu parfaitement filtrée, en particulier dans les pointes brusques. Débit 23 A brusquement, sans ondulation excessive, n'est pas à la portée de n'importe quelle alimentation de laboratoire. Celles-ci sont généralement prévues pour un régime stable de fonctionnement, ce qui change tout.

b) La parfaite adaptation des impédances tant à l'entrée qu'à la sortie ; celles-ci varient, hélas ! selon la fréquence. ■

**HB9AKN**  
(recueilli par F3AV)

## PRATIQUE DE L'ELECTRONIQUE

# LA DEMODULATION COHERENTE

### 2<sup>e</sup> PARTIE

#### COMMENT AMELIORER LA « DETECTION »

La méthode classique de « démodulation » d'une porteuse modulée en amplitude consiste à la « détecter », c'est-à-dire, en utilisant une diode, à ne garder que les alternances positives. Nous avons vu que, en raison du « seuil direct » des diodes, ce système ne peut donner de bons résultats qu'avec une amplitude suffisante du signal modulé.

Une première amélioration consisterait à supprimer ce seuil. Jusqu'à présent, on n'y est pas arrivé par simple modification technologique de la diode, mais on peut réaliser quelque chose qui ressemble à une « détection parfaite », grâce à ce « composant à tout faire » qu'est l'amplificateur opérationnel.

Réalisons le montage de la figure 13. Nous savons qu'un amplificateur opérationnel ne consomme rien à ses entrées, donc le seul courant qui peut passer dans R est celui de la diode D. Or, cette dernière, si elle n'est pas parfaite, a au moins une qualité précieuse : elle est rigoureusement infranchissable par le courant inverse, autrement dit, si elle n'est pas (hélas !) « du cuivre dans un sens », elle est tout à fait « du mica dans l'autre ».

Vous objecterez peut-être que ces diodes ont quand même un courant « de fuite ». Alors, allez voir de près les caractéristiques : à froid, ce courant s'exprime en nanoampères (et sans les mettre au pluriel, tant s'en faut). On peut parfaitement dire qu'il est nul.

Nous en concluons que la tension S ne peut être que positive (ou nulle), mais jamais négative.

Or, la « règle d'or » de l'amplificateur opérationnel est qu'il « maintient toujours, quand c'est possible, le potentiel de son entrée - à la même valeur que celui de son entrée + ». Donc, quand c'est possible, il maintient  $S = u$ . Or, cela n'est possible que si S est positif, donc si u l'est.

Quand u est négatif, comme l'amplificateur opérationnel ne peut suivre sa « règle d'or », il se met en grève, au-

trement dit il se bloque, il va « en butée basse », restant saturé, avec une valeur aussi négative que possible pour le potentiel V de sa sortie. La diode D est parfaitement bloquée, et S reste nul.

Donc, la sortie S est :

- égale à u si u est positif ;
- nulle si u est négatif,

comme l'indique la courbe en trait plein de la figure 14.

#### UNE DETECTION « PARFAITE »... OU PRESQUE

Au premier abord, les lecteurs diront : « Bon, la courbe de la figure 14 est celle d'une détection bien classique à diode : on n'a rien gagné ! » Alors, là, pas d'accord du tout ! Quand on regarde la courbe en trait plein de tout

près, on voit que la « cassure » au point zéro est parfaitement franche. Evidemment : si u est positif, ne fût-ce que d'un seul millivolt, l'amplificateur opérationnel va pouvoir suivre sa « règle d'or ».

Comment y arrivera-t-il ? Cela, c'est son affaire. Nous serions tenté de répondre comme le faisait un instructeur militaire qui, ayant précisé que « l'obus doit obéir à la pesanteur, tenir compte de son impulsion initiale, de sa rotation sur lui-même, de la résistance de l'air », entendit une des recrues lui demander : « Mais alors, comment il fait, l'obus ? ». La réponse de l'instructeur est bien connue : « L'obus, il se dé...brouille » (le terme était un peu différent, mais le Haut-Parleur doit pouvoir être mis entre toutes les mains).

Eh oui, l'amplificateur opérationnel « se débrouille », et la courbe en pointillé de la figure 14, représentant la variation de V en fonction de u, nous indique comment. Dès que u est à peine positif, V monte tout de suite à une valeur notable, celle qui est nécessaire pour rendre la diode passante. Quand u augmente, V en fait autant, en restant toujours supérieur à u, assez pour que, même avec la chute de tension directe de la diode (proche de 0,6 V), S soit rigoureusement égal à u.

En gros, on peut dire que l'on a divisé la tension de seuil directe de la diode par le gain « en boucle ouverte » de l'amplificateur opérationnel.

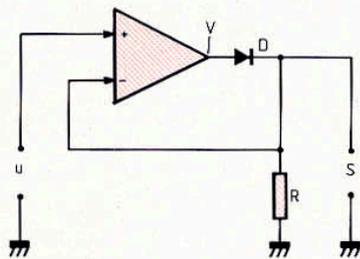


Fig. 13. — On peut, dans une certaine mesure, éliminer le seuil d'une diode grâce à l'emploi d'un amplificateur opérationnel : la tension de sortie S est nulle si u est négative, strictement égale à u quand cette dernière est positive, si petite soit-elle.

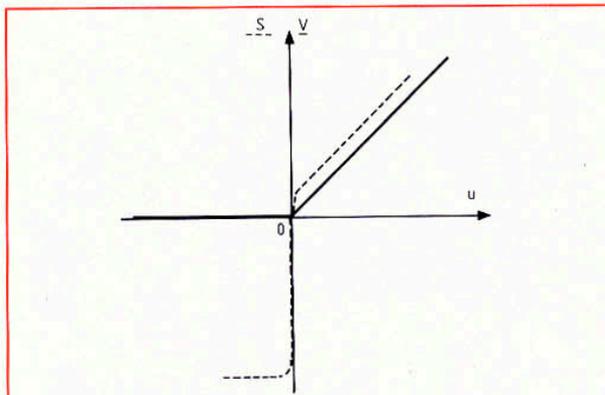


Fig. 14. — Dans le montage de la figure 13, la relation entre  $S$  et  $u$  (trait plein) est celle d'une « détection parfaite ». Pour que cela soit possible, la variation de  $V$ , tension de sortie de l'amplificateur opérationnel, suit une variation (en pointillé) qui tient compte de la chute de tension directe de la diode, et la compense. Quand  $u$  est négative,  $V$  va « en butée basse », l'amplificateur opérationnel étant alors saturé.

Comme ce gain peut atteindre le million (et dépasse presque toujours 50 000), la détection est devenue « parfaite ». Oui mais... cette perfection se limitera à des fréquences relativement basses pour le signal à détecter. Les amplificateurs opérationnels n'ont généralement pas une bande passante considérable, ou alors ils deviennent chers, difficiles à utiliser sans « accrochage HF » et moins doués en gain. En plus, on demande à ce pauvre amplificateur un travail épuisant. Comme le montre la figure 14, quand  $u$  est négatif,  $V$  est « en butée basse », peut-être à  $-10$  V. Dès que  $u$  devient positif,  $V$  doit remonter « instantanément » de  $-10$  V à environ  $+0,6$  V. Or, la vitesse de variation de la tension de sortie d'un amplificateur opérationnel est limitée par ce que l'on appelle son « slew rate maximal ». Avec le bon vieux fossile  $\mu A 741$ , ce « slew rate » ne peut dépasser la valeur de  $0,5$  V/ $\mu s$ . Si l'on prend un engin « contemporain » (depuis plus de dix ans), le TL 082 (dont l'auteur ne comprend pas pourquoi il n'a pas remplacé partout le « 741 » dans les réalisations d'amateurs),

ce « slew rate » maximal atteint  $12$  V/ $\mu s$  (vingt-quatre fois plus que le « 741 »). Mais ce n'est pas encore énorme : pour faire monter sa tension de sortie de  $10$  V, notre amplificateur opérationnel exige environ une microseconde. Or, avec un signal à  $455$  kHz, par exemple, une microseconde, c'est à peu près une demi-période de la porteuse, ce qui interdit l'emploi du montage de la figure 13 à cette fréquence, sauf en utilisant un amplificateur opérationnel dont le slew rate atteigne au moins  $200$  V/ $\mu s$ . Il n'en reste pas moins que le montage de la figure 13 est extrêmement intéressant pour de nombreuses applications. Mais nous allons chercher une autre solution au problème de la « démodulation ».

### COMMENT « DEMODULER » SANS « DETECTER » ?

Il y a plusieurs moyens pour réaliser une « démodulation cohérente ». Nous commencerons par la méthode de « découpage dans le temps »,

dont l'idée essentielle est la suivante : alors que la détection opère en ne conservant que les alternances positives du signal modulé, la démodulation cohérente se fait en ne conservant, dans le signal modulé, que les parties qui correspondent aux instants où la « référence » est positive.

En effet, pour procéder ainsi, nous devons utiliser une « référence ». Dans le cas du capteur de position de la figure 4, ou du pont de Wheatstone alimenté en alternatif, nous prendrons comme référence la tension d'alimentation de la bobine A pour le capteur, ou celle qui alimente le pont, remplaçant la pile de la figure 9.

Normalement, ces tensions sont sinusoïdales. Or nous voulons une commande « tout ou rien », qui :

- transmette le signal modulé quand la référence est positive ;
  - ne le transmette pas quand la référence est négative.
- Comme l'indique la figure 15, il faudra, à partir du signal de référence (a), obtenir un signal rectangulaire (b). Cela semble très simple, et l'on pense tout de suite au « trigger de Schmitt ».

### LE MERVEILLEUX « TRIGGER DE SCHMITT »

Ce circuit est bien connu, son symbole étant celui de la figure 16. Si l'on étudie la variation de la tension de sortie  $s$  en fonction de la tension d'entrée  $e$  (fig. 17), on constate que :

- tant que  $e$  est inférieur à une certaine valeur  $b$ ,  $s$  se maintient à la valeur basse (presque nulle)  $l$  ;
- quand  $e$  franchit, en croissant, la valeur  $a$  (dite « seuil montant »),  $s$  passe brusquement de la valeur basse  $l$  à la valeur haute  $h$ , la vitesse à laquelle s'effectue cette transition étant indépendante de celle avec laquelle  $e$  franchit le seuil haut ;
- si  $e$  augmente au-delà de  $a$ ,  $s$  reste toujours égale à  $h$  ;
- quand on fait redescendre  $e$ , la tension d'entrée franchit le seuil haut,  $a$ , sans que  $s$  change ;
- il faut que  $e$  franchisse en descendant un autre seuil,  $b$ , inférieur à  $a$ , dit « seuil descendant », pour que  $s$  passe, toujours aussi brusquement, de  $h$  à  $l$ .

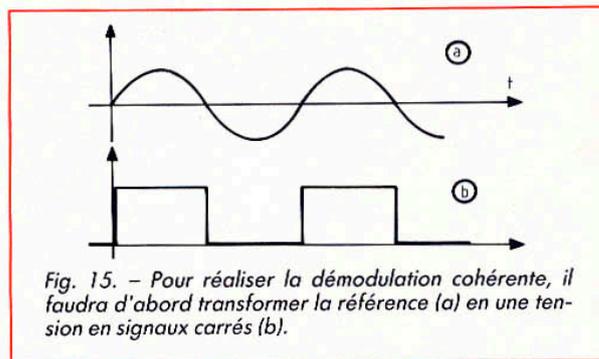


Fig. 15. — Pour réaliser la démodulation cohérente, il faudra d'abord transformer la référence (a) en une tension en signaux carrés (b).

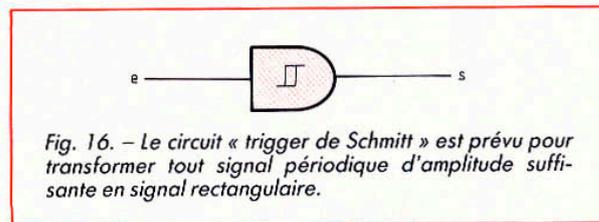


Fig. 16. — Le circuit « trigger de Schmitt » est prévu pour transformer tout signal périodique d'amplitude suffisante en signal rectangulaire.

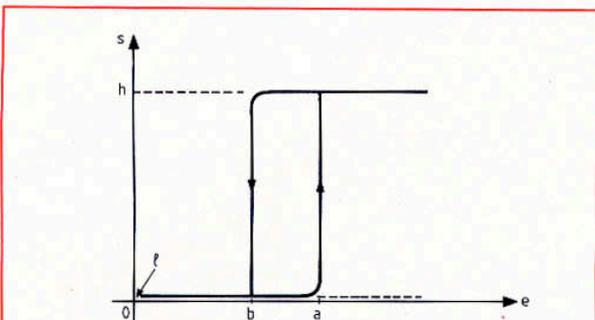


Fig. 17. - Le trigger de Schmitt est caractérisé par son « cyclogramme », donnant la tension de sortie  $s$  en fonction de la tension d'entrée  $e$ , pour une variation de  $e$  croissante puis décroissante. On voit apparaître les deux seuils,  $a$  et  $b$ , dont l'écart constitue l'« hystérésis » du trigger. C'est cette courbe qui est reproduite dans le symbole du circuit, pour éviter toute ambiguïté.

Autrement dit, la courbe de la figure 17 est un « cycle ». Les parties de ce cycle comportant des flèches indiquent que les variations correspondantes sont « cumulatives » et pratiquement instantanées. Il y a une petite difficulté : quand  $e$  est comprise entre  $b$  et  $a$ , on peut se demander ce que vaut  $s$ . La réponse est simple :  $s$  peut alors avoir la valeur 1 ou la valeur  $h$  (autrement dit, le circuit est « bistable »), cela dépend de la façon dont  $e$  est arrivée entre  $b$  et  $a$ . La courbe de la figure 17 ressemble au « cycle d'hystérésis » d'un matériau magnétique rémanent. C'est elle qui sert de symbole pour caractériser le trigger de Schmitt sur la figure 16.

### LE TRIGGER DE SCHMITT FONCTIONNE COMME UN RELAIS

Comme exemple analogue, on peut citer le relais électromagnétique. Quand le courant dans la bobine dépasse, en croissant, une certaine valeur (par exemple 10 mA), il y a collage du relais. A ce moment, l'armature mobile s'étant rapprochée de la

bobine, on peut maintenir le relais collé avec un courant de bobine bien plus faible. Donc, quand on diminue l'intensité dans la bobine, le relais reste collé, même quand cette intensité tombe bien au-dessous des 10 mA de notre exemple. Le « courant de décollage » sera, par exemple, 3 mA. Donc le relais collera si le courant dans la bobine dépasse, en croissant, 10 mA ; il décollera si ce courant, en décroissant, tombe au-dessous de 3 mA.

Donc, si l'intensité dans la bobine est, par exemple, 6 mA, on ne peut dire si le relais est collé ou non. D'ailleurs, s'il est décollé, il suffit d'appuyer à la main sur l'armature pour qu'elle reste collée, et, si le relais est collé, en tirant sur l'armature, on la fait décoller, et elle reste décollée. Nous avons ici un « hystérésis » tout à fait parallèle à celui de notre trigger.

### DES SIGNAUX RECTANGULAIRES PARFAITS... MAIS MAL PLACES

Donc, ce trigger peut sembler idéal pour transformer toute tension sinusoïdale en signaux rectangulaires, ce qui est

d'ailleurs très souvent le cas. Si l'on applique au trigger, comme tension d'entrée, la somme d'une tension alternative continue, égale à la moyenne arithmétique de  $a$  et  $b$ , on obtiendra ce qu'indique la figure 18.

La sortie  $s$  est bien constituée de signaux rectangulaires symétriques, mais on voit que, du fait de l'écart des seuils, les temps où  $s = h$  sont un peu décalés par rapport aux temps où  $e$  est positive par rapport à sa valeur moyenne  $(a + b)/2$ .

Ce décalage est d'autant plus petit que l'écart  $a-b$  est faible par rapport à l'amplitude crête/crête de la sinusoïde.

Mais il existe toujours, et cela va nous gêner si nous voulons l'utiliser pour la démodulation cohérente.

Comment éliminer ce défaut ? On peut, par exemple, augmenter le plus possible l'amplitude crête/crête de la sinusoïde, mais cela pourrait être dangereux pour le circuit. Il est préférable d'amplifier cette composante alternative par un amplificateur écrêteur, qui arrive en saturation haute ou basse. La tension de sortie d'un tel amplificateur se présente alors comme l'indique la figure 19 : malgré une amplitude crête/crête limitée, les parties non horizontales de la courbe ont une vitesse de variation importante.

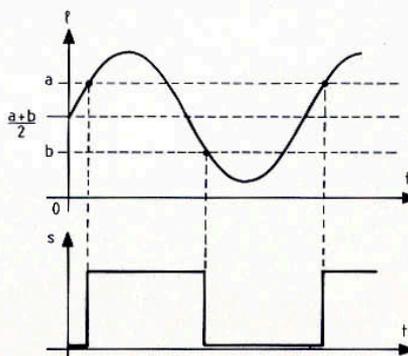


Fig. 18. - Quand on utilise un trigger de Schmitt pour transformer une tension sinusoïdale en signaux carrés, il faut appliquer, à l'entrée  $e$ , une tension qui soit la somme du signal sinusoïdal et d'une composante continue égale à la moyenne arithmétique des seuils. Le signal rectangulaire ainsi obtenu est symétrique, mais pas en phase avec le signal sinusoïdal.

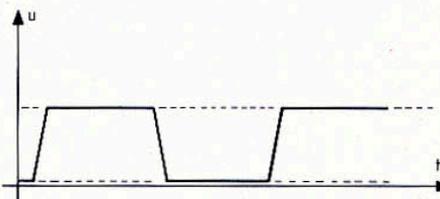


Fig. 19. - Il est recommandé d'employer un amplificateur saturé, dont la tension de sortie, quasi rectangulaire (mais à flancs peu raides) est meilleure que la sinusoïde pour attaquer le trigger de Schmitt.

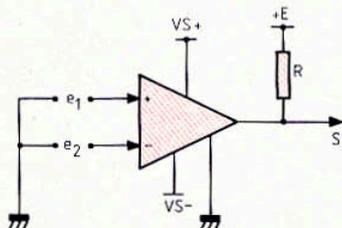


Fig. 20. - Le « comparateur » semble, à première vue, très analogue à un amplificateur opérationnel, mais il en diffère par la présence d'une connexion « masse ». En plus, il se peut que sa sortie, du type « collecteur ouvert », nécessite l'adjonction d'un résistor vers le +E.

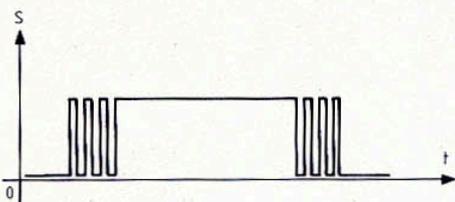


Fig. 21. - Comme un comparateur peut éventuellement osciller quand les deux tensions d'entrée sont très proches, il arrive que le signal rectangulaire qu'il fournit soit affecté d'oscillations parasites au début et à la fin.

## LE COMPAREUR

La meilleure solution, pour obtenir un signal rectangulaire bien en phase avec la sinusoïde, comme celui de la figure 15, est d'utiliser un « comparateur ».

Ce circuit est assez peu connu des amateurs, qui s'en méfient. Qu'est-il exactement ?

Il s'agit d'un instrument qui ressemble un peu à un amplificateur opérationnel (il comporte deux entrées, une non inverseuse, ou « + », et une inverseuse, dite « - », une sortie), mais qui en diffère sur plusieurs points.

- La vitesse de variation de sa tension de sortie, quand  $e_1 - e_2$  change de signe, est très grande.

- Il comporte une connexion « masse », définissant le niveau minimal de la tension de sortie.

- On l'emploie presque toujours sans réaction de la sortie vers l'entrée « - ».

- Il est fréquemment réalisé en « collecteur ouvert », autrement dit, sa sortie est le collecteur d'un transistor, bloqué ou saturé suivant que  $e_1 - e_2$  est négatif ou positif.

On l'emploie donc comme l'indique la figure 20, avec un résistor entre la sortie et une source de tension positive, +E (généralement inférieure à VS+), qui détermine la valeur maximale de la tension de sortie.

Le gain d'un comparateur est généralement assez inférieur à celui d'un amplificateur opérationnel classique : il faut au moins 2 mV de variation de  $e_1 - e_2$  pour faire passer sa sortie du minimum au maximum, alors que, dans un amplificateur opérationnel classique, il suffit généralement de 0,2 mV ou moins, comme variation de  $e_1 - e_2$ , pour que la tension de sortie passe de la saturation basse à la saturation haute.

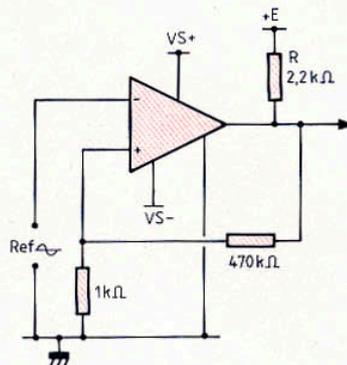


Fig. 22. - Pour empêcher la production d'oscillations parasites, il suffit de prévoir une très légère réaction positive sur l'entrée « + » (ici, on reporte sur cette entrée 1/470 de la tension de sortie). On réalise ainsi un trigger de Schmitt à seuils extrêmement proches.

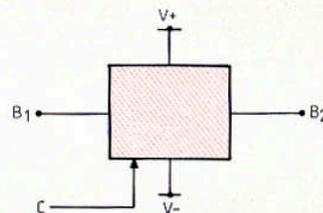


Fig. 23. - Une « porte analogique » a deux bornes B<sub>1</sub> et B<sub>2</sub> et une « commande logique », C. Elle est alimentée par deux fils, V+ et V-.

Donc, nous avons là un excellent instrument pour faire la transformation indiquée par la figure 15. La tension alternative sinusoïdale, sans composante continue, est appliquée à l'entrée « + » du comparateur. On met l'entrée « - » au potentiel zéro (masse)... et le tour est joué !

## LA « NERVOISITE » DES COMPAREURS

Malheureusement, il arrive que, en procédant ainsi, on obtienne quelquefois des résultats décevants. Pourquoi ? Tout simplement parce que, quand la valeur de  $e_1 - e_2$  est très proche de zéro et franchit trop lentement zéro, il arrive

que le comparateur entre en oscillations haute fréquence, et ces oscillations durent tant que  $e_1 - e_2$  est compris entre deux valeurs données (par exemple - 10 mV et + 10 mV). Alors, la tension de sortie, au lieu de se composer de beaux signaux rectangulaires, peut se présenter comme l'indique la figure 21. C'est ce type d'accident qui a probablement dégoûté les amateurs de l'utilisation des comparateurs, pourtant si intéressants.

Comment « guérir » un comparateur de sa « nervosité » ? Il suffit de lui appliquer une très légère réaction positive, lui donnant un minuscule hystérésis, ainsi que le montre la figure 22. En admettant une variation de 5 V cr/cr de la tension de sortie, on applique,

sur l'entrée « + », une variation proche de 10 mV, par le diviseur 470 k $\Omega$ /1 k $\Omega$ . Cet hystérésis est suffisant pour empêcher toute oscillation, et assez minime pour n'introduire pratiquement pas d'erreur de position sur les signaux carrés en sortie.

## IL RESTE A COMMUTER DES SIGNAUX ANALOGIQUES

Maintenant que la référence se présente sous forme de signaux rectangulaires, il va falloir transmettre le signal modulé pendant les alternances positives de la référence, et ne pas le transmettre pendant les alternances négatives.

Transmettre ou pas un signal numérique est facile : une « porte », par exemple du type « ET », est faite pour cela. On pense souvent que c'est plus difficile pour les signaux analogiques, mais il n'en est rien, grâce à ce composant si intéressant qu'est la « porte analogique ».

Une telle porte se présente comme l'indique la figure 23. Elle est alimentée par deux tensions, V+ et V- (et quelquefois une troisième). On la commande par un signal logique (tout ou rien) C. Quand C est au niveau haut, les « bornes » B1 et B2 se comportent comme si elles étaient reliées entre elles par un résistor r d'assez faible résistance (50 à 150  $\Omega$ ). A l'opposé, quand la commande C est au niveau logique bas, les bornes B1 et B2 sont pratiquement déconnectées l'une de l'autre. Autrement dit, cette porte analogique se comporte comme le montage de la figure 24 : la commande C agit sur la bobine d'un relais, dont le contact travail est en série avec le résistor r (de 50 à 150  $\Omega$ ) dont nous avons parlé plus haut. Le résistor R0, de très grande valeur (plusieurs mégohms ou dizaines de mégohms), est là pour symboliser

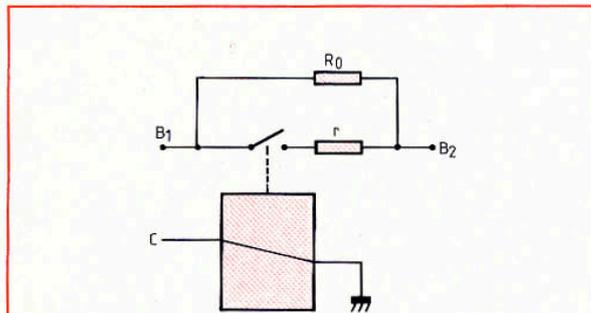


Fig. 24. — La porte analogique se comporte comme un relais, actionné par la commande logique, fermant, quand cette commande est au niveau haut, un contact, en série avec un résistor de très faible valeur, r. Le résistor R0 symbolise la fuite de la porte à l'état non-passant, mais cette fuite est si faible que l'on ne représente que rarement R0, la considérant comme infinie.

petit par rapport à R0, ce qui ne pose généralement pas de problème, R0 étant souvent plus de cent mille fois r.

Par exemple, avec  $r < 100 \Omega$  et  $R_0 > 1 M\Omega$ , en prenant une valeur de R égale à 10 k $\Omega$ , on a une transmission de :

> 0,99 quand la commande C est haute ;

< 0,01 quand cette commande est basse.

Si la résistance de r, en plus de sa valeur faible, est presque constante, ces transmissions de 0,01 (presque nulle) et de 0,99 (presque égale à l'unité) seront constantes, ce qui signifie que le montage n'introduira aucune distorsion sur le signal transmis.

une éventuelle « fuite » de la porte à l'état bloqué.

En fait, la résistance de R0 est si grande que, le plus souvent, on ne représente même pas ce résistor sur les schémas équivalents.

Si l'on emploie, pour les portes analogiques, le nom de « bornes » pour désigner les points B1 et B2, c'est parce que, contrairement au cas des portes logiques, il n'y a ni « entrée » ni « sortie ». Une porte analogique s'utilise comme l'indique la figure 25 : le signal est appliqué à l'une des deux bornes, l'autre est reliée à la masse par un résistor R.

Les utilisateurs ont souvent de la peine à comprendre le rôle de R. Elle doit être là pour que la sortie ne soit pas « en l'air » lorsque la commande C est au niveau bas. On constitue, en quelque sorte, un diviseur de tension, dont un des éléments est R, l'autre étant la porte analogique, prise entre ses deux bornes.

On doit donc donner à R une valeur telle que ce diviseur de transmission :

- presque égal à l'unité si C est au niveau haut ;
- presque égal à zéro si C est au niveau bas.

On doit donc avoir R très grand par rapport à r, très

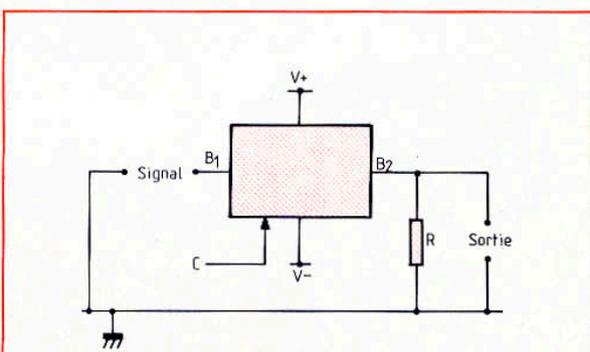


Fig. 25. — Pour transmettre ou bloquer un signal au moyen d'une porte analogique, il est bon de prévoir, en sortie, un résistor R, dont la résistance est faible par rapport à R0 et grande par rapport à r.

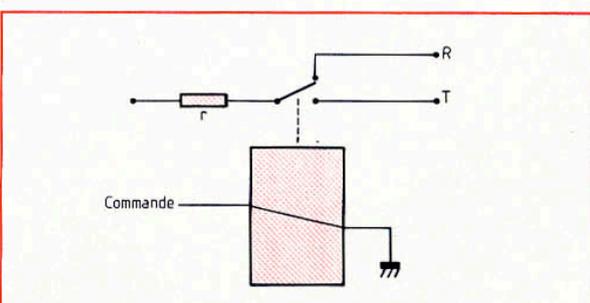


Fig. 26. — Il existe des portes analogiques à deux directions, correspondant à un relais qui commande un contact inverseur, avec une position de repos, R, et une position de travail, T.

## QUELQUES PRECISIONS SUR LES PORTES ANALOGIQUES

Nous prendrons deux circuits comme exemples : le HEF 4066 (on propose souvent le HEF 4016, à refuser systématiquement, car bien inférieur au HEF 4066), qui est constitué de quatre portes indépendantes, et le HEF 4053, qui comporte l'équivalent de trois « groupes de contact R-T (repos-travail) », c'est-à-dire trois fois l'équivalent de ce qu'indique la figure 26.

Dans ces deux circuits, il faut tenir compte du fait suivant : quand on rend la porte conductrice (cas du « contact fermé » de la figure 24), on veut obtenir, dans le montage de la figure 25, une tension de sortie aussi voisine que possible de la tension d'entrée.

Il faut donc que la « résistance parasite »,  $r$ , de la figure 24, soit petite (et de préférence pas trop variable). Or, quand on applique au montage de la figure 25 un signal d'entrée, le potentiel de l'ensemble  $B_1$ - $B_2$  varie par rapport à celui de la masse. Si l'on veut que la résistance  $r$  (appelée « Ron ») soit faible et peu variable, il faut que le potentiel de  $B_1$  et celui de  $B_2$  (c'est presque le même) reste compris entre le  $V+$  et  $V-$  de la figure 23.

En général, on désigne le  $V+$ , dans les circuits CMOS, par  $V_{dd}$  (tension qui alimente les drains) et le  $V-$  par  $V_{ss}$  (tension qui alimente les sources). Donc, si l'on veut une bonne transmission, il faut que le signal d'entrée porte la borne  $B$  à un potentiel qui reste, lors de ses variations, entre  $V_{dd}$  et  $V_{ss}$ . Si, par conséquent, le signal d'entrée est une tension alternative  $u$ , il faut que :

- $V_{dd}$  soit supérieure à la valeur de crête positive de  $u$  ;
  - $V_{ss}$  soit inférieure à la valeur de crête négative de  $u$ .
- Pour une tension  $u$  sinusoïdale, de 4 V rms par exemple, il faut donc avoir :

$$V_{dd} > 4\sqrt{2} = 5,66 \text{ V}$$

$$\text{et } V_{ss} < -6,566 \text{ V.}$$

On sera donc amené à alimenter le circuit par deux tensions symétriques par rapport à la masse, par exemple +6 et -6 V. Il ne faut pas oublier, alors, que la tension de la commande  $C$  doit être mesurée par rapport à  $V_{ss}$  ; autrement dit, il faudra porter la commande  $C$  à plus de +2 V (par rapport à la masse) pour rendre la porte passante, et à moins de -2 V (par rapport à la masse) pour bloquer la porte.

Rappelons à ce propos que, pour les circuits logiques CMOS, on considère que le « niveau haut » à l'entrée doit être supérieur aux 2/3 de la tension d'alimentation ( $V_{dd}$ - $V_{ss}$ ), et que le niveau bas doit être inférieur à 1/3 de cette même tension, ces deux niveaux étant mesurés par rapport au  $V_{ss}$ .

Dans le cas du HEF 4053, on bénéficie d'un perfectionnement intéressant. Il y a, en plus du  $V_{ss}$ , une connexion d'ali-

mentation supplémentaire, le  $V_{ee}$ . On peut alors mettre le  $V_{ss}$  à la masse, les niveaux de commande des portes seront  $V_{dd}/3$  et  $2 \times V_{dd}/3$ , mais, en portant  $V_{ee}$  à un potentiel négatif par rapport à la masse, on pourra admettre des tensions d'entrées allant de  $V_{dd}$  à  $V_{ee}$ . Par exemple, on choisit  $V_{dd} = +6 \text{ V}$ ,  $V_{ss} = 0$ ,  $V_{ee} = -6 \text{ V}$ . Les niveaux de commande seront +2 (maximum du niveau bas) et +4 V (minimum du niveau haut), mais la tension d'entrée pourra aller de -6 V à +6 V par rapport à la masse.

## PETITE « DIGRESSION » SUR LES PORTES ANALOGIQUES

L'auteur est toujours très surpris quand il voit à quel point ces merveilleuses portes sont si mal connues des amateurs et si peu utilisées par eux. Elles représentent la solution

idéale pour commuter, par exemple, différentes sources sur l'entrée d'un amplificateur audiofréquence.

On peut évidemment faire cette commutation par un contacteur, ayant autant de gallettes qu'il est nécessaire.

Mais un tel contacteur présente l'inconvénient de centraliser en un point toutes les commutations, exigeant donc de faire revenir des fils et câbles vers l'endroit où il se trouve, avec les risques de captation de signaux parasites, d'atténuation des fréquences élevées par les capacités parasites et d'accrochages HF que cela entraîne.

Et tout cela sans parler des défauts inhérents aux contacteurs, comme les crachements et autres conséquences des mauvais contacts, qui font « exploser » les haut-parleurs chaque fois que l'on commute de « magnétophone » à « tuner » ou à « lecteur de compacts ».

Alors que, en utilisant les portes analogiques comme le montre la figure 27, on élimine

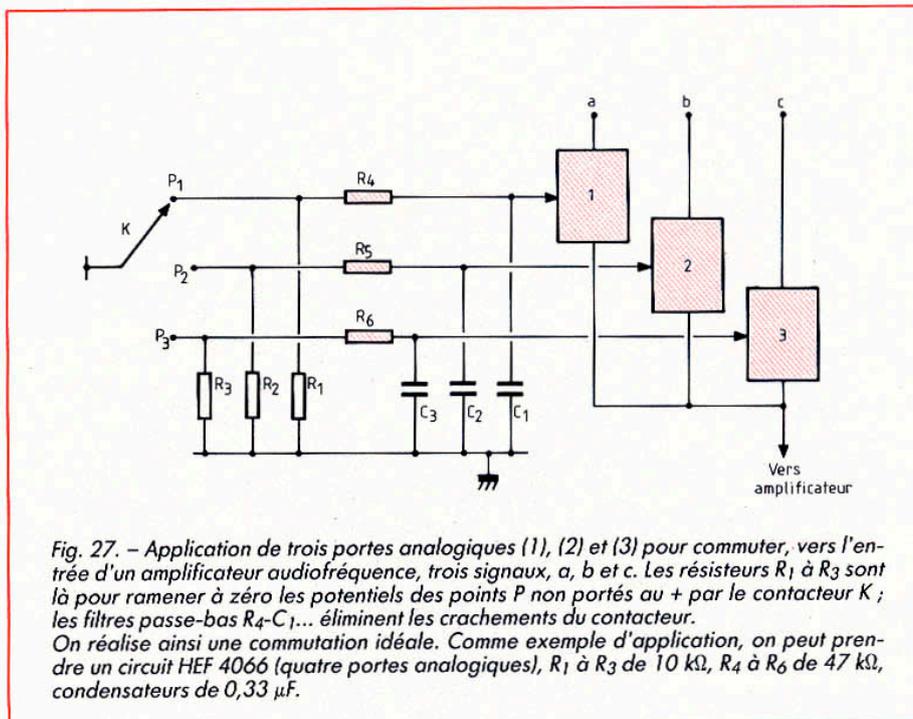


Fig. 27. - Application de trois portes analogiques (1), (2) et (3) pour commuter, vers l'entrée d'un amplificateur audiofréquence, trois signaux, a, b et c. Les résistances  $R_1$  à  $R_3$  sont là pour ramener à zéro les potentiels des points  $P$  non portés au + par le contacteur  $K$  ; les filtres passe-bas  $R_4$ - $C_1$ ... éliminent les crachements du contacteur. On réalise ainsi une commutation idéale. Comme exemple d'application, on peut prendre un circuit HEF 4066 (quatre portes analogiques),  $R_1$  à  $R_3$  de 10 k $\Omega$ ,  $R_4$  à  $R_6$  de 47 k $\Omega$ , condensateurs de 0,33  $\mu$ F.

tous les défauts évoqués ci-dessus. Le commutateur K envoie le + (niveau logique haut) vers une des directions P<sub>1</sub>, P<sub>2</sub> ou P<sub>3</sub>. Les résistances R<sub>1</sub> à R<sub>3</sub> sont là pour que les voies qui ne sont pas connectées au + par K soient au potentiel de la masse (niveau logique 0).

Les circuits R<sub>4</sub>-C<sub>1</sub>, R<sub>5</sub>-C<sub>2</sub> et R<sub>6</sub>-C<sub>3</sub> sont là pour supprimer les crachements dus aux mauvais contacts de K : constituant des filtres passe-bas (-3 dB à 10 Hz par exemple), ils ne transmettent aux commandes des portes (1), (2) et (3) que la composante continue, mais pas les signaux parasites dus aux crachements lors de la commutation.

Les trois « sources » de signal à commuter sont ici a, b et c. Les portes analogiques sont logées dans le montage juste à proximité des sources à commuter, d'où la suppression des longs fils rejoignant les galettes du commutateur.

C'est tout de même bien plus simple que, comme certains constructeurs le font, de munir le commutateur d'un « sabre » (tige plate sur laquelle sont enfilées les galettes) très long,

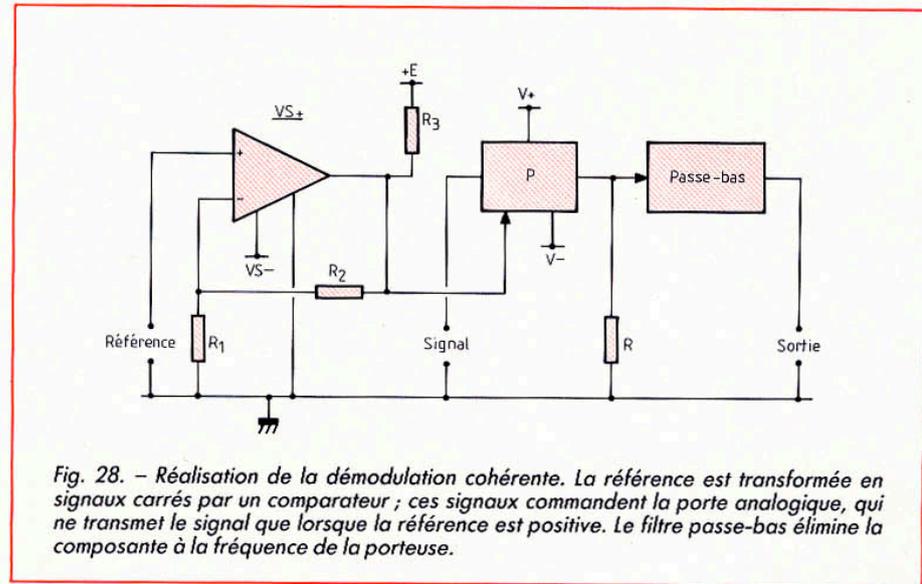


Fig. 28. - Réalisation de la démodulation cohérente. La référence est transformée en signaux carrés par un comparateur ; ces signaux commandent la porte analogique, qui ne transmet le signal que lorsque la référence est positive. Le filtre passe-bas élimine la composante à la fréquence de la porteuse.

permettant de placer les différentes galettes près des sources à commuter.

Avec le montage de la figure 27, plus d'accrochages HF, plus de ronflements indésirables, plus de « clac » à chaque commutation... Un rêve.

## REVENONS A NOTRE DEMODULATION COHERENTE

Nous voulons extraire d'un signal modulé la modulation

qu'il comporte, et nous disposons d'une référence, que nous supposons donnée sous forme d'une tension alternative sinusoïdale.

Le montage de base permettant d'y arriver sera celui dont la figure 28 indique le schéma-bloc. Nous y trouvons

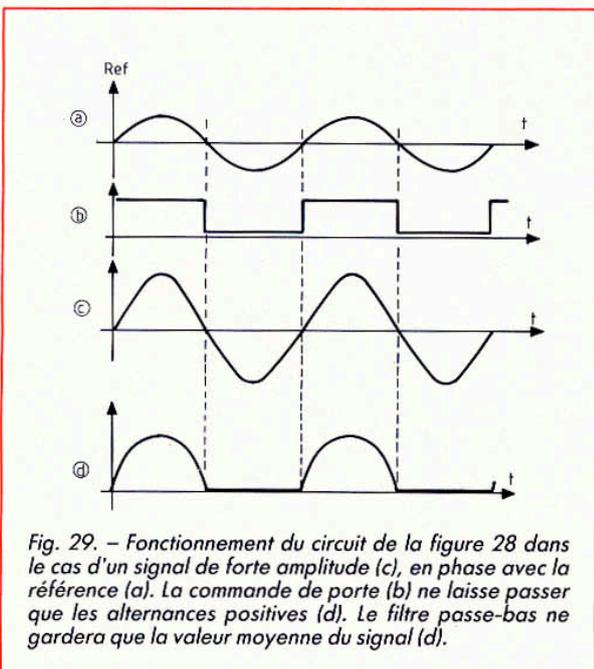


Fig. 29. - Fonctionnement du circuit de la figure 28 dans le cas d'un signal de forte amplitude (c), en phase avec la référence (a). La commande de porte (b) ne laisse passer que les alternances positives (d). Le filtre passe-bas ne gardera que la valeur moyenne du signal (d).

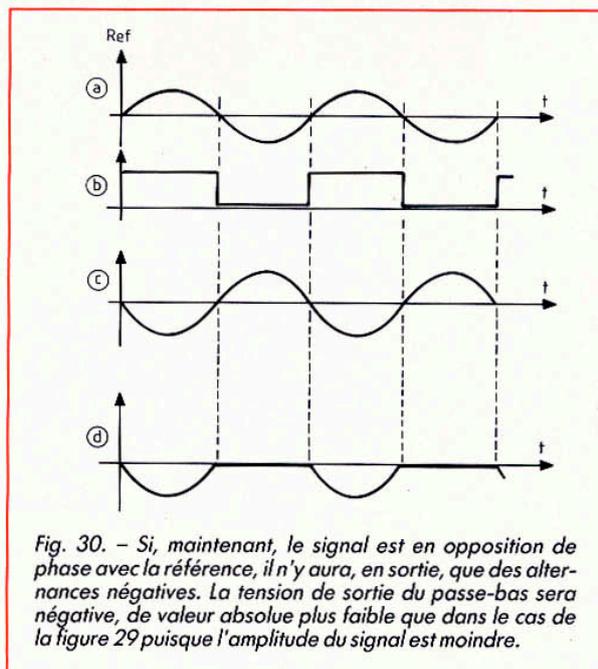


Fig. 30. - Si, maintenant, le signal est en opposition de phase avec la référence, il n'y aura, en sortie, que des alternances négatives. La tension de sortie du passe-bas sera négative, de valeur absolue plus faible que dans le cas de la figure 29 puisque l'amplitude du signal est moindre.