

7 f  
196 PAGES  
1<sup>re</sup> ANNÉE - N° 1563 DU 19 AOÛT 1976

# LE HAUT-PARLEUR

JOURNAL DE VULGARISATION

SON      TÉLÉVISION      RADIO      ÉLECTRONIQUE

- RÉALISATIONS : UNE ALIMENTATION STABILISÉE EN TENSION ET EN COURANT 0 A 30 V/1A ■ UN CAPACIMÈTRE LINÉAIRE ■ UNE COMMANDE TEMPORISÉE D'ESSUIE-GLACE ■
- BANCS D'ESSAI : L'AMPLIFICATEUR OPTONICA SM 3000 ■ LE MAGNÉTOPHONE À CASSETTES SANYO RD 5500 ■



**Teleton**

FRANCE : 1100 F • ITALIE : 1100 LIRE • ESPAGNE : 125 PESETAS • CANADA : 2,25 DOLLARS • ALGÉRIE : 7 DINARS • TUNISIE : 700 ML

# LE HAUT-PARLEUR

# sommaire

## JOURNAL HEBDOMADAIRE

Fondateur : J.-G. POINCIGNON  
 Directeur de la publication : A. LAMER  
 Directeur : H. FIGHIERA  
 Rédacteur en chef : A. JOLY

### LE HAUT-PARLEUR HEBDOMADAIRE

couvre tous les aspects de l'électronique avec ses éditions spécialisées :

- (1) **LE HAUT-PARLEUR.** Edition générale vulgarisation. Son, Télévision. Radio. Electronique. Audiovisuel.
- (2) **H.P. - ELECTRONIQUE PRATIQUE.** Initiation des jeunes amateurs, bricoleurs, débutants.
- (3) **H.P. - SONO - Musique - Light Show.** La sonorisation des orchestres et des salles de spectacle.
- (4) **H.P. - ELECTRONIQUE PROFESSIONNELLE.** Au service des ingénieurs, techniciens, industriels. Information et formation permanente.

Au total :  
 L'ENCYCLOPÉDIE DE L'ÉLECTRONIQUE d'aujourd'hui et de demain.  
 La plus forte diffusion de la presse spécialisée à la portée de tous.

**Direction-Rédaction :**  
 2 à 12, rue Bellevue - 75019 PARIS  
C.C.P. PARIS 424 19

**ABONNEMENT D'UN AN COMPRENANT :**  
 15 numéros HAUT-PARLEUR dont 3 numéros spécialisés :  
 Haut-Parleur Spécial Panorama Hi-Fi  
 Haut-Parleur Spécial Audiovisuel  
 Haut-Parleur Spécial Radiocommande  
 11 numéros HAUT-PARLEUR :  
 « ELECTRONIQUE PRATIQUE »  
 11 numéros HAUT-PARLEUR :  
 « ELECTRONIQUE PROFESSIONNELLE »  
 12 numéros HAUT-PARLEUR  
 « SONO Musique Light-Show »

**FRANCE ..... 140 F**  
**ÉTRANGER ..... 205 F**

**ATTENTION !** Si vous êtes déjà abonné, vous faciliterez notre tâche en joignant à votre règlement soit l'une de vos dernières bandes-adresse, soit le relevé des indications qui y figurent.  
 ♦ Pour tout changement d'adresse joindre 1 F et la dernière bande.

**SOCIÉTÉ DES PUBLICATIONS  
 RADIO-ÉLECTRIQUES ET SCIENTIFIQUES**  
 Société anonyme au capital de 120 000 F  
 2 à 12, rue Bellevue - 75019 PARIS  
 Tél. : 202.58.30

### BF - Technique générale - HI-FI

- L'amplificateur **OPTONICA SM 3000** ..... 42
- Analyse et synthèse des signaux B.F. .... 125
- Le magnétophone à cassette **SANYO RD 5500**. .... 131

### Radio - TV - Technique générale

- Qu'est-ce qu'un téléviseur ? ..... 48
- Etude d'une chaîne vidéo évolutive ..... 139

### Electronique - Technique générale

- Les capteurs de déplacement et de commande et leurs transformations ..... 83
- Les décodeurs et leurs applications ..... 114

### Réalisations

- Alimentation stabilisée en tension et en courant 0 à 30 V/1 A ..... 55
- Un capacimètre linéaire ..... 64
- Commande temporisée d'essuie-glace ..... 70
- Construisez cet amplificateur (2<sup>e</sup> partie) ..... 74
- Une serrure électronique à combinaison de résistances ..... 136
- Comprenez le fonctionnement des circuits intégrés logiques en réalisant une mini centrale de sécurité pour automobile ..... 148

### Photo - Ciné

- La caméra électronique **MOVEZOOM 10 MOS AGFA** ..... 79

### Journal des O.M.

- Un générateur de tonalité de début et de fin de transmission ..... 160

### Divers

- Informations - Nouveautés ..... 40
- Argus ..... 88
- Les nouveautés de **CHICAGO**. .... 111
- Table des matières Année 1975-1976. .... 120
- Sélection de chaînes HI-FI. .... 155
- Notre courrier technique ..... 157
- Petites annonces ..... 163

**PUBLICITÉ**  
 Pour la publicité et les petites annonces s'adresser à la  
**SOCIÉTÉ AUXILIAIRE DE PUBLICITÉ**  
 43, rue de Dunkerque, 75010 Paris  
 Tél. : 285-04 46 (lignes groupées)  
 C.C.P. Paris 3793 60

Copyright - 1976  
 Société des Publications radioélectriques et scientifiques  
 Dépôt légal 3<sup>e</sup> trimestre 76  
 N° éditeur : 304  
 Distribué par « Transport Presse »

1975  
 Commission Paritaire N° 56 701

**CE NUMÉRO A ÉTÉ TIRÉ A**  
**132 000**  
**EXEMPLAIRES**

## LE VELOCAMPING RADIO RODÉO



Ce récepteur radiocompact combiné avec un système d'éclairage et d'avertisseur sonore est prévu pour toutes les utilisations de plein air. Il a été réalisé par la Société française Bazin Electronic.

Ce récepteur radio reçoit la gamme Grandes Ondes et comporte 4 stations pré-réglées FR 1 - Europe 1 - RTL et RMC. L'alimentation se fait par piles de 1,5 V.

Pour le vélo l'appareil est livré avec un système de fixation à verrouillage pour tous types de guidons. Son système d'éclairage incorporé peut servir d'appoint lorsqu'on l'utilise pour le camping.

Dimensions : 135 x 100 x 85 mm.

## LE CASSETTE EDITING ET REPAIR KIT 3M

La 3M vient de mettre sur le marché un petit nécessaire pour effectuer la remise en état et le montage des bandes en cassettes.

L'ensemble se présente sous la forme d'un gros crayon avec une extrémité hexa-

gonale aux dimensions de l'axe des bobines des cassettes.

Sur un côté et sur toute la longueur du boîtier une encoche permet de glisser la bande magnétique et de la couper soit perpendiculairement soit à 90° suivant le montage à effectuer.

A l'intérieur du boîtier se trouvent des autocollants pour le collage de la bande et des bâtonnets en polyester souple dont une extrémité comporte un adhésif. Ce qui permet lorsque la bande magnétique est coupée d'en récupérer l'extrémité sans avoir besoin de démonter le boîtier de la cassette.

## R.C.F. RADIO CINÉ FURNITURE S.p.a.

Cette firme italienne, bien connue de tous les professionnels du Son et spécialisée dans la Haute Fidélité, les chaînes de sonorisation, haut-parleurs professionnels, etc. est maintenant représentée sur l'ensemble du territoire français.

Elle vient en effet de confier son Agence générale pour la zone Nord de la France à la Société Touraine Electronique qui assurera désormais l'importation et la vente de ses productions dans cette zone alors que la Société Signalson à Marseille continue comme précédemment à assurer la couverture de la zone Sud.

Touraine Electronique, dont le siège et les ateliers sont situés à Loches (Indre-et-Loire), possède une excellente réputation dans le domaine de l'électronique hautement professionnelle. Elle renforce ainsi son réseau commercial par la création d'un département R.C.F. France, dont les bureaux sont situés à Boulogne-sur-Seine.

## CONCOURS POUR L'EMPLOI DE CHIFFREUR

Concours pour l'emploi de chiffréur spécialiste des transmissions cryptologiques.

Concours externe : 8 emplois.

### Conditions d'admission

- 1) Posséder la nationalité française (éventuellement, le conjoint également).
- 2) Etre âgé de 18 ans au moins et de 45 ans au plus au 1<sup>er</sup> janvier 1976. Cette limite d'âge peut être reculée du temps passé sous les drapeaux et d'un an par enfant à charge.

- 3) Etre titulaire du baccalauréat, du baccalauréat de technicien, du brevet de technicien ou d'un diplôme reconnu équivalent.
- 4) Etre physiquement apte à l'emploi.

Concours interne : 4 emplois.

### Conditions d'admission

- 1) Posséder la nationalité française (éventuellement, le conjoint également).

- 2) Etre âgé de 22 ans au moins et de 45 ans au plus au 1<sup>er</sup> janvier 1976 et justifier au 31 décembre 1976 de cinq années de services publics. Cette limite d'âge peut être reculée du temps passé sous les drapeaux et d'un an par enfant à charge.

- 3) Etre physiquement apte à l'emploi.

### Epreuves du concours

— 5 épreuves écrites obligatoires : composition française, mathématiques, physique et électricité, croquis à main levée, langue étrangère.

— 3 épreuves orales ou pratiques obligatoires : conversation avec le jury, appareils de mesure utilisés en physique et en électricité, épreuve de travaux pratiques.

Dates du concours : du 19 au 21 octobre 1976.

## Notre couverture



**TELETON : BLACK LABEL.** La ligne noire de TELETON comprend une chaîne compacte, des amplis et amplis-tuners, une platine tourne-disques, des platines-cassettes et des enceintes acoustiques.

Les appareils TELETON bénéficient d'une technologie très avancée, entièrement axée sur la qualité de la restitution du son.

Ce qui ne les empêche pas de figurer, pour leur design, parmi les plus belles réalisations actuelles.

**Ampli-tuner TFS 80 :** 2 x 33 W à 1 000 Hz/8 Ω, distorsion 0,2 %, PO/GO/FM/OC, sensibilité en FM : 1,3 μV, 7 stations FM pré-réglables à touches digitales.

**TFS 65 :** 2 x 23 W à 1 000 Hz/8 Ω, distorsion 0,3 %, PO/GO/FM/OC, sensibilité en FM : 1,5 μV, 7 stations FM pré-réglables à touches digitales.

**Platine-Cassettes Dolby C D 200 :** Touche CrO<sub>2</sub>, tête ferrite, enregistrement manuel ou automatique, arrêt fin de bande automatique, écoute sur bande en avance rapide, sensibilité d'entrée et niveau de sortie ajustables.

**Chaîne compacte C S 401 :**

• 2 x 23 W à 1 000 Hz/8 Ω, distorsion 0,3 %, PO/GO/FM/OC, sensibilité en FM : 1,9.

• Platine semi-automatique, entraînement par courroie, anti-skating, cellule magnétique.

**Enceintes acoustiques N D 50 :** 3 voies, 50 W, impédance 8 Ω.

# INFORMATIONS... NOUVEAUTES...

Clôture des inscriptions : 11 septembre 1976 à 17 heures.

Renseignements et inscriptions : Les demandes écrites de renseignement, de programme et d'admission à concourir, doivent être adressées au Ministère des Affaires étrangères, service du Chiffre et des Transmissions, 37, quai d'Orsay, 75700 Paris.

## VERS UN LABEL HAUTE-FIDÉLITÉ

Au cours de la réunion d'information qui a eu lieu à Paris, le 28 juin dernier, M. Jacques Barthe, président du SIERE à évoqué dans son discours la proposition faite par ce syndicat sur l'homologation par l'A.F.N.O.R. d'une **norme définissant sans ambiguïté les critères de la haute-fidélité**. Une proposition établie par le S.I.E.R.E. a déjà été déposée à l'U.T.E. (Union Technique de l'Electricité) selon la procédure en vigueur.

La création d'une marque « **N.F. Electroacoustique** » à l'initiative du S.I.E.R.E. concernant les enceintes acoustiques est en cours d'élaboration à l'U.T.E. ; le projet définitif en sera incessamment soumis à l'enquête publique et la marque devrait pouvoir être homologuée par l'A.F.N.O.R. dès l'automne prochain.

Enfin l'institution d'un **étiquetage d'information** ; une première étiquette relative aux enceintes est en cours d'élaboration et le projet en sera soumis à l'agrément de l'A.F.E.I. (Association Française d'Etiquetage d'Information) dans le courant de ce trimestre.

## CALENDRIER DES PROCHAINES MANIFESTATIONS ORGANISÉES PAR LA S.D.S.A.

1976

**Festival « Haute-Fidélité »** du 28 au 31 octobre 1976. Exposition, concerts, conférences. Palais de la Musique et des Congrès. Strasbourg.

1977

**Salon international « Audiovisuel et Communication »** du 24 au 30 janvier 1977. (Matériels et systèmes - Editions de programmes audiovisuels - Services). Journées d'Etudes : « Illustration de l'audiovisuel ». Palais des Congrès - C.I.P. - Porte Maillot, Paris.

**Festival international du son** du 7 au 13 mars 1977. (Haute fidélité - Stéréophonie - Facture instrumentale). Journées d'Etudes. Palais des Congrès, C.I.P., Porte Maillot, Paris.

**Salon international des Composants électroniques**, du 31 mars au 6 avril 1977 (fermé le dimanche 3). (Composants électroniques - appareils de mesure - matériaux et produits - Equipements et méthodes). Parc des Expositions. Porte de Versailles, Paris. Colloque international « Electronique + 5 ». du 28 mars au 1<sup>er</sup> avril 1977.

## PHILIPS



### Auto-radio RN 333

L'autoradio-cassettes connaît actuellement le plus fort développement dans l'équipement musical d'une voiture. Cette motivation d'achat d'un combiné réside essentiellement dans le sentiment d'indépendance vis-à-vis des programmes de radio.

Philips le leader suit l'évolution du marché en présentant le RN 333, combiné AM préréglé avec lecteur de cassettes mono.

C'est un appareil encastrable à deux gammes d'ondes P.O. et G.O. Quatre stations préréglées : France Inter, Europe 1, RTL, Radio Monte-Carlo. Puissance de sortie : 5,5 watts. Commande de tonalité à deux positions. Lecteur de cassettes avec « avance rapide ». Commutation automatique lecteur radio en fin de bande.

La version du RN 333 avec haut-parleur est commercialisée sous la référence RN 334.

## TELEFUNKEN

### Tuner-ampli 4 canaux TRX 2000 HiFi

Cette grande firme allemande s'attaque au marché haut de gamme début septembre. Le TRX 2000 HiFi dispose d'une puissance de 4 x 50 W RMS. L'affichage numérique lumineux indique la fréquence HF, le canal ainsi que l'heure. Cinq vu-



mètres avec indication LED. Sept touches de présélection « sensors » en FM. Six potentiomètres commandent le volume, les graves, les aigus, la balance droite-gauche, la balance avant-arrière et la présence. Un potentiomètre règle la luminosité des 7 segments LED, touche pour l'affichage de l'heure pendant la réception radio. A l'arrêt l'horloge reste toujours en fonction. Prises en façade pour deux casques stéréo ou un casque quadro, un microphone dynamique.

### Principales caractéristiques techniques :

#### Section tuner

Cinq gammes d'ondes : FM stéréo, PO, GO, OC<sub>1</sub>, OC<sub>2</sub>

Sensibilité FM : 1,2  $\mu$ V

Distorsion à 1.kHz, 40 kHz mono/stéréo : < 0,15 %

Rapport signal/bruit pondéré : 74 dB

#### Section amplificateur

Puissance nominale : 4 x 50 W ou 2 x 60 W

Distorsion : < 0,1 %

Bande passante en BF : 20 Hz à 20 kHz < 1 dB

Facteur d'atténuation : 1 : 24

Impédance de sortie : 4  $\Omega$  - 8  $\Omega$

## LE CASQUE STÉRÉO MATNAGA SC4

Casque électro-dynamique.

Oreillettes recouvertes façon velours noir.

Cordon spiralé à 3 conducteurs.

Impédance : 8  $\Omega$ .

Type Open Air à stabilisation de pression.

## LE POCKET CASSETTE CONCORD

Magnétophone à cassette de poche à micro à condensateur incorporé.

Alimentation : 6 V.

Equipement : 9 transistors, 4 diodes.

Vitesse : 4,75 cm/s.

Réponse en fréquence : 300 à 6 000 Hz.

Pleurage et scintillement : 0,35 %.

Rapport signal/bruit : > 35 dB.

Puissance de sortie : 300 mW.

Dimensions : 41 x 100 x 145 mm.

# L'amplificateur



## OPTONICA SM 3000

L'OPTONICA de la façade se détache d'un carré noir portant, en tout petit caractère la marque Sharp. Sharp est une marque attachée aux tous premiers récepteurs à transistors et pour se démarquer de cette image, la firme a créé une gamme Optonica qui comprend tous les appareils Hi-Fi d'un niveau de qualité élevé. Les téléviseurs et les calculatrices gardant la marque Sharp.

L'amplificateur SM 3000 est un appareil de haut de gamme, le nombre des boutons qui garnissent la façade est là pour en témoigner. Commandes rotatives et à levier voisinent et comme sur tous les amplificateurs et appareils de ce type japonais, la finition est irréprochable. Une façade anodisée de couleur naturelle, inscriptions sérigraphiées, un capot de tôle gris brun flanqué de deux plaques de bois plaqué et verni aux vis de fixation appa-

rentes, la photo de titre donnera une idée générale de l'aspect. Tous les amplis se ressemblent, on trouve une différence au niveau de la taille des boutons, étroit pour les petits boutons, plus profond pour les autres. Par mimétisme, les leviers ont eux aussi reçus les deux méplats.

### CARACTÉRISTIQUES TECHNIQUES

Alimentation : 110/220/240 V  
50/60 Hz.

Consommation : 160 W.

Semi-conducteurs : 1 circuit intégré, 47 transistors, 24 diodes, 1 diode LED.

Dimensions : 442 x 144 x 380 mm.

Poids : 14,5 kg.

Amplificateur :

Puissance de sortie : 2 x 50 W/4  $\Omega$  les deux canaux en charge et à 1 kHz.

2 x 35 W/8  $\Omega$  les deux canaux en charge et à 1 kHz.

Taux de distorsion : 0,02 % à 25 W.

Facteur d'amortissement : supérieur à 25 à 1 kHz sur 4  $\Omega$ .

Bande passante en puissance : 7 Hz à 70 kHz à 0,3 % de distorsion à 25 W.

Réponse en fréquence : 15 Hz à 90 kHz  $\pm 1,5$  dB.

Sensibilité d'entrée/impédance d'entrée : 800 mV/50 k $\Omega$ .

Préamplificateur :

Sensibilité d'entrée : phono : 2, 5, 5 mV/47 k $\Omega$  ; phono 2 : 2, 5 mV/22 k $\Omega$ , 47 k $\Omega$ , 100 k $\Omega$  ; entrée auxiliaire 1 et 2 : 150 mV/47 k $\Omega$ .

Niveau de sortie : enregistrement : 150 mV 47 k $\Omega$  ; 30 mV et 800 k $\Omega$  DIN.

Niveau d'entrée max. phono : 300 mV.

Ecart du correcteur RIAA par rapport à la courbe normalisée :  $\pm 0,3$  dB.

Réponse en fréquence : 15 Hz à 90 kHz.

Contrôle de timbre grave :  $\pm 10$  dB à 100 Hz pour Fc de 600 Hz ;  $\pm 10$  dB à 60 Hz pour Fc de 300 Hz ; aigu  $\pm 10$  dB à 10 kHz pour Fc de 1,5 kHz ;  $\pm 10$  dB à 20 kHz pour Fc de 3 kHz.

Filtre : 30 Hz, 12 dB/octave ; 7 kHz, 6 dB/octave.

### LES FONCTIONS

L'utilisateur dispose de la possibilité de raccordement de deux paires d'enceintes. Ces deux paires peuvent être mises simultanément en service ou encore une par une, le commutateur destiné à satisfaire cette fonction dispose en outre d'une dernière position mettant hors service les enceintes pour l'écoute au casque. Les commandes de timbre ne sont pas séparées pour les deux canaux, elles peuvent être mises hors service

instantanément par le truchement d'un unique levier. Les fréquences charnières sont commutables, cette solution permet de doser plus finement l'action de ce correcteur et en particulier de respecter la zone médium. Le filtre anti-rumble (passe-haut) a une pente élevée, donc une bonne efficacité. Le bouton de volume, le plus gros de la série commande le niveau des deux canaux à la fois, un bouton de balance règle l'équilibre des voies. Un commutateur de mode permet de choisir un type de fonctionnement monophonique-gauche, droit, gauche plus droite, stéréo normale et inverse. Le sélecteur de fonction est classique, on remarquera simplement que l'entrée auxiliaire 2 est en relation avec un jack stéréo installé sur la face avant ce qui est une formule intéressante pour le branchement d'un appareil provisoire ou temporaire. Les amateurs de magnétophone n'ont pas été oubliés ; ils peuvent brancher deux appareils et effectuer de la copie de l'un à l'autre sans perturber le fonctionnement de l'amplificateur qui pourra diffuser tout autre programme.

La face arrière est celle d'un appareil de classe ; beaucoup de prises, la plupart au standard américain à l'exception des prises DIN doublant les RCA des magnétophones. Les deux entrées phono sont complétées par des commutateurs à glissière, l'un pour la sélection de l'impédance d'entrée (phono 2), l'autre pour une atténuation de 6 dB. A l'origine, les prises sont munies de prise de court-circuit. Deux prises de masse séparées sont installées, elles sont du type à serrage élastique et ne nécessitent aucun outil de montage. Les prises de sortie vers les enceintes sont elles aussi à serrage élastique, mais cette fois, c'est un autre modèle, plus pratique d'emploi. Les fusibles servent aussi à assurer la commutation des enroulements du primaire du transformateur d'alimentation ; ils sont dissimulés

derrière une plaque de plexiglas. Préamplificateur et amplificateur sont dissociables, pas de cavalier mais un inverseur non muni de la traditionnelle sécurité.

### ÉTUDE TECHNIQUE

**L'alimentation.** Comme on peut le constater sur le schéma, les interconnexions sont assurées par des connecteurs représentés ici par des rectangles garnis de chiffres. Plusieurs alimentations réglées ou non sont présentes. L'enroulement à point milieu du haut alimente la section puissance. Le redressement se fait par un pont et deux condensateurs de 10 000  $\mu\text{F}$  se chargent du filtrage, on obtient deux tensions symétriques avec point milieu à la masse. Les deux transistors  $Q_{807}$  et  $Q_{808}$  sont montés en générateurs à courant constant ; ils présentent donc une forte résistance dynamique facilitant le filtrage. Les diodes zener sont montées en série avec une inductance ser-

vant de self de blocage pour le bruit HF. Une alimentation est positive, l'autre négative, ces alimentations sont utilisées pour les semi-conducteurs du correcteur de timbre. La tension négative est également employée pour l'étage d'entrée phono.

L'alimentation inférieure délivre une tension de 71 V, cette tension sert pour le préamplificateur RIAA, une telle tension permet d'obtenir une résistance à la saturation très importante puisque bien que la sensibilité d'entrée ne soit que de 2,5 mV, la tension de saturation est de 300 mV. Le redressement est du type simple alternance et le transistor assure un filtrage dynamique, un condensateur de 33  $\mu\text{F}$  est installé sur la base de  $Q_{809}$ , ce montage est aussi efficace qu'un filtrage à partir d'un condensateur de 2 000  $\mu\text{F}$ , condensateur qui, compte tenu de la tension présente à cet endroit aurait été d'un prix de revient relativement élevé. La dernière alimentation est celle du système de protection électromécanique, là, le redressement n'est pas aussi soigné, ce qui est normal.

**Préamplificateur RIAA.** 5 transistors pour un préamplificateur RIAA mono, le record est certainement battu. L'étage d'entrée est différentiel et utilise des transistors bipolaires classiques mais à faible bruit tout de même. Les transistors  $Q_{301}$  et  $Q_{302}$  sont montés en générateurs de courant, une technique très à l'honneur chez ce constructeur, nous en verrons d'autres. L'impédance d'entrée du montage est élevée : 100 k $\Omega$ , pour les prises phono 1, le constructeur a placé des résistances de 100 k $\Omega$  qui donnent une impédance résultant de 47 k $\Omega$  environ. Les entrées 2 sont reliées à un commutateur mettant en service diverses résistances.  $Q_{307}$  et  $Q_{308}$  sont montés en adaptateurs d'impédance, les condensateurs  $C_{307}$  et  $C_{308}$  compensent les pertes HF (préaccentuation). Le dernier étage est alimenté sous une tension élevée : 71 V, il fonctionne en classe A ; les résistances  $R_{319}$  et  $R_{320}$ , résistances de précision assurent la contre-réaction en continu ; la correction RIAA est due aux éléments  $R_{335}$  à  $R_{338}$  et aux condensateurs  $C_{315}$ ,  $C_{316}$ ,  $C_{319}$  et  $C_{320}$ ,

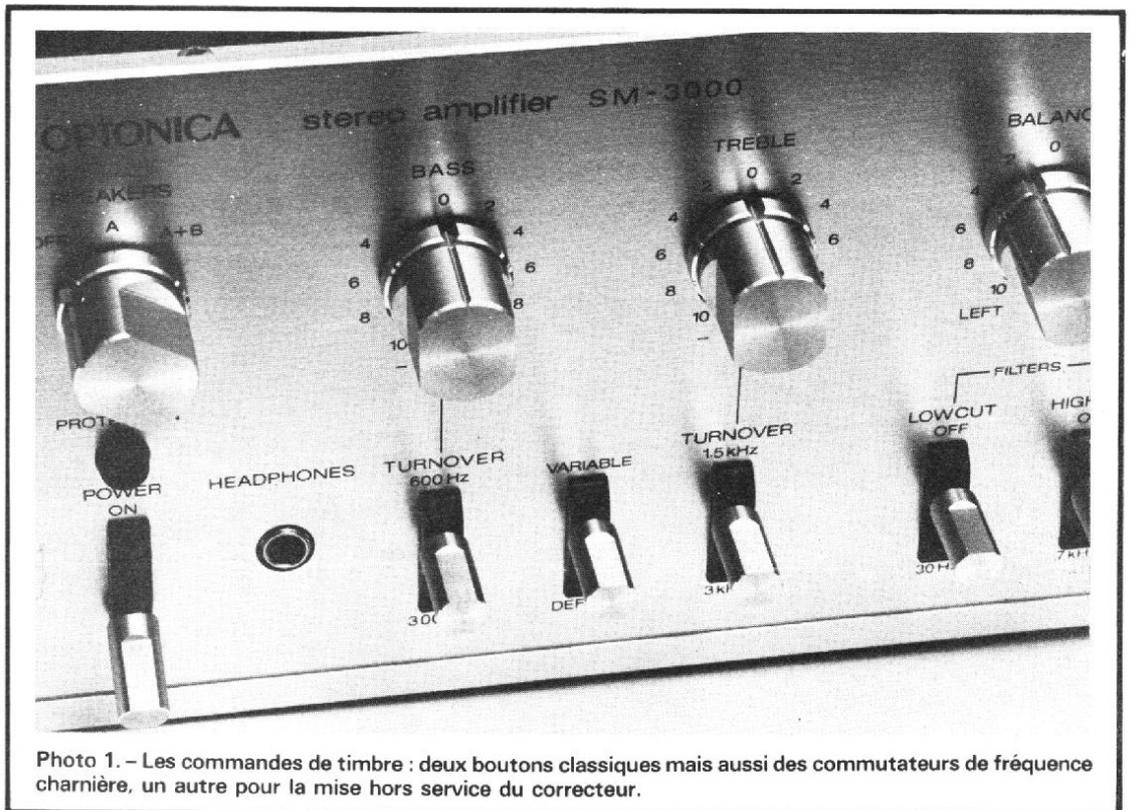
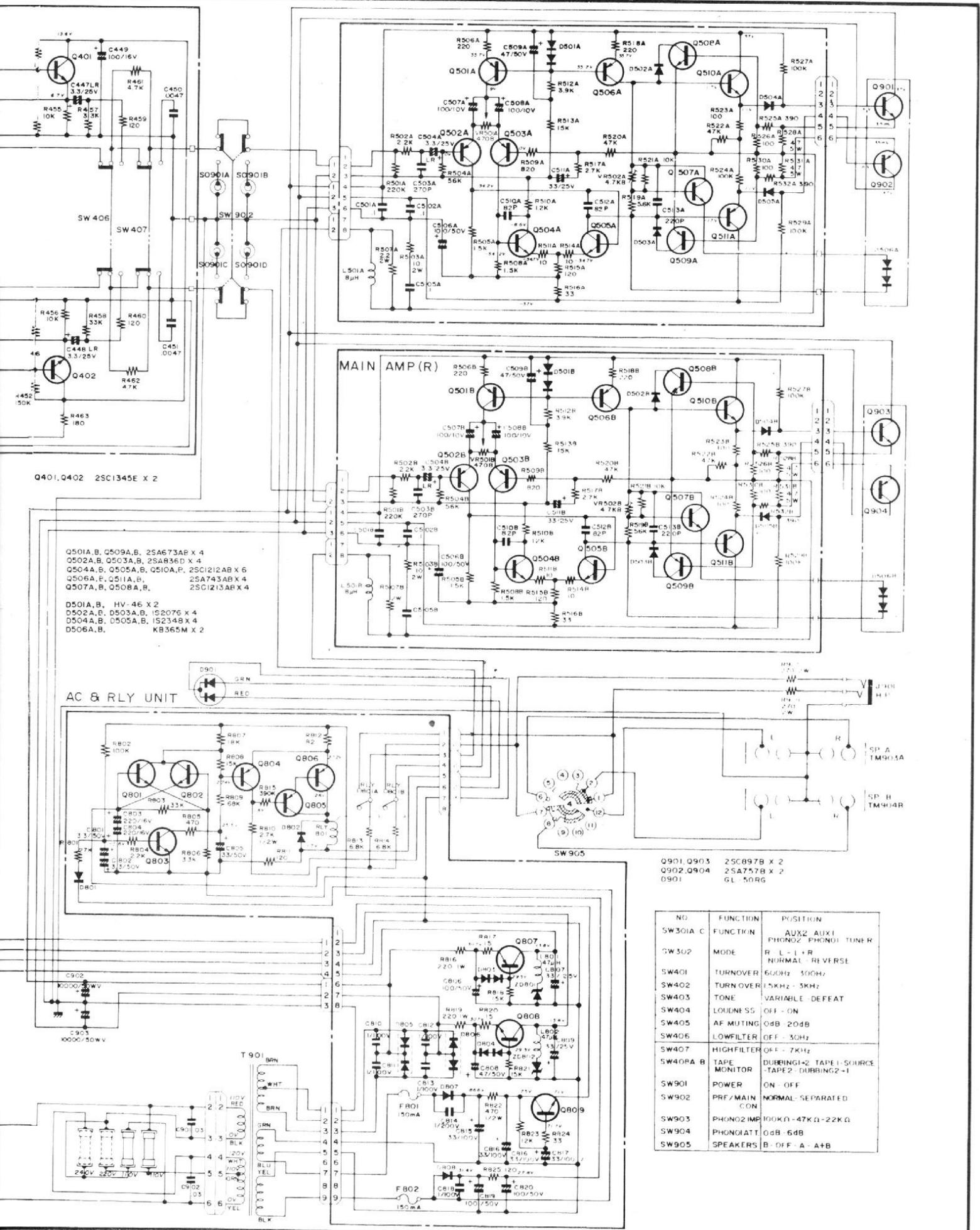


Photo 1. - Les commandes de timbre : deux boutons classiques mais aussi des commutateurs de fréquence charnière, un autre pour la mise hors service du correcteur.





- Q401, Q402 2SC1345E X 2
- Q501A, B, Q509A, B, 2SA673AR X 4  
 Q502A, B, Q503A, B, 2SA836D X 4  
 Q504A, B, Q505A, B, Q510A, P, 2SC1212AB X 6  
 Q506A, F, Q511A, B, 2SA743AB X 4  
 Q507A, B, Q508A, B, 2SC1213AB X 4
- D501A, B, HV-46 X 2  
 D502A, B, D503A, B, IS2076 X 4  
 D504A, B, D505A, B, IS2348 X 4  
 D506A, B, KB365M X 2

- Q901, Q903 2SC897B X 2  
 Q902, Q904 2SA757B X 2  
 D901 GL-50RG

NO.	FUNCTION	POSITION
SW301A, C	FUNCTION	AUX2 AUX1 PHONO2 PHONO1 TUNER
SW302	MODE	R L - I + R NORMAL - REVERSE
SW401	TURNOVER	600Hz - 500Hz
SW402	TURN OVER	1.5KHz - 3KHz
SW403	TO NE	VARIABLE - DEFEAT
SW404	LOUDNESS	OFF - ON
SW405	AF MUTING	0dB - 20dB
SW406	LOWFILTER	OFF - 30Hz
SW407	HIGHFILTER	OFF - 7KHz
SW408A, B	TAPE MONITOR	DUBBING+2 TAPE1-SOURCE -TAPE2-DUBBING2-1
SW901	POWER	ON - OFF
SW902	PRF/MAIN CON	NORMAL-SEPARATED
SW903	PHONO2 IMP	100KΩ - 47KΩ - 22KΩ
SW904	PHONO1 ATT	0dB - 6dB
SW905	SPEAKERS	B - OFF A - A+B

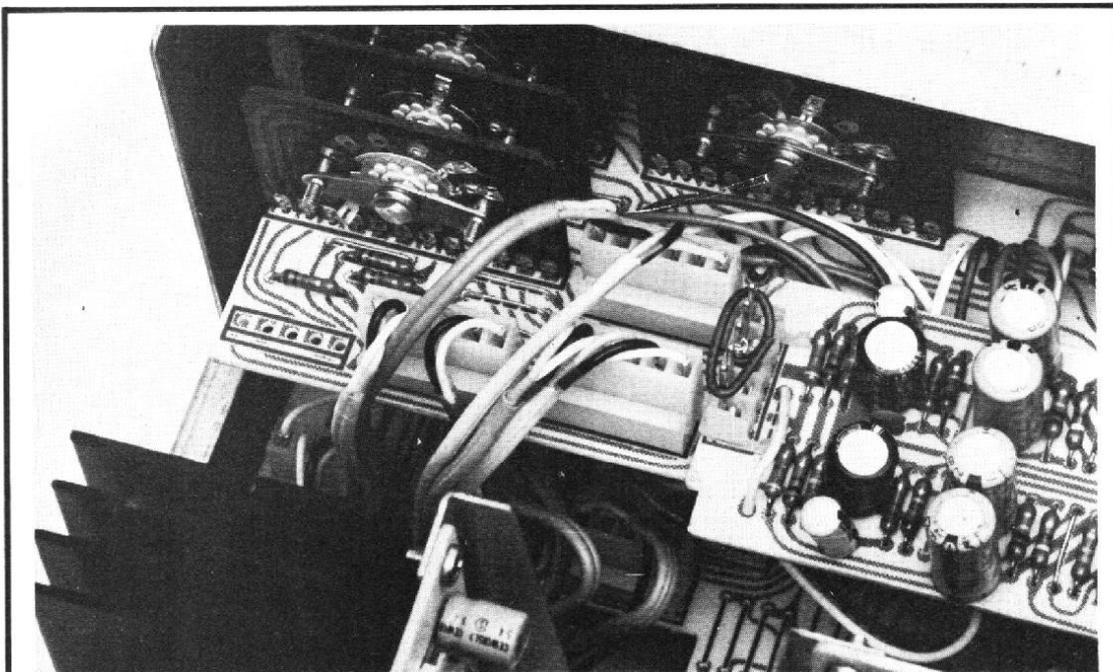


Photo 2. - Liaison directe entre commutateurs et circuit imprimé par connecteurs entre fils et circuit. Les deux circuits imprimés du haut sont enfilés l'un sur l'autre. Un fil enroulé évite le démontage.

cette contre-réaction étant ramenée au même point que la contre-réaction continue, le taux de contre-réaction, donc le gain est fixé également par  $R_{321}$ ,  $R_{322}$ ,  $R_{323}$  et  $R_{324}$ . On notera la similitude de cet étage avec les classiques amplificateurs de puissance à étage d'entrée différentiel. Nous avons parlé plus haut d'une commande de gain, elle est placée en sortie du préamplificateur, il s'agit d'un simple diviseur de tension. Les signaux de sortie de ce préamplificateur sont dirigés sur le sélecteur de fonction d'où ils partent vers le commutateur des magnétophones pour enfin aboutir au potentiomètre de balance.

**Correcteur de timbre et filtre.** Les signaux venant des entrées auxiliaires arrivent directement sur le potentiomètre de puissance, cette solution permet d'envoyer sur les entrées une tension très élevée sans qu'il y ait de saturation possible. La balance est ici ajustée à partir de deux potentiomètres qui agissent en sens inverse l'un de l'autre. Ce potentiomètre est à cran métallique central. Le potentiomètre de volume est d'un type normal, ses prises permettent d'effectuer une cor-

rection physiologique sur les graves et les aigus cette correction est de surcroît commutable. Le correcteur de timbre utilise un circuit intégré, le seul de l'appareil. Le circuit de correction lui-même est complexe, en fait, cette complexité vient de la commutation des fréquences de coupure. Il a fallu doubler le nombre des condensateurs et aussi placer des résistances de forte valeur qui chargent les condensateurs ce qui permet d'éliminer tout bruit lors de la manœuvre des commutateurs. Une extrémité du circuit est mise à la masse (résistances  $R_{413}$  et  $R_{414}$ ), l'autre est reliée à la sortie circuit intégré tandis que l'autre arrive sur les bornes 5 et 10 du circuit intégré. Suivant cet étage se trouve un filtre actif à source contrôlée qui est utilisé pour le filtre passe-haut (anti-rumble); ce filtre assure une coupure des basses avec une pente de 12 dB par octave. Le filtre passe-bas par contre est plus simple puisqu'il ne s'agit que d'un circuit RC :  $R_{461/462}$  et  $C_{450/451}$ .

**Amplificateurs de puissance.** La symétrie complémentaire est à la mode et cet amplificateur nous le prouve

une fois de plus. La symétrisation possède en effet l'avantage (ce n'est pourtant pas toujours vrai) de diminuer la distorsion par intermodulation. Les transistors de sortie sont montés en Darlington,  $Q_{510}$  et  $Q_{901}$  d'un côté,  $Q_{511}$  et  $Q_{902}$  de l'autre. Deux diodes  $D_{504}$  et  $D_{505}$  ont été ajoutées, au montage traditionnel, elles facilitent la compensation thermique et évitent de bloquer complètement les transistors de sortie. Les résistances  $R_{527}$  et  $R_{529}$  alimentent alors les jonctions bases à émetteur des transistors de puissance. La sécurité est assurée par un montage très simple, les transistors  $Q_{508}$  et  $Q_{509}$  shuntent la jonction base-émetteur du Darlington lorsque le courant d'émetteur des Darlington est trop intense. L'étage driver est symétrique, comme l'étage d'entrée. La charge de collecteur de  $Q_{505}$  est à courant constant (générateur  $Q_{506}$ ). Une seconde source à courant constant alimente les émetteurs de la paire d'entrée différentielle. Cette paire est à symétrie ajustable VR501. Le constructeur a fait une économie de diodes en installant une référence de tension commune.

**Circuit de protection.** Les enceintes sont protégées par relais, ce relais coupe la liaison vers les enceintes lorsqu'une tension continue apparaît en sortie. A la mise sous tension, le transistor  $Q_{803}$  a sa base polarisée par  $R_{802}$  et  $R_{804}$ , il conduit et court-circuite le condensateur  $C_{805}$ ; le transistor  $Q_{804}$  conduit et bloque de ce fait les transistors  $Q_{805}$  et  $Q_{806}$ , le relais est bloqué et le courant passant dans  $Q_{804}$  illumine une diode LED double en rouge; au bout de quelques secondes, la diode  $D_{801}$  a polarisé négativement la jonction base-émetteur de  $Q_{803}$ , le transistor se bloque, le condensateur  $C_{805}$  se charge relativement lentement,  $Q_{804}$  se bloque à son tour, la diode s'éteint, le relais colle et la section verte de la diode, en parallèle sur  $R_{811}$  s'allume, l'amplificateur est prêt au fonctionnement, nous avons là un circuit de retard qui évite d'entendre des bruits gênants et parfois nuisibles lors de la mise sous tension de l'amplificateur. Les tensions alternatives de sortie arrivent maintenant sur les condensateurs  $C_{803}$ ,  $804$  par les résistances  $R_{813}$ ,  $814$ . Les condensateurs shuntent le signal. Si une tension positive est superposée à la tension alternative, la base de  $Q_{801}$  est polarisée positivement par rapport à son émetteur, le transistor conduit, fait conduire  $Q_{804}$  et le relais se décolle, la diode verte s'éteint et la rouge s'allume. Lorsqu'une tension négative apparaît, c'est cette fois le transistor  $Q_{802}$ , commandé par son émetteur qui se met à conduire et le même phénomène se produit, on a bien une protection contre les tensions continues, l'absence de condensateur de liaison rendant cette précaution indispensable.

## FABRICATION

Nous avons déjà apprécié la qualité de la présentation et des usinages, les Japonais ne

nous ont pas toujours habitués à un câblage impeccable, celui du 3000 Optonica de Sharp est particulièrement propre. Le constructeur utilise des câbles reliés entre eux par connecteurs, ce qui évite d'avoir des soudures un peu partout qui nuisent à la présentation. Certains de ces connecteurs (assurant les liaisons d'un circuit imprimé à l'autre) sont immobilisés par un simple fil enroulé autour de l'une des broches du connecteur mâle (technique du wrapping). Les circuits imprimés de l'alimentation et des amplificateurs de puissance sont montés sur connecteurs, la fixation mécanique étant assurée par des supports en tôle emboutie. Ces circuits, malgré leur taille importante ne bougent pas du tout. Les composants les plus lourds, comme certains condensateurs chimiques sont collés. L'organisation interne de l'amplificateur est intéressante, même si aujourd'hui il est difficile de faire du nouveau. Les deux modules de puissance sont installés de part et d'autre de l'appareil, entre les deux, les condensateurs chimiques de filtrage et le transformateur d'alimentation, ce dernier étant d'une taille confortable et d'une fabrication robuste (imprégnation). Les diodes de compensation thermique sont montées et collées dans des cosses vissées directement sur le radiateur. La ventilation se fait par des trous situés dans la plaque de fond du châssis. L'air ressort au-dessus où des ouvertures plus nombreuses ont été pratiquées. Plusieurs blindages de tôle peinte en noir protègent les circuits sensibles aux rayonnements et contribuent à améliorer l'aspect du câblage avec pour inconvénient une relative complication de la fabrication et de l'après-vente, comme d'autre part on a adopté une conception modulaire, ce qui se perd d'un côté se rattrape de l'autre.

Les circuits imprimés sont en papier époxy, ils sont sou-

dés à la vague et portent côté composants une sérigraphie du dessin du circuit (pas les repères des composants). La disposition des composants est bonne, ils sont suffisamment espacés, atout supplémentaire pour le dépannage. Ils sont bien alignés, c'est une habitude que les Japonais commencent à prendre, nous sommes loin des radio-récepteurs à transistors du début.

**Mesures.** La puissance annoncée par le constructeur est largement tenue puisque nous avons 42 W sur 8  $\Omega$  et 62,5 W sur 4  $\Omega$ , ces deux mesures étant faites à 1 000 Hz avec les deux canaux chargés. La limitation de puissance est due à la chute de tension de l'alimentation et à l'apparition d'une ondulation prohibitive qui vient modifier la crête.

Le taux de distorsion harmonique est très bas, nous avons mesuré à pleine puissance un taux de distorsion de 0,03 % à 1 000 Hz sur 8 et 4  $\Omega$ ; à mi-puissance, la distorsion passe à 0,02 %. A 30 Hz, le taux reste inférieur à 0,1 %; pour toutes les puissances et pour toutes les impédances de charge. A 10 000 Hz, l'amplificateur se comporte toujours

très bien, 0,03 % de distorsion à pleine puissance et sur 8  $\Omega$ , 0,06 % sur 4  $\Omega$ , à mi-puissance, la distorsion est sensiblement la même.

On notera pour cet amplificateur que la distorsion est sensiblement la même sur 8  $\Omega$  et sur 4  $\Omega$ , ce qui tend à montrer que les transistors de puissance sont largement dimensionnés.

Le taux d'intermodulation est aussi excellent, il est inférieur à 0,08 % sur 8  $\Omega$  et de 0,12 % sur 4  $\Omega$ .

Le rapport signal sur bruit est de 88,5 dB sur les entrées auxiliaires, sur l'entrée micro il est de 70,5 dB pour une sensibilité d'entrée ramenée à 5 mV. La tension de saturation de l'entrée phono est de 332 mV à 1 000 Hz alors que la sensibilité est de 2,5 mV, ce qui assure une réserve suffisante même avec les têtes de lecture les plus puissantes.

La bande passante à pleine puissance va de 5 Hz à 110 kHz, cette notion de bande passante doit être quelque peu interprétée. Aux fréquences très basses, nous avons dû prendre comme limite -1 dB; au-dessous, le relais de protection des enceintes commence à agir et

le voyant de puissance clignote du vert au rouge, c'est très joli! Le filtre permet de supprimer immédiatement tout claquement, sa fréquence de coupure est de 30 Hz à 1 Hz près et la pente est bien de 12 dB/octave, le filtre HF coupe à partir de 5 900 Hz.

## CONCLUSIONS

L'amplificateur Sharp Optonica 3000 a des performances qui sont supérieures à celles annoncées, la manipulation est très facile une fois que l'on a réussi à démêler la situation et que l'on sait où trouver chaque bouton, ce qui n'est pas toujours très facile. La puissance est confortable, même si vos enceintes ont une impédance de 8  $\Omega$ , vous pourrez sonoriser de grandes surfaces avec la souplesse de correction offerte par les commutateurs du correcteur de timbre. Un amplificateur de classe, proprement fabriqué et aux performances excellentes.

E. LÉMERY

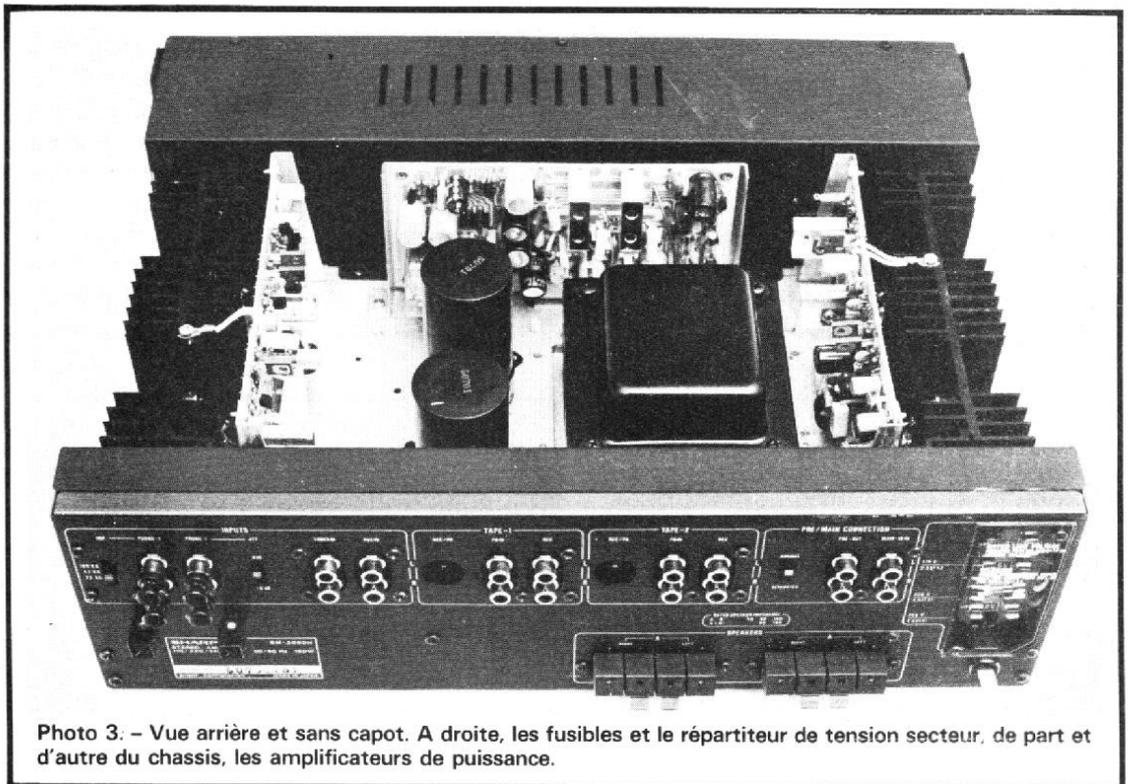


Photo 3. - Vue arrière et sans capot. A droite, les fusibles et le répartiteur de tension secteur, de part et d'autre du châssis, les amplificateurs de puissance.



**F**AISANT suite à l'étude des étages séparateur et trieur, nous commençons aujourd'hui l'examen des étages des bases de temps. Et nous débuterons par celui concernant les étages de balayage trame.

Il est bon de rappeler le rôle de ces circuits : Fournir aux bobines de déviation « image » disposées sur le col du tube cathodique, un courant ayant la forme d'une dent de scie. Ce courant fait varier la position du spot du haut vers le bas de l'écran. En principe ce courant doit varier linéairement afin que la distance entre les lignes soit constante. En réalité, il faut tenir compte, comme nous l'avons

déjà vu, de la courbure de l'écran dont le degré se situe entre ceux d'une surface sphérique et d'une surface plane.

La linéarité d'un étage de déviation trame est d'ailleurs plus difficile à mettre au point que celle d'un étage à déviation ligne. On s'en rend compte en observant la mire à carreaux. L'image est souvent tassée dans le bas de l'écran, tandis que les barres verticales sont espacées régulièrement.

### SCHEMA SYNOPTIQUE

La figure 1 nous montre le schéma synoptique d'un circuit de balayage trame. De

gauche à droite nous avons un oscillateur de fréquence 50 Hz synchronisé par les signaux de synchronisation. Cet étage peut être un multivibrateur ou bien un oscillateur bloqué, appelé également « bloking ». Dans notre dernier article, nous avons déjà parlé de ces oscillateurs.

A la sortie de cet étage nous avons soit une tension en dents de scie - c'est le cas de l'oscillateur bloqué - soit une tension rectangulaire si l'oscillateur est un multivibrateur. En ce qui concerne ce dernier, il faut transmettre le signal à un circuit de mise en forme (circuit intégrateur) pour bien avoir une tension en dents de scie. Celle-ci étant obtenue,

elle est envoyée à un étage d'attaque, appelé aussi « driver ». Cet étage pourrait également être appelé séparateur, car non seulement il préamplifie le signal, mais il empêche également que les composants de l'étage suivant réagissent sur la fréquence et sur la forme des tensions de l'oscillateur.

A l'entrée de l'étage final, il y a donc une **tension en dents de scie**, et le but de cet étage final est de fournir aux enroulements du déviateur un **courant en dents de scie**. Cet étage peut être constitué par un tube pentode. On en rencontre encore sur beaucoup de téléviseurs modernes. Un transformateur est alors

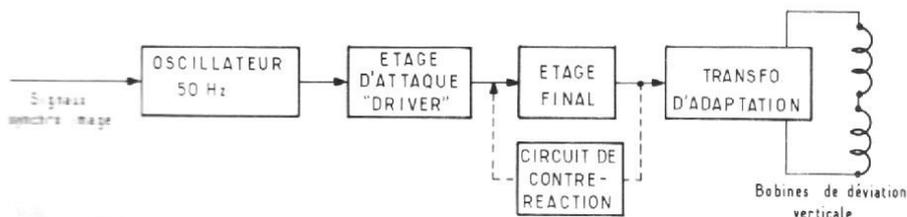


Fig. 1. - Schéma synoptique du circuit de balayage trame.

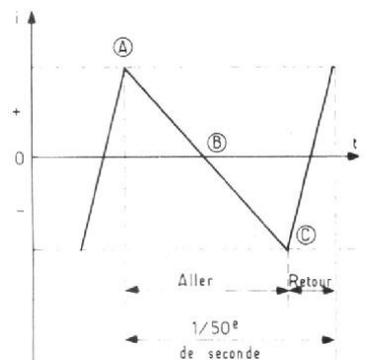
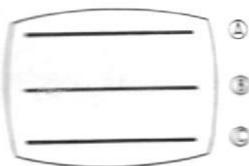


Fig. 2. - Courant théorique dans les bobines du déviateur (trame).

Fig. 3



nécessaire pour adapter l'impédance de sortie de la pentode aux enroulements du déviateur. Mais la majorité des téléviseurs actuels a pour étage final trame des transistors montés en push-pull série sans transformateur de sortie.

Nous voyons sur le schéma synoptique qu'un circuit de contre-réaction est placé entre la sortie et l'entrée de l'étage final. Ce circuit de contre-réaction sélective réglable est absolument nécessaire pour corriger la linéarité de l'étage. En résumé, disons que l'étage de sortie de balayage trame a beaucoup de similitudes avec un étage amplificateur basse fréquence de puissance.

### SIGNAUX EN DENTS DE SCIE

Le courant dans les bobines de balayage trame a la forme du signal représenté sur la figure 2. Ce courant varie symétriquement de part et d'autre du point zéro. Au point A le faisceau d'électrons est en haut de l'écran (fig. 3). La valeur du courant diminue progressivement et au point B, le courant dans les bobines est nul, le faisceau d'électrons est à mi-hauteur de l'écran. Le courant continue à diminuer vers la valeur maximale négative C qui correspond au bas

de l'écran (fig. 3). Le balayage de l'écran terminé, le faisceau d'électrons retourne rapidement en haut de l'écran, et le balayage aller recommence.

Il faut savoir qu'un signal en dents de scie est la somme d'oscillations sinusoïdales, dont celle qui a la fréquence la plus basse est appelée **fondamentale**. Les autres signaux sont appelés **harmoniques**, leur fréquence est un multiple entier de la fréquence fondamentale. Quant à leur amplitude, elle décroît quand leur fréquence augmente. Sur la figure 4, F est la fréquence de la fondamentale (50 Hz), 2 F la fréquence de l'harmonique II (100 Hz), 4 F la fréquence de l'harmonique IV (200 Hz)...

On voit que le flanc raide positif OA correspond à la somme d'alternances positives, tandis que le flanc raide négatif est dû à la somme d'alternances négatives. Il est évident que pour obtenir un signal en dents de scie avec des flancs bien linéaires, il faut un nombre d'harmoniques assez important. En général, on se contente de l'harmonique N° 10, ce qui correspond à une fréquence de 500 Hz. L'étage de puissance devra donc transmettre une gamme de fréquences comprises entre 50 et 500 Hz. Lorsque l'étage de sortie est constitué par un tube pentode, le transformateur doit être conçu en conséquence.

Il faut noter également que cette variation très rapide de courant induit, dans l'inductance équivalente de l'ensemble transformateur-bobines de déflexion, des pointes de tension très élevées, de plusieurs centaines de volts. C'est cette tension apparaissant pendant le retour de trame qui a freiné la transistorisation des téléviseurs, lorsque la technologie des semi-conducteurs n'était pas aussi avancée que maintenant.

Néanmoins on se sert de cette pointe de tension pour l'appliquer sur une électrode du canon du tube-image afin d'éteindre de cette façon le tracé du spot lors du retour de trame. Les lignes blanches inclinées qui apparaîtraient à ce moment-là, sont donc supprimées.

### BALAYAGE TRAME A TUBE

Le schéma représenté sur la figure 5 a été relevé sur un téléviseur récent. Il utilise un tube triode-pentode PCL 805, dont la partie triode est montée en oscillateur bloqué. Les signaux de synchronisation en provenance de l'étage trieur d'impulsions sont appliqués sur l'anode de la triode. La fréquence des dents de scie four-

minée par l'ensemble résistance-capacité (RC) placé dans le circuit de grille. Ces dents de scie se retrouvent aux bornes du potentiomètre P<sub>1</sub> dont le rôle est de régler l'amplitude trame, ou autrement dit, la hauteur de l'image sur l'écran. La tension en dents de scie est ensuite appliquée sur la grille de la pentode polarisée d'une façon classique. On reconnaît ensuite le transformateur de sortie. Aux bornes du primaire de celui-ci, est branchée une résistance dite VDR (Voltage Dependent Resistor) appelé aussi « varistance ». Cette résistance de type un peu spécial a une caractéristique tension/intensité non linéaire. Pour une résistance ordinaire, la tension aux bornes varie proportionnellement avec le courant la traversant. Tandis que pour une VDR, une variation de tension à ses bornes n'entraîne pas une variation de courant proportionnelle : la valeur de la résistance **diminue** avec l'**augmentation** de tension appliquée. Une VDR est donc idéale pour protéger les circuits contre les surtensions. Dès l'apparition d'une augmentation brusque de tension, la résistance de la VDR diminue, court-circuitant ainsi en partie le circuit d'où provient cette surtension. Dans le cas présent, la pointe de tension apparaissant pendant le retour de trame est largement réduite.

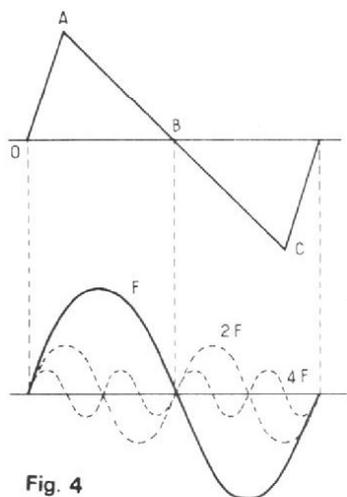


Fig. 4

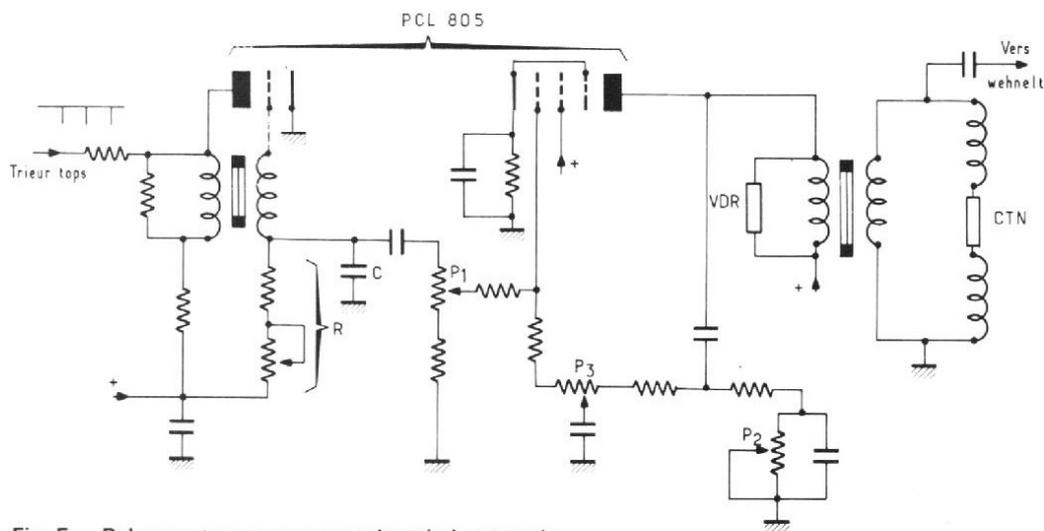


Fig. 5. - Balayage trame avec un tube triode-pentode.

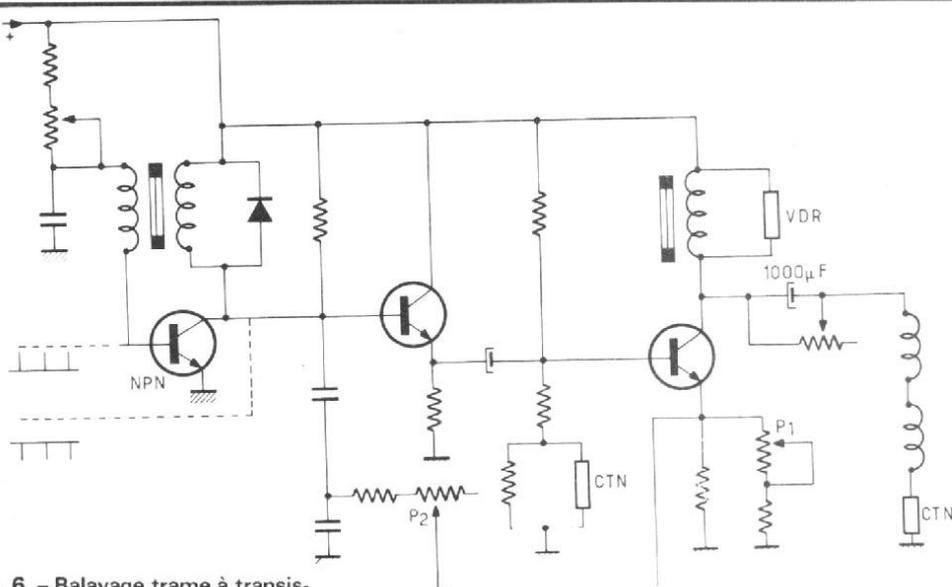


Fig. 6. - Balayage trame à transistor.

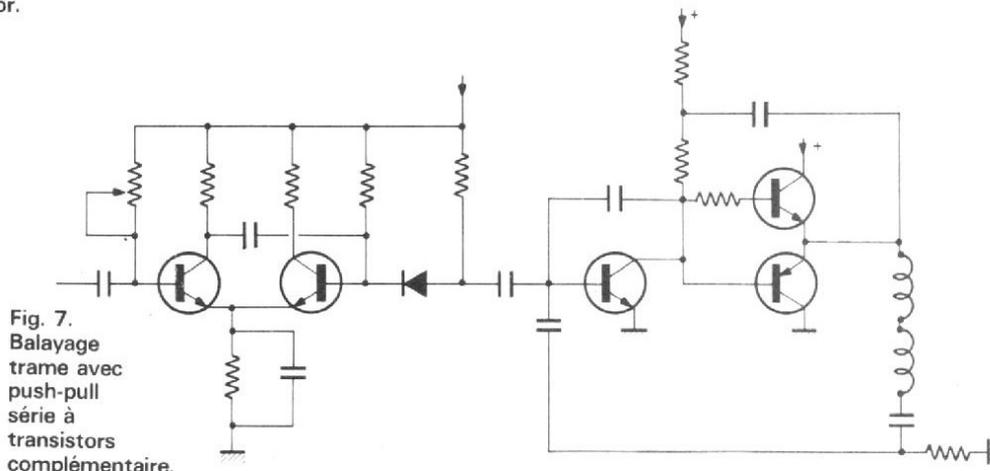


Fig. 7. Balayage trame avec push-pull série à transistors complémentaires.

Au secondaire du transformateur se trouvent les bobines de déviation trame. Ici, aussi un composant un peu spécial a été inséré dans le circuit. Il s'agit d'une résistance CTN, désignée le plus souvent par le vocable « thermistance ». CTN sont les initiales de Coefficient de Température Négatif. Les résistances habituelles ont une résistance qui diminue lorsque la température augmente. On dit que leur coefficient de température est positif. Le fil de cuivre constituant les bobines de déviation ont une résistance telle qu'à la mise sous tension la hauteur de l'image est normale. Au bout de quelques minutes, le courant traversant ces bobines les échauffe, et il en résulte une augmentation de la résistance entraînant une diminution de la hauteur de l'image. On voit donc l'intérêt

de l'utilisation d'une CTN dans l'étage final trame : la hauteur de l'image reste constante aussi bien lorsqu'on met le téléviseur sous tension qu'au bout de plusieurs heures de fonctionnement.

Nous voyons également au secondaire qu'un point est relié au wehnelt du tube-image. C'est par cette liaison que l'impulsion négative de retour de trame est appliquée au canon pour effacer les lignes de retour du spot.

#### CIRCUIT DE CONTRE-REACTION SELECTIVE

Ce circuit est toujours assez complexe et comporte généralement 2 potentiomètres de réglage. L'un, P<sub>2</sub>, règle la linéarité verticale générale,

l'autre, P<sub>3</sub>, contrôle la linéarité en haut de l'image. Ce circuit de contre-réaction sélective se présente généralement comme un filtre en T, dont la branche côté sortie (anode de la pentode) est généralement capacitive.

#### BALAYAGE TRAME A TRANSISTOR

Ici (fig. 6), l'oscillateur est aussi un oscillateur bloqué utilisant un transistor NPN. Il peut donc être synchronisé par des impulsions positives appliquées sur sa base, ou bien par des impulsions négatives envoyées sur son collecteur. Dans le cas de l'utilisation d'un transistor PNP, le sens de ces impulsions devrait être inversé (positives sur le

collecteur ou négatives sur la base). Le circuit RC dans la base règle la fréquence du balayage trame. La diode en parallèle sur un enroulement de l'oscillateur protège le transistor contre les pointes de surtension.

L'étage d'attaque est un transistor monté en collecteur commun. Il est nécessaire pour faire la liaison avec l'étage final qui est un transistor de puissance monté en émetteur commun et polarisé en classe A. Dans le circuit de polarisation de ce dernier transistor, se trouve une résistance CTN qui est fixée sur l'ailette de refroidissement du transistor de puissance. Le potentiomètre de réglage d'amplitude P<sub>1</sub> est inséré dans le circuit émetteur. Le potentiomètre P<sub>2</sub> règle la linéarité générale.

Le collecteur est chargé par une bobine de self-induction aux bornes de laquelle est placée une résistance VDR.

Les bobines de déviation, comportant également une résistance CTN, sont reliées au collecteur à travers un condensateur dont la capacité est très élevée, pour ne pas réduire la plus basse fréquence à transmettre (50 Hz). Le potentiomètre disposé à ses bornes laisse plus ou moins passer un courant continu dans les bobines de déviation, ceci dans le but de parfaire le cadrage vertical de l'image.

#### ETAGE FINAL A TRANSISTORS COMPLEMENTAIRES

La figure 7 représente une solution intéressante car le transformateur de sortie, ou la bobine de charge, est éliminée. L'oscillation 50 Hz est obtenue par un multivibrateur synchronisé. Il est suivi par une liaison par diode qui a une fonction de séparation. Un étage driver attaque ensuite les transistors NPN/PNP du push-pull série.

J. PATTE

# UNE ALIMENTATION STABILISEE en tension et en courant

## 0 à 30 V. 1 A.

L'ALIMENTATION stabilisée à tension de sortie réglable fait assurément partie des appareils de base indispensables à tout électronicien, qu'il soit amateur ou bien professionnel. Elle permet d'alimenter les montages les plus divers avec une tension parfaitement connue, indépendante des variations de tension du réseau ainsi que du courant consommé dans la charge.

Les performances des alimentations stabilisées peuvent être plus ou moins poussées ; la stabilisation offerte peut présenter un taux de régulation allant du % au ‰, voir au ‰‰ pour certain matériel hautement spécialisé. La dérive de la tension avec la température, le niveau de bruit en sortie, le temps de réponse à une impulsion, la protection offerte, etc. sont des paramètres souvent mentionnés dans les notices de ces appareils.

Nous nous proposons de décrire ici une alimentation stabilisée offrant de bonnes performances, dont la tension peut être ajustée entre 0 et 30 V, et dont le courant de sortie peut atteindre 1 A. Un système de sécurité protège tant l'alimentation que le montage essayé, contre tout court-circuit ou surintensité. Le limiteur d'intensité, continuellement ajustable entre 50 mA et 1 A est chargé de ce travail.

Il existe de nombreux schémas d'alimentations stabilisées, dont une grande partie fait appel à des éléments discrets, c'est-à-dire à des transistors, des résistances, des condensateurs, etc. Toutefois, l'emploi d'un régulateur de tension réalisé en circuit intégré améliore les performances de la stabilisation de tension ; il permet également de réaliser des économies sur les temps de montage et de mise au point. Enfin, le réalisateur

appréciera le fait qu'avec un seul circuit intégré et quelques éléments discrets, il soit possible de construire une alimentation stabilisée offrant d'excellentes performances, aussi bien au point de vue régulation de tension qu'au point de vue de la protection et de la robustesse.

### ALIMENTATION STABILISEE DU TYPE SERIE

Le schéma synoptique d'une alimentation de ce type est représenté sur la figure 1. La tension régulée de sortie E est réduite dans un certain rapport k, au moyen d'un diviseur de tension composé par les résistances R<sub>1</sub> et R<sub>2</sub>. Le rapport k est :

$k = R_2 / (R_1 + R_2)$ . La tension kE est envoyée sur l'une des entrées de l'amplificateur A ; l'autre entrée est attaquée

par une tension de référence de valeur constante e<sub>0</sub>.

Cet amplificateur est conçu de telle sorte qu'il donne à sa sortie un courant proportionnel à la différence entre kE et e<sub>0</sub>. Ce courant est :

$i = s(e_0 - kE)$  ; il excite l'amplificateur de courant, dont le coefficient d'amplification est G, et qui fournit à sa sortie un courant  $I = G \times i$ . Cet amplificateur est en fait constitué par un transistor de puissance. Naturellement, cette analyse suppose que la tension de référence e<sub>0</sub> ne varie pas lorsque I varie. On suppose également que les variations de la tension d'entrée non régulée ENR n'affectent pas le gain G de l'amplificateur.

Dans le schéma de la figure 1, il faut avoir présent à l'esprit le fait que l'amplificateur A est commandé par une tension, qu'il doit délivrer en sortie un courant i qui doit lui-même commander un ampli-

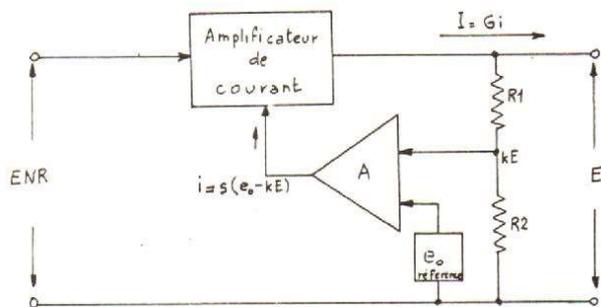


Fig. 1. - Schéma synoptique d'une alimentation stabilisée à ballast série.

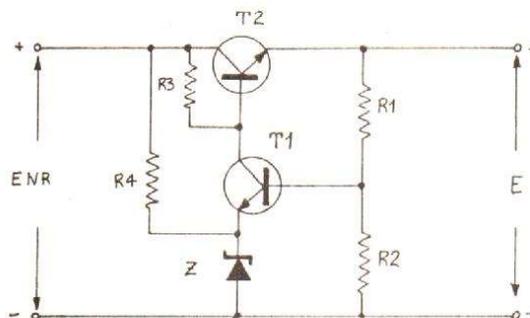


Fig. 2. - Alimentation simplifiée à ballast série. C'est le transistor T<sub>1</sub> qui fournit le courant de commande au transistor de puissance T<sub>2</sub>.

cateur de courant  $G$ , afin de maintenir la tension  $E$  aussi constante que possible. Le diviseur de tension  $R_1, R_2$  doit être réalisé avec des résistances relativement faibles. Il faut aussi tenir compte du fait que  $G$  est un amplificateur de courant et que ce qui importe avant tout est le courant de commande  $i$  qu'on lui envoie. La seule caractéristique de l'amplificateur  $A$  qui mérite d'être retenue est le rapport de son courant de sortie  $i$  à sa tension d'entrée  $e_0 = kE$ .

Une application très simple de ce principe est celle qui correspond au montage de la figure 2. Le transistor  $T_1$  joue le rôle de l'amplificateur  $A$ . Le potentiel de référence  $e_0$  est procuré par la diode Zéner  $Z$ . L'émetteur du transistor  $T_1$  est l'une des entrées de l'amplificateur  $A$ ; l'autre entrée est représentée par la base de ce même transistor. Dans ce montage, c'est la résistance  $R_3$  qui fournit le courant de commande du transistor ballast  $T_2$ , le transistor  $T_1$  dérivant une partie plus ou moins grande selon les besoins de la régulation.

On remarquera que, dans une alimentation du type série, l'élément de puissance ( $T_2$  de la figure 2 par exemple) se trouve placé en série dans le circuit et qu'il se comporte, en quelque sorte, comme une résistance variable. De ce fait, il doit dissiper une certaine puissance. Celle-ci est obtenue en effectuant le produit du

courant circulant dans  $T_2$  (donc dans la charge) par la différence de tension existant entre la tension d'entrée non régulée et la tension de sortie. Cette dissipation de puissance dans le transistor ballast  $T_2$  est maximale quand la tension de sortie est minimale et le courant débité maximal.

### ALIMENTATIONS STABILISEES DU TYPE PARALLELE OU SHUNT

Dans certaines applications, l'élément de puissance assurant la régulation est placé en parallèle (ou en shunt) avec la charge plutôt qu'en série, bien que dans ce cas leur efficacité soit un peu moins bonne. La raison en est qu'ils sont moins sensibles aux tensions transitoires à l'entrée, qu'ils ne retransmettent pas les transitoires de charges dans la source non régulée puisque le débit total est toujours le même, qu'ils sont automatiquement protégés contre les courts-circuits et qu'ils sont moins sensibles aux surtensions en sortie.

Le schéma synoptique d'un tel montage est représenté sur la figure 3. Là également, le transistor de puissance se comporte comme une résistance variable et doit dissiper une certaine puissance.

Contrairement à la régulation de type série, le transistor shunt dissipe le maximum de puissance lorsque la tension de sortie est maximale et que le courant dans la charge est minimal.

Le schéma de la figure 3 ne montre pas de capacité en sortie; il peut être bon d'en prévoir une, de manière à réduire l'impédance de sortie aux fréquences élevées.

### ALIMENTATION PERMETTANT DE DESCENDRE A ZERO VOLT EN SORTIE

Dans les alimentations des figures 1 et 2, la tension de sortie ne peut être inférieure à la tension de référence. Si nous désirons avoir une tension régulée égale ou inférieure à cette tension de référence, nous pouvons utiliser le montage de principe de la figure 4. Le transistor  $T_2$  est l'élément de puissance placé en série avec la charge. L'ensemble  $T_2, T_3$  constitue un étage Darlington dont le gain en courant est le produit des gains des transistors  $T_2$  et  $T_3$ .

Le transistor  $T_1$  a son émetteur porté au potentiel de la tension de sortie  $E$ : son courant collecteur commande le groupement Darlington. Ce courant ne peut exister que si la tension  $E$  devient inférieure

au potentiel de la base de  $T_1$  (à la tension de seuil émetteur-base près). La tension de la base de ce transistor est déterminée par la position du potentiomètre  $P$  qui réduit, dans un rapport variable, la tension de référence engendrée par les diodes Zéner  $Z_1$  et  $Z_2$ .

Une telle alimentation présente le très grand avantage de fournir une tension de sortie qui peut descendre jusqu'à zéro volt d'une façon continue, mais en revanche, si dans le schéma de la figure 4 on a placé plusieurs diodes Zéner en série, c'est parce que la tension de sortie est au plus égale à la tension de référence. Cette dernière a donc été augmentée en associant plusieurs diodes Zéner en série, car il est préférable d'employer des dispositifs d'une tension nominale de l'ordre de 7 V plutôt qu'une seule diode d'une tension nominale supérieure, dont la résistance dynamique interne serait plus élevée.

Ce type d'alimentation met parfaitement en évidence le fait qu'une alimentation stabilisée est en réalité un amplificateur de puissance, puisque toute variation de la tension de référence, tension qui se présente sous une impédance relativement élevée, permet d'obtenir en sortie une même tension, variant identiquement, mais sous une impédance extrêmement faible et capable de débiter de fortes intensités.

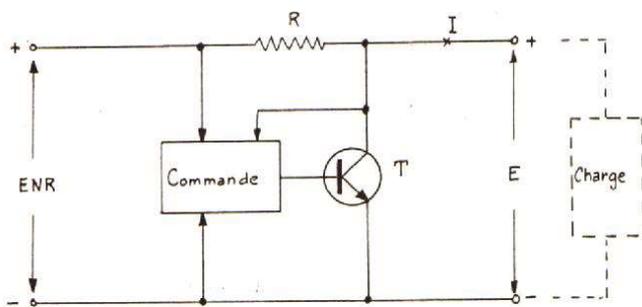


Fig. 3. - Alimentation simplifiée à ballast parallèle. Le transistor  $T$  absorbe le courant qui n'est pas consommé dans la charge; il maintient ainsi une tension constante aux bornes de celle-ci grâce à la chute de tension dans  $R$ .

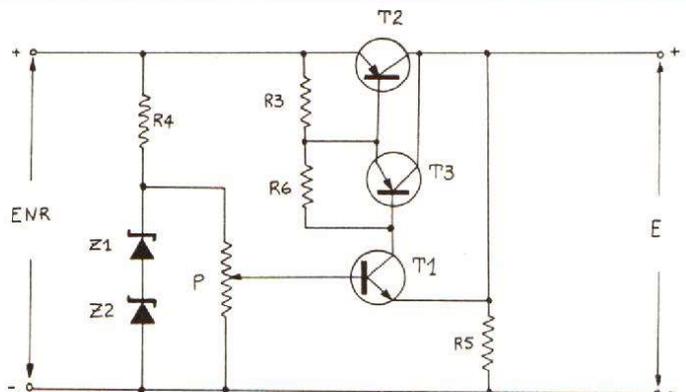


Fig. 4. - Ce type d'alimentation stabilisée permet d'obtenir une tension de sortie continuellement variable jusqu'à zéro volt. Malheureusement, la tension de sortie ne peut pas être supérieure à la tension de référence.

## ALIMENTATIONS STABILISEES UTILISANT UN REGULATEUR INTEGRE

Jusqu'à ces dernières années, les alimentations stabilisées étaient réalisées en éléments discrets. Il fallait donc assembler les différents composants et mettre au point le montage. A l'heure actuelle, il existe sur le marché quantité de circuits intégrés destinés à la régulation de tension, qui permettent de construire très simplement des alimentations stabilisées. Ces circuits sont de deux espèces : ceux dont la tension de sortie est fixe, sans possibilité d'ajustage, et ceux qui permettent d'obtenir une tension de sortie variable.

Les régulateurs du premier type comportent assez souvent l'élément de puissance ; ils se présentent généralement sous la forme d'un boîtier de transistor de puissance.

Les circuits du second type sont beaucoup plus souples d'emploi, mais habituellement ils ne peuvent délivrer en sortie qu'un courant assez faible (par exemple une vingtaine de mA). Il est donc nécessaire de leur adjoindre des transistors extérieurs si l'on désire travailler avec des intensités élevées.

Les régulateurs intégrés obtenus sous forme monolithique permettent de conserver des caractéristiques d'excellente reproductibilité des composants et des performances, caractéristiques obtenus à un prix beaucoup plus élevé avec des éléments discrets. La très bonne fiabilité des circuits intégrés jointe à l'absence presque totale de mise au point, puisque le circuit intégré constitue le cœur du montage, rendent son emploi très attrayant.

## PROTECTION

Les alimentations stabilisées dont nous avons parlé jusqu'à présent (à l'exception

de l'alimentation shunt) ne supportent pas un court-circuit en sortie, si bref soit-il. En raison du système de régulation, tout branchement accidentel tendant à faire baisser le potentiel de la sortie entraîne une augmentation considérable du courant débité. Celle-ci étant accompagnée d'une augmentation simultanée de la tension aux bornes du transistor ballast série, celui-ci sera détruit, soit par dissipation excessive, soit, si la tension est élevée, par l'apparition du phénomène de second claquage.

De même, et sans qu'il soit besoin cette fois d'un court-circuit déclaré, il est nécessaire que le transistor de puissance puisse supporter la dissipation collecteur qu'on lui imposera. Dans une alimentation du type série, celle-ci est égale au produit du courant débité dans la charge par la différence existant entre la tension non régulée et la tension de sortie. Il apparaît donc que le transistor ballast souffrira d'autant plus que la tension de sortie est plus basse et le courant plus important. Ceci vient de ce qu'une alimentation série présente un rendement d'autant plus faible que l'on a réglé sa tension de sortie à une valeur plus basse.

Pour toutes ces raisons, et aussi pour protéger le montage en essais, il est souhaitable de prévoir une sécurité qui préserve l'un et l'autre des fausses manipulations.

## PROTECTION PAR DISJONCTEUR

La première idée qui vient à l'esprit est d'insérer un fusible dans le circuit, mais l'expérience montre que même avec un fusible rapide, c'est en général le transistor qui est détruit le premier. L'emploi de disjoncteurs mécaniques conduit aux mêmes déboires. C'est pourquoi on utilise parfois un disjoncteur électronique dont la vitesse de réponse

est sans commune mesure avec son homologue mécanique.

Le disjoncteur électronique est un dispositif qui a pour but de couper complètement et d'une façon irréversible la tension de sortie de l'alimentation régulée quand l'intensité dans la charge dépasse un maximum prévu et ajustable. Une fois que le disjoncteur a fonctionné, la tension de sortie demeure nulle, même si la cause qui a provoqué la surcharge et l'entrée en action du disjoncteur a été supprimée. Il faut alors effectuer une manœuvre particulière pour réenclencher l'alimentation.

Un tel système protège efficacement l'alimentation. Du fait que l'intensité qui circule dans le transistor ballast est interrompue immédiatement dès que le seuil est atteint, ce dispositif n'a pas le temps d'être endommagé car la réponse du système est extrêmement rapide.

Un disjoncteur doit comporter un basculeur bistable à action irréversible. Lorsque l'intensité critique est franchie, ce basculeur entre en action et coupe la tension de sortie, donc le courant débité par l'alimentation. Même si la cause de la surintensité a été supprimée, le bistable reste dans la position correspondante.

On pourrait penser que le disjoncteur électronique est systématiquement préférable à tout autre système de protection. Cependant, parce qu'il nécessite une manœuvre de réamorçage quand l'alimentation a été surchargée, alors que l'utilisation du limiteur nécessite seulement la suppression de la cause de la surintensité, on préfère plutôt ce dernier type de protection.

De plus, quand on utilise une alimentation protégée par un disjoncteur électronique pour alimenter un montage qui demande un condensateur de relativement forte valeur comme découplage, à la mise sous tension du montage, la charge très rapide de cette capacité peut amener une

pointe d'intensité. Dans ces conditions, on peut avoir une alimentation qui disjoncte systématiquement dès que l'on met le montage sous tension, bien que celui-ci ne présente aucun court-circuit.

## PROTECTION PAR RESISTANCE SERIE

C'est le moyen le plus simple de réaliser une protection sommaire de l'alimentation ; malheureusement, ce système protège peu ou pas le montage alimenté. De plus, il peut agir défavorablement sur le taux de régulation et sur le niveau de ronflement en sortie. Il consiste à mettre en série avec le transistor ballast, côté non régulé, une résistance de puissance. La chute de tension produite par le passage du courant dans le dispositif de puissance vient se retrancher de la valeur de la tension non régulée et diminue ainsi la tension présente aux bornes du transistor. Le courant de court-circuit de l'alimentation est alors :  $I_{max} = ENR/R$  dans laquelle ENR est la valeur de la tension non régulée et R la valeur de la résistance ajoutée. Le courant de sortie à partir duquel la tension de sortie E cesse d'être stabilisée est approximativement donné par :  $I_{lim} = (ENR - E)/R$ . L'allure de la courbe de limitation obtenue par un tel système est représentée sur la figure 5.

## PROTECTION PAR LIMITEUR

Les circuits de protection à limiteur ont pour but de donner à la courbe courant-tension l'aspect de la figure 6. Lorsque l'intensité débitée dépasse un seuil ajustable  $I_{lim}$ , la tension délivrée par l'alimentation régulée, pratiquement constante pour toutes

les intensités inférieures à  $I_{lim}$ , diminue très rapidement jusqu'à 0 volt. En mettant l'alimentation en court-circuit, on ne lui fera pas débiter une intensité supérieure à une certaine limite, très voisine de  $I_{lim}$ . Le courant se maintient à une valeur constante, ce qui fait dire que l'alimentation est passée d'une tension constante à un courant constant. Bien sûr, il faut que cette limite soit déterminée de telle sorte que le transistor puisse dissiper une puissance égale au produit de cette intensité maximale par la tension non stabilisée. En effet, en cas de court-circuit, l'intensité qui traverse ce dispositif est bien limitée à cette valeur maximale, mais la tension aux bornes du transistor devient égale à la tension non régulée.

Habituellement, on compare la chute de tension produite dans une résistance de faible valeur par le passage du courant. Par exemple, si l'on désire limiter l'intensité débitée à 1 A, on mettra en série dans l'alimentation, côté non régulé, une résistance  $R$  de  $1 \Omega$ . La tension développée aux bornes de cette résistance sera appliquée à un amplificateur ayant un seuil précisément de 1 V. Cet amplificateur ne délivrera une tension de sortie que lorsque sa tension d'entrée dépassera 1 V.

Comme il se doit, la résistance de  $1 \Omega$  sera disposée de telle sorte qu'elle ne vienne pas augmenter la résistance interne de l'alimentation, c'est-à-dire qu'elle sera placée avant le transistor ballast, à l'intérieur de la boucle de régulation.

### PROTECTION PAR LIMITATION EN COURANT ET RABATTEMENT

Une alimentation à puissance élevée peut être amenée à dissiper une puissance considérable lorsque la sortie est court-circuitée, même si cette alimentation possède un limiteur de courant. Ceci se produit avec le dispositif de limitation de courant classique, puisque le transistor ballast devra dissiper une puissance égale, dans ce cas, au produit de la tension non régulée d'entrée par un courant légèrement supérieur au courant de pleine charge. Cette puissance peut être facilement trois à quatre fois plus importante que la puissance maximale en fonctionnement normal à pleine charge. Une limitation de courant conventionnelle demanderait que l'on monte alors un radiateur de grandes dimensions.

Cette difficulté peut être supprimée en réduisant le courant de court-circuit à une valeur notablement inférieure à la valeur en pleine charge. Avec la limitation en courant et rabattement, le courant de court-circuit décroît lorsqu'il y a dépassement du courant de pleine charge ; simultanément, la tension de sortie s'effondre. Le courant de court-circuit n'est plus qu'une fraction du courant de pleine charge, ce qui diminue la dissipation du ballast. Cette limitation, très efficace, nécessite néanmoins une manœuvre particulière de réenclenchement.

La figure 7 montre l'aspect de la caractéristique de limitation obtenue avec un tel système.

### LE REGULATEUR DE TENSION INTEGRE SFC 2204

Le circuit intégré SFC 2204 est un régulateur de tension négative dont la tension de sortie peut être réglée de 0 à 40 V par le simple ajustement d'une résistance extérieure. La tension de sortie est proportionnelle à la valeur de la résistance de commande ; elle en dépend linéairement. Le courant de sortie du régulateur ne doit pas être supérieur à 25 mA. La différence entre la tension d'entrée non régulée et la sortie doit être au maximum de 50 V et la puissance dissipée dans le circuit intégré doit rester inférieure à 500 mW. Le taux de régulation global est de l'ordre de 0,1 %.

Le régulateur de tension intégré est polarisé directement par la tension à stabiliser ; il ne nécessite donc aucune source de tension supplémentaire. Il s'en suit que la tension d'entrée non régulée doit être supérieure à 8 V de manière à ce que le circuit de référence interne soit alimenté correctement. Le circuit est protégé contre les courts-circuits en sortie par une résistance extérieure. Une des particularités du circuit de limitation de courant est que la valeur maximale du courant décroît quand la température augmente, ce qui assure une

autoprotection en fonction des variations de la température ambiante. Seul, le SFC 2204 peut délivrer des courants de l'ordre de 25 mA, mais l'adjonction de transistors extérieurs permet d'atteindre des intensités beaucoup plus considérables. Le courant délivré est limité à une valeur constante en cas de court-circuit.

La figure 8 donne une représentation simplifiée du régulateur SFC 2204 avec ses éléments additionnels. La référence est une source de courant ( $I_{REF}$ ), compensée en température. Une tension, proportionnelle à la résistance de commande  $R_{ADJ}$  polarise l'amplificateur  $A_1$ . Cet amplificateur d'erreur commande le transistor ballast série intégré  $Q_1$  qui fournit une tension de sortie égale au double de celle qui est présente aux bornes de la résistance de commande. Il est possible d'ajouter des transistors ballasts extérieurs (par exemple  $Q_3$ ) pour augmenter le courant de sortie. Protégé contre les courts-circuits en sortie, le circuit débite un courant constant quand le transistor  $Q_2$  est rendu conducteur par la chute de tension qui se produit aux bornes de la résistance extérieure de limitation  $R_{LIM}$ .

On peut augmenter le courant disponible en sortie et améliorer le taux de régulation vis-à-vis de la charge en ajoutant des transistors extérieurs. Les courants disponibles en sortie ne sont en fait limités que par les possibilités en puissance dissipée et en courant des transistors ajoutés. L'utilisation de ces élé-

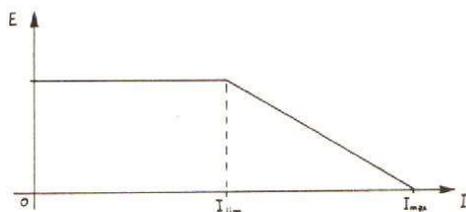


Fig. 5. - Allure de la courbe tension-courant obtenue avec une simple limitation par résistance.

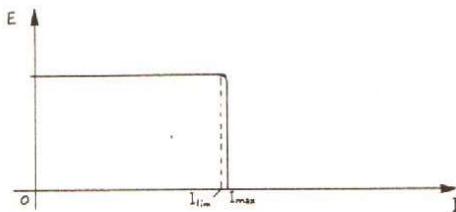


Fig. 6. - Aspect de la courbe tension-courant d'une alimentation protégée par un limiteur de courant.

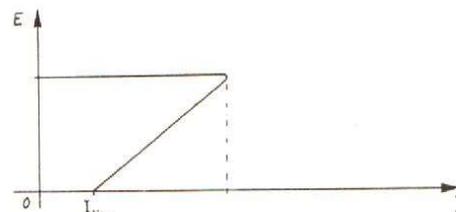


Fig. 7. - Représentation d'une courbe tension-courant avec protection par limitation en courant et rabattement.

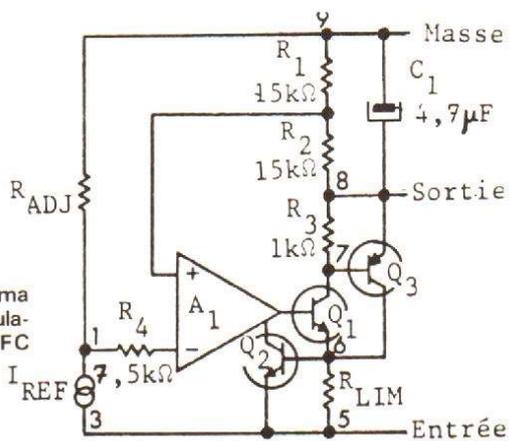


Fig. 8. - Schéma simplifié du régulateur intégré SFC 2204.

ments extérieurs comme ballast série permet également de réduire la puissance interne dissipée par le circuit intégré, et donc de réduire considérablement des dérives thermiques.

Lorsque des transistors extérieurs sont utilisés, il est nécessaire de découpler la sortie le plus près possible du circuit intégré. Puisque des oscillations peuvent se produire, principalement à fréquences élevées, on doit utiliser une capacité présentant une faible inductance (capacité au tantale solide par exemple). Certaines capacités électrolytiques qui présentent une grande résistance série équivalente aux fréquences élevées peuvent ne pas être efficaces.

Il n'est pas toujours nécessaire de découpler l'entrée du

régulateur, quoique ceci soit souhaitable si ce dernier est alimenté par l'intermédiaire de fils longs, ou si la source présente une impédance inconnue. Là également, si une capacité de découplage est utilisée, il faudra qu'elle présente une faible inductance et qu'elle soit située le plus près possible du régulateur.

**ALIMENTATION STABILISEE 30 V, 1 A UTILISANT UN REGULATEUR INTEGRE SFC 2204**

Le schéma d'une alimentation pouvant délivrer 1 A sous une tension réglable entre 0 et 30 V est donné sur la figure 9. Le potentiomètre P<sub>1</sub> permet le

réglage de la tension de sortie, tandis que P<sub>2</sub> ajuste la valeur du courant de limitation (entre 50 mA et 1 A). La résistance R<sub>4</sub> doit être réglée de telle sorte que l'on obtienne 30 V en sortie lorsque le potentiomètre P<sub>1</sub> est au maximum. La résistance R<sub>8</sub>, située en parallèle sur le potentiomètre P<sub>2</sub>, est choisie de telle façon que l'on ait un courant de limitation de 1 A quand P<sub>2</sub> est à son maximum. Le galvanomètre G, commutable par le double inverseur K<sub>2</sub>, dévie entièrement pour V = 30 V sur la position tension, et pour I = 1 A sur la position courant.

On remarquera que l'on a ajouté un second transistor ballast extérieur au circuit intégré pour avoir un courant de sortie de l'ordre de l'ampère. Le courant débité par le régulateur intégré est multiplié par le produit des gains en courant des transistors T<sub>1</sub> et T<sub>2</sub>. Il est toujours nécessaire de tenir compte de la dissipation du transistor ballast T<sub>2</sub> et de celle de son driver T<sub>1</sub>. On placera une petite ailette de refroidissement sur ce dernier dispositif et l'on devra monter T<sub>2</sub> sur un radiateur approprié à la puissance dissipée.

L'addition d'un second ballast n'augmente pas la différence de tension minimale nécessaire entre l'entrée et la

sortie par rapport à celle qu'il faut avoir avec un seul ballast, du moins tant que l'on conserve l'association NPN-PNP utilisée dans le schéma de la figure 9. Cette différence de tension doit être au moins de l'ordre de 3 à 4 V, selon le courant de commande débité par le régulateur intégré.

Le condensateur C<sub>3</sub> a pour but de compenser en fréquence le régulateur et de l'empêcher d'entrer en oscillations. La résistance R<sub>2</sub>, placée en parallèle sur la jonction base-émetteur du transistor T<sub>1</sub>, fixe la valeur du courant collecteur minimum du transistor T<sub>1</sub>, pour amortir les oscillations qui pourraient prendre naissance en cas de faible charge. Il est encore possible que le montage oscille dans certaines conditions ; on peut éliminer ces oscillations à l'aide d'une petite capacité que l'on branche entre la base et le collecteur du transistor ballast T<sub>2</sub>. Pour ce dernier, on a choisi un type réalisé suivant la technologie Homobase, qui présente une fréquence de transition assez faible, ce qui tend à limiter les oscillations parasites.

Pour un courant de sortie relativement élevé, il s'avère parfois nécessaire d'éliminer l'effet de la résistance des fils reliant le régulateur à la charge. On branche alors le

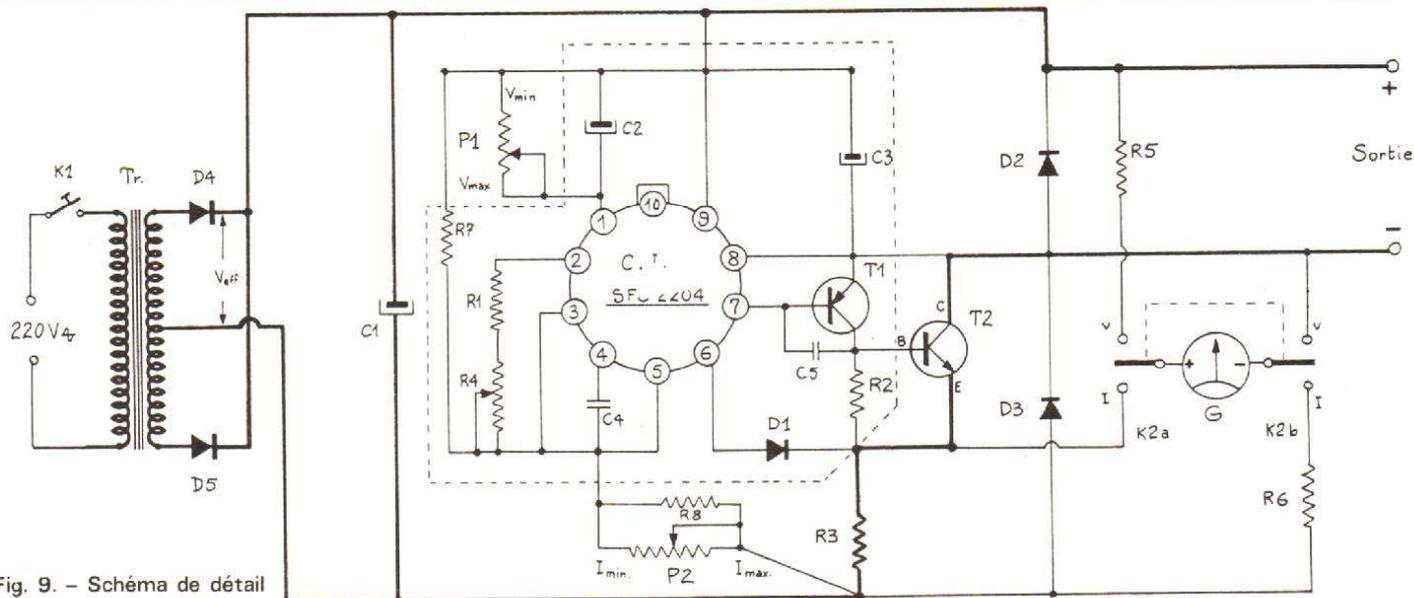


Fig. 9. - Schéma de détail de l'alimentation AL 30.

potentiomètre  $P_1$  et la broche 9 directement à la sortie + de la charge et la broche 8 à la sortie - de celle-ci.

Dans une alimentation stabilisée de laboratoire, il est souvent nécessaire de régler le courant de limitation. Il est évidemment possible d'atteindre ce résultat en employant une résistance variable comme résistance de limitation. Toutefois, cette dernière a, généralement, une valeur plus faible que celle des potentiomètres disponibles dans le commerce, surtout quand l'intensité à commander est élevée. On pourrait commuter plusieurs résistances de faible valeur mais alors on a pas de réglage continu de la limitation.

La disposition adoptée sur le montage de la figure 9 donne un réglage linéaire de l'intensité de limitation avec variation possible dans un rapport 20, tout en utilisant un potentiomètre de valeur classique et de faible puissance. On a ajouté une diode au silicium  $D_1$  pour réduire le seuil de la tension de déclenchement à environ 50 mV. La chute de tension aux bornes de cette diode est compensée par un courant de l'ordre de 3,5 mA, provenant de la source de référence interne, traversant le potentiomètre  $P_2$  et la résistance  $R_8$ . C'est pourquoi la tension de déclenchement du courant de limitation est approximativement proportionnelle à la valeur de  $P_2$ .

Le courant qui circule dans le potentiomètre  $P_2$  est pratiquement indépendant de la température car la diode  $D_1$  compense les variations de la tension de déclenchement en fonction de celle-ci : de ce fait, le courant de limitation ne dépend que fort peu de la température atteinte par le régulateur intégré.

Il est important que le potentiomètre  $P_2$  soit bien connecté comme indiqué sur la figure 9. Si on le monte en rhéostat, il pourrait y avoir circuit ouvert lors du réglage et avant la détermination de la résistance  $R_8$ . Ceci augmente-

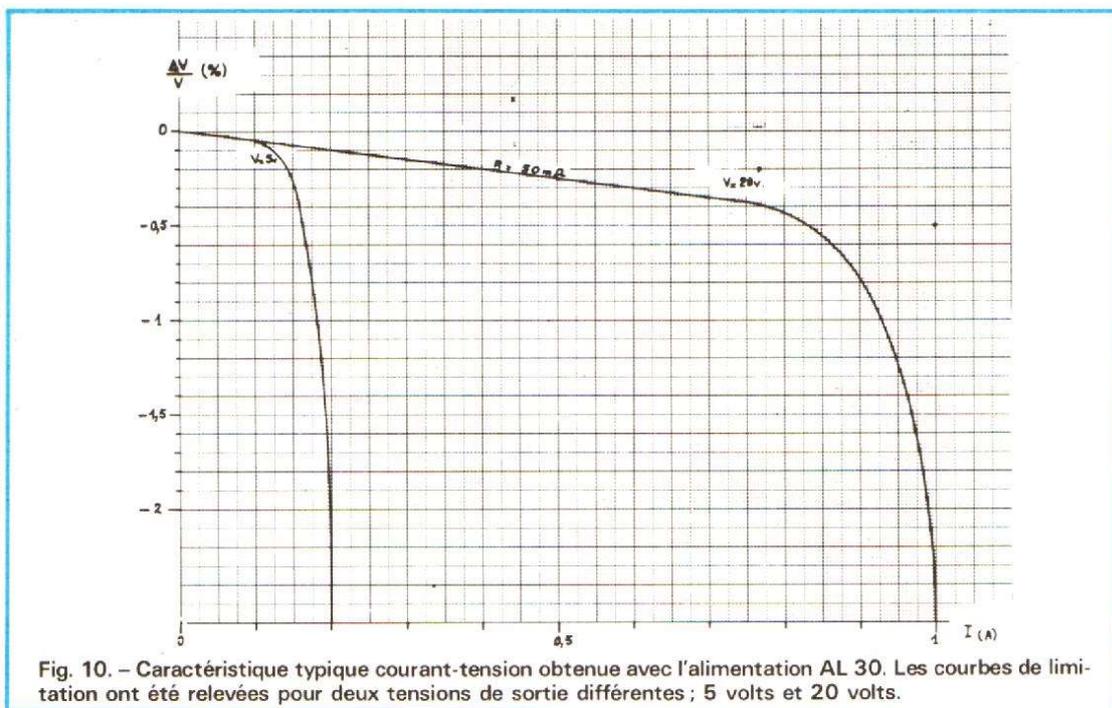


Fig. 10. - Caractéristique typique courant-tension obtenue avec l'alimentation AL 30. Les courbes de limitation ont été relevées pour deux tensions de sortie différentes ; 5 volts et 20 volts.

rait considérablement la tension de déclenchement et pourrait entraîner la destruction du transistor ballast.

La présence du potentiomètre  $P_2$  et de la résistance  $R_8$  dans le circuit de limitation rend moins abrupte la caractéristique de limitation de courant du régulateur. Ceci est dû au fait qu'elles agissent comme une résistance d'émetteur située dans l'émetteur du transistor de limitation. Il est possible de remédier un peu à cet inconvénient en diminuant leur valeurs et en augmentant la tension par un courant additionnel fourni par la résistance  $R_7$ .

Il peut être parfois difficile de se procurer des résistances de faible valeur pour la limitation de courant ( $R_3$ ). On peut alors utiliser un fil résistant en Constantan qui présente l'avantage de pouvoir se souder aisément.

On prend rarement garde au fait qu'un court-circuit de la tension d'entrée d'un régulateur en fonctionnement peut très souvent entraîner sa destruction, quand bien même sa sortie est protégée contre les courts-circuits. Lorsque la tension d'entrée tombe rapidement à zéro, le condensateur de sortie est encore chargé au potentiel de la tension de sortie nominale. Cette capacité

applique une tension inverse sur le transistor ballast ainsi que sur les autres éléments du régulateur, qui tendent à la décharger dans le court-circuit à l'entrée. La pointe d'intensité qui en résulte peut dégrader ou même détruire ces éléments.

A l'intérieur du régulateur intégré SFC 2204 la décharge s'effectue à travers des jonctions polarisées en direct par la tension négative. Si l'énergie emmagasinée par le condensateur de sortie est supérieure à 800  $\mu\text{J}$  (environ 40 V/ $\mu\text{F}$ ) le circuit sera endommagé par la décharge de cette énergie. Ce problème n'est pas particulier aux régulateurs intégrés et les alimentations réalisées en éléments discrets présentent le même inconvénient.

Ce problème pourra être résolu en plaçant une diode  $D_3$  entre l'entrée et la sortie : elle déchargera le condensateur de sortie en cas de court-circuit. Cette diode doit pouvoir accepter des intensités relativement importantes sans chute de tension excessive ; une diode de forte puissance n'est pas nécessaire puisqu'elle ne fonctionne que rarement et de façon très brève. Cependant, cette diode doit être rapide : les diodes de redressement sont à déconseiller car la chute de tension

à leurs bornes peut être très importante jusqu'à ce que les porteurs minoritaires soient injectés en nombre suffisant.

Une forte diminution de la tension d'entrée non régulée peut aussi produire un résultat aussi funeste pour le circuit intégré. La tension d'entrée peut chuter plus rapidement que la tension de sortie, surtout lorsque celle-ci est faiblement chargée, ce qui produit une polarisation inverse du régulateur. Les charges inductives présentent également le même genre de phénomène ; lors d'une coupure brusque de l'alimentation, elles peuvent inverser les polarités de la tension, ce qui aggrave les conditions. Dans ce cas, il est souhaitable de prévoir une diode  $D_2$ , en plus de la diode  $D_3$ , pour supprimer les tensions inverses. Cette diode doit être montée entre les sorties + et - de l'alimentation. Même sans charges inductives, il est conseillé de mettre cette diode de protection, si la sortie est accidentellement reliée à un potentiel continu qui peut se trouver de polarité inverse de celle de l'alimentation.

Avec des alimentations à courant de sortie relativement élevé, il peut arriver que l'on soit conduit à mettre, immédiatement sur les bornes de sortie, un condensateur pré-

sentant une faible inductance, connecté très court. Sans cette précaution, il y a risque de résonance entre les fils et les petites capacités de filtrage montées en sortie du régulateur. Si ce condensateur est monté directement sur les bornes de sortie avec des fils très courts, le coefficient de surtension du circuit accordé résultant est trop faible pour perturber le fonctionnement normal.

D'autre part, ainsi qu'on l'a déjà expliqué, il est préférable que le transistor de puissance  $T_2$  soit un dispositif de technologie Homobase. Dans cette application, cette technologie est préférable à la technologie Triple Diffusée, en ce sens que les dispositifs obtenus par le premier procédé sont moins sujets aux oscillations parasites parce que leur fréquence de transition est peu élevée.

## PERFORMANCES

La figure 10 représente la caractéristique courant-tension de l'alimentation dont le schéma est donné sur la figure 9. Les courbes de limitation ont été relevées pour deux tensions de sortie différentes, 5 V et 20 V. L'impédance interne apparente de l'alimentation, déduite des courbes de la figure 10 est de l'ordre de 50 m $\Omega$ . Le niveau du bruit qui se superpose à la tension continue de sortie est d'environ 500  $\mu$ V crêtes à crêtes ; il est indépendant de la valeur de la tension continue.

## REALISATION

La partie petite puissance de l'alimentation AL 30 a été réalisée sous forme d'un circuit imprimé dont le dessin à l'échelle 1/1 est donné sur la figure 11. La figure 12 montre la disposition des éléments sur le circuit imprimé de la figure 11. La figure 12 indique également la manière de relier ce circuit imprimé au reste des

composants. Ceci sera fait en essayant de réduire au maximum la longueur des fils. Les connexions indiquées en traits plus épais doivent être câblées avec du fil de section plus importante que le reste du câblage.

Lorsque le montage est alimenté à partir du secteur alternatif redressé et filtré, comme c'est le cas ici, la composante alternative qui circule dans le filtre d'entrée peut poser certains problèmes de ronflements ; une tension alternative, de faible amplitude mais qui peut se révéler gênante parfois, vient se superposer à la tension continue de sortie. Par exemple, dans un filtre à capacité en tête comme celui utilisé dans le montage de la figure 9, le courant de crête qui circule dans le condensateur  $C_1$  peut être plusieurs fois supérieur au courant moyen de sortie de l'alimentation. Même si la résistance des connexions n'est que de quelques millimètres d'Ohm, une tension alternative parasite non négligeable apparaît aux bornes de cette résistance lors des charges et décharges successives de la capacité de filtrage. Si du fait de la disposition du câblage, cette tension parasite se trouve réappliquée par exemple sur l'entrée de comparaison du régulateur intégré, elle est amplifiée par ce dernier et l'alimentation présente alors une tension de ronflement beaucoup plus élevée que ce qu'elle devrait être.

La technique du câblage qui consiste à réunir toutes les connexions à forte intensité en un seul point permet de pallier cet inconvénient, mais cette disposition n'est pas toujours facile à réaliser.

Habituellement, on a constaté qu'il suffisait d'éviter que le courant principal de l'alimentation ne produise une chute de tension entre la masse du régulateur intégré et le côté masse de la résistance définissant la tension de sortie ( $P_1$ ) pour que celle-ci soit à peu près exempte de ronflements.

La valeur de la capacité de

filtrage  $C_1$  doit être suffisamment élevée pour que, lorsque l'alimentation débite 1 A sous une tension de sortie de 30 V, les creux de l'onde redressée à deux alternances ne descendent pas au-dessous d'une quarantaine de volts, afin qu'il y ait toujours au moins une dizaine de volts de différence entre la tension de sortie et le minimum atteint par la tension d'entrée non régulée. On peut évaluer l'amplitude maximale des creux de l'onde redressée au moyen de la relation ci-dessous :

$$dV = I \cdot \frac{dt}{C}$$

avec :  $dV$  = amplitude crête à crête du ronflement de la tension non régulée ;  $I$  = courant moyen débité par l'alimentation ;  $C$  = valeur du condensateur de filtrage  $C_1$  (en Farad) ;  $dt$  = espace de temps séparant deux charges de  $C$  (10 ms si redressement à 2 alt.)

Dans notre cas, nous trouvons :

$$dV = \frac{1 \times 10 \cdot 10^{-3}}{2200 \cdot 10^{-6}} \approx 4,54 \text{ V}$$

Il est évident que l'on ne peut attendre aucune régulation d'une alimentation stabilisée dont la tension d'entrée descendrait périodiquement soit au-dessous de la valeur de la tension de sortie, soit s'approcherait trop près de cette dernière pour que le circuit régulateur demeure alimenté correctement.

Le transistor ballast  $T_2$  doit être monté sur un refroidisseur qui peut être déterminé de la manière suivante :

La tension efficace d'un demi secondaire est de 30 V nominaux. Compte tenu de la tolérance habituelle du réseau, cette tension peut augmenter de 10 % ; elle atteindra alors 33 V efficaces, ce qui donne une tension de crête redressée de :  $33 \times 2 \approx 46,5 \text{ V}$ .

La dissipation maximale de puissance dans le transistor  $T_2$  se produit quand la sortie de l'alimentation est en court-circuit. A cet instant, le courant qui traverse ce dispositif est de

1 A (dans le plus mauvais cas) et la tension à ses bornes est au maximum de 46,5 V. Il doit donc dissiper une puissance maximale de :  $46,5 \times 1 = 46,5 \text{ W}$ .

Le transistor  $T_2$  est du type BD 182. Selon les caractéristiques publiées par le constructeur (Sescosem), ce transistor présente une résistance thermique jonction-boîtier ( $R_{th(j-c)}$ ) maximale de 1,5  $^{\circ}\text{C}/\text{W}$ . Sa température de jonction ( $T_{vj}$ ) ne doit pas dépasser 200  $^{\circ}\text{C}$ .

Si l'on fixe à 45  $^{\circ}\text{C}$  la température ambiante maximale de fonctionnement de l'alimentation, il devient possible de déterminer la résistance thermique jonction-air nécessaire pour garantir un fonctionnement correct jusqu'à 45  $^{\circ}\text{C}$  :

$$R_{th(j-a)} = \frac{T_{vj} - T_{amb}}{P_{max.diss.}}$$

$$= \frac{200 - 45}{46,5} = 3,333 \text{ }^{\circ}\text{C}/\text{W}$$

Puisque la résistance thermique jonction-boîtier est de 1,5  $^{\circ}\text{C}/\text{W}$ , la résistance thermique boîtier-air (à peu de chose près la résistance thermique du radiateur) doit être de :

$$3,333 - 1,5 = 1,833 \text{ }^{\circ}\text{C}/\text{W}$$

Si l'on convient de ne pas mettre d'isolant mica entre le boîtier du transistor et le radiateur (il faudra isoler ce dernier), 1,833  $^{\circ}\text{C}/\text{W}$  caractérise l'impédance thermique que devra présenter le radiateur pour permettre le fonctionnement correct de l'alimentation jusqu'à une température ambiante de 45  $^{\circ}\text{C}$ .

Un radiateur de 1,833  $^{\circ}\text{C}/\text{W}$  peut être constitué d'une seule plaque d'aluminium d'épaisseur 3 mm, de 27 x 27 cm, placée verticalement, le transistor  $T_2$  étant situé au centre. Si l'on remplace l'aluminium par du cuivre (surtout pas par du laiton !) de même épaisseur, les dimensions peuvent être ramenées à 22 x 22 cm. Si le cuivre est traité, sur ses deux faces, pour obtenir un revêtement noir mât, les dimensions sont encore réduites et

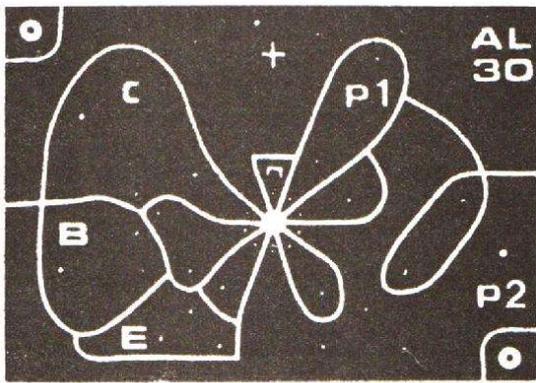


Fig. 11. - Dessin du circuit imprimé à l'échelle 1/1. Les parties blanches représentent les endroits où le cuivre est enlevé.

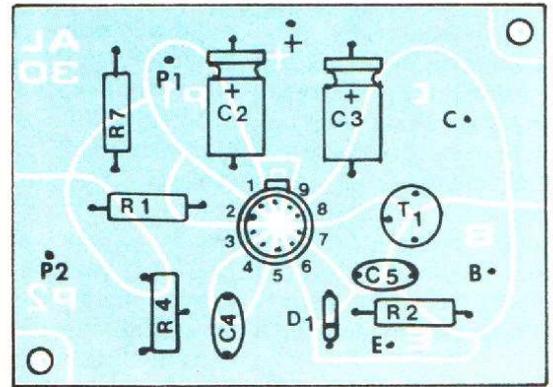


Fig. 12a

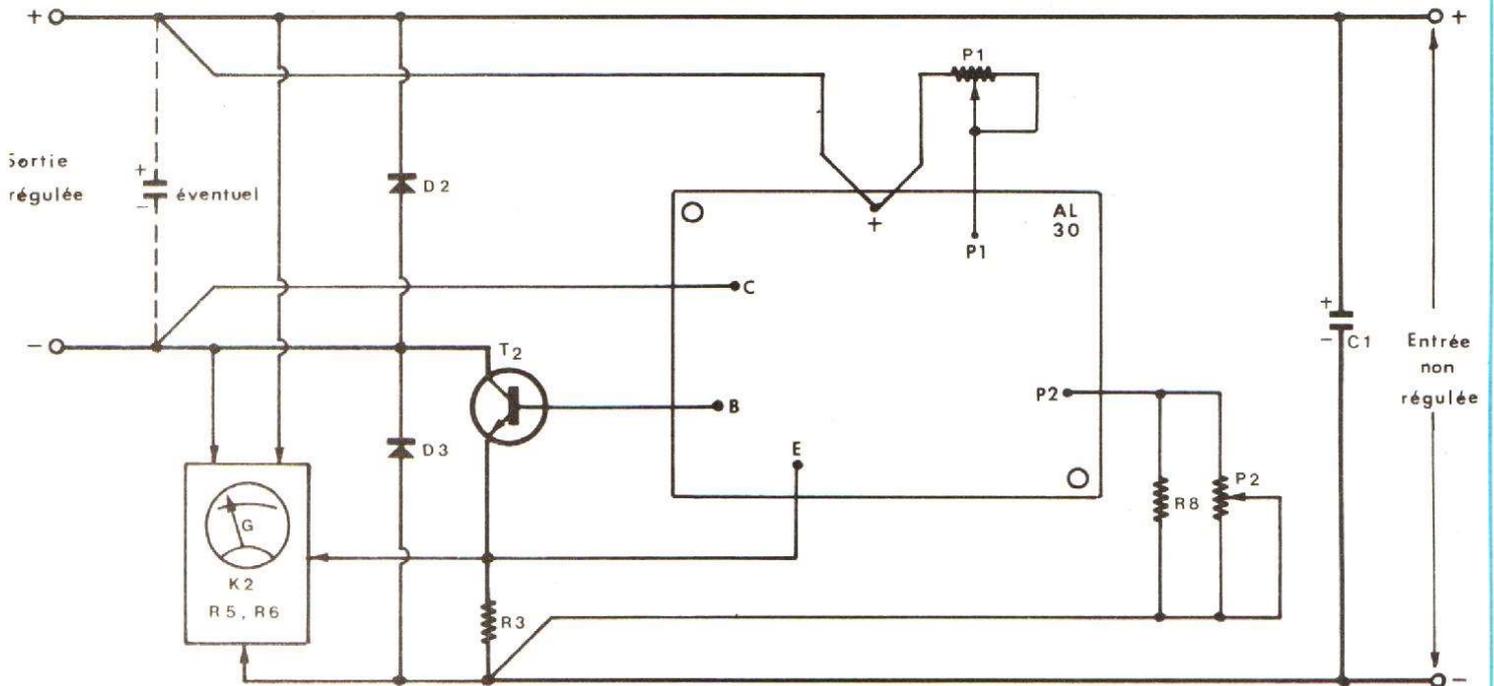
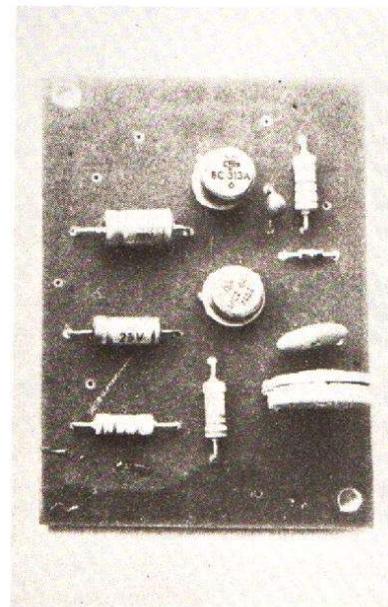
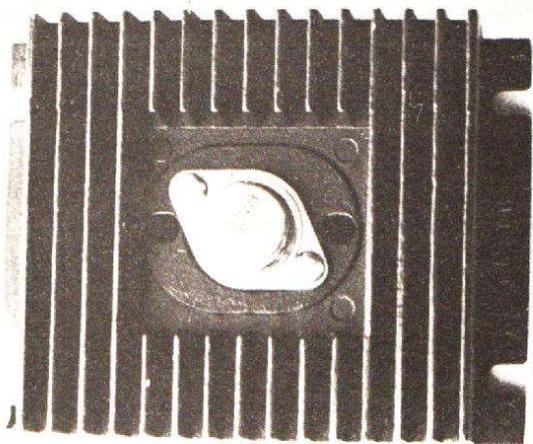


Fig. 12. - Implantation des composants sur le circuit imprimé de la figure 11. Noter aussi la manière de réaliser le câblage. Les connexions en trait plus épais sont à effectuer en gros fil.



deviennent 15 x 15 cm environ. Si le refroidisseur était disposé horizontalement, il conviendrait d'augmenter sa surface de l'ordre de 30 %. Il est possible de diminuer encore l'encombrement du refroidisseur en réalisant plusieurs ailettes, pourvu que la surface ventilée par l'air soit à peu près la même : c'est pourquoi il est conseillé de positionner verticalement le radiateur afin que l'air puisse circuler des deux côtés.

Il existe dans le commerce des radiateurs réalisés en étiré, munis de nombreuses petites ailettes qui, sous un encombrement réduit, permettent d'obtenir une résistance thermique  $\leq 1,8 \text{ }^\circ\text{C/W}$

Enfin, pour parfaire le contact thermique entre le boîtier du transistor  $T_2$  et le radiateur, il serait souhaitable d'enduire les surfaces en contact d'une mince pellicule de graisse bonne conductrice de la chaleur (à base de silicones ou d'oxyde de Beryllium).

### UTILISATION DES ALIMENTATIONS STABILISEES

Une alimentation stabilisée doit présenter une résistance interne extrêmement basse pour que la tension de sortie soit pratiquement indépendante du courant consommé. L'alimentation AL 30 possède une résistance interne d'environ 50 m $\Omega$ . Lorsque l'on alimente un montage, surtout si celui-ci demande une intensité voisine du maximum (c'est-à-dire de l'ordre de l'ampère), il est important de ne pas créer de chute de tension trop importante dans les câbles de liaison. En effet, la comparaison de tension est effectuée sur les bornes mêmes de sortie (voir figure 12). La résistance due aux câbles de liaison est située après la boucle de régulation ; elle n'est donc pas compensée par le régulateur intégré. A titre indicatif, pour un montage situé à un mètre

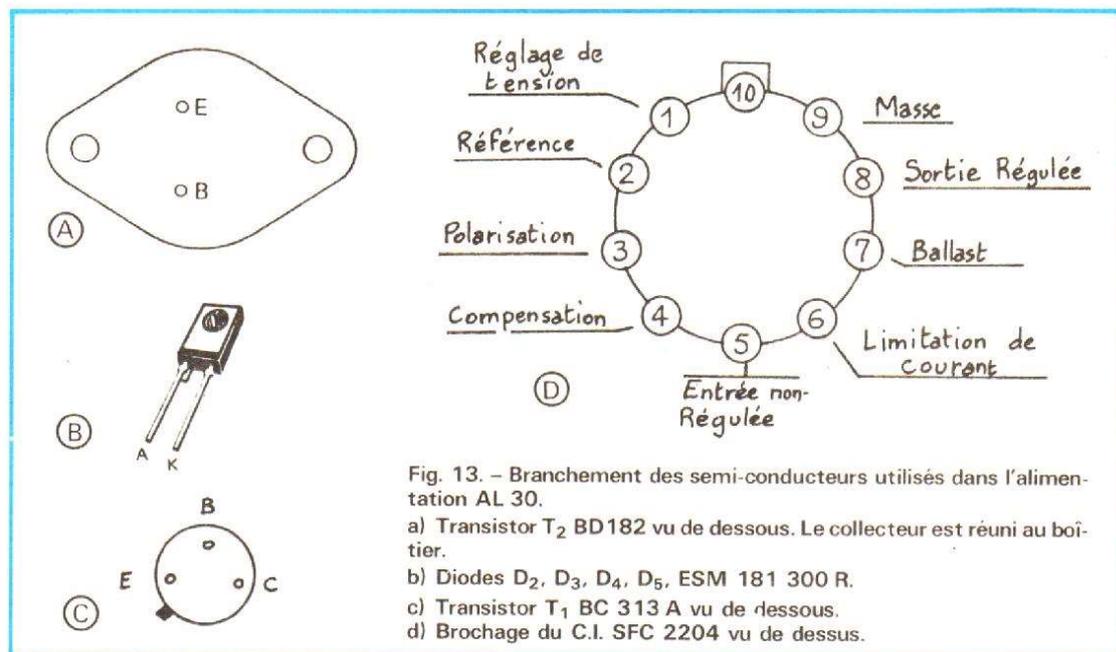


Fig. 13. - Branchement des semi-conducteurs utilisés dans l'alimentation AL 30.

- a) Transistor  $T_2$  BD182 vu de dessous. Le collecteur est réuni au boîtier.
- b) Diodes  $D_2, D_3, D_4, D_5$ , ESM 181 300 R.
- c) Transistor  $T_1$  BC 313 A vu de dessous.
- d) Brochage du C.I. SFC 2204 vu de dessous.

des bornes de sortie de l'alimentation, et consommant une intensité de 0,9 A, si l'arrivée de la tension se fait par des fils de cuivre de 0,5 mm de diamètre, la chute de tension créée sera de l'ordre de 0,16 V. Encore ceci ne tient-il pas compte des résistances éventuelles de contact, fiches, douilles et autres moyens de procéder au raccordement.

Il serait donc tout à fait inutile de réduire la résistance interne d'une alimentation régulée à quelques millièmes d'Ohm et de munir cette alimentation de fils de raccordement ayant, par eux-mêmes, une résistance de plusieurs centièmes d'Ohm.

C'est la raison pour laquelle il faut veiller aux connexions d'alimentation des montages. C'est aussi pour cette raison que dans les grands ensembles on utilise de nombreuses alimentations différentes placées à proximité immédiate des montages à alimenter.

Une alimentation régulée fournissant, par définition, une tension de sortie stabilisée, on ne manquera pas, au cours de la mise au point de différents montages, une fois un fonctionnement correct obtenu à la tension nominale, de vérifier que ce dernier se conserve pour les valeurs extrêmes des tensions que l'on peut rencontrer. Par

exemple, dans le cas d'un ensemble alimenté normalement sur piles, on fera des essais pour vérifier que le système fonctionne toujours lorsque les piles arriveront en fin de vie.

Si l'on désirait obtenir des tensions stabilisées plus élevées que 30 V, il serait toujours possible d'associer plusieurs alimentations AL 30 en série, le pôle négatif de l'une étant relié au pôle positif de l'autre, etc. A ce moment, les tensions des différentes alimentations s'ajoutent ; le courant maximal disponible reste limité à 1 A max. En aucun cas, il ne faut grouper les alimentations AL30 en parallèle pour tenter d'augmenter l'intensité maximale disponible. Du fait de leur très faible résistance interne, c'est l'alimentation dont la tension de sortie serait supérieure à l'autre, ne serait ce que de quelques centièmes de volt, qui fournirait un courant très important, alors que l'autre resterait bloquée.

### NOMENCLATURE DES ELEMENTS DE LA FIGURE 9

- $R_1 = 1500 \Omega$  10 % 1/2 W
- $R_2 = 120 \Omega$  10 % 1/2 W
- $R_3 = 1 \Omega$  10 % 5 W
- $R_4 = 470 \Omega$  ajust. 1/2 W
- $R_5 =$  à déterminer pour que le galva. dévie à fond pour une tension de sortie de 30 V.
- $R_6 =$  à déterminer pour que le galva. dévie à fond pour une intensité de sortie de 1 A.
- $R_7 = 22 \text{ k}\Omega$  10 % 1/2 W
- $R_8 =$  à déterminer pour que l'intensité de limitation maximale soit exactement de 1 A (cette valeur est de l'ordre de 500 à 1500  $\Omega$  environ).
- $P_1 =$  potentiomètre 10 k $\Omega$  linéaire.
- $P_2 =$  potentiomètre 470  $\Omega$  linéaire
- $C_1 = 2200 \mu\text{F}$  50/55 V
- $C_2 = 10 \mu\text{F}$  25 V
- $C_3 = 4,7 \mu\text{F}$  50 V
- $C_4 = 1 \text{ nF}$  63 V 10 %
- $C_5 = 150 \text{ pF}$  63 V 20 %
- $D_1 = 1 \text{ N}$  4148
- $D_2, D_3, D_4, D_5 =$  ESM 181 300 R (Sescossem)
- CI = SFC 2204 (Sescossem)
- $T_1 =$  BC 313 A (Sescossem).
- $T_2 =$  BD 182 (Sescossem)
- $T_r =$  transformateur d'alimentation, secondaire 2 x 30 volts efficaces, 1 ampère ou bien une seule fois 30 volts efficaces et mettre 4 diodes ESM 181 300 R en pont, à la place de  $D_4$  et de  $D_5$ .

D.PETIT

# Capacimètre linéaire



## à affichage direct

ON mesure habituellement les capacités à l'aide de dispositifs à résonance ou de points de mesure nécessitant un ajustage manuel. Il existe également des capacimètres à affichage direct avec ohmmètre à c.a. L'inconvénient pour le « hobbyste » est que l'échelle n'est pas linéaire.

Nous proposons un appareil où le condensateur à mesurer sert de base de temps à une bascule monostable. Cette bascule est commandée périodiquement à fréquence constante. La valeur moyenne de la tension de sortie est directement proportionnelle à la durée d'impulsion et à la cadence.

Comme la cadence est constante et la durée d'impulsion proportionnelle à la capacité du condensateur, la valeur moyenne de la tension de sortie est proportionnelle à la capacité.

A la sortie de la bascule est branché un afficheur à cadre

mobile à travers une résistance série, qui affiche par inertie la valeur moyenne arithmétique de la tension de sortie pulsée, de sorte que la déviation de l'aiguille est directement proportionnelle à la capacité mesurée et l'échelle linéaire peut être utilisée sans calibrage pour l'affichage de la capacité.

Trois potentiomètres ajustables suffisent pour régler la position 0 et la déviation maximale. Bien que la précision reste de l'ordre de  $\pm 3\%$ , il n'est pas nécessaire d'utiliser des composants à tolérances étroites.

### I - LE SCHEMA DE PRINCIPE Figure 1

Celui-ci montre le montage à réaliser. Les composants utilisés sont 7 circuits intégrés

TTL, 6 résistances, 2 condensateurs, 3 potentiomètres ajustables, un commutateur à plots et le dispositif d'affichage.

Le générateur d'impulsions MIC 74124 est un multivibrateur instable de 1 MHz, très constant, donc particulièrement adéquat pour la mesure.

Les 5 compteurs à décades série MIC 7490 produisent les fréquences 1 MHz, 100 kHz, 10 kHz, 1 kHz, 100 Hz et 10 Hz.

Sélectionné par le commutateur à plots, un des 6 signaux de mesure déclenche la bascule MIC 74121. Chaque front positif à l'entrée du monostable provoque une impulsion de sortie dont la durée est proportionnelle à la capacité. Lorsqu'aucun condensateur n'est branché aux bornes Cx, l'impulsion de sortie n'est pas exactement à 0, du fait de la capacité propre du monostable qui délivre des impulsions de 50 ns environ. Pour cette raison, on a prévu

un pont à la sortie, formé d'une résistance  $R_7 = 4,7 \text{ k}\Omega$  et d'un potentiomètre ajustable de  $470 \Omega$ . La bobine mobile et la résistance série servant au réglage de la déviation max. sont dans la diagonale de ce pont.

Pour la plage la plus faible, il faut un potentiomètre ajustable de  $470 \Omega$  distinct, soit RV3, qui est commuté par le deuxième niveau du commutateur (S1<sub>(b)</sub>).

Ce potentiomètre sert précisément à régler la déviation sur 0 lorsqu'aucun condensateur n'est branché.

Ce capacimètre peut mesurer des condensateurs de 100 pF à 10  $\mu\text{F}$ . Des plages supérieures poseraient des problèmes à cause de la fréquence, qui est de 1 Hz dans la plage supérieure : selon l'afficheur utilisé, l'inertie mécanique de la bobine mobile ne suffirait plus pour transmettre les impulsions de sortie du monostable et l'aiguille tremblerait.

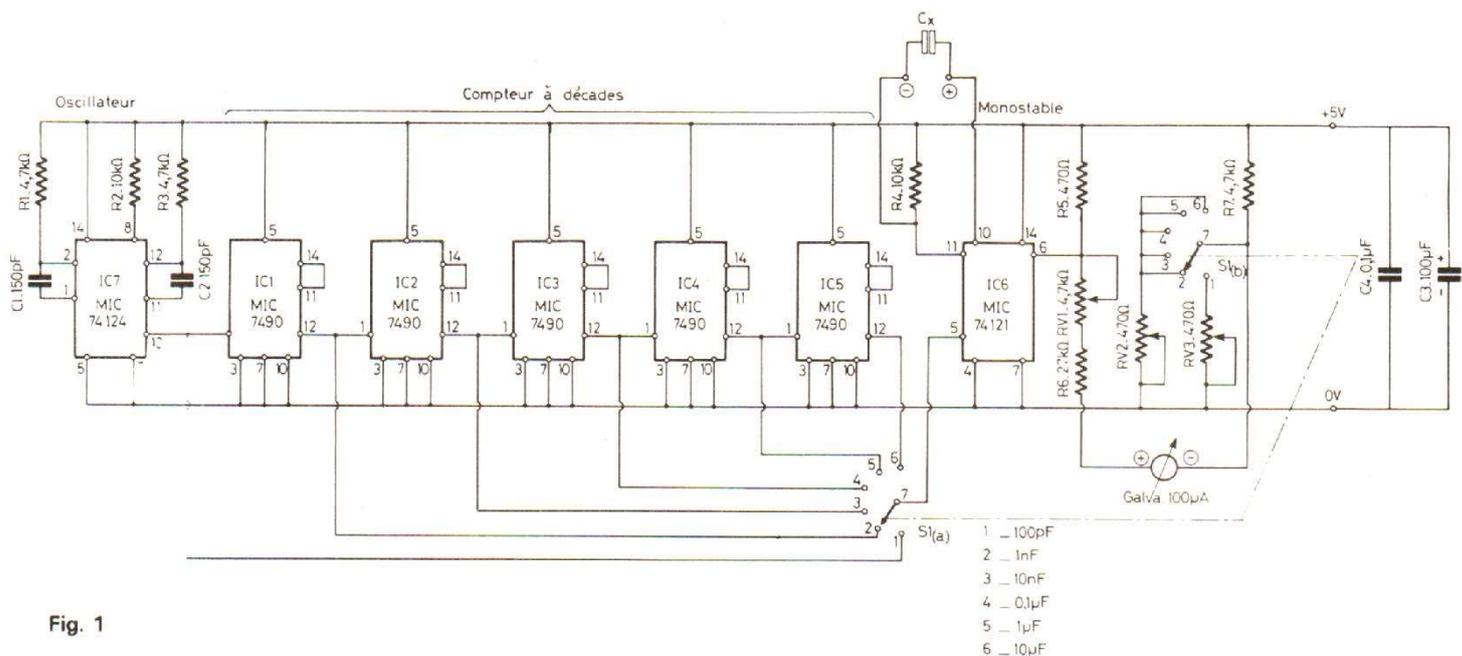


Fig. 1

On peut y remédier en insérant un condensateur parallèle à la bobine, mais l'affichage devient lent et peu pratique.

Les compteurs à décade MIC 7490 sont branchés de telle façon qu'ils divisent d'abord par 5 puis par 2 : on dispose ainsi aux broches 11 des fréquences 200 kHz, 20 kHz, 2 kHz, 200 Hz et 20 Hz, qui peuvent être utilisées pour 7 plages intermédiaires : 500 pF, 5 nF, 50 nF, 0,5 µF, 5 µF et 50 µF.

On peut mesurer des condensateurs polarisés ou non. Dans le premier cas, le pôle + sera connecté sur la broche 10 du monostable. Toutefois, le condensateur électrolytique ne devra pas avoir un courant de fuite trop important.

Une erreur de mesure ne peut pratiquement être provoquée que par la fréquence d'oscillation, la durée d'impulsion du monostable et la tension d'alimentation.

Les compteurs à décade divisent très exactement. Les tolérances des composants déterminant la fréquence et la durée d'impulsion n'influencent pas la mesure puisqu'elles sont éliminées au moment de l'ajustage.

De même la valeur absolue de la tension d'alimentation.

Par contre, des modifications des composants provoquent des erreurs proportionnelles sur la mesure.

Pour cela nous conseillons

d'utiliser des résistances à couche métallique pour les résistances  $R_1$  et  $R_3$  de 4,7 kΩ dans l'oscillateur et de  $R_4 = 10$  kΩ dans le monostable.

Pour les condensateurs de l'oscillateur, nous recommandons les types au polyester.

La tension d'alimentation doit être stabilisée et avoir un faible coefficient de température

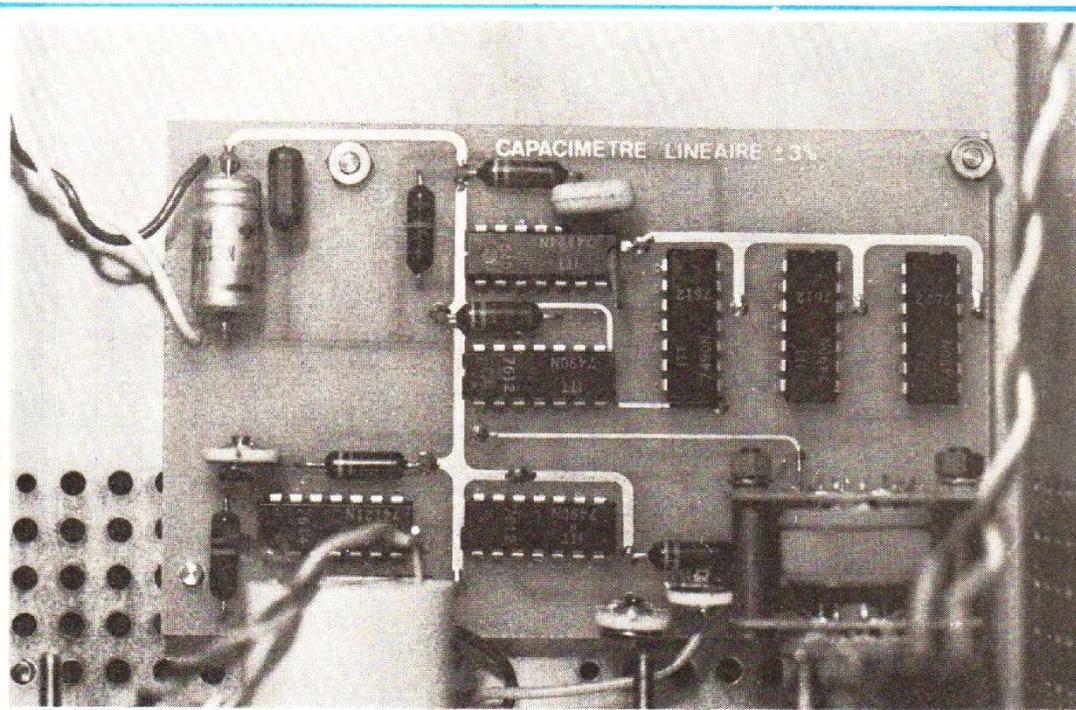
## II - REALISATION DE LA MAQUETTE

### A. - La section capacimètre

#### 1) Le circuit imprimé.

L'étude d'un circuit imprimé comprenant un bon nombre de circuits intégrés pose toujours des difficultés pour établir les liaisons entre ces divers composants.

Avec les 7 circuits intégrés de ce capacimètre, l'étude d'un circuit en simple face s'est avérée vaine. La mise au point d'un CI en double face a résolu le problème. Pour les lecteurs familiarisés avec la fabrication de circuits imprimés, le double face n'est pas plus complexe à graver, il suffit de faire attention au moment de la superposition



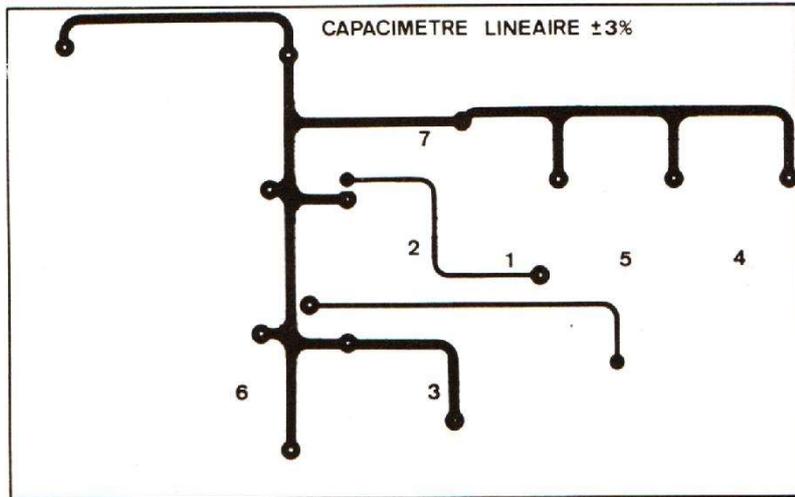


Fig. 2

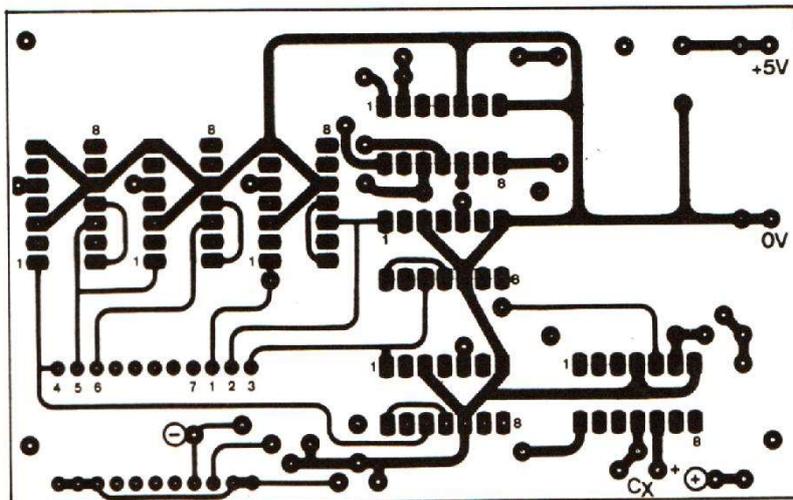


Fig. 3

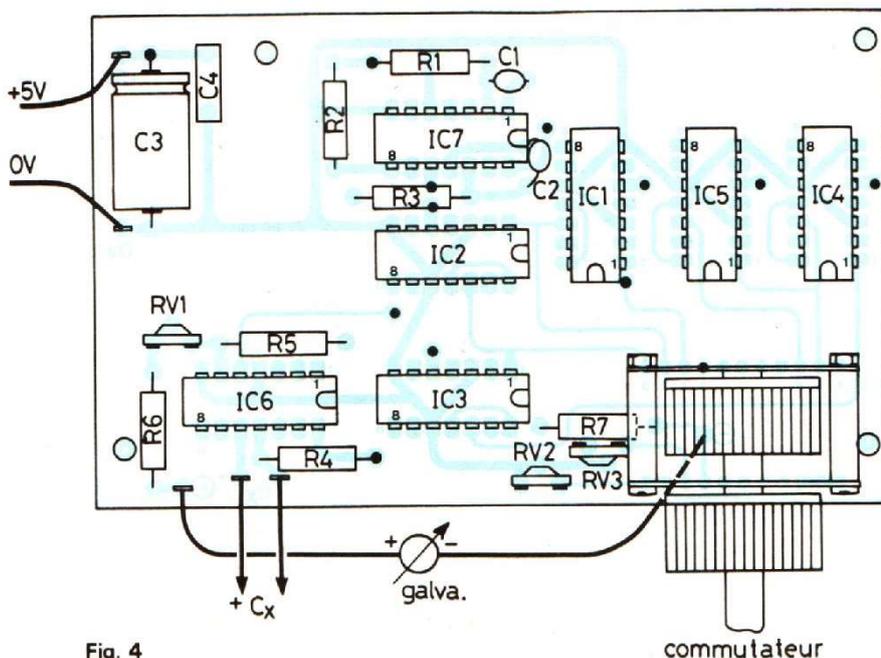


Fig. 4

des deux documents sur la plaque cuivrée.

Les dimensions de la plaque sont de 104 x 65 mm.

La face cuivrée est bien entendu la plus chargée en liaisons, celle-ci est proposée à l'échelle 1 à la figure 2.

Nous recommandons aux lecteurs d'utiliser des symboles autocollants, surtout pour les circuits intégrés 14 pattes, la précision devant être importante.

Il en sera de même (pour la précision) pour les deux rangées de 11 pastilles au pas de 2,54 recevant le commutateur de fonctions.

La figure 3 également à l'échelle 1, moins chargée en liaisons est le côté composants de la plaque imprimée. Il s'agit ici d'amener le + 5 volts aux circuits intégrés.

Le circuit imprimé gravé, on frotte les liaisons cuivrées avec un tampon JEX pour supprimer les traces d'oxydation.

Reste l'opération de perçage. Un foret de  $\varnothing 1$  mm fera l'affaire pour toutes les pastilles.

## 2) Câblage du module

Le plan de câblage est celui de la figure 4. Il est très simple. Il suffit de se reporter à la nomenclature pour connaître les caractéristiques de chaque composant, ceux-ci étant repérés par leur symbole électrique.

### Avant toute chose

Les circuits intégrés étant des petites bêtes fragiles, nous n'avons pas voulu leur chauffer les pieds des deux côtés du circuit imprimé pour établir les liaisons entre les deux faces, c'est délicat !

Nous avons trouvé plus astucieux de placer des pastilles qui vont servir de traversées (symbolisées par des points noirs sur la figure 4).

Il est donc conseillé de commencer le câblage par ces traversées, réalisées avec des queues de résistances par exemple. Ensuite à l'hommètre on vérifie l'efficacité de ce travail.

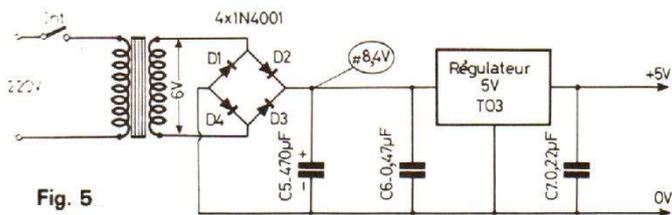


Fig. 5

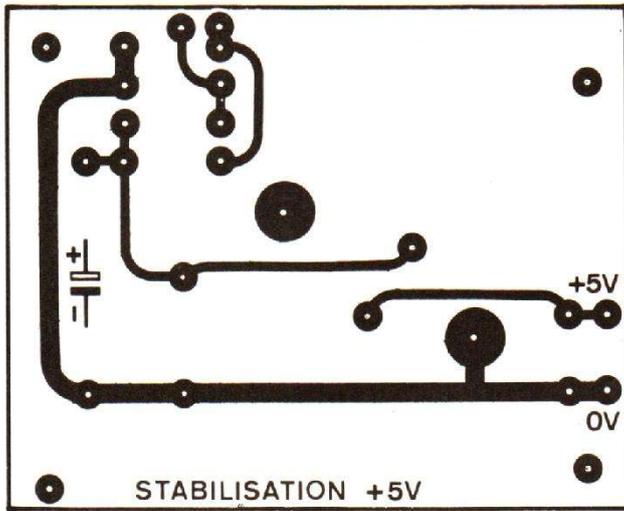


Fig. 6

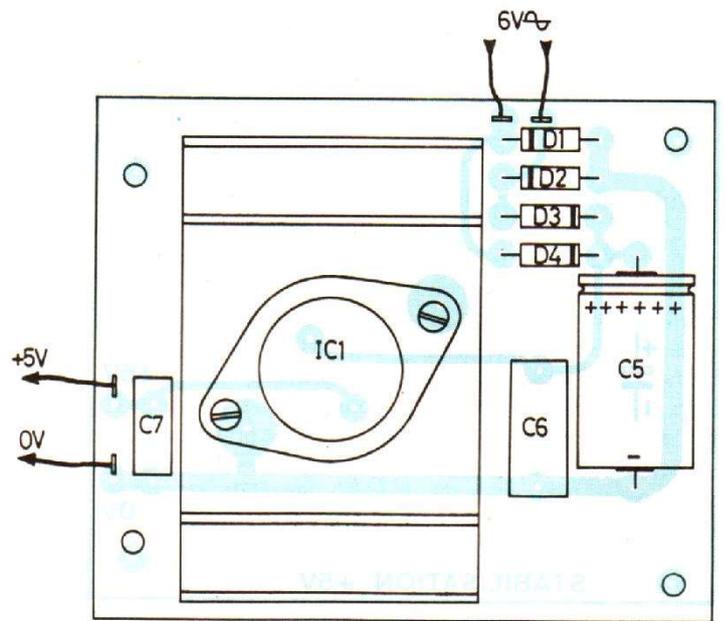


Fig. 7

Les pattes des résistances  $R_1 - R_4$  et du condensateur  $C_3$  servent également de traversées, il faudra donc souder ces pattes des deux côtés du CI.

On commence par mettre en place les résistances, les condensateurs  $C_1$ ,  $C_2$  et  $C_4$ , les circuits intégrés.

Les ajustable  $RV_1 - RV_2$  et  $RV_3$ , le condensateur  $C_3$  et le commutateur à plots.

Avant de souder ce commutateur, nous voyons à la figure 4 qu'à la galette supérieure le point 7 est soudé côté composants. Il est plus pratique de plier ce picot à angle

droit avant de mettre en place le commutateur et de le souder directement côté composants.

Les fils de liaisons aux composants extérieurs seront soudés tout de suite et auront une longueur de 20 cm environ.

La résine des points de sou-

dures sera dissoute avec du trichloréthylène.

Les 4 trous de fixation de module seront percés à  $\varnothing 3,2$  mm.

### 3) Nomenclature des composants

\* Circuits intégrés ITT  
 $IC_1 - IC_2 - IC_3 - IC_4 - IC_5$  : MIC 7490

$IC_6$  : MIC 74121

$IC_7$  : MIC 74124

\* Résistances à couches métallique (si possible)  $\pm 2\%$  ou  $\pm 5\%$

$R_1 - 4,7\text{ k}\Omega$

$R_2 - 10\text{ k}\Omega$

$R_3 - 4,7\text{ k}\Omega$

$R_4 - 10\text{ k}\Omega$

$R_4 - 470\ \Omega$

$R_6 - 27\text{ k}\Omega$

$R_7 - 4,7\text{ k}\Omega$

\* Potentiomètres ajustables au pas de 2,54 (VA05V ohmic par exemple)

$RV_1 : 4,7\text{ k}\Omega$

$RV_2 - RV_3 : 470\ \Omega$

\* Condensateurs

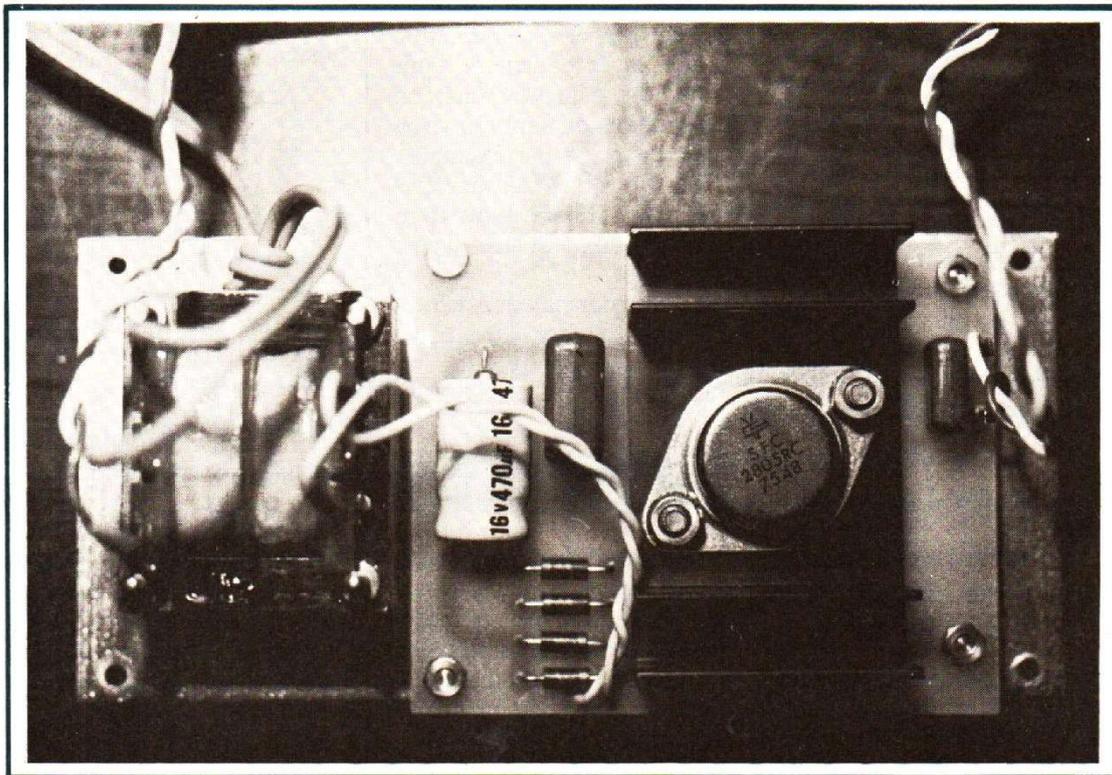
$C_1 - C_2 - 100\ \mu\text{F}$

$C_4 - 0,1\ \mu\text{F}/63\text{ V}$

$C_3 - 100\ \mu\text{F}/16\text{ V}$

\* Commutateur

Commutateur Jeanrenaud pour circuit imprimé 2 galet-



tes - 1 circuit - 6 positions.  
réf. : ensemble de 1 RBP -  
12 ADP + 1 RBP - 12SP

\* Galvanomètre : 100  $\mu$ A  
Appareil de mesure Magnéto-  
Electrique  
Dimensions 78 x 63 mm.

## B. - L'alimentation stabilisée

Comme nous l'avons écrit au début de cet article, le bon fonctionnement et la précision de ce capacimètre dépendent de l'alimentation qui doit être stabilisée.

La tension d'alimentation devant être de + 5 V, la meilleure des solutions était bien entendu d'employer un régulateur + 5 V. La simplicité est ici alliée à l'efficacité.

La figure 5 montre le schéma de principe d'une telle alimentation.

Le transformateur d'alimentation fournit au secondaire une tension alternative de 6 V. Cette tension redressée par un pont de 4 diodes 1 N 4001 est filtrée par un électrochimique  $C_5 - 470 \mu F$ . Nous disposons alors d'une tension continue de l'ordre de 8,4 V qui est appliquée à l'entrée du régulateur. En sortie bien entendu celle-ci est de + 5 V.

Nous avons choisi un régulateur en boîtier T03-SFC 2805 RC. La tension à l'entrée peut varier de 7 à 20 V, la marge de sécurité est donc importante.

### 1) Le circuit imprimé

Celui-ci est proposé aux lecteurs à la figure 6 et bien entendu à l'échelle 1. Les dimensions de la plaquette sont de 81 x 66 mm.

Le tracé d'un tel CI est beaucoup plus simple que pour le capacimètre !

Le circuit gravé, on commence par effectuer tous les perçages avec un foret de  $\varnothing$  1 mm.

Les 2 grosses pastilles sont ensuite reforées à  $\varnothing$  42 mm.

Les 4 trous de fixation du module sont percés à  $\varnothing$  3,2 mm.

### 2) Câblage du module

Le plan de câblage est fourni à la figure 7. Tout est simple !

Il faut tout de même veiller à la bonne orientation des 4 diodes redresseuses.

On dispose sous le socle du régulateur un petit dissipateur thermique, le tout étant plaqué contre le circuit imprimé avec de la visserie de 4.

Pour les sorties + 5 V et 0 V, on soude 2 picots.

Les fils de câblage au 6 V du transformateur auront une longueur de 10 cm environ.

Comme pour le module précédent, dissoudre la résine des points de soudures avec du trichloréthylène.

### 3) Nomenclature des composants

$D_1 - D_2 - D_3 - D_4$  : 1 N 4001

$C_5 - 470 \mu F/16 V$

$C_6 - 0,47 \mu F/63 V$

$C_7 - 0,22 \mu F/63 V$

IC<sub>1</sub> : Régulateur 5 V  
SFC 2805 RC Sescosem ou  
LM340K5 NS.

Dissipateur thermique pour  
T03

## III - REALISATION MECANIQUE MISE EN COFFRET

Nous avons sélectionné pour cette maquette un coffret LG que l'on peut se procurer entre autres chez Cibot Radio.

Ce coffret a les dimensions de 144 x 72 x 144 mm.

Les faces avant et arrière sont fixées par 4 vis Parker. Il en est de même pour le capot métallique.

La face avant est en aluminium brossé et la face arrière en acier.

### A. - perçages de la face arrière

Les différentes cotations sont données à la figure 8. Il n'y a rien à ajouter.

### B. - Perçages de la face avant

Afin d'éviter de donner aux lecteurs un plan de perçage complexe et plus ou moins

précis, nous leur proposons à la figure 9 cette face avant à l'échelle 1 avec simplement l'emplacement des différents perçages. Il suffit de calquer cette figure, de la fixer sur la face avant du coffret et de pointer les différents trous à affectuer.

### C. - Perçage des trous de fixation du module capacimètre

On commence par calquer l'emplacement des 4 trous de fixation du module sur la figure 3.

Le fond du boîtier dispose de trous d'aération aux quatre coins (9 x 5 trous). Un seul de ces trous va servir de repère, celui-ci se trouve dans la zone d'aération avant-droite. La figure 10 montre l'emplacement de celui-ci. On scotch alors le calque et on pointe les 3 autres trous.

Les perçages sont effectués avec un foret de  $\varnothing$  4 mm.

## IV - FIXATION DES 2 MODULES ET DU TRANSFORMATEUR

Les 2 modules se fixent avec de la visserie de 3 mm, le module capacimètre au fond du coffret et l'alimentation contre la face arrière. Pour éviter les courts-circuits, on les surélève de 3 mm environ (avec un écrou par exemple).

Les trous de  $\varnothing$  4 mm effectués dans la tôle permettent une mise en place aisée de ces 2 modules.

Le transformateur est surélevé de la face arrière au moyen de 4 entretoises de 3 x 10 mm.

## V - LA FACE AVANT

On commence par fixer la galvanomètre. Si on le désire on peut réaliser une petite plaquette gravée comme celle de la figure 11. Une telle plaquette se grave comme un circuit imprimé.

Dans ce cas elle est plaquée

contre la face avant et maintenue en place par l'interrupteur et les 2 bornes de sortie.

## VI - INTERCONNEXION DES MODULES

On remet en place la face avant que l'on fixe avec les 4 vis Parker.

- On soude les fils au galvanomètre en respectant les polarités (+) et (-).

- On soude les fils de sortie aux fiches bananes femelles en respectant les polarités.

- On soude les fils d'alimentation au module + 5 V.

On remet en place la face arrière, fixée au moyen des 4 vis Parker.

- On soude les fils 6 V du module alimentation au transformateur.

- On câble l'interrupteur M/A suivant la figure 12.

- on soude le cordon secteur.

- on met en place le bouton du commutateur.

## VII - REGLAGES DU CAPACIMETRE

Mettre l'appareil sous tension et attendre 1 minute.

A) Le commutateur est en position 100 pF.

Avec le potentiomètre ajustable RV<sub>3</sub>, amener l'aiguille du galvanomètre en position 0.

B) Le commutateur est en position 1 nF.

Même réglage, avec le potentiomètre RV<sub>2</sub>, amener l'aiguille du galvanomètre sur le 0.

C) Placer un condensateur de valeur connue et de faible tolérance  $\pm 1\%$  ou  $\pm 2\%$  ( $\pm 5\%$  maximum) aux bornes des fiches bananes. Commuter l'appareil en fonction de cette valeur et avec l'ajustable RV<sub>1</sub>, amener l'aiguille du galvanomètre en face de la valeur indiquée sur le condensateur.

L'appareil est alors prêt à fonctionner.

## VIII CARACTÉRISTIQUES DU CAPACIMÈTRE

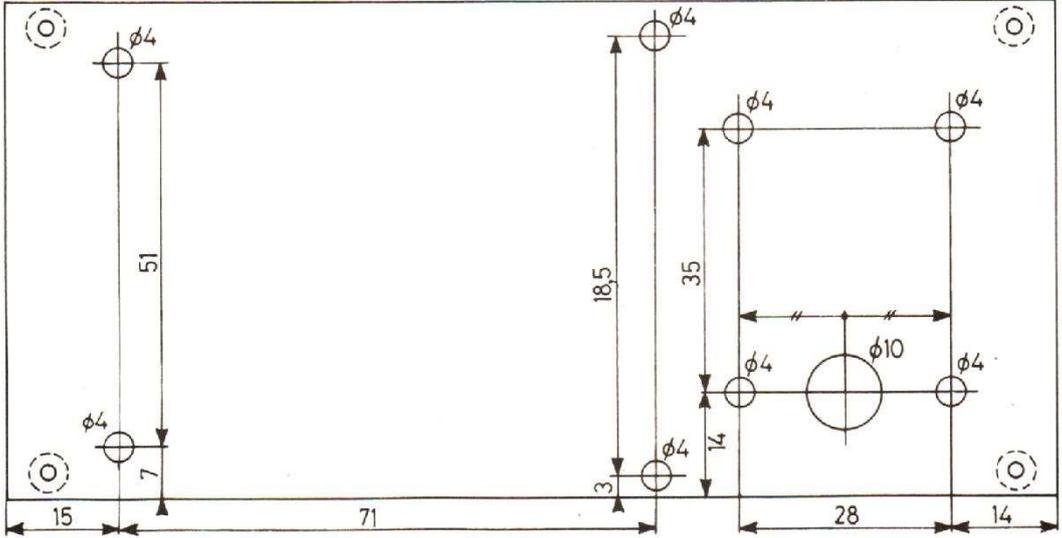


Fig. 8

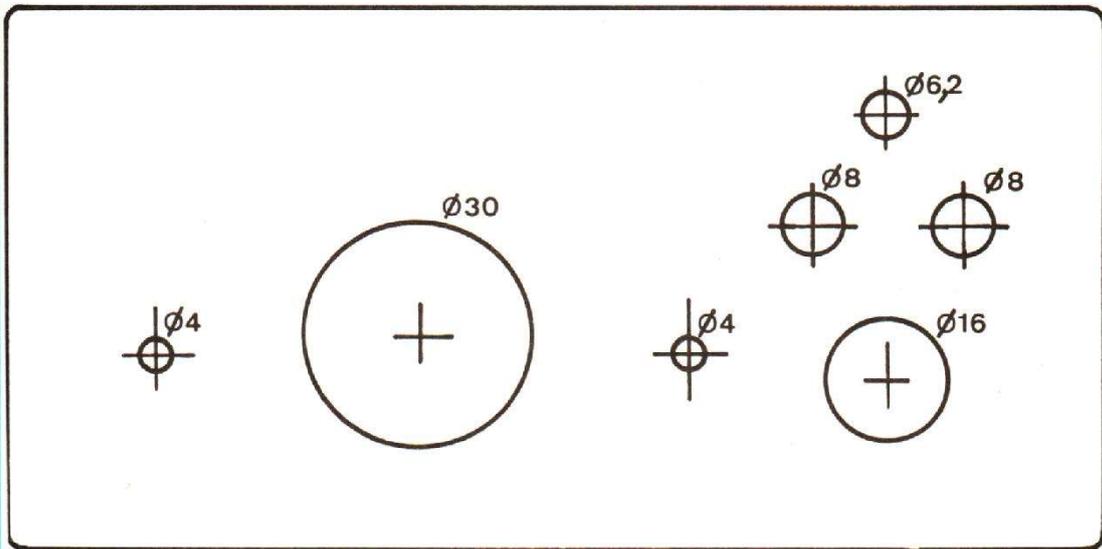


Fig. 9

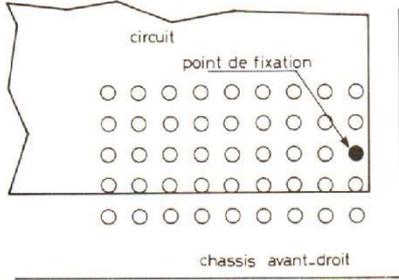


Fig. 10



Fig. 12

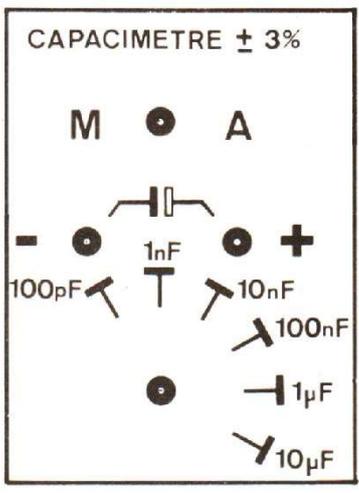


Fig. 11

Plages de mesure : 100 pF - 1 nF - 10 nF - 0,1 μF - 1 μF - 10 μF.

Erreur : <math>\pm 3\%</math> de la valeur mesurée.

Erreur de température : pour  $T_a = -10$  à  $+60$  °C : <math>\pm 0,2\%</math> si l'on utilise des résistances à couche métallique

Fréquence de mesure : 1 MHz ... 10 Hz

Courant : 0 ... 100 μA

Alimentation : 5 V - 180 mA Stabilisée.

La réalisation de cette maquette a été effectuée à partir d'une notice d'application ITT.

**Nota :** Pour les lecteurs qui éprouveraient des difficultés lors de la réalisation des circuits imprimés, ceux-ci pourront leur être fournis en en faisant la demande à la Rédaction.

D.B.

### Complément

Pour la mesure des condensateurs, un « cordon de mesure » peut être utile et facilement réalisable avec un câble blindé. Dans ce cas la tresse de masse est à relier au (-) de la fiche banane.

A l'une des extrémités de ce câble blindé, on soudera des fiches bananes mâles (noire pour le - et rouge pour le +).

A l'autre extrémité, on soudera des « pinces-crocodiles ».

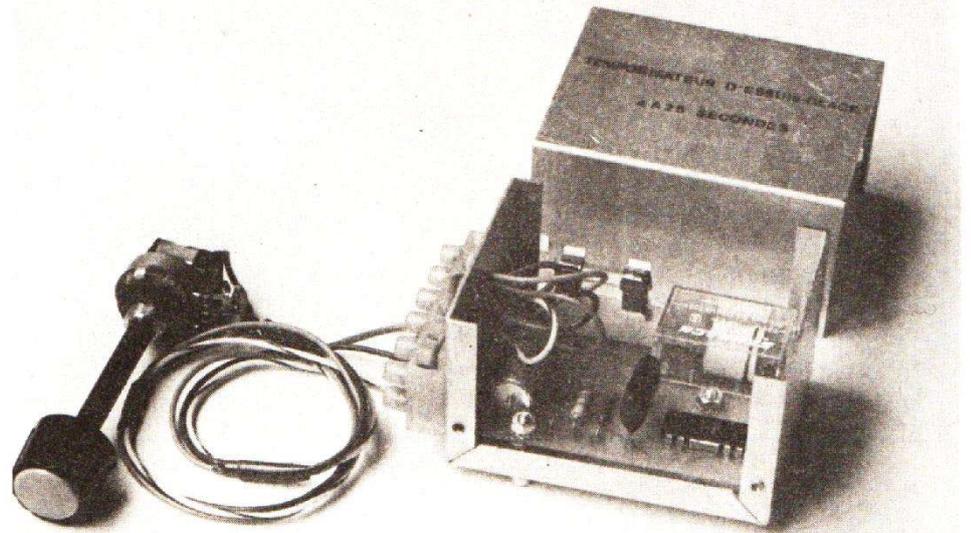
**Attention !** Le câblage à sa propre capacité, et en position 100 pF on constatera une déviation de l'aiguille du galvanomètre. Deux solutions sont possible :

A) Connaissant cette valeur, on la retranche à la lecture d'une capacité.

B) On réaligne le capacimètre à l'aide de l'ajustable RV<sub>3</sub> pour que l'aiguille du galva revienne à 0.

**Où trouver les composants ITT !**

Se reporter au N° 1557 du Haut-Parleur à la page 119



## D'ESSUIE-GLACE

**B**ON nombre de lecteurs connaissent le problème de l'essuie-glace qui peine lamentablement sur le pare-brise insuffisamment mouillé pour permettre un bon et aisé balayage par les raclettes, surtout quand on roule à allure modérée en ville par exemple. Dans un tel cas, les balais s'usent rapidement, le moteur fatigue et la batterie se décharge.

Nous proposons un circuit de temporisation pour pallier cet inconvénient sur les voitures de tourisme où, malheureusement, ce système n'existe pas. Il faut viser dans le haut de gamme pour en avoir un sans option et pourtant ils ne sont pas toujours très fiables car le principe de fonctionnement est un bilame qui commande le moteur ou non par l'action de la chaleur qui ouvre le circuit ou le ferme, comme pour les clignotants. Ce dernier s'use rapidement et il faut le changer fré-

quemment, à la joie des garagistes.

Ce circuit que nous allons vous présenter est d'un prix de revient modeste, environ 50 F, simple, peu encombrant et fiable. Il pourra être monté aisément sur toutes les voitures équipées d'un moteur d'essuie-glace à retour automatique et cela sans modifier le moteur ou le circuit.

L'élément principal du montage est le circuit intégré SFC 606 B fabriqué par la Sescosem et qui remplit la fonction de multivibrateur astable dont la fréquence et le rapport cyclique sont réglables.

### CARACTÉRISTIQUES DU SFC606B

Tension d'alimentation : 0 à 18 V.

Consommation du circuit : 18 mA maximum.

Charge maximum : 150 mA.

### FONCTIONNEMENT D'UN ESSUIE-GLACE STANDARD (fig. 1)

Maintenant la plupart des moteurs d'essuie-glace sont à deux vitesses, mais pour simplifier le schéma nous avons utilisé un moteur à une vitesse. De toute façon le principe est le même.

Dans le moteur se trouve un contact repos-travail com-

mandé par une came qui est fixée sur l'arbre du rotor du moteur.

Au repos, la came maintient le contact C sur le contact R ou arrive la masse par l'intermédiaire du contact RA, du bouton de commande de marche-arrêt. L'autre borne du moteur, étant aussi à la masse, le moteur est donc à l'arrêt.

Enclenchons le contact PV, on envoie du +12 V sur le moteur, en actionnant PV on ouvre RA. Aussitôt que le

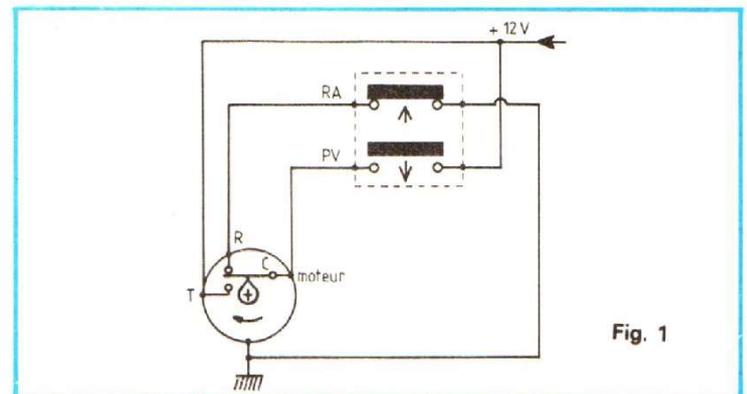


Fig. 1



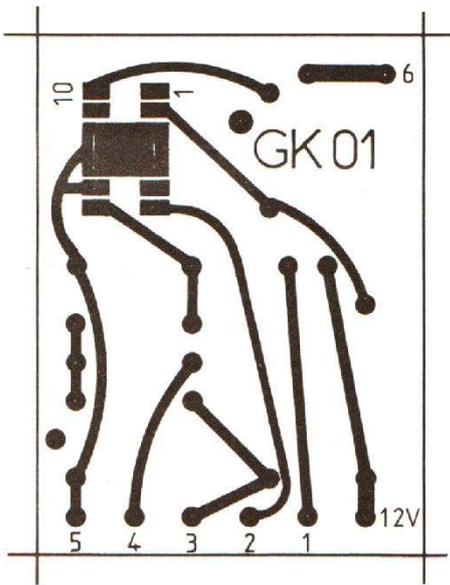


Fig. 3

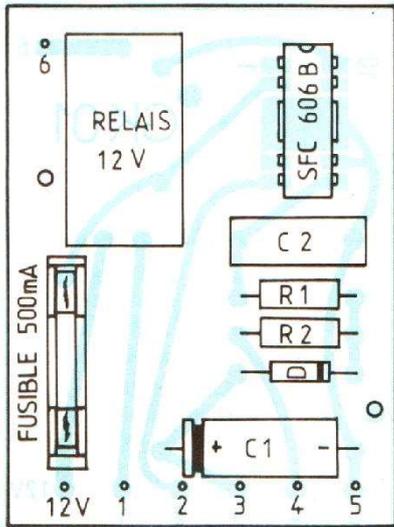


Fig. 4

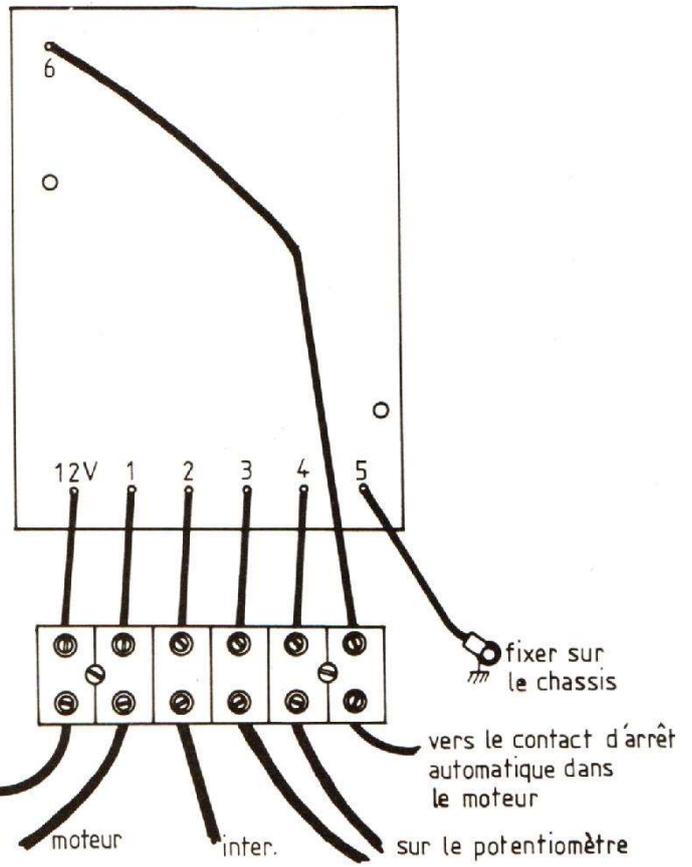


Fig. 5

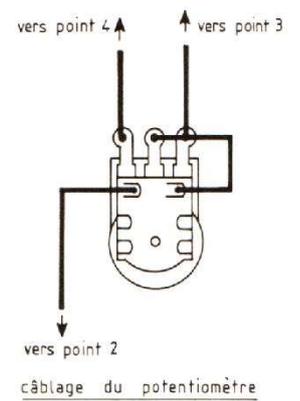
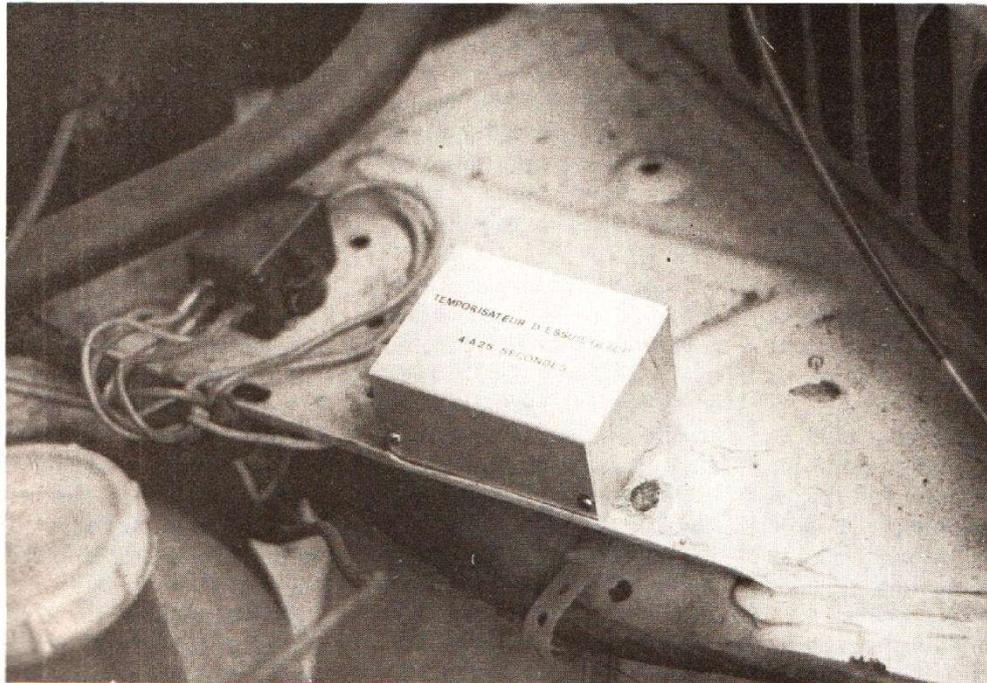
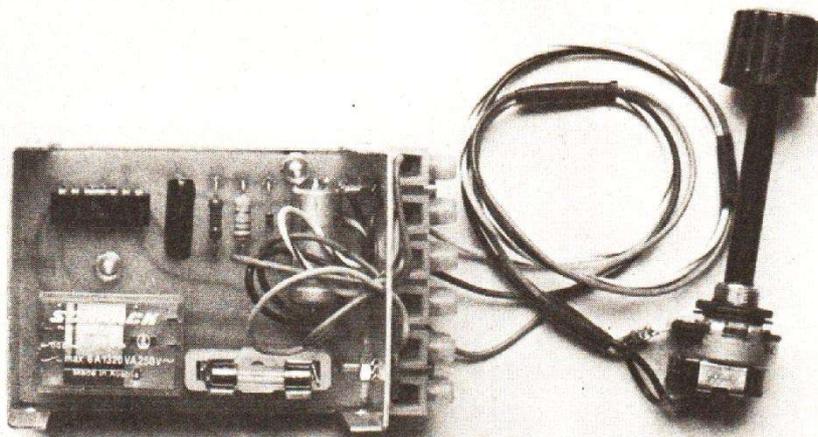


Fig. 6



ter la peinture pour avoir une bonne conduction.

Pour le câblage du potentiomètre, se référer à la figure 6 et le raccorder sur les dominos du boîtier.

#### Essai du montage

On peut essayer le circuit avec deux piles de 4,5 V branchées en série (9 V).

Les temps seront légèrement différents mais l'important est de pouvoir tester le circuit.

Le montage doit fonctionner dès la mise en route par l'interrupteur couplé avec le potentiomètre.

On augmentera l'intervalle entre chaque pulse de commande, en tournant le potentiomètre dans le sens des aiguilles d'une montre.

#### Installation

Maintenant, il ne reste plus qu'à placer le boîtier dans la voiture. Nous recommandons de le placer sous le capot avant, pour éviter d'entendre le bruit de commutation du relais.

Déconnectez le fil de retour de masse sur le commutateur du moteur (contact RA, fig. 2) et faire une épissure avec le fil venant de la borne 6 de la barrette sur le boîtier. Connecter sur le contact RA (fig. 2) le fil du point 1 de la barrette.

Brancher le +12 V du circuit, sur une prise qui sera

counée par la clef de contact pour éviter que le circuit soit toujours sous tension. Placer le potentiomètre sur le tableau de bord, à un emplacement très accessible pour le conducteur, et brancher ses 3 fils comme le montrent les figures 5 et 6. Dans toutes les

voitures des trous de passage de fils sont prévus pour le passage de l'habitacle au capot avant.

Le circuit de temporisation qui vous a été présenté, a longtemps fonctionné sur une R12 et maintenant sur une R16, améliorant considérable-

ment les conditions de conduite par temps de pluie et cela sans modification du moteur ou du circuit d'essuie-glace et pour un prix de revient modique.

#### NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

Résistances carbone 0,5 W - 5 %

R1 = 2,2 k $\Omega$

R2 = 12 k $\Omega$

Condensateur électrochimique

C1 = 220  $\mu$ F/25 V

Condensateur polyester

C2 = 0,22  $\mu$ F/100 V

Circuit intégré = Sescosem SFC606 B

1 potentiomètre de 100 k $\Omega$  linéaire avec inter. (radiohm)

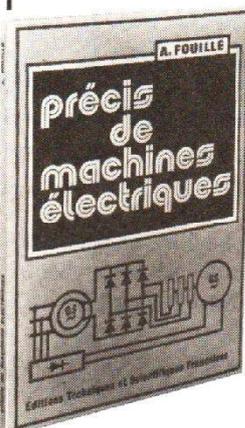
1 porte-fusible pour circuit imprimé au pas de 2,54 mm

1 fusible de 300 mA dimensions de 5 x 20 mm

1 coffret Teko dimensions 50 x 70 x 40 mm

1 relais Schrack référence RU 110012 (Arnould Industrie)

Tout autre relais 12 V 1 R-T 100  $\Omega$  peut convenir.



## NOUVEAUTE PRECIS DE MACHINES ELECTRIQUES

par A. FOUILLE

Dans cet ouvrage, l'auteur, pourvu d'une longue expérience de l'enseignement a réussi à exposer dans moins de 250 pages et en se plaçant au niveau du technicien supérieur, les connaissances que doivent posséder

sur les machines électriques non seulement l'électrotechnicien, mais encore tous les spécialistes de l'Electronique, du Génie Civil et même de la Mécanique.

Comme l'indique son titre, il est très condensé, conduit par les voies les plus directes à la résolution des problèmes sur les machines électriques et, par ailleurs, n'omet aucune des machines modernes qui, dans les servomécanismes ou les régulateurs de toute nature, sont aujourd'hui associées à des montages d'électronique.

Ajoutons que ce « Précis de Machines Electriques » fait corps avec le « Précis d'Electricité Fondamentale » publié par le même auteur aux éditions Desforges et en constitue la suite logique.

Un volume de 248 pages, broché, sous couverture pelliculée  
Format 15 x 21  
Prix : 52 F.

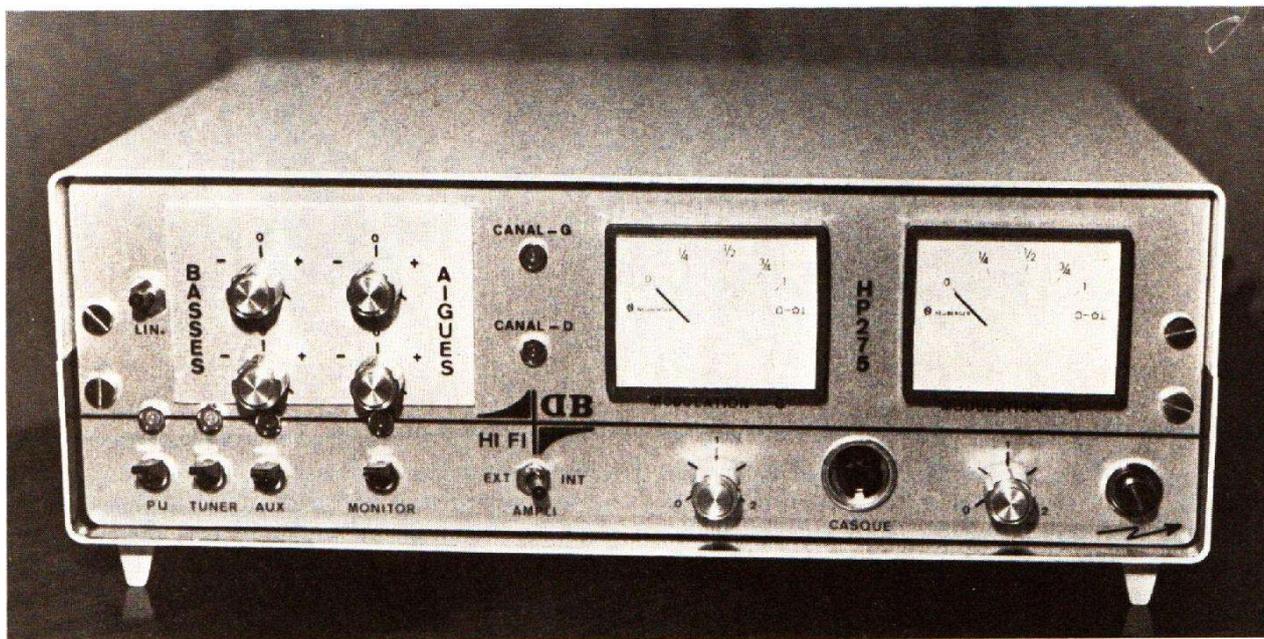
En vente chez votre libraire habituel ou :  
à la LIBRAIRIE PARISIENNE DE LA RADIO  
43, rue de Dunkerque - 75010 PARIS

Aucun envoi contre remboursement - Ajouter 10 % pour frais d'envoi à la commande - (En port recommandé + 2,40 F).

G. KOSSMANN

N° 1563 - Page 73

# REALISEZ :



## CET AMPLIFICATEUR HI-FI

(Suite voir N° 1561)

### 2 - LE MODULE 275 (B) PRÉAMPLIFICATEUR HAUT-NIVEAU

SI une cellule magnétique ne fournit que quelques millivolts et demande une contre-réaction spéciale (appelée correction RIAA), il n'en est pas de même pour les entrées magnétophone et tuner. Ces appareils étant équipés de leur électronique, ils peuvent fournir des signaux atteignant facilement 250 mV.

Un préamplificateur pour entrées haut niveau travaille donc avec une contre-réaction dite linéaire et avec un gain moins important que pour le premier étage (PU Magnétique).

Cet étage est donc moins sensible au champ magnétique et autres parasites d'où le meilleur rapport signal/bruit obtenu avec les amplificateurs sur ces entrées.

#### A) Le schéma :

Le schéma de principe est donné à la figure 13. Il ressemble beaucoup au schéma pour l'entrée magnétique (figure 9) à l'exception de la contre-réaction qui est ici linéaire (donc sans action sur les fréquences transmises) et effectuée par la résistance  $R_{17}$  - 5,1 k $\Omega$ .

L'impédance d'entrée est de 100 k $\Omega$  d'où la présence de la résistance  $R_{14}$  - 100 k $\Omega$ . La modulation est transmise à la base du premier transistor  $Q_4$  - MPS 6571 par un électrochimique  $C_9$  - 47  $\mu$ F.

Les trois transistors  $Q_4$  -  $Q_5$  et  $Q_6$ , tous du type MPS 6571

sont encore ici montés en liaison continue (sans condensateur de liaison entre collecteur et base des transistors).

La résistance de charge de  $Q_4$  est de 620 k $\Omega$ , cette même résistance  $R_{16}$  polarise également la base de  $Q_5$ . L'émetteur est polarisé par une résistance  $R_{19}$  - 620  $\Omega$ .

La résistance  $R_{18}$  - 1 M $\Omega$  sert de contre-réaction locale et le condensateur  $C_{10}$  - 15 pF dans l'émetteur de  $Q_5$  évite les risques d'accrochages HF et supprime toute éventuelle détection radio.

Comme pour l'étage bas niveau (module 275 (A)), les transistors  $Q_4$  et  $Q_5$  sont montés en émetteur commun et  $Q_6$  en collecteur commun (étage tampon). Le signal amplifié est prélevé sur l'émetteur de  $Q_6$  et transmis à la résistance de

charge  $R_{24}$  - 47 k $\Omega$  par un électrochimique  $C_{13}$  - 10  $\mu$ F.

$Q_4$  et  $Q_5$  sont alimentés en + 38 V (tension stabilisée) et le collecteur de  $Q_6$  est relié directement au + 42 V.

#### B) Le circuit imprimé :

Celui-ci est proposé figure 14 à l'échelle 1. Les dimensions sont de 84 x 61 mm. Le circuit n'est pas trop complexe à graver. Les pastilles ont un diamètre de 2,54 mm et les pistes une largeur de 1,27 mm.

Ce circuit ne recevant les composants que d'une seule voie, il est nécessaire de graver deux plaquettes 275 (B).

Tous les perçages se font avec un foret de 0,8 mm à l'exception des 2 trous de fixation forcés à 3,2 mm.

Avant de commencer à câbler les plaquettes, bien dé-

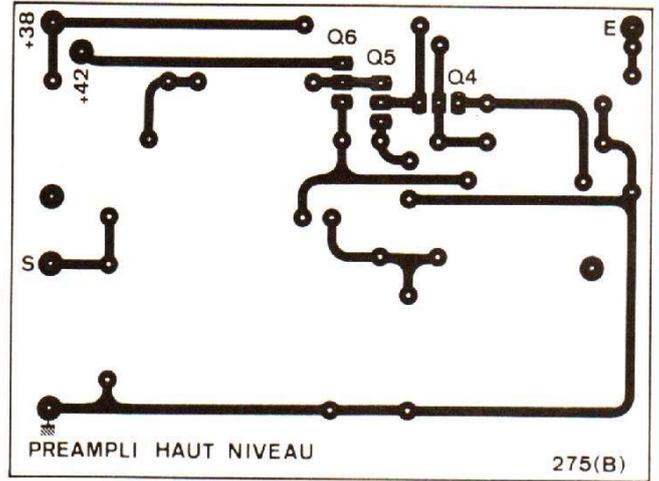
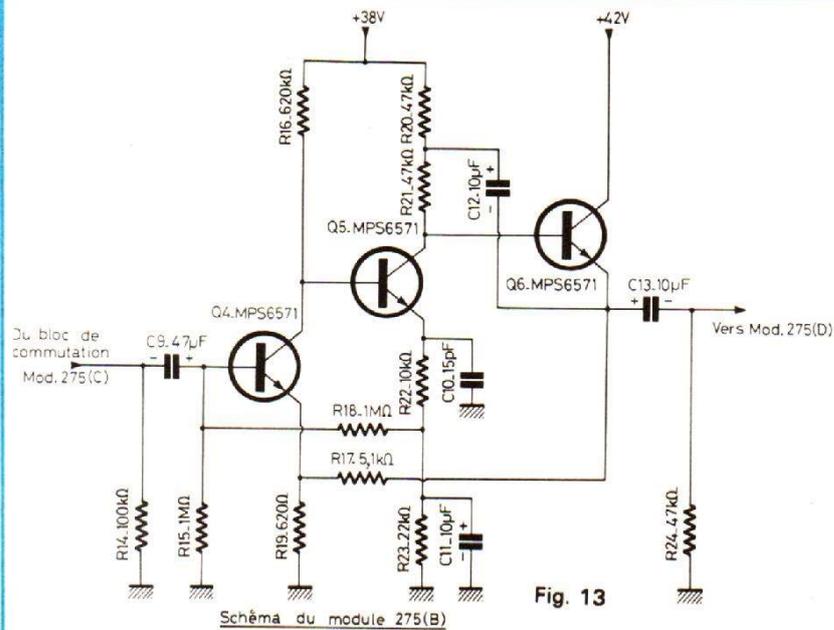


Fig. 14

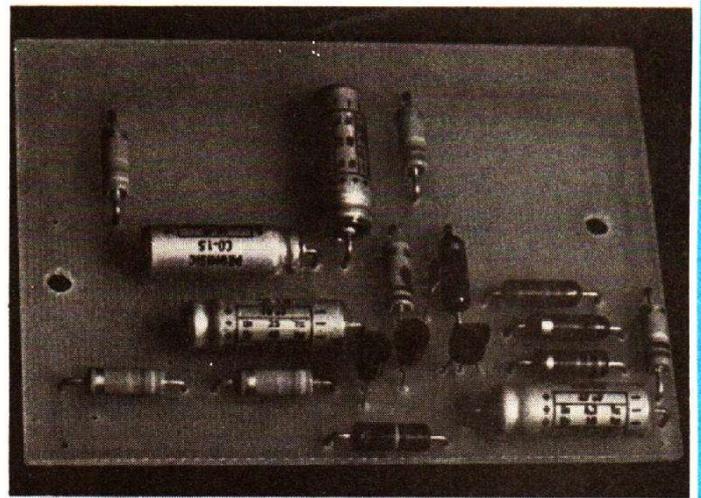
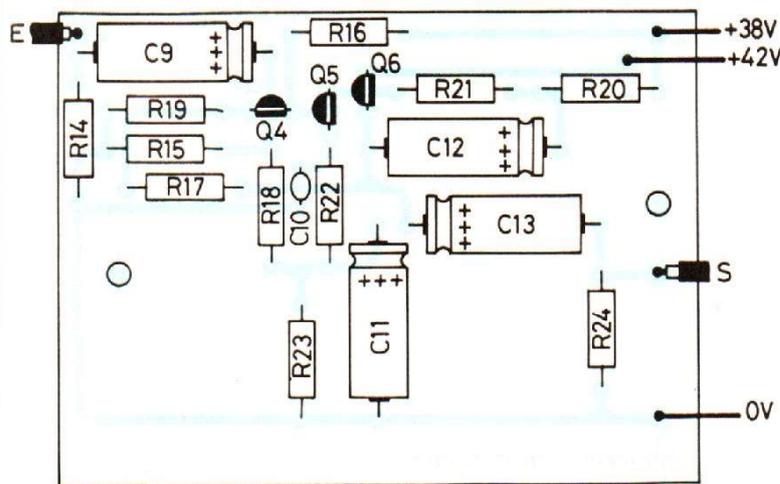


Fig. 16

soxyder les pistes cuivrées avec un tampon Jex, cette opération facilitant l'adhérence de la soudure.

### C) Câblage du module 275 (B) :

Le plan de câblage est celui de la figure 15. Ici encore les composants sont repérés par leur symbole électrique R - C - Q, il suffit de se reporter à la nomenclature pour disposer les éléments sur le C.I.

Bien faire attention à l'orientation des éléments polarisés.

La photographie du module figure 16 permet de comparer l'identité des travaux effectués.

Les deux modules 275 (B) étant câblés, on dissout la résine des points de soudures et on pulvérise une couche de vernis protecteur.

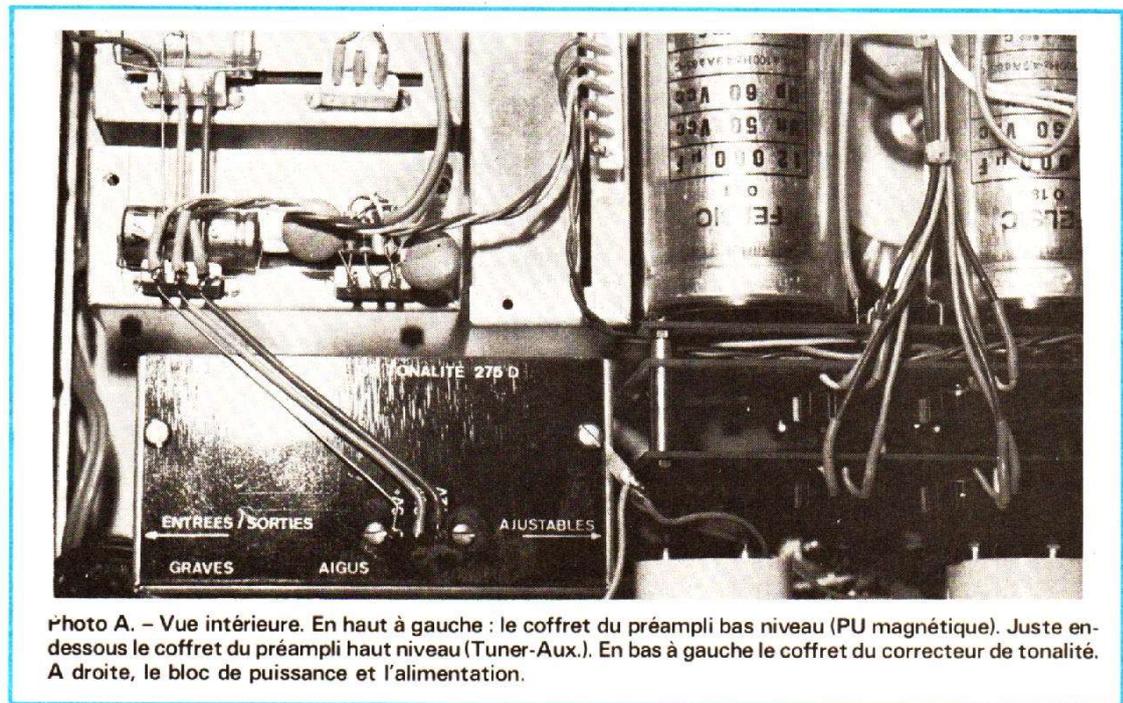


Photo A. - Vue intérieure. En haut à gauche : le coffret du préampli bas niveau (PU magnétique). Juste en-dessous le coffret du préampli haut niveau (Tuner-Aux.). En bas à gauche le coffret du correcteur de tonalité. A droite, le bloc de puissance et l'alimentation.

#### D) Nomenclature des composants :

— Résistances à couche métallique  $\pm 5\%$ , 1/2 W :

R<sub>14</sub> : 100 k $\Omega$

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

R<sub>16</sub> : 620 k $\Omega$

R<sub>17</sub> : 5,1 k $\Omega$

R<sub>18</sub> : 1 M $\Omega$

R<sub>19</sub> : 620  $\Omega$

R<sub>20</sub> : 47 k $\Omega$

R<sub>21</sub> : 47 k $\Omega$

R<sub>22</sub> : 10 k $\Omega$

R<sub>23</sub> : 22 k $\Omega$

R<sub>24</sub> : 47 k $\Omega$

— Condensateurs :

C<sub>9</sub> : 47  $\mu$ F / 10 V

C<sub>10</sub> : 15 pF céramique

C<sub>11</sub> : 10  $\mu$ F / 25 V

C<sub>12</sub> : 10  $\mu$ F / 25 V

C<sub>13</sub> : 10  $\mu$ F / 25 V

— Transistors :

Q<sub>4</sub>, Q<sub>5</sub>, Q<sub>6</sub> : MPS 6571 Motorola.

de sensibilité du montage en fonction de l'éclairage ambiant.

Le phototransistor Q<sub>7</sub> pilote le transistor Q<sub>8</sub> - BC 108 qui débloque le transistor Q<sub>9</sub> - 2N 1711. Le transistor Q<sub>9</sub> est chargé par un relais qui se commutent lorsqu'un courant circule dans le collecteur.

Le condensateur C<sub>4</sub> - 10  $\mu$ F permet un contact franc des lames du relais, ce qui est indispensable. Le montage est alimenté en + 15 volts.

En série, dans la ligne d'alimentation, nous trouvons sous L<sub>1</sub> une diode D<sub>1</sub>. Il s'agit d'une diode électroluminescente qui figure sur la face avant et qui s'allume dès que I<sub>1</sub> se ferme. On sait alors à distance qu'elle est la source en fonctionnement.

La télécommande est fort simple, il suffit de prévoir un interrupteur extérieur en parallèle avec I<sub>1</sub> et à distance (avec un câble de longueur appropriée) on commutent la source désirée.

La figure 18 permet de comprendre le fonctionnement de ce commutateur électromécanique. La modulation stéréo-

phonique est appliquée des prises DIN aux bornes 6 et 9 des relais. Quand le relais est excité et passe en position travail, la modulation est transmise aux picots 7 et 10.

Cette modulation est d'une part aiguillée vers la prise DIN « Enregistrement » et d'autre part vers les plots 8 et 5 du quatrième relais. En position « repos » de ce relais la modulation est transmise au module 275 (B) (Préampli haut niveau) par les picots 6 et 9 tandis qu'en position « travail » celui-ci envoie au module 275 (B) le contrôle enregistrement magnétique (ou Monitoring).

#### B) Le circuit imprimé :

Le dessin de ce circuit imprimé est proposé à l'échelle 1 figure 19.

Les dimensions de la plaquette sont de 88 x 94 mm.

Le dessin de ce CI est un peu plus complexe que ceux des préamplificateurs 275 (A) et (B), mais avec un peu de soin l'opération de gravure d'une plaquette ne pose pas de problème, surtout si on se sert de bandes et pastilles adhésives.

Tous les perçages s'effec-

tuent avec un foret de 1 mm de diamètre à l'exception des deux trous, destinés à la fixation du module, qui eux, sont forés à un diamètre de 4,2 mm.

Une fois le circuit gravé et percé, on le désoxyde au tampon JEX (on se répète, mais il s'agit d'une opération importante).

#### C) Câblage du module 275 (C) :

Le plan de câblage des composants est donné à la figure 20.

Comme nous l'avons dit au chapitre A, il s'agit de quatre étages identiques.

Pour les transistors Q<sub>8</sub> et Q<sub>9</sub>, on pourra placer entre le CI et le composant un intercalaire afin d'augmenter la rigidité mécanique.

Attention au sens de l'électrochimie C<sub>14</sub> et du transistor Q<sub>7</sub>.

Les liaisons D<sub>1</sub> - D<sub>2</sub> - D<sub>3</sub> et D<sub>4</sub> vont à la prise DIN 5 broches située au fond du coffret et destinée à la télécommande. On prévoira une longueur de fils de 30 cm.

La figure 21 montre le câblage des câbles blindés côté cuivre, qui vont soit vers

### 3 - LE MODULE 275 (C) COMMUTATEUR DE FONCTIONS

Comme nous l'avons signalé au début de cette étude, le commutateur de fonctions est du type électromécanique, ce qui réduit considérablement les longueurs de câbles blindés allant des prises d'entrées situées à l'arrière de l'appareil au commutateur de fonctions figurant sur la face avant (commutateur rotatif ou à touches).

De plus, une telle commutation permet une télécommande, ce qui est toujours intéressant.

#### A) Le schéma :

Le schéma de principe est proposé à la figure 17, il ne comporte qu'une seule commutation sur les quatre disponibles (elles sont toutes identiques).

Le fonctionnement est fort simple, une lampe L<sub>1</sub> s'allume lorsqu'on ferme l'interrupteur I<sub>1</sub>. Cette lampe L<sub>1</sub> placée en face d'un phototransistor Q<sub>7</sub> - 2N 5778 fait conduire celui-ci dès qu'elle s'allume. Un potentiomètre RV<sub>2</sub> - 100 k $\Omega$  placé entre la base et la masse de Q<sub>7</sub> permet de régler le seuil

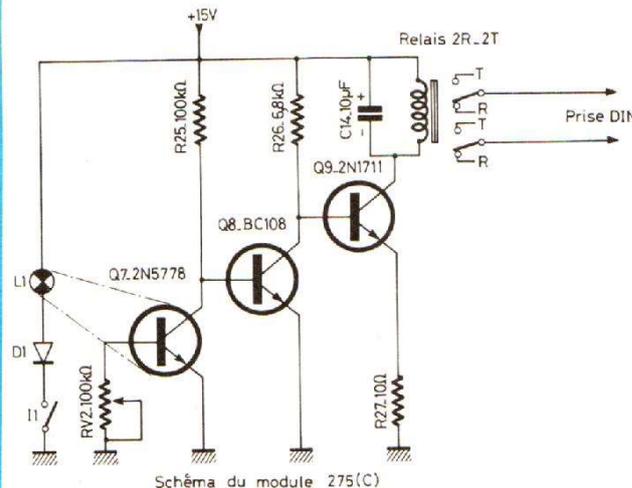


Fig. 17

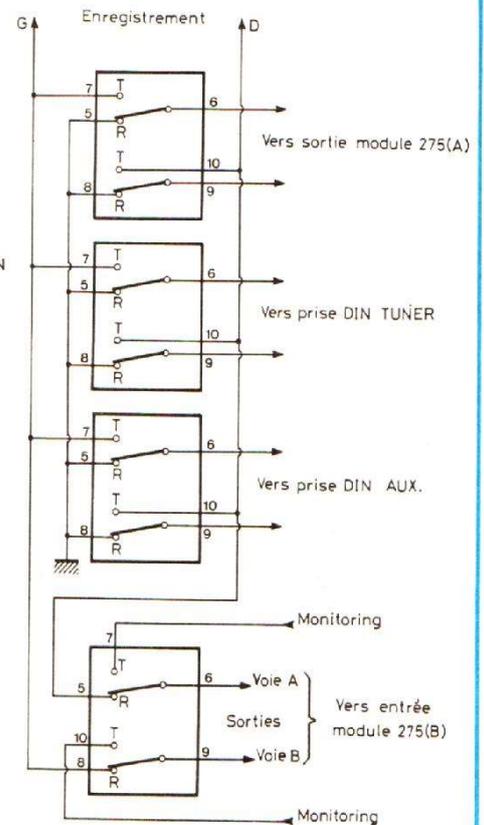


Fig. 18

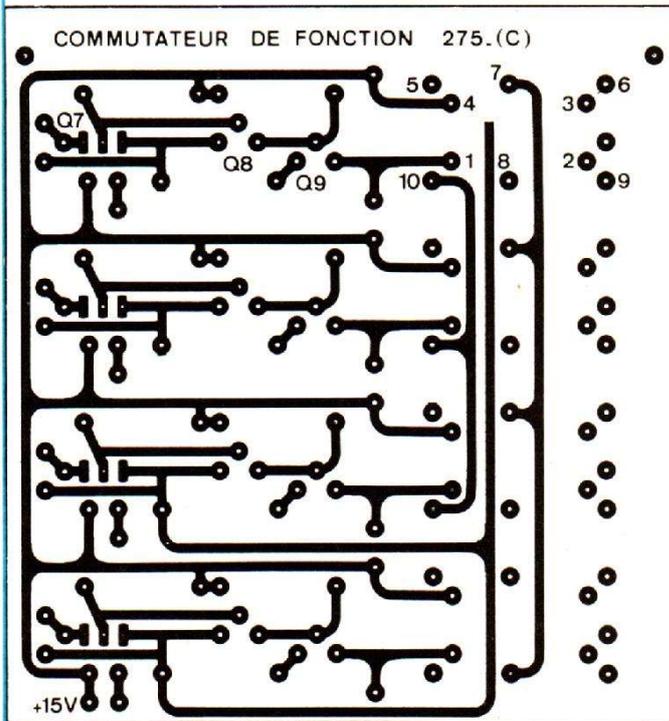


Fig. 19

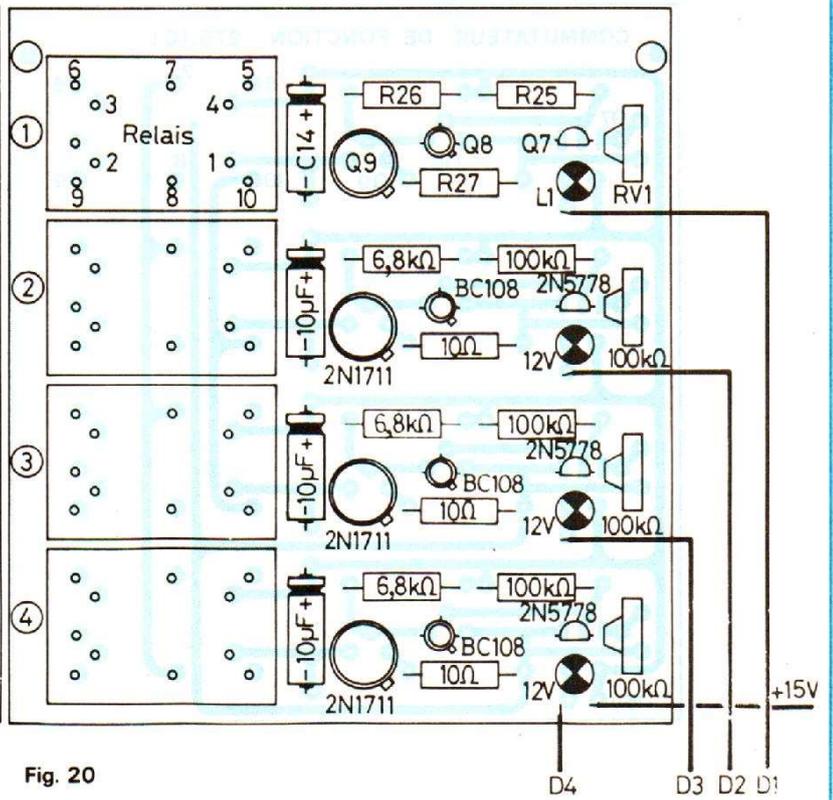


Fig. 20

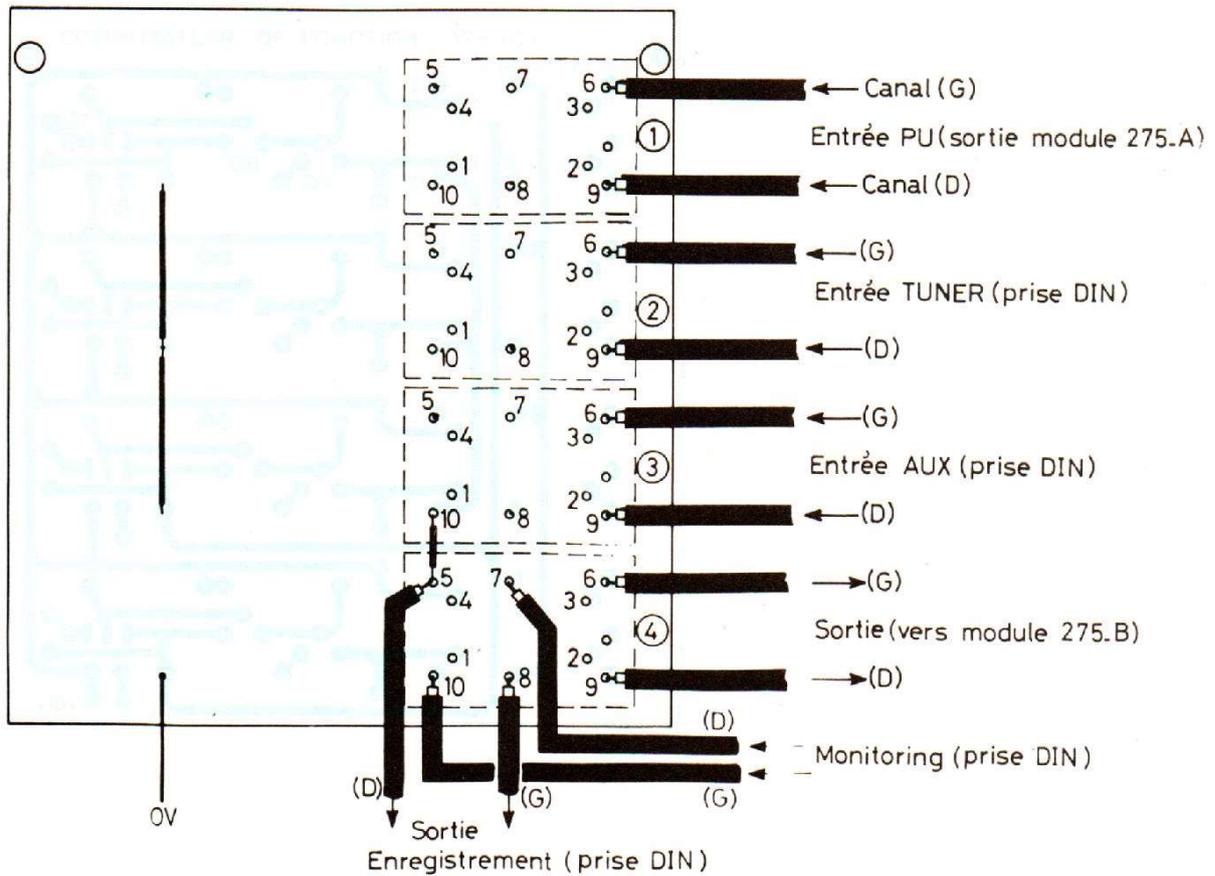
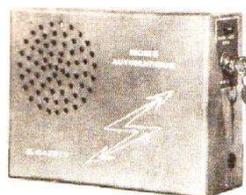
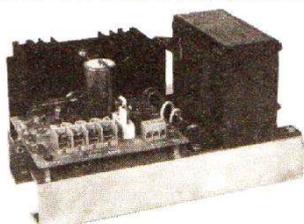


Fig. 21

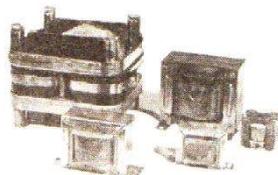
# GAZOTY ELECTRONIQUE



ROUTE DE COMPS



BEAUCAIRE



30300



CENTRALES ALARME VOL  
SIRENES ELECTRONIQUES  
ALARMES AUTO

RADARS ULTRA-SON - détecteurs de chocs

ALIMENTATIONS - COFFRETS

TOUCHES EFFLEUREMENT

TRANSFORMATEURS

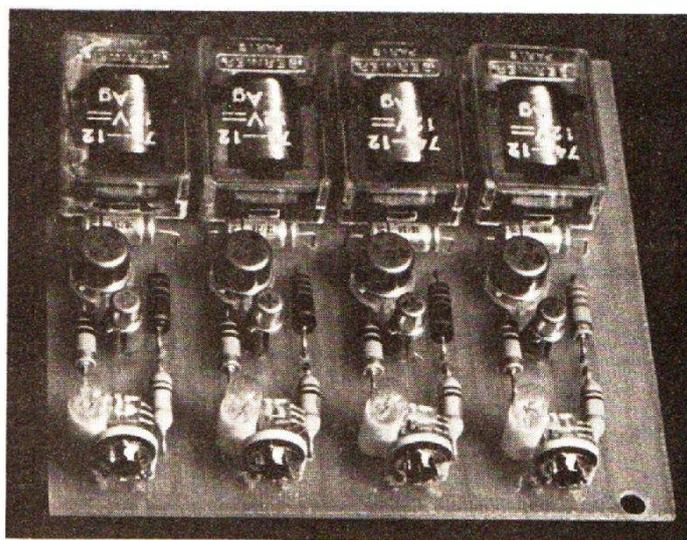
MINUTERIES

HORLOGES

PIECES DETACHEES etc... etc.



CATALOGUE DETAILLE CONTRE 12 F.



les prises DIN des entrées, soit vers les modules 275 (A) ou 275 (B). On prévoira des longueurs de fils de 20 cm.

Attention de bien couper les fils de la tresse de masse afin que ceux-ci ne provoquent pas de court-circuit avec les pistes cuivrées.

Ne pas oublier les straps (nous n'avons pas voulu réaliser un CI double face pour si peu !).

La figure 22 montre le module câblé, mais **il faut surtout remarquer la position du phototransistor**, celui-ci est plié à angle droit et c'est la partie arrondie qui est exposée à la lumière de  $L_1$ .

Les potentiomètres  $RV_2$  sont ajustés à mi-course.

**D) Nomenclature des composants (à prévoir en 4 exemplaires) :**

— Résistances à couche  $\pm 5\%$  - 1/2 W :

$R_{25}$  : 100 k $\Omega$

$R_{26}$  : 6,8 k $\Omega$

$R_{27}$  : 10  $\Omega$

— Condensateur  $C_{14}$  : 10  $\mu$ F / 35 V

— Semiconducteurs Motorola :

$Q_7$  : 2N 5778

$Q_8$  : BC 108

$Q_9$  : 2N 1711

— Potentiomètre ajustable ohmic VA 05V  $RV_2$  : 100 k $\Omega$

— Lampe  $L_1$  : lampe 12 volts

— Relais Siemens (Tension nominale 12 V) ref. V23012 0102 A001 (distributeur :

Radio-Relais)

— Fils de couleurs

— Câble blindé

— Intercalaires pour transistors T05 et T018

(à suivre)

B.D.

## CONTROL DATA

premier constructeur mondial de super-ordinateurs forme, dans son Institut parisien,

### PROGRAMMEURS

en 4 mois 1/2

### ANALYSTES FONCTIONNELS

en 5 semaines

### TECHNICIENS DE MAINTENANCE

en 6 mois 1/2

Pour conditions et dates d'interviews

Appelez dès maintenant M. Harby

au **583.46.72** (en P.C.V. de province)

Vous pouvez aussi lui écrire ou venir nous voir

**CONTROL DATA** INSTITUT PRIVE CONTROL DATA  
France 46, rue Albert 75013 PARIS

Monsieur HARBY

Veuillez m'envoyer, gratuitement et sans engagement, votre brochure sur l'institut.

Nom \_\_\_\_\_ Prénom \_\_\_\_\_

adresse \_\_\_\_\_

Profession \_\_\_\_\_ Age \_\_\_\_\_

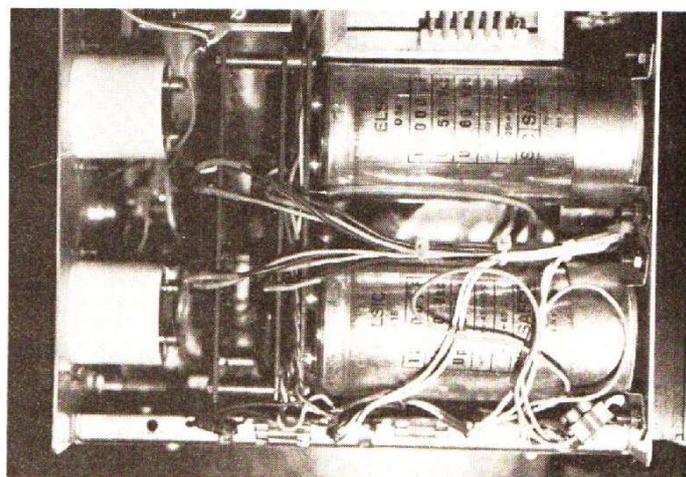


Photo B. — Les condensateurs de filtrage. Les fusibles et les deux vumètres.

# La caméra électronique



## AGFA MOVEXZOOM 10 MOS

**L**A caméra Movexzoom 10 MOS electronic mérite bien son nom « d'électronic ». Une fois le flanc gauche ouvert, on découvre un grand circuit imprimé qui couvre la totalité de la paroi de la caméra, la section mécanique est ici complètement masquée par ce circuit.

La Movexzoom 10 est équipée d'un zoom (objectif à focale variable) de 6 à 60 mm, qui assure un grossissement dans un rapport de 1 à 10, le 6 mm correspond à un grand angle couvrant environ 60°, le téléobjectif couvrant 6°. Cet objectif peut aussi travailler en position macro, avec une distance de mise au point allant depuis le plan de la lentille frontale jusqu'à 1, 2, au-dessus, on utilisera le zoom dans

sa fonction normale, la couverture d'un objet à filmer étant assurée par la fonction téléobjectif. Ce zoom est commandé manuellement et électriquement, dans le second mode, plus régulier, le cinéaste dispose de deux vitesses, 6 secondes en grande vitesse, 12 secondes en petite.

Bien entendu, le réglage du diaphragme est automatique, la mesure de la lumière se fait au travers de l'objectif, on dispose d'une compensation de 2 DIN pour un travail en contre-jour. L'alimentation est due à 6 piles batons de 1,5 V qui sont placées dans un chargeur de poignée qui n'est pas sans rappeler certains chargeurs d'armes à feu. Trois vitesses sont offertes : 9, 18 et 24 images par secondes, une

touche spéciale accélère la prise de vue pour obtenir le ralenti lors de la projection. Outre ces trois plus une vitesse, un système de comptage et de temporisation assure plusieurs fonctions particulièrement intéressantes. La première de ces fonctions, c'est la marche normale, on appuie sur le déclencheur et la prise de vue s'opère à la vitesse normale choisie initialement. Le sélecteur peut aussi permettre de faire une prise de vue, vue par vue, puis quatre vues à la suite pour les titrages, pour les extrêmes ralentis ou une surveillance, on peut choisir un rythme de prise de vue de une vue toutes les 0,3 seconde ou encore toutes les secondes et enfin toutes les minutes, on obtiendra ainsi des soleils qui

se précipitent dans la mer, des fleurs qui s'ouvrent à toute allure etc. Les solitaires pourront aussi se prendre sur le film et les chefs de famille préposés à la caméra, se retrouver avec leur épouse et leurs charmants bambins devant le Cirque de Gavarnie (ou Bouglione !), une minuterie retarde le déclenchement de 10 secondes puis assure la prise de vue pendant 5 ou 10 secondes, au choix.

Dernier perfectionnement, le fondu enchaîné automatique, cette fonction consiste à terminer une scène par un fondu au noir, c'est-à-dire par un obscurcissement de l'image jusqu'au noir, suivi d'un retour en arrière du film et d'une superposition de la scène suivante. Pas de souci à

se faire pour cette manœuvre auparavant complexe, on appuie à fond sur le déclencheur, à ce moment la mécanique se déclenche, le diaphragme se ferme, l'entraînement se ferme, le film est reboiné de la quantité idéale (reboinage d'un nombre d'images supérieur à celui qui a été utilisé pour la fermeture du diaphragme et la caméra est prête à une nouvelle prise de vue au cours de laquelle l'ouverture progressive se fera automatiquement.

L'électronique de cette caméra a été particulièrement sophistiquée, on a utilisé en particulier des circuits intégrés dont un a été étudié pour les caméras électroniques. Ce circuit intégré est le fruit des études communes d'Agfa et de Siemens. Le circuit intégré est utilisé pour plusieurs fonctions qui sont la commande du moteur, la programmation du fonctionnement, les fondus à l'ouverture ou à la fermeture et aussi la commande du diaphragme. Le circuit intégré S 181 utilise une technologie à implantation ionique il comporte quelques 1 800 transistors sur une pastille cristalline de 3 mm x 3 mm.

La commande du diaphragme. La figure 1 donne l'organisation optique de la caméra Agfa Movexzoom 10, le faisceau lumineux issu de l'objectif traverse un prisme qui dévie une partie de la lumière vers le viseur et conserve l'autre partie pour impressionner le film. Sur le trajet de la lumière du film se

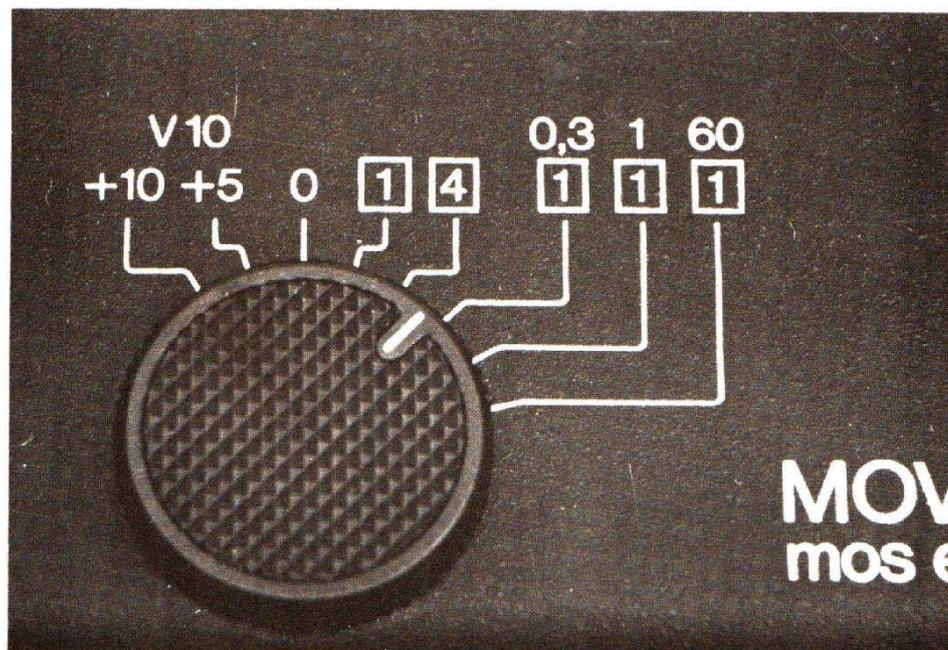


Photo 1. - Le sélecteur de mode de fonctionnement de la caméra Retard, prise normale, unitaire, par 4 mm toutes les 0,3, 1 ou 60 secondes.

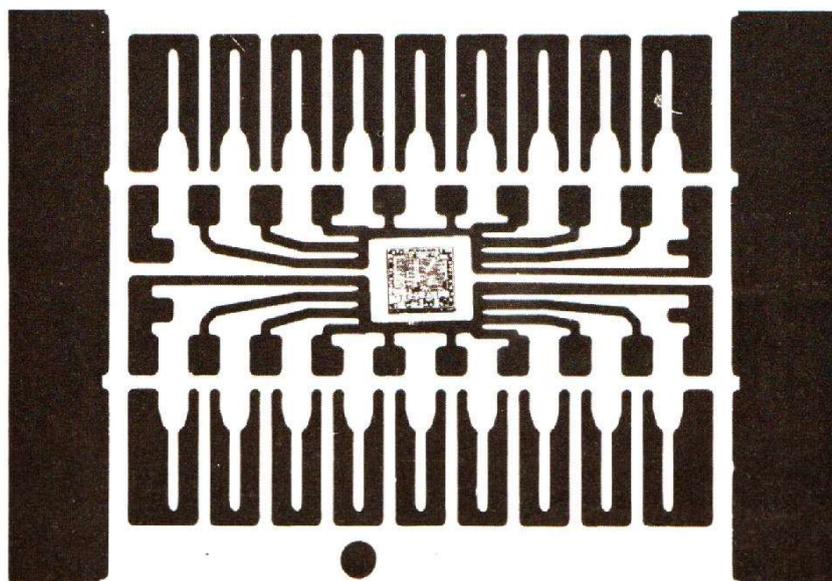


Photo 2. - Agfa, le circuit MOS.

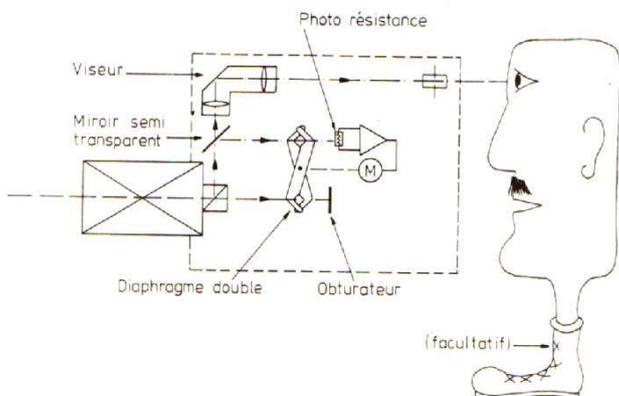


Fig. 1. - Organisation optique de la caméra Agfa Movexzoom.

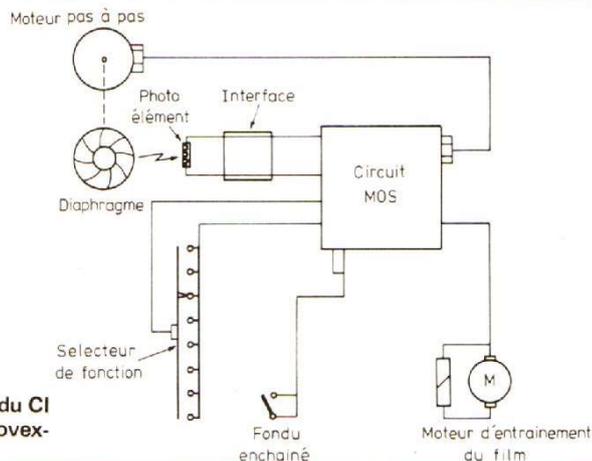


Fig. 2. - Le rôle du CI MOS de la Movexzoom.

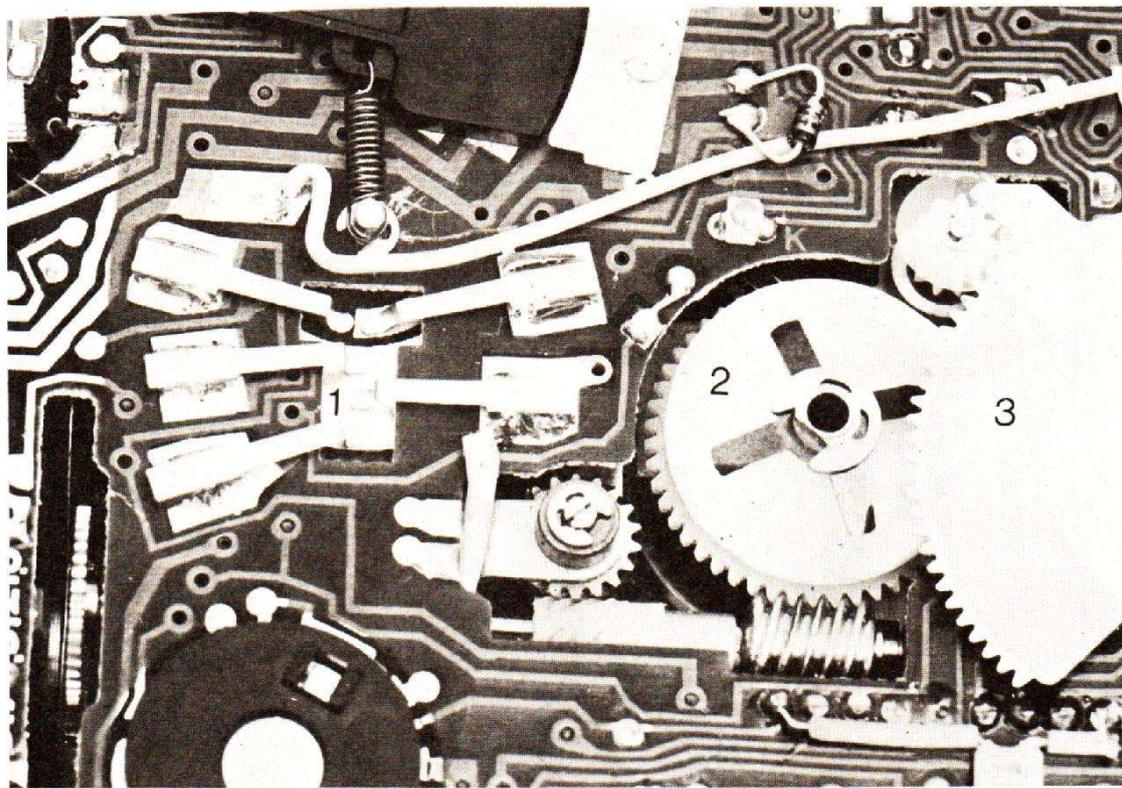


Photo 3. - Anatomie de la caméra Movexzoom 10 :  
 1 - Cosse du fondu enchaîné et ses contacts.  
 2 - Entraînement de la bobine de la cartouche.  
 3 - Indicateur de durée de prise de vue.

trouve le diaphragme, et derrière ce dernier l'obturateur. Le diaphragme est composé de deux pales montées en ciseaux, ce diaphragme est symétrique et l'autre branche est placée devant un photoélément, nous avons ainsi une cellule qui elle aussi est placée derrière un diaphragme. Pour que la prise de vue soit correcte, il faut que la même quantité de lumière irradie la surface sensible du film, la cellule photoélectrique s'arrangera pour être toujours arrosée par la même quantité de lumière, elle travaillera associée au circuit intégré dans une chaîne d'asservissement qui maintiendra la lumière constante, on s'affranchit ainsi des non-linéarités du photoélément. Pour des prises de vue en contre jour où il faut surexposer le ciel pour que le sujet soit convenablement éclairé, on modifie le point de fonctionnement de l'asservissement en changeant par exemple la référence. Le circuit intégré MOS commande un moteur pas à pas tétraphasé, la commande de ce moteur se fait par des impulsions qui doivent être envoyées dans

l'ordre convenable dans les enroulements, c'est une tâche dont s'accommode parfaitement le circuit intégré, car il faut en général beaucoup de transistors pour commander un moteur pas à pas. Le moteur pas à pas est commandé par des impulsions synchronisées par une horloge, cette horloge détermine la vitesse de la variation de l'ouverture du diaphragme. La lenteur d'action du correcteur est importante, si on passe d'un endroit sombre à un endroit clair, il faut que la partie sombre paraissant claire lorsqu'on la photographie seule, ne passe pas brutalement au noir une fois que la caméra commence à balayer une source lumineuse. Le circuit intégré dispose d'une source d'oscillations internes dont la fréquence est ajustable entre 10 Hz et 100 Hz par l'intermédiaire d'un circuit RC externe. Le moteur pas à pas est démultiplié, il faut 25 pas pour modifier l'ouverture d'un diaphragme, la précision du système autorise une modification d'ouverture d'un pas, donc d'un 25<sup>e</sup> de diaphragme. La chaîne d'asser-

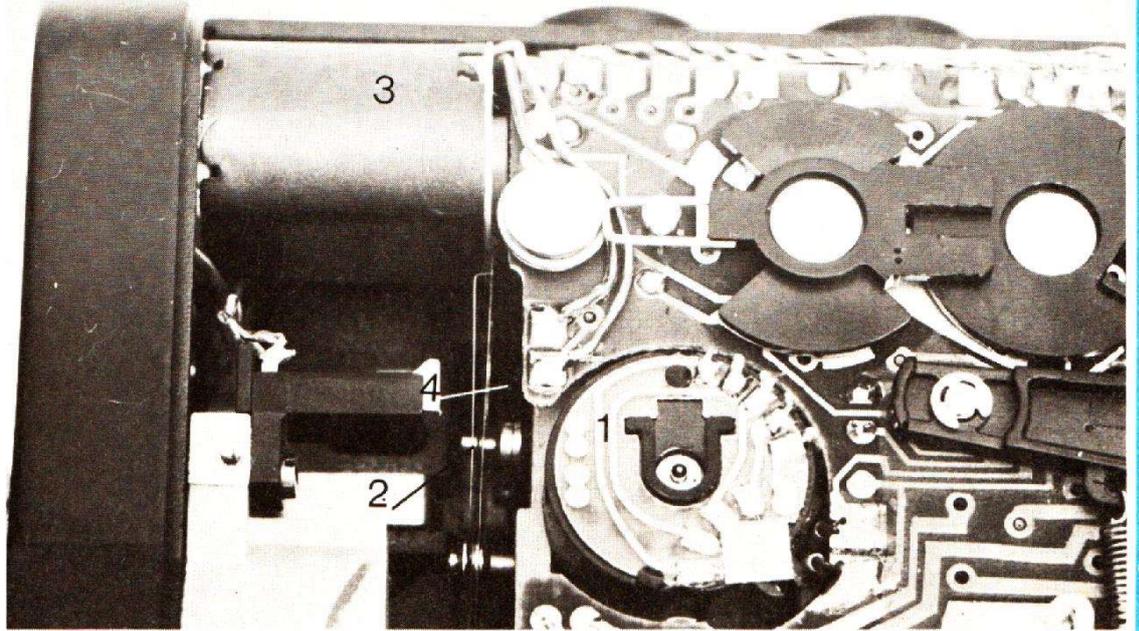
vissement du diaphragme peut être mise hors circuit pour régler le diaphragme à une valeur déterminée, on actionne un commutateur qui coupe l'automatisme, la valeur de l'ouverture est alors commandée électriquement de la même façon que le zoom, cette fois par un levier, il ne reste plus que la mise au point qui soit manuelle.

Le circuit intégré se prête à l'automatisation des fonctions, cette programmation fait appel à plusieurs horloges réglables, la première, fixe la pause entre les impulsions pour le programme attente puis prise de vue pendant 5 ou 10 secondes, la seconde horloge donne l'intervalle entre les impulsions pour les autres fonctions, on a ainsi une prise de vue tous les trois dixième de seconde ou toutes les secondes et enfin chaque minute, l'horloge délivre alors une impulsion toutes les 0, 3, 1 ou 60 secondes. En outre, pour la prise de vue quatre images à la fois ou toutes les n secondes, l'information de départ est prise en mémoire, il n'y a pas besoin de doser la durée de la pression sur la

détente. Pour la prise de vue avec retard, une impulsion sur la détente suffit, rien ne vient signaler que l'ordre a bien été entendu mais au moment de la prise de vue, une diode électroluminescente s'allume, à côté de l'objectif pour signaler que la prise de vue est en cours, un peu comme sur les caméras de télévision professionnelles.

Le fondu enchaîné associe la mécanique traditionnelle à la commande électronique. Première opération, on appuie à fond sur la détente. Si on est en position prise de vue image par image (par exemple toutes les secondes, la vitesse de défilement du moteur passe à la vitesse normale et le processus s'enchaîne, le diaphragme se ferme à vitesse constante quelle que soit la vitesse de défilement des images. Si on tourne à 54 images par seconde, cette vitesse de fermeture ne permet pas d'obtenir le fondu. Une fois le diaphragme fermé, le film s'arrête, et est rembobiné en marche arrière du nombre adéquat de vue, nombre permettant d'assurer une correction physiologique de l'effet.

Photo 4. - Anatomie de la Movexzoom 10 d'Agfa :  
 1 - Moteur pas à pas du diaphragme.  
 2 - Ergot d'ouverture du diaphragme.  
 3 - Moteur du zoom.  
 4 - Contact de fin de course du diaphragme.



Lors de la prise de vue suivante, le diaphragme s'ouvrira progressivement, jusqu'à l'ouverture finale déterminée elle par l'éclairage ambiant. Cette caméra est conçue pour que l'ouverture se fasse dans un temps déterminé, correspondant à  $x$  vues. Pour assurer cette constance, il faut que la différence d'ouverture entre la fermeture et l'ouverture finale soit toujours la même, pour cela, le dispositif de mesure de la lumière est toujours en service, en dirigeant la caméra diaphragme fermé par le système de fondu, vers un endroit sombre, on peut voir l'aiguille de diaphragme se déplacer vers l'ouverture. Pour une ouverture finale de  $f4$ , la « fermeture » correspond à  $f32$  environ, soit environ 6 diaphragmes.

Les commandes de défilement de fondu sont assurées par un système de came portant des contacts et entraîné par le mécanisme de défilement, à la vitesse prédéterminée par l'opérateur. Le nombre d'images est ainsi toujours identique. Pour un fonctionnement pas à pas, le fondu peut

entrer en service, toujours en passant à la vitesse normale, ce sont les contacts de la came qui le décident.

La vitesse de défilement des images confie sa régularité à un circuit intégré les vitesses sont commutées électroniquement.

#### FABRICATION

La construction de cette caméra est très bonne, aussi bien sur le plan électronique que mécanique, la caméra est relativement légère, métal moulé et matière plastique ont été associés pour la construction, les capots sont en alliage métallique traité, la poignée est en matière plastique traitée par un revêtement antidérapant, la tenue en main est correcte et la caméra relativement légère, l'objectif lui-même participe activement à l'alourdissement de l'ensemble. L'électronique est rassemblée sur un grand circuit imprimé dont les composants sont masqués pour la plupart, exception faite de quelques

composants qui ont été soudés côté circuit. Les commutateurs sont installés sur le circuit imprimé, les contacts font même partie de ce circuit, les pistes sont découpées chimiquement avec le circuit, puis, après métallisation des trous (c'est un circuit double face à trous métallisés) dorés et sans doute également nickelés. Tous les contacts sont dorés, on dispose ainsi de contacts de synchronisation pour un flash électronique, pour un magnétophone. Les composants sont de type subminiature, on note la présence de condensateurs au tantale particulièrement petits. Les pignons d'entraînement sont en nylon, en acier ou en laiton suivant leur utilisation. Donc, dans l'ensemble, la construction est sérieuse.

#### CONCLUSIONS

L'électronique envahit le cinéma, nous en avons une preuve de plus avec cette caméra. Les circuits intégrés faits sur mesure commençaient déjà à être employés

dans la photo avec des obturateurs électroniques d'un haut degré de sophistication, l'intégration devrait permettre d'aller encore plus loin, il reste encore beaucoup de composants autour des moteurs. Ici, le constructeur a mis à profit l'intégration pour pousser les possibilités de la caméra, en particulier en ce qui concerne la facilité de l'utilisation pour cette dernière, nous signalerons qu'il y a une notice rédigée en français et qui permettra à chacun de tirer le profit d'un tel instrument. Une caméra tous usages pour la prise de vue à grande ou à courte distance avec un automatisme intelligent. Signalons qu'il existe une version sonore sur laquelle un 4<sup>e</sup> moteur régule le défilement, encore un peu plus d'électronique !

E.L.

## les capteurs de déplacement et de commande et leurs transformations

(Suite voir N° 1561)

### CAPTEURS INDUCTIFS À MONTAGE DIFFÉRENTIEL

En utilisant des capteurs inductifs linéaires ou angulaires avec des montages équilibrés alimentés par des courants à fréquence assez élevée, on peut augmenter la sensibilité et la précision des résultats.

On peut ainsi utiliser comme capteurs linéaires deux bobinages égaux en série ou un bobinage à point milieu alimenté par un oscillateur à fréquence musicale, par exemple, de 5 à 10 kHz.

Le déplacement d'un noyau métallique relié à la pièce mobile à contrôler modifie la symétrie du champ magnétique dans les bobines. Un démodulateur détecte cette déformation, et fournit une tension continue proportionnelle au déplacement du noyau. Une pointe de touche peut être simplement reliée au noyau métallique.

Cette pointe est constituée par une bille en acier à l'extrémité d'un palpeur. La tige de guidage et le ressort assurant la pression de mesure sont protégées par un joint à soufflet (fig. 10).

Le même système permet de contrôler des déplacements angulaires. Il comprend deux bobines en série alimentées également par un oscillateur d'une fréquence de 10 kHz, et entourant un noyau circulaire constitué par deux métaux de perméabilités différentes. La rotation du noyau modifie la symétrie du champ magnétique; ce déséquilibre est détecté par un démodulateur, qui fournit une tension continue. Cette tension est de forme sinusoïdale pour une rotation de 360°. Pour les angles réduits de l'ordre de 45°, le signal de sortie peut être assimilé à une droite (fig. 11).

Les appareils de ce genre sont destinés à contrôler les déplacements de très faible amplitude, des chocs ou des vibrations de l'ordre de

*tournez  
la page*

**infra**  
vous  
informe

0,3 mm. Pour des mesures de déplacements un peu plus grands, de l'ordre de 0 à  $\pm 1$  mm jusqu'à 0 à  $\pm 20$  mm, on utilise des capteurs inductifs permettant des mesures précises statiques et dynamiques de mouvements relatifs comprenant deux bobines connectées en demi-pont et un noyau indépendant (M.C.B.).

La position de ce noyau dans le champ des bobines détermine encore un déséquilibre inductif dans un demi-pont complété par le deuxième demi-pont incorporé à l'appareil de mesure. Les mesures dynamiques peuvent être faites pour des fréquences comprises entre 0 et 1 000 Hz.

Les appareils de ce genre fonctionnent suivant le principe du transformateur différentiel, et l'on peut les modifier en employant un enroulement primaire et deux enroulements secondaires identiques et connectés en opposition, à l'intérieur desquels se déplace un noyau magnétique à haute perméabilité.

Le primaire est alimenté par un courant alternatif. Les F.E.M. d'induction développées dans chaque secondaire sont en opposition de phase ; leur amplitude respective dépend du couplage magnétique entre primaire et secondaire, donc de la position du noyau.

Lorsque le noyau occupe une position médiane, les tensions induites dans les secondaires sont égales et opposées. Leur résultante correspond à une valeur minimale déterminant le zéro électrique du capteur.

Le déplacement du noyau augmente l'induction dans un secondaire par rapport à l'autre ; la tension de sortie a une amplitude égale à la différence entre les deux F.E.M. induites aux secondaires et sa phase est en quadrature avec celle du courant appliqué au primaire.

La valeur et le sens du déplacement mesurés sont ainsi représentés par l'ampli-

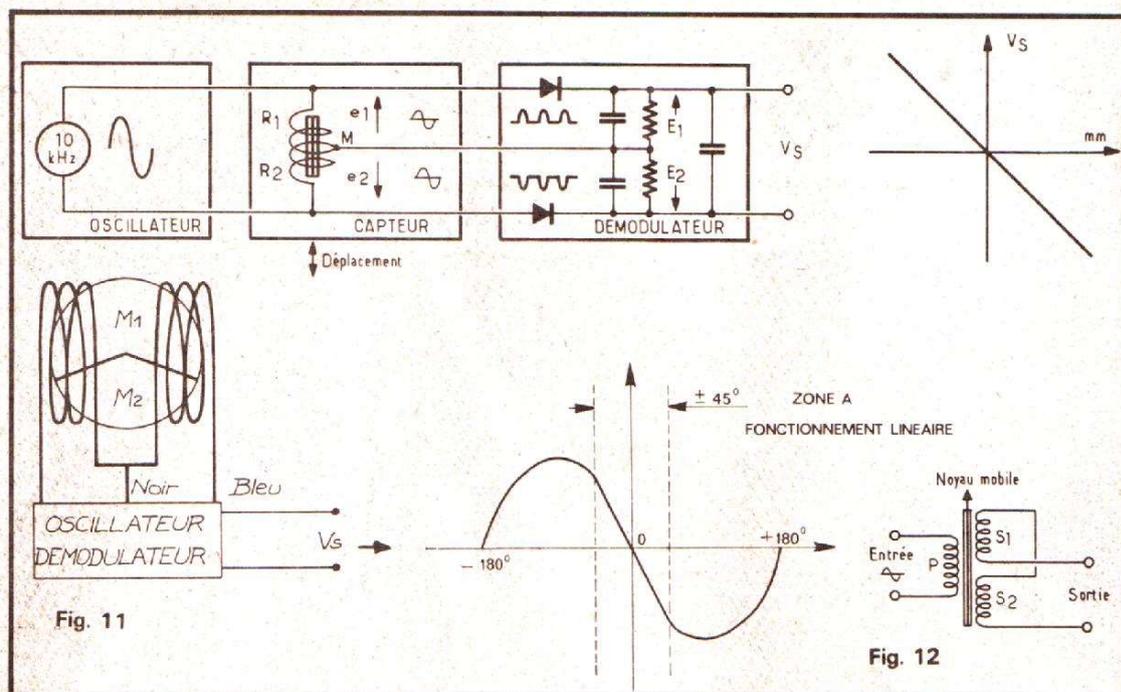


Fig. 11

Fig. 12

tude et la phase du signal de sortie.

Les enroulements sont bobinés sur un mandrin tubulaire, à l'intérieur duquel se déplace le noyau ; deux tiges métalliques emmanchées à chaque extrémité permettent le guidage de celui-ci en glissant à travers deux embouts en rilsan.

Ce système peut être utilisé dans n'importe quelle position. La fréquence d'excitation varie de 50 à 5 000 Hz ; la course maximale peut s'étendre de 1,2 à 15 mm suivant les modèles.

Il existe, d'ailleurs, deux séries de capteurs, les premiers dont la course linéaire peut atteindre  $\pm 15$  mm, et les capteurs à  $\pm 165$  mm, pour hautes températures et hautes pressions (Philips).

### LES CAPTEURS À TRANSFORMATEURS DIFFÉRENTIELS

Le déplacement du noyau magnétique dans un bobinage est également utilisé dans un type de capteur inductif à transformateur différentiel, ou à couplage variable.

Ce transformateur comporte essentiellement un bobinage primaire P et deux bobina-

ges secondaires identiques  $S_1$  et  $S_2$  enroulés autour d'un tube non magnétique, dans lequel coulisse le noyau plongeur magnétique. Le noyau est déplacé par l'intermédiaire d'une tige non magnétique reliée elle-même à l'élément dont on veut contrôler le déplacement. Les secondaires sont symétriques par rapport au primaire et le noyau assure un couplage magnétique variable entre le primaire et les secondaires.

Le schéma de cet appareil est indiqué sur la figure 12 avec un enroulement primaire P dans lequel se déplace le noyau. Autour du primaire se trouvent les deux bobinages secondaires  $S_1$  et  $S_2$  de même nombre de tours enroulés en opposition et réunis en série.

Si un courant alternatif traverse le primaire, les tensions sont induites dans les deux secondaires, et elles sont égales pour une position centrale du noyau. Etant donné qu'elles sont en opposition, la tension résultante est nulle ; mais, si la position du noyau varie, il se produit une tension. Elle est proportionnelle au déplacement du noyau ; lorsque le transformateur est bien étudié, cette tension, contrairement à ce qui se passe dans les capteurs électrodynamiques et électroma-

gnétiques, n'est pas proportionnelle à la vitesse, mais à l'amplitude du déplacement.

La tension différentielle pourrait être mesurée directement ou on peut intercaler dans un pont les secondaires  $S_1$  et  $S_2$ . En fait, le primaire est alimenté par une tension alternative de fréquence et d'amplitude constantes. Lorsque le noyau s'écarte du zéro, la tension induite dans le secondaire vers lequel se déplace le noyau augmente, tandis qu'elle diminue dans l'autre secondaire.

On peut contrôler la tension de déséquilibre de différentes façons et ces capteurs peuvent aussi être utilisés pour le contrôle de débits et de pressions.

En pratique, les capteurs linéaires Cinatron et Cinarec comportent ainsi des éléments en série alimentés par un oscillateur à fréquence musicale. Les enroulements blindés sont bobinés sur un mandrin tubulaire en stéatite, à l'intérieur duquel se meut le noyau. L'oscillateur et les deux sections du démodulateur sont montées concentriquement au bobinage. L'ensemble est placé dans un manchon en acier doux constituant un blindage contre les influences magnétiques extérieures. Deux tiges métalli-

ques fixées à chaque extrémité du noyau permettent le guidage de celui-ci en glissant à travers deux embouts en rilsan (fig. 13).

Le primaire est alimenté en alternatif à une fréquence de 5 kHz par l'intermédiaire d'un oscillateur incorporé, suivant le principe précédent. La résultante des tensions induites dans les secondaires correspond, pour une position médiane, à une valeur minimale déterminant le zéro électrique du capteur. Le déplacement du noyau augmente l'induction dans un secondaire par rapport à l'autre, et modifie proportionnellement l'amplitude du signal résultant, dont la phase varie suivant le sens du déplacement. Un démodulateur incorporé fournit une tension continue, dont l'amplitude et la polarité représentent la valeur et le sens du déplacement mesuré. (fig. 14).

La course linéaire peut varier entre 1 et 25 mm, la linéarité est de l'ordre de 0,5 %, la tension maximale de sortie avec une charge de 20 k $\Omega$  est de 1 ou 2,5 volts. La longueur du capteur varie de 32 à 160 mm. La réponse dynamique élevée permet des mesures de déplacements jusqu'à 100 Hz.

Normalement, les capteurs inductifs de déplacement pratiques Ifelec par exemple, ont une gamme de mesure de 0 à + 1 mm jusqu'à 0 à + 20 mm. Ils permettent des contrôles précis et fidèles, statiques ou dynamiques de mouvements rotatifs. Etant donné leur faible encombrement, ils peuvent être incorporés dans des transducteurs de grandeurs mécaniques, de pression, force, ou accélération. Les systèmes de précision sont destinés à une gamme de contrôles de l'ordre de 1 mm ; ils sont toujours alimentés avec une fréquence de 4 à 6 kHz (fig. 15).

Il existe dans ce domaine des transducteurs miniatures de très grande sensibilité, du type à transformateur différentiel pour une échelle de

déplacements linéaires de l'ordre de 2,5 mm avec des induits libres ou fixes alimentés avec des fréquences porteuses de 1 kHz ou 5 kHz.

### LES CAPTEURS À COURANTS DE FOUCAULT

Les capteurs de déplacement sans contact à courants de Foucault sont moins connus, et présentent des avantages particuliers. Avec ce système, les conditions des surfaces, le parallélisme et le milieu intermédiaire présentent peu d'importance ; une simple feuille métallique peut servir de base de contrôle de mesure. La plupart des matériaux conducteurs sont utilisables, et les appareils peuvent être réglés de façon à contrôler une fraction de millimètre jusqu'à 5 centimètres au minimum.

Le dispositif comporte, en principe, un capteur, un câble et le système électronique ; il permet de déterminer avec une grande précision la position d'une pièce conductrice, dont la présence modifie l'impédance d'une bobine située dans le capteur (fig. 16).

Le dispositif fonctionne suivant le principe de pertes par courants de Foucault. Un circuit monté en pont est excité par un courant porteur d'une fréquence de 1 MHz, et détermine les courants de Foucault qui circulent superficiellement dans la pièce à contrôler.

Deux branches du pont constituées par deux bobinages sont montées dans le capteur, comme on le voit sur la figure 17. Les lignes de flux magnétique provenant du transducteur avec la cadence de 1 MHz traversent la surface conductrice à contrôler et déterminent des courants de Foucault.

Lorsqu'une surface conductrice se déplace à proximité du transducteur, une plus grande quantité de courants de Foucault sont produits, et les pertes dans le circuit en pont augmentent. Lorsque la surface conductrice s'éloigne des

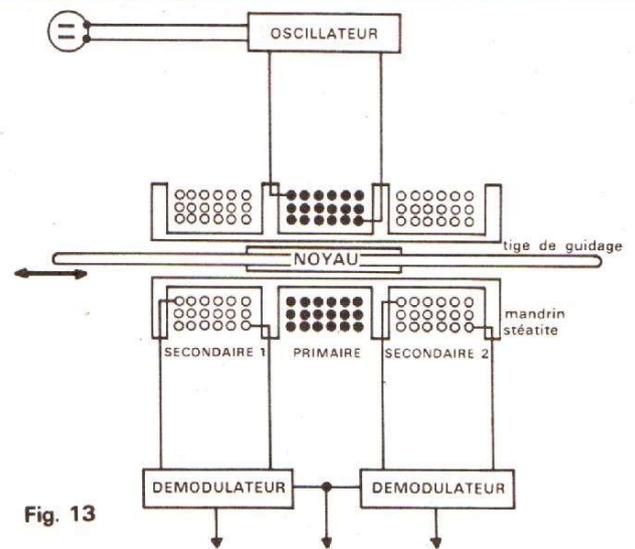


Fig. 13

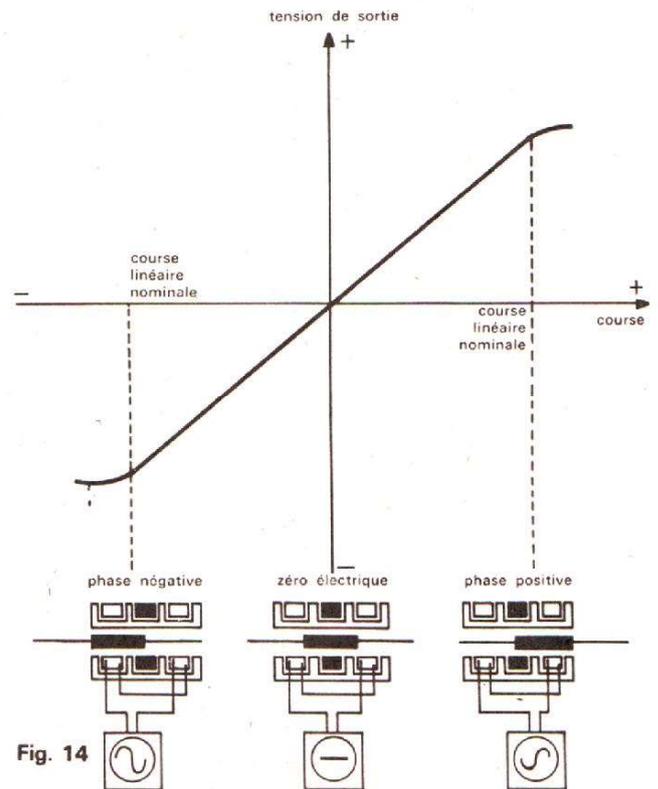


Fig. 14

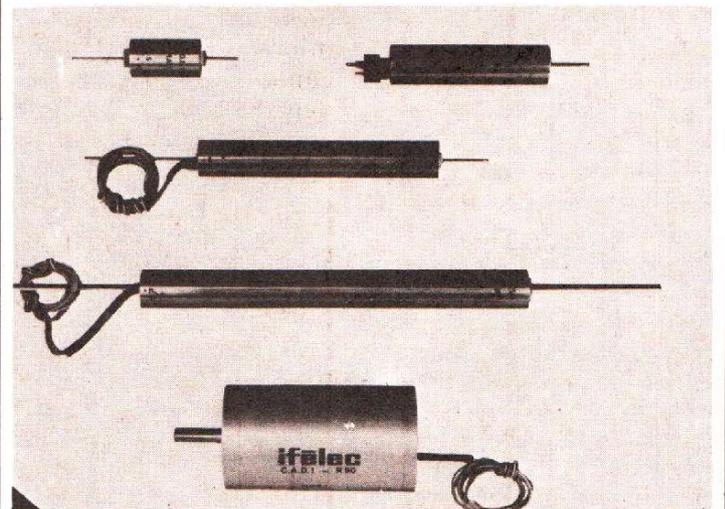


Fig. 15

transducteurs, les pertes deviennent plus réduites.

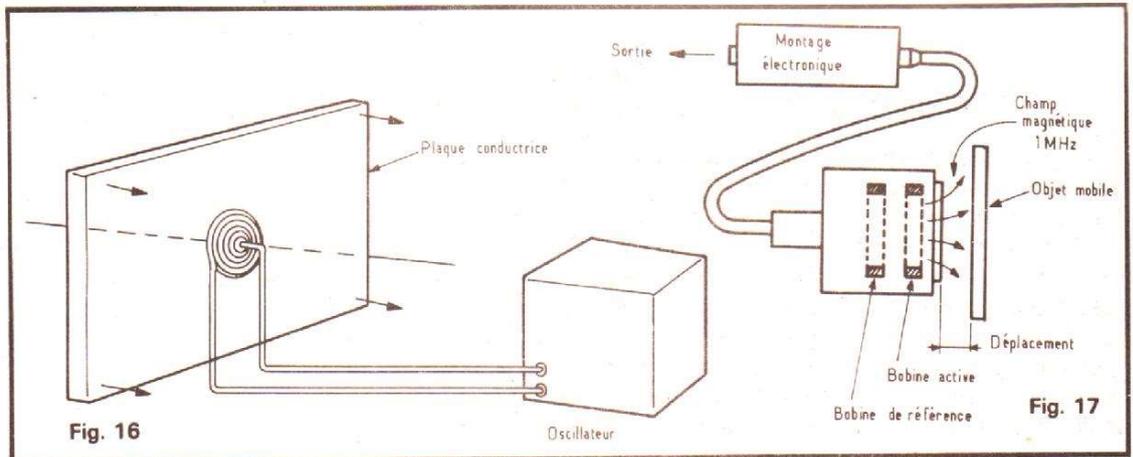
Ces variations d'impédance sont converties en tensions continues proportionnelles à la distance à contrôler. En raison de la fréquence élevée des courants de Foucault, ceux-ci pénètrent très superficiellement dans la surface conductrice, sur une épaisseur de quelques micromètres seulement. Des déplacements de la surface conductrice inférieurs à 20 micromètres peuvent ainsi être mesurés avec succès.

Le dispositif peut fonctionner en régime dynamique et en régime statique ; la nature du diélectrique, pourvu qu'il ne soit pas conducteur, ne modifie pas la valeur du signal de sortie représentant la position de la pièce.

Un système de compensation des variations de températures et des champs au moyen d'une deuxième bobine placée dans le capteur assure une grande stabilité. Il n'y a pas de contact, la première bobine constitue l'élément actif, qui contrôle les déplacements de la pièce à étudier. Le second bobinage, dans le bras opposé du pont d'impédance, sert comme bobine de compensation pour équilibrer et réduire au minimum les effets de la variation de température. La gamme de fonctionnement de l'appareil dépend des dimensions du capteur ; elle peut s'étendre jusqu'à 25 mm (Kaman).

La partie essentielle du système est ainsi le pont d'impédances excité par le signal porteur à 1 MHz. Les deux bobinages du transducteur forment les deux bras du pont ; l'impédance des bobines détermine le signal de sortie à 1 MHz fourni par le pont et la pièce à contrôler détermine les impédances du bobinage, et spécialement celle du bobinage actif.

Le signal de sortie résultant à 1 MHz est démodulé et linéarisé et constitue un signal électrique analogique du système, qui varie directement



suivant le déplacement de la pièce à contrôler.

Un facteur important de l'appareil consiste dans l'amplitude du signal de sortie du pont, c'est-à-dire le changement de tension lorsque la pièce à contrôler est modifiée.

Les différents éléments et la position de la pièce par rapport au transducteur doivent être étudiés en conséquence. S'il y a lieu, la pièce à contrôler peut être simplement recouverte ou enveloppée avec une feuille d'aluminium ordinaire, d'une épaisseur d'environ 17 à 18 micromètres.

Les conditions de surface de la pièce à contrôler ne sont pas critiques ; le parallélisme exact entre la pièce et les transducteurs ne sont pas non plus absolument nécessaires.

Le dispositif peut ainsi servir à de nombreux usages ; il peut être employé, en particulier, comme on le voit sur la figure 18, pour contrôler la pression comme une sorte de microphone à pression, comme transducteur de déplacement normal, ou

encore comme accéléromètre pour contrôler les accélérations.

### LES CAPTEURS À EFFET HALL

Dans la gamme des systèmes de capteurs récents, on peut encore signaler les capteurs magnéto-sensitifs, dont le fonctionnement est basé sur l'effet des champs magnétiques sur des matériaux semi-conducteurs.

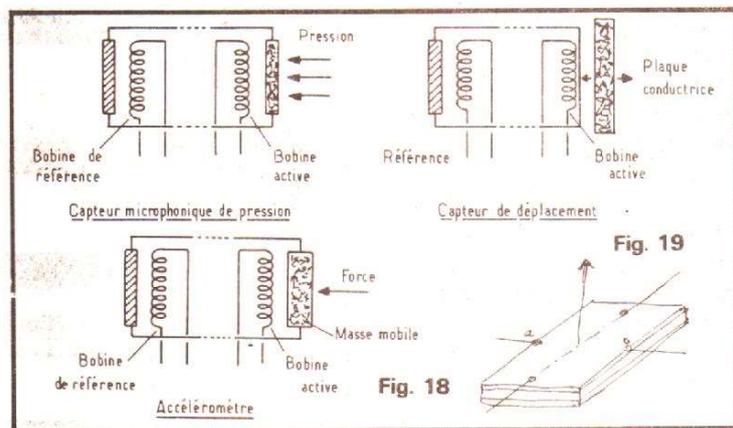
L'effet Hall se produit dans une plaquette en matériau conducteur ou semi-conducteur, lorsqu'elle est parcourue dans le sens longitudinal par un courant continu, ou lorsqu'elle est soumise à l'influence d'un champ magnétique. Le déplacement d'un aimant produisant le champ magnétique et agissant sur un générateur de Hall détermine ainsi une variation de la tension latérale, que l'on peut recueillir en deux points a et b de la plaquette, comme on le voit sur la figure 19 et qui dépend du déplacement.

Une cellule à effet Hall est constituée par un aimant permanent solidaire de la pièce mobile à contrôler. Le générateur est formé de deux plaques minces de ferrite, par exemple, entre lesquelles se trouve le semi-conducteur, et encastées dans l'entrefer d'un circuit magnétique où le flux de l'aimant est concentré. Le système est relié à un amplificateur à transistors.

Les cellules sont ainsi de petites plaquettes rectangulaires d'une épaisseur de quelques dixièmes de millimètres ; le cristal de semi-conducteur est de l'arseniure ou de l'antimoine d'indium, avec quatre électrodes. La variation de température agit peu ; les cellules à couches minces de faible épaisseur, moins coûteuses, varient plus avec la température ; elles sont formées avec du silicium.

Avec deux ou quatre cellules de ce type on peut contrôler et reproduire à distance des déplacements angulaires de forte amplitude ; les dimensions du système sont réduites, et le dispositif est bien supérieur au montage électro-mécanique.

Ces transducteurs, comme d'ailleurs les éléments magnéto-sensitifs, que nous étudierons plus loin, ne sont cependant encore utilisés qu'en nombre assez réduit et pour des applications particulières. Il n'en est pas de même pour les capteurs capacitifs très nombreux et très divers que nous décrirons dans un prochain article.



# LES NOUVEAUTÉS DE CHICAGO II<sup>ème</sup> partie

Par l'importance du marché américain, le « Consumer Electronic Show » est une exposition qui donne la tendance du marché de l'électronique.

Les possibilités sans fin de la « Micro Electronique » ont eu pour résultats de fournir aux visiteurs de cette exposition une multitude de nouveautés dans le domaine des jeux de télévision, de la montre à quartz, des machines à calculer et de la haute fidélité.

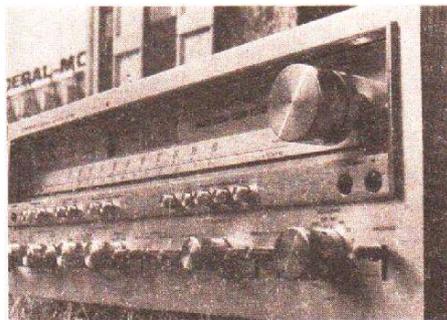
Dans le numéro du 17 juillet du Haut-Parleur, nous avons déjà annoncé quelques nouveautés. En voici d'autres, qui seront pour la plupart disponibles sur le marché français en septembre-octobre.

## PIONEER

**Nouvelle série « 50 »  
(disponible en septembre)**

### MODÈLE SX 1250

Cet ampli tuner est le haut de gamme de la série. Sa puissance est de 160 watts les deux canaux en fonctions. La bande passante de 20 Hz à 20 kHz. La distorsion harmonique totale est de 0,1 %. La partie tuner a une sensibilité en FM de



1,5  $\mu$ V. La sélectivité de 83 dB, le rapport de capture est de 1 dB, la distorsion en mono de 0,1 % et en stéréo de 0,2 %. En AM la sensibilité est de 300  $\mu$ V/m, avec un rapport signal/bruit de 55 dB.

### MODÈLE SX 1050

Légèrement moins puissant, il offre néanmoins une puissance très recherchée de 120 watts les deux canaux en fonctions. La bande passante de 20 Hz à 20 kHz. La distorsion harmonique

totale est de 0,1 % également. La partie tuner est un peu moins sensible en FM, 1,8  $\mu$ V, la sélectivité est de 78 dB, le rapport de capture de 1 dB, la distorsion en mono de 0,1 % et en stéréo de 0,25 %. En AM la sensibilité est de 300  $\mu$ V/m, avec un rapport signal/bruit de 55 dB.

### MODÈLE SX 950

Ce modèle est un ampli tuner de deux fois 85 watts. La bande passante est de 20 Hz à 20 kHz, la distorsion harmonique totale est de 0,1 %. La partie tuner a une sensibilité 1,8  $\mu$ V, la sélectivité de 72 dB, le rapport de capture de 1 dB. La distorsion en mono de 0,15 % et en stéréo de 0,3 %. En AM la sensibilité est de 300  $\mu$ V/m avec un rapport signal/bruit de 55 dB.

### MODÈLE SX 850

La puissance de la partie ampli est de deux fois 65 watts, la bande passante est de 20 Hz à 20 kHz avec une distorsion harmonique totale de 0,1 %. La sensibilité de la partie tuner en FM est de 1,8  $\mu$ V et de 300  $\mu$ V/m en AM avec un rapport signal/bruit de 50 dB.

### MODÈLE SX 750

Le modèle a une puissance de 50 watts sur chaque canal. La bande passante est de 20 Hz à 20 kHz, avec une distorsion harmonique totale de 0,1 %. La sensibilité en FM est de 1,9  $\mu$ V et de 300  $\mu$ V/m en AM avec un rapport signal/bruit de 50 dB.

MODÈLES  
SX 650 - SX 550 - SX 450

Les trois ampli tuners ont une puissance respectivement de deux fois 35 watts, 20 watts et 15 watts. Leur bande passante est de 20 Hz à 20 kHz avec une distorsion harmonique totale de 0,3 %. La sensibilité en FM est de 2  $\mu$ V. Le rapport de capture est de 1 dB. Le rapport signal/bruit en mono est 70 dB et 65 dB en stéréo. La sensibilité en AM est de 300  $\mu$ V/m avec un rapport signal/bruit de 50 dB.

## LUXMAN

### MODÈLE 85 V

Cet amplificateur a une puissance de 50 watts les deux canaux en fonctions. La bande passante est de 10 Hz à 50 kHz avec une distorsion harmonique totale de 0,05 %. L'impédance de charge est de 8 ohms.



Le rapport signal/bruit en entrée phono est meilleur que 62 dB, et en entrées Aux./Tuner meilleur que 84 dB.

Les correcteurs de tonalité se situent en grave à 150 Hz, 300 Hz et 600 Hz, en aigu à 1,5 kHz, 3 kHz et 6 kHz. Deux filtres haut à 7 kHz et 12 kHz et deux filtres bas à 70 Hz et 20 Hz.

Cet amplificateur possède également un correcteur physiologique, un atténuateur de -20 dB. Pour l'enregistrement, il est possible de brancher deux magnétophones simultanément, ainsi que pour la lecture (tape dubbing).

### MODÈLE 80 V

La puissance délivrée par cet ampli est de deux fois 40 watts les deux canaux en fonctions. La bande passante

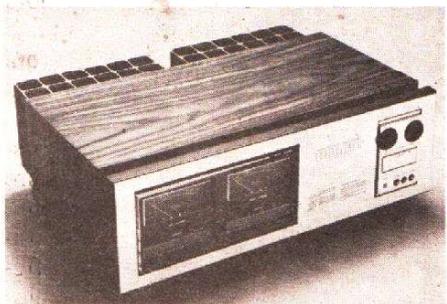
est de 10-50 000 Hz (-1 dB) avec une distorsion harmonique totale de 0,1 %. L'impédance de charge est de 8 ohms.



Le rapport signal/bruit est > 63 dB en entrée phono. Il est pourvu des mêmes avantages de corrections que le modèle L 85 V.

### MODÈLE M 4000

Le modèle M 4000 est un amplificateur de haut de gammes. La puissance délivrée est de 180 watts les deux canaux en fonctions. La bande passante



est de 5 Hz à 50 000 Hz ( $\pm 1$  dB). L'impédance de charge est de 8 ohms. La distorsion harmonique totale est de 0,05 %. La sensibilité d'entrée est de 1 V.

### MODÈLE C 1000

Le modèle C 1000 est un préamplificateur qui, par sa technologie, permet un rendu maximal de l'amplificateur M 4000.

La bande passante est de 2 Hz à 80 kHz, le rapport signal/bruit en entrée phono est meilleur que 65 dB. La distorsion harmonique est de 0,007 %.

Les filtres de coupures se situent en aigu à 7 kHz et 12 kHz (-18 dB, -12 dB) et en grave à 10 Hz et 70 Hz (-18 dB, -12 dB).

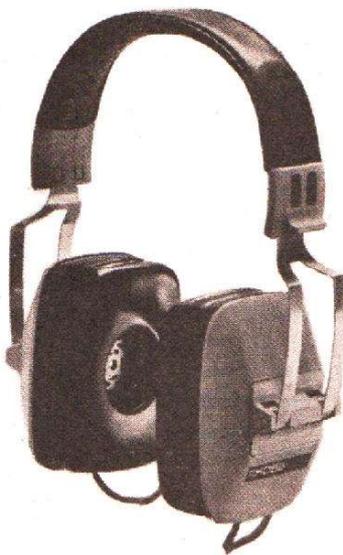


Le sélecteur de tonalité a ses fréquences charnières à 150 Hz, 300 Hz, 600 Hz, 1,5 kHz, 3 kHz, 6 kHz.

## KOSS

### SÉRIE K

Trois nouveaux casques ont vu leur naissance : le K/125, le K/135 et le K/145.

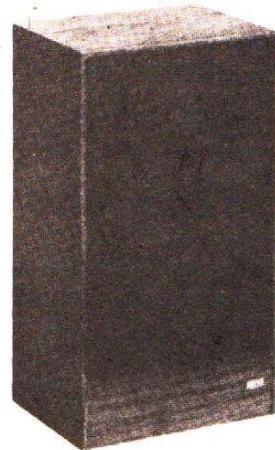


Cette nouvelle série K résulte d'une recherche plus importante dans le domaine du registre des graves, et d'une amélioration de l'isolation de l'écoute. Disponible début octobre.

## ACOUSTIC RESEARCH

### MODÈLE AR 12

L'enceinte AR 12 est une enceinte à trois voies. Le boomer est un 25 cm, le médium à cône de 7 cm et un tweeter à dôme hémisphérique.

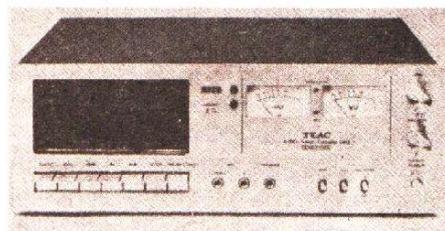


L'impédance de cette enceinte est 8  $\Omega$ . Il faut remarquer un correcteur de fréquences.

## TEAC

### MODÈLE A 150

Le modèle A 150 est une platine à cassette de type frontal. Elle est équipée du système Dolby. Les entrées micros sont mixables.

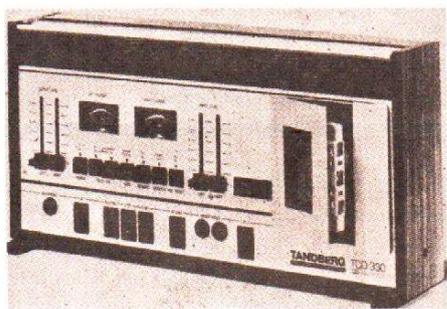


Elle est équipée de têtes Permafex, acceptant des cassettes standard ou CRO2.

## TANDBERG

### MODÈLE TCD 330

Platine magnétophone à cassettes stéréo. Ce modèle est équipé de trois têtes et de trois moteurs. Sa présentation est



verticale. Il possède le système Dolby et un filtre MPX. L'électronique de contrôle est composée de huit circuits intégrés.

## BIGSTON

### MODÈLE BSD 300

Platine magnétophone à cassette stéréo. La présentation est frontale. Il pos-



sède le système Dolby. Il y a deux sélections de bandes. L'arrêt est automatique, ainsi que l'éjection.

## ADC

### MODÈLE QLM-36 MK II

Cette cellule est du type magnétique classique. Son diamant est conique. Sa présentation est très luxueuse.



# INFO'OCCASION

## La législation fiscale

Il y a lieu d'entendre, par « objet d'occasion », au regard de la taxe sur la valeur ajoutée, tout objet qui a été déjà utilisé et qui est susceptible de remploi en l'état ou après réparation.

Il s'ensuit que lorsqu'il a été simplement réparé, l'objet usagé est soumis au régime d'imposition de l'occasion ; par contre, lorsqu'il a été « rénové » ou « transformé », il est imposé comme un produit neuf.

Pour distinguer réparation, rénovation et transformation, on admet :

— qu'il y a « réparation », lorsque la valeur des éléments utilisés pour la remise en état est inférieure à la valeur de l'objet usagé augmentée du coût de l'opération ;

— qu'il y a « rénovation », lorsque la valeur des éléments utilisés pour la remise en état est supérieure à la valeur de

l'objet usagé augmentée du coût de l'opération ;

— qu'il y a « transformation », lorsque les caractéristiques initiales de l'objet sont modifiées.

Par « coût de l'opération », il convient d'entendre les frais de main-d'œuvre (charges sociales comprises), augmentés des frais de fabrication et de la part des frais généraux susceptibles d'être rattachée à la remise en état, à l'exclusion de la marge bénéficiaire.

Il est souligné que le taux de la taxe sur la valeur ajoutée applicable à l'objet d'occasion est celui auquel est soumis l'objet neuf correspondant : le taux majoré de 33 1/3 % frappe les appareils neufs d'enregistrement et de reproduction du son ainsi que les récepteurs de radio ; le taux normal de 20 % frappe les récepteurs de télévision.

Ces principes ayant été rap-

pelés, le régime de la taxe sur la valeur ajoutée applicable aux objets d'occasion sus-désignés se présente dès lors de la manière suivante :

1) La vente réalisée par un particulier (quelle que soit la qualité de l'acheteur : particulier, commerçant-utilisateur ou négociant en objets d'occasion) se situe hors du champ d'application de la taxe sur la valeur ajoutée en raison même de la qualité du vendeur ; elle est donc exemptée de ladite taxe.

2) La vente réalisée par un négociant spécialisé dans les objets d'occasion sus-énumérés, est, en revanche imposable à la taxe sur la valeur ajoutée.

Le négociant peut utiliser deux systèmes à son choix :

a) Appliquer la taxe sur la différence entre le prix de vente et le prix d'achat (les deux termes de la différence

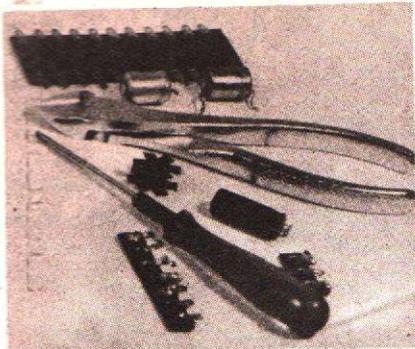
devant être appréciés « hors taxe ») en utilisant :

— soit le procédé à l'unité, qui implique la connaissance du prix d'achat,

— soit le procédé global, lorsque le prix d'achat unitaire n'est pas connu exactement : dans ce cas, la base d'imposition est constituée par la différence entre les ventes globales et les achats globaux du mois. Si les achats d'un mois sont supérieurs aux ventes de ce mois, la différence est ajoutée aux achats du mois suivant.

b) Appliquer la taxe sur le prix de vente total.

Pour le négociant qui, lors de la vente de l'objet d'occasion, acquitte seulement la taxe sur la différence « prix de vente moins prix d'achat », le droit à déduction porte sur les seuls éléments qui ont grevé le coût de son intervention (frais d'entremise ou de commission afférents à l'achat des objets sur lesquels porte son négoce, frais de réparation et de remise en état de ces objets, y compris les frais afférents aux matières premières utilisées pour cette remise en état).



# ABC de L'ELECTRONIQUE

## LES DECODEURS et leurs applications

### INTRODUCTION

À la figure 1 on représente le montage classique d'un décodeur avec les circuits associés de commande : le compteur précédé de l'« horloge ». On a choisi comme décodeur le type bien connu, à 16 sorties, fabriqué par la plupart des spécialistes tels que Signetic, la Radiotechnique, Sescossem, Texas et bien d'autres, sous le nom de 74154 (ou FJH 341 à la RTC). Ces CI sont équivalents et ont le même bro-

chage, représenté à la figure 2, avec le CI vu de dessus.

Le boîtier est à 24 broches distantes entre elles de 2,54 mm comme dans les autres CI.

Grâce au repère on identifiera les broches 1 et 24 : si le repère est en haut et le CI vu de dessus, la broche 1 est à gauche du repère et la broche 24, à droite.

Ce décodeur possède les points (ou broches) ayant les fonctions suivantes :

Point 1 : masse et - alimentation.

Point 24 : + alimentation.

Points 23, 22, 21, 20 : entrées ABCD respectivement, recevant les signaux du compteur binaire provenant des sorties désignées également par ABCD. On indiquera plus loin la forme des signaux du montage de la figure 1.

Points 18 et 19 : deux entrées spéciales, interchangeables, dites de validation.

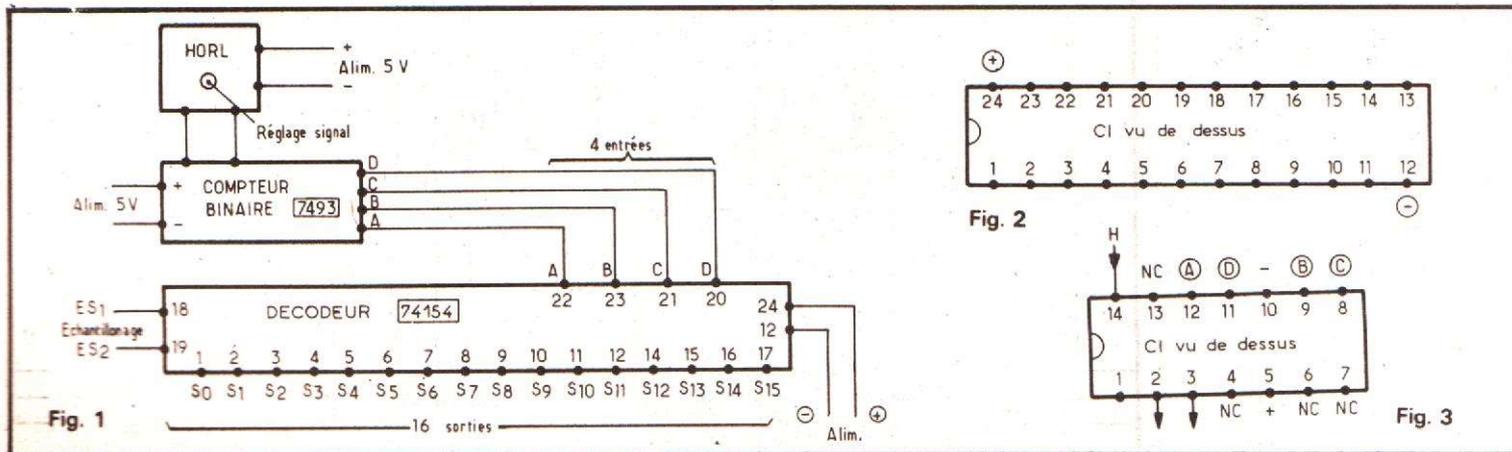
Le compteur qui commande le décodeur, peut être d'un type binaire comme par exemple celui de la RTC, le FJJ 361 ou le 7493 Motorola ou SESCO.

A la figure 3 on donne le brochage du 7493 vu de dessus.

Le boîtier est à 14 broches de forme classique. Pour l'attaque du décodeur 74154 on utilisera les broches du compteur de la manière suivante :

Sorties ABCD : broches 12, 9, 8, 11 respectivement et dans l'ordre indiqué également sur les figures, entrée du signal d'horloge : broche 14 ; alimentation + : broche 5 ; alimentation - : broche 10.

Les broches 2 et 3 seront



reliées à la masse, avec la broche 10.

Les broches 4, 6, 7 et 13 du 7493 marquées NC seront laissées en l'air.

Comme horloge, une des plus économiques est réalisable avec le 555 monté en multivibrateur astable.

Cette « horloge » aura donc deux points de sortie, dont un à la masse et l'autre relié à l'entrée H du compteur comme indiqué aux figures 1 et 3. Il y aura aussi les points + et - alimentation.

### FONCTIONNEMENT

Le montage de la figure 1 est le plus simple réalisable avec le 74154, décodeur binaire à 16 sorties.

Sans entrer dans le détail de la composition intérieure des circuits intégrés et de leur fonctionnement intérieur, voici un aperçu du fonctionnement de l'ensemble.

L'horloge étant un multivibrateur astable, fournit à sa sortie, un signal rectangulaire.

On voit que les fréquences décroissent de deux fois de A et B, puis de B à C et de C à D.

Les périodes, au contraire, sont multipliées par deux chaque fois. Désignons par niveau L (ou zéro), le niveau de la tension la plus basse des signaux et par niveau H (ou 1) le niveau le plus haut.

Dans les circuits intégrés logiques TTL, le niveau « zéro » est proche de zéro (- alimentation de 5 V) et le niveau « 1 », proche de + 5 V (fig. 4-E).

Considérons maintenant les temps 1, 2, 3...n, égaux à la demi-période du signal A de fréquence F. Ces temps auront une durée  $0,5/F$ .

Cette durée est réglable d'ailleurs, avec l'horloge qui possède en général un réglage de fréquence dont la limite supérieure dépend du circuit choisi, certaines horloges ne dépassant pas  $f = 1$  MHz.

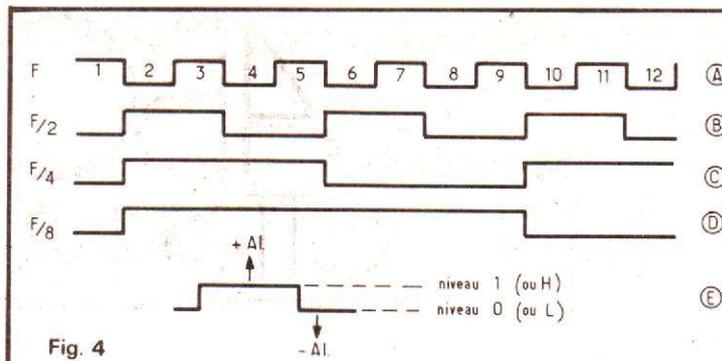


Fig. 4

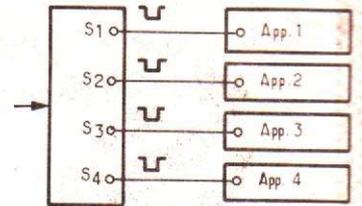


Fig. 5

Lorsque les signaux A, B, C, D sont appliqués aux entrées correspondantes du décodeur et si les points d'échantillonnage ES1 et ES2 sont maintenus en niveau bas, c'est-à-dire connectés à la masse par exemple, on obtiendra aux sorties les signaux suivants, **un seul à la fois par sortie** :

- au temps 1 : signal 0 à la sortie  $S_0$  et signaux 1 à toutes les 15 autres sorties ;
- au temps 2 : signal 0 à la sortie  $S_1$  et signaux 1 à toutes les 15 autres sorties ;
- au temps 16 : signal 0 à la sortie  $S_{15}$  et signaux 1 à toutes les autres sorties.

Cette règle indiquant les niveaux des signaux peut aussi être représentée par une **table de vérité** comme celle

du tableau I, valable pour le montage de la figure 1.

On voit que grâce à ce montage on disposera d'un véritable appareil de commande fournissant 16 signaux 0 indépendants et successifs.

Voici un exemple illustrant l'emploi de ce montage. On désire réaliser une suite d'actions commandées automatiquement. Avec le montage proposé, la première action sera commandée par la sortie  $S_0$  du décodeur qui donnera un signal de commande 0.

Le dispositif à actionner doit être tel qu'il fonctionne lorsqu'il reçoit un signal **zéro** et ne fonctionne pas lorsqu'il reçoit un signal **un**.

Le dispositif suivant sera mis en fonctionnement, de la

même manière, par le signal de la sortie 2 et ne fonctionne pas pendant les autres périodes.

Si l'on désire qu'un même dispositif fonctionne pendant deux ou plusieurs périodes, il suffira de la relier aux sorties correspondantes du décodeur, d'une manière convenable.

Le décodeur peut ainsi, pendant les 16 périodes, faire fonctionner un ou plusieurs dispositifs quelconques, selon un programme prédéterminé conçu pour un usage définitif ou modifiable.

Remarquons encore qu'une même sortie peut aussi agir sur plusieurs dispositifs à la fois.

Voici quelques exemples de montage.

Tableau I  
Table de vérité 415A

No décimal	ENTRÉES					SORTIES																	
	16	26	D	C	B	A	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	
0			0	0	0	0	0																
1			0	0	0	1		0															
2			0	0	1	0			0														
3			0	0	1	1				0										toutes à 1			
4			0	1	0	0					0												
5			0	1	0	1						0											
6		Toutes à 0	0	1	1	0							0										
7			0	1	1	1								0									
8			1	0	0	0									0								
9			1	0	0	1										0							
10			1	0	1	0				Toutes à 1							0						
11			1	0	1	1												0					
12			1	1	0	0													0				
13			1	1	0	1														0			
14			1	1	1	0															0		
15			1	1	1	1																0	
	0	1	x	x	x	x																	
	1	0	x	x	x	x		toutes à 1															
	1	1	x	x	x	x																	

**Exemple 1 : 16 appareils commandés :**

Le montage est celui de la figure 5. Il est clair que seule l'application du signal zéro pourra faire fonctionner l'appareil prévu.

Pour réaliser pratiquement cette condition, l'appareil devra posséder ou être muni spécialement d'un circuit de commande. Soit par exemple, un oscillateur fournissant plusieurs signaux que l'on désire utiliser dans un ordre déterminé. Cet oscillateur possède les sorties 1 à 16 (quatre seulement sont indiquées) auxquelles on pourra prélever des tensions  $e_1, e_2, e_3, e_4$ . Ces signaux doivent être transmis aux points a, b, c, d respectivement mais l'un après l'autre. (voir fig. 6).

Intercalons dans chaque voie de signal, deux condensateurs d'isolation galvanique (c'est-à-dire « en continu ») et une diode. Par exemple dans la voie  $e_1 - a$ , les éléments  $C_1, D_1, C_5$ .

La diode sera polarisée de la manière suivante : l'anode est polarisée par  $R_1$  positivement, tandis que la cathode est polarisée par  $R_5$ , à la tension de la sortie  $S_1$  du décodeur. Cette sortie est au niveau zéro lorsqu'elle est active et dans ce cas, la diode est conductrice car la cathode est négative par rapport à l'anode.

Dans les autres cas, la cathode est rendue positive par le point  $S_1$  du décodeur qui est alors au niveau haut. La diode est bloquée pourvu que la tension  $+E_1$  soit légèrement inférieure à celle correspondant au niveau haut (H ou 1) de la sortie du décodeur.

De ce fait, lorsque la diode est conductrice, le signal sortant de  $e_1$  sera transmis au point a.

Les valeurs des condensateurs  $C_1, C_2 \dots C_n$  dépendent des fréquences et des formes des signaux.

On détermine leurs valeurs comme dans les montages RC, aux fréquences très basses.

On utilisera d'abord la formule :

$$C = \frac{1}{2\pi f R}$$

avec C en farads, f en hertz et R en ohms, ou la même formule, avec C en microfarads, f = kilohertz et R en kilohms.

Exemple :

La valeur de C est :

$$C = \frac{1}{6,28 \times 0,02 \times 50} = 0,159 \mu F$$

Avec ces valeurs le signal sera atténué de 30 %.

Prendre par conséquent, pour  $C_1$  une valeur supérieure, par exemple 10 fois C, soit  $15,9 \mu F$  ou la valeur normalisée la plus proche.

Lorsque la diode  $D_1$  est conductrice,  $C_1$  est suivi de deux résistances-shunt,  $R_1$  et  $R_5$  et du circuit  $C_5 - R$  où R est la résistance d'entrée du montage dont fait partie le point a.

De ce fait,  $C_3$  se calculera comme  $C_1$ . Pratiquement, on prendra  $C_1 = C_5 \geq 100 C$  ou des valeurs moindres, après

vérification expérimentale à l'oscilloscope.

Remarquons toutefois que dans de nombreux cas, on pourra supprimer certains éléments  $C_1, C_5, R_1, R_5$ .

Ainsi, si par le point de sortie  $e_1$ , la diode  $D_1$  est polarisée positivement à la tension  $E_1$  requise, on pourra supprimer  $C_1$  et  $R_1$ . Le signal de sortie aura donc une composante alternative  $e_1$  et une composante continue  $E_1$ . Cette dernière devra être grande devant  $e_1$  afin que la diode ne fonctionne pas en redresseuse.

**Exemple 2 :**

Dans l'exemple précédent, les sorties 1... 16 de l'oscillateur étaient utilisées à des intervalles égaux.

Supposons maintenant que l'on veuille qu'une partie de l'appareil à commander soit actionnée pendant plusieurs intervalles consécutifs, par exemple deux.

Si l'on reliait ensemble des sorties de décodeur comme par exemple  $S_0$  et  $S_1$ , on n'aurait pas un signal zéro pendant T secondes mais un signal 1.

Pour avoir un signal zéro, il faudra utiliser un opérateur AND (ET) comme indiqué à la figure 7.

On sait que si  $X_0$  et  $X_1$  sont les niveaux de signaux des sorties  $S_0$  et  $S_1$ , appliqués aux entrées de l'opérateur E, à sa sortie on aura un signal produit  $X = X_0 \cdot X_1$ .

Si  $X_0 = 0, X_1 = 1$

et  $X = 0 \cdot 1 = 0$ .

Si  $X_0 = 1, X_1 = 0$

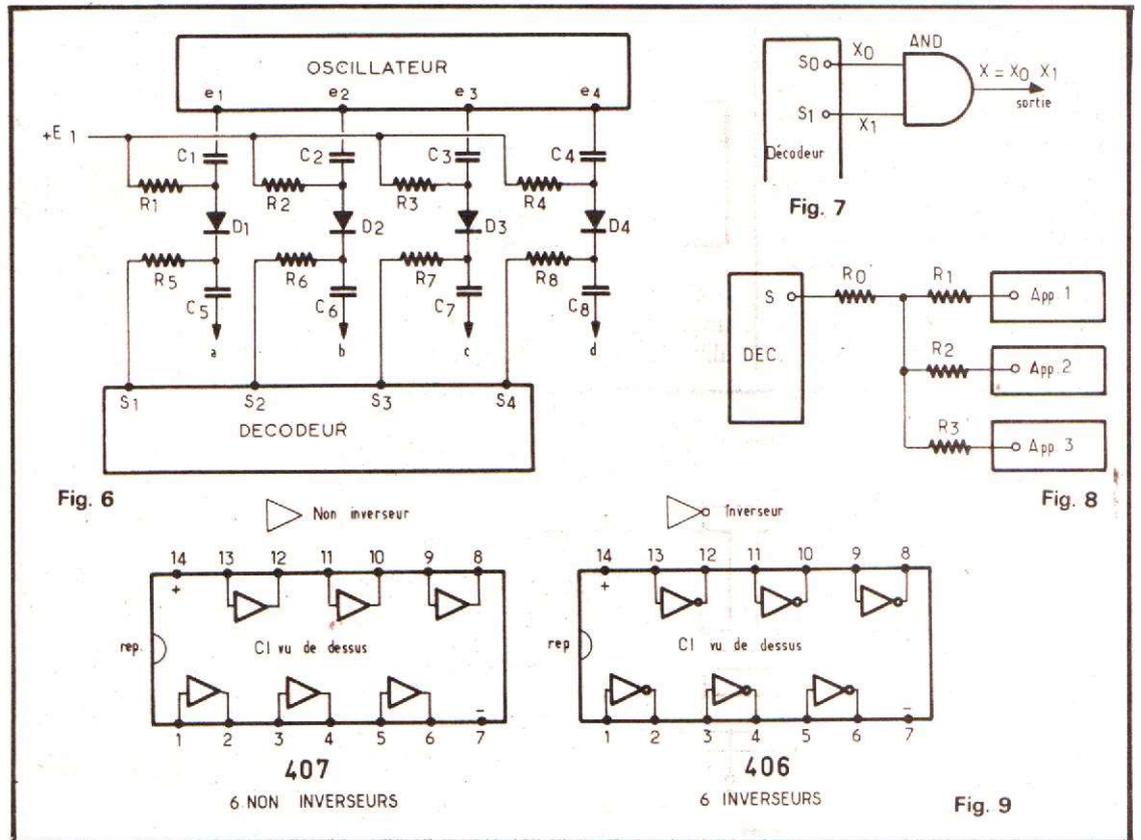
et  $X = 1 \cdot 0 = 0$ .

Le procédé peut se généraliser avec un AND (ou un ET) à plusieurs entrées, connectées au même nombre de sorties du décodeur.

Ainsi, s'il y a 5 sorties, le signal de sortie de l'opérateur sera toujours un produit de 0 par quatre 1, donc zéro. A noter que ce procédé est valable également si les sorties choisies du décodeur ne sont pas voisines.

**Exemple 3 :**

On désire qu'une seule sortie de décodeur commande plusieurs appareils à la fois, pendant sa période active. On utilisera alors un circuit séparateur comme ceux de répar-



tion des signaux d'antenne ou B.F.

Le montage est donné à la figure 8, les résistances  $R_0$ ,  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_3$  servant de séparatrices.

Ce montage peut être amélioré en montant des circuits amplificateurs qui sépareront mieux les appareils.

On utilisera des transistors individuels ou des CI opérateurs contenant des amplificateurs indépendants comme les suivants :

Le 406 (ou 7406 ou 4406) qui contient six éléments inverseurs.

Le 407 (7407 ou 4407) qui contient six éléments non inverseurs.

Voici à la figure 9 leur mode de branchement. Les amplificateurs sont représentés sous la forme symbolique usuelle, l'entrée étant sur un côté du triangle et la sortie au sommet opposé.

Sur le 406, l'inversion est symbolisée par le petit cercle disposé à la sortie.

Ces CI nécessitent le branchement des résistances aux six sorties car ces résistances ont été omises à l'intérieur. Si l'alimentation est de 5 V, les résistances seront de 110  $\Omega$  pour le 406 et le 407.

En ce qui concerne les opérateurs AND (ET) on pourra utiliser le CI 408 qui en contient quatre AND à deux entrées chacun. Il existe aussi des CI à plusieurs éléments AND, NAND, inverseurs, non inverseurs.

Si l'on utilise des opérateurs inverseurs, le signal de sortie



Fig. 10

sera inversé, donc 1 au lieu de zéro et l'appareil à actionner devra être établi pour ce mode d'attaque.

### AUTRES DÉCODEURS

On dispose actuellement d'un certain nombre de décodeurs dont quelques-uns sont plus récents que le 4154.

Certains sont montés en boîtiers normaux à 14 ou 16 broches, mais donnent un nombre inférieur à 16 de signaux de sortie. On peut toutefois en associer plusieurs pour obtenir autant de sorties que l'on désire, par exemple 64, 128, 256, etc.

### VOICI QUELQUES DÉTAILS SUR LES CI 4155

Ce CI de la série TTL est un décodeur à deux éléments, alimenté sur 5 V. Chaque élé-

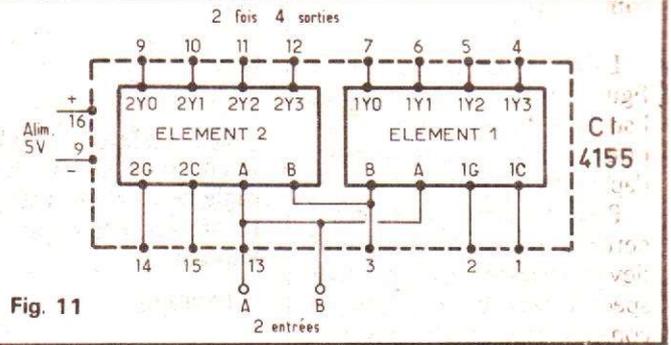


Fig. 11

ment possède quatre sorties, ce qui permet par association de réaliser, si nécessaire, un décodeur à 8 sorties ou, avec deux 4155, un décodeur à 16 sorties, etc. Le schéma est donné à la figure 10. Le + alimentation est le point 16 et le -, le point 8.

Pour le premier élément décodeur :

Point 1 (C) : données.

Point 2 (1 G) : échantillonnage.

Point 3 (B) : entrée de sélection.

Points 4 à 7 (1 Y3 - 1 Y2 - 1 Y1 - 1 Y3) sorties.

De la même manière, on identifiera les branchements du deuxième élément :

Point 15 (2C) : données.

Point 14 (2G) : échantillonnage.

Point 13 (A) : entrée de sélection.

Points 12 à 9 (2 Y3 - 2 Y2 - 2 Y1 - 2 Y0) sorties.

Avec ce décodeur à deux sections on pourra réaliser les deux montages suivants :

1) double décodeur 2 voies vers 4 voies,

2) décodeur 3 voies vers 8 voies.

Le temps de propagation est de 16 ns pour la traversée de 2 couches logiques et de 21 ns pour 3 couches logiques.

Ce CI dissipe 125 mW, la tension d'alimentation étant de 5 V. En montage (1), 2 voies vers 4, chaque élément doit recevoir les signaux A et B d'un compteur.

En montage (2), 3 voies vers 8, l'ensemble recevra les trois signaux A B C d'un compteur.

Voici à la figure 11, le montage à réaliser pour obtenir le double décodeur AB vers quatre sorties.

Un signal de sortie donne un signal « zéro » lorsqu'il est actif, tous les autres donnant un signal « un ». Les tables de vérité sont analogues à celle du 741 54.

Voici d'abord les tables de vérité du montage en deux décodeurs AB vers quatre sorties.

Dans ce tableau, on a utilisé la nomenclature :

- niveau haut H (ou 1),
- niveau bas L (ou 0).

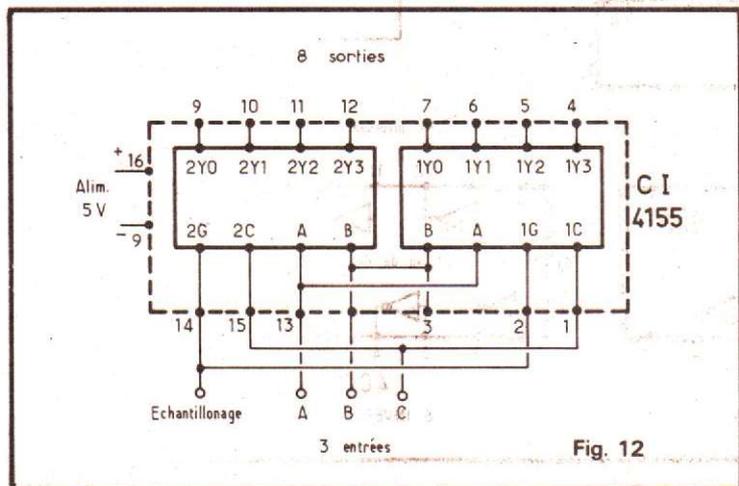


Fig. 12

Tableau II  
Décodeur 2 entrées à 4 sorties. Élément 1.

ENTRÉES				SORTIES			
Sélection	Echant.	Données					
B	A	1 G	1 C	1 Y0	1 Y1	1 Y2	1 Y3
X	X	H	X	H	H	H	H
L	L	L	H	L	H	H	H
L	H	L	H	H	L	H	H
H	L	L	H	H	H	L	H
H	H	L	H	H	H	H	L
X	X	X	L	H	H	H	H

Pour le second élément, la table de vérité est la même sauf le fait que les données 2C se succèdent verticalement de la manière suivante : X, L, L, L, L, H.

On remplacera les 1 par les 2 dans la nomenclature des points par exemple 1 Y1 par 2 Y1.

Lorsque ce CI est monté en décodeur à trois entrées de sélection ABC et 8 sorties (montage de la figure 12), la table de vérité est la suivante (tableau III) :

Le point d'échantillonnage est désigné par G et il est obtenu en reliant ensemble les points 1G et 2G.

Les points de sélection sont A et B, tandis que C est obtenu en reliant ensemble les points 1C et 2C. Cela est d'ailleurs indiqué à la figure 12.

Les X sont les états indéterminés.

On voit que le décodeur fonctionne avec trois signaux ABC provenant d'un compteur convenable et avec le point G au niveau zéro (ou L).

Tableau III

ENTRÉES				SORTIES							
Sélect.	Echt.			0	1	2	3	4	5	6	7
C	B	A	G	2 Y0	2 Y1	2 Y2	2 Y3	1 Y0	1 Y1	1 Y2	1 Y3
X	X	X	H	H	H	H	H	H	H	H	H
L	L	L	L	L	H	H	H	H	H	H	H
L	L	H	L	H	L	H	H	H	H	H	H
L	H	L	L	H	H	L	H	H	H	H	H
L	H	H	L	H	H	H	L	H	H	H	H
H	L	L	L	H	H	H	H	L	H	H	H
H	L	H	L	H	H	H	H	H	L	H	H
H	H	L	L	H	H	H	H	H	H	L	H
H	H	H	L	H	H	H	H	H	H	H	L

Tableau IV

ENTRÉES				SORTIES							
A	B	C	D (échant.)	0	1	2	3	4	5	6	7
0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1
1	0	0	0	0	1	0	1	1	1	1	1
0	1	0	0	0	1	1	0	1	1	1	1
1	1	0	0	0	1	1	1	0	1	1	1
0	0	1	0	0	1	1	1	1	0	1	1
1	0	1	0	0	1	1	1	1	1	0	1
0	1	1	0	0	1	1	1	1	1	1	0
1	1	1	0	0	1	1	1	1	1	1	0
				tous les états 1							

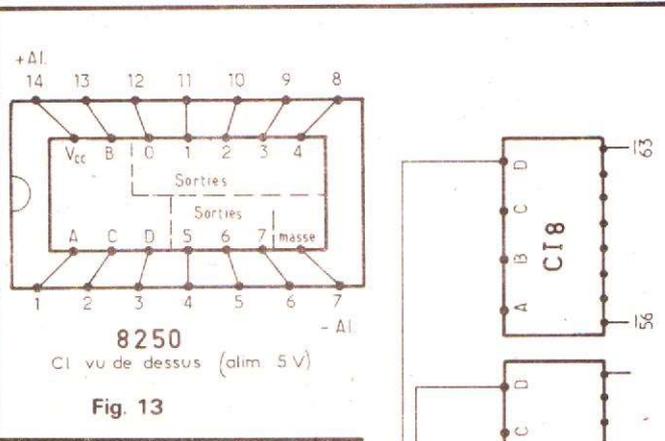


Fig. 13

DÉCODEUR ABC À 8 SORTIES

Comme exemple, nous avons choisi le 8250 Signetics.

Son boîtier est à 14 broches de forme habituelle. Le branchement de ce décodeur est indiqué à la figure 13 sur laquelle sont indiquées les entrées ABC reliées aux sorties ABC d'un compteur adéquat. Le point D doit être utilisé comme entrée d'échantillonnage.

Le branchement est simplifié car il n'y a pas de point d'échantillonnage ni de données. La table de vérité de ce décodeur est la suivante (tableau IV) :

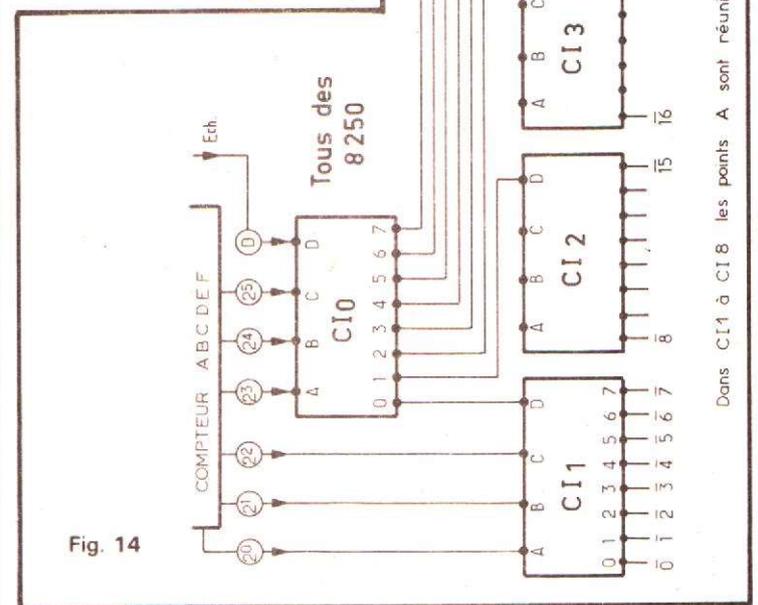


Fig. 14

Dans CI1 à CI8 les points A sont réunis, les points B sont réunis et les points C sont réunis. 64 sorties : 0 à 63

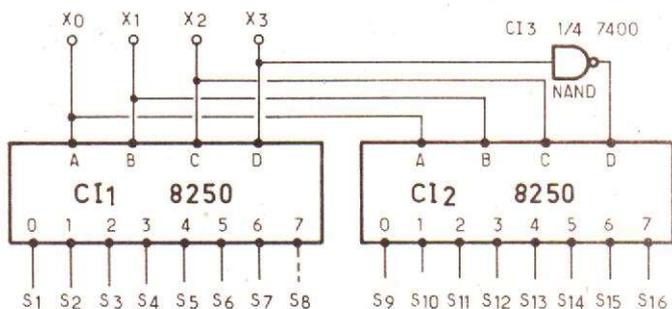


Fig. 15

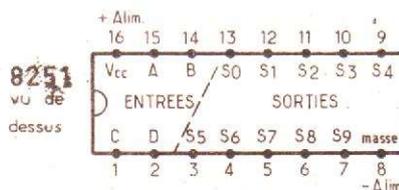


Fig. 16

Ce décodeur peut être associé à d'autres du même type pour réaliser un décodeur à 64 sorties comme le montre la figure 14.

On aura besoin de 9 CI du type 8250. Le décodeur ainsi réalisé nécessite un compteur donnant des signaux binaires A' B' C' D' E' F' de périodes proportionnelles à  $2^0 = 1$ ,  $2^1 = 2$ ,  $2^2 = 4$ ...  $2^5 = 32$ .

On peut voir que pour simplifier le dessin on a omis de réunir les points A, B et C de CI - 1 à CI-8.

Le CI-0, de commande des huit autres, reçoit les signaux du compteur et celui d'échantillonnage au point D. Ce point sera mis au niveau zéro (masse).

Pour arrêter le fonctionnement du décodeur, il suffira de mettre le point D de CI-0 au niveau 1 (H).

Toutes les sorties s'effectuent au niveau bas au moment où elles sont actives.

Indiquons aussi le montage de deux 8250 associés pour obtenir un décodeur ABCD à 16 sorties.

Le schéma est donné à la figure 15. Il faut disposer d'un compteur donnant les signaux A B C D. On branchera ensemble les A, les B et les C. La sortie D du compteur (désignée par X<sub>3</sub>) sera connectée au point D de CI-1 et, par l'intermédiaire d'un inverseur réalisé avec 1/4 de 7400, au point D de CI-2.

A noter que les numéros 0 à 7 de CI-1 et CI-2 sont les numéros de sorties et non ceux des broches que l'on trouvera à la figure 13.

Signalons aussi le CI type 8251 de Signetics à boîtier à 16 broches et à 10 sorties.

Il possède 4 entrées ABCD. Le brochage est donné à la figure 16. On pourra utiliser le 8251 de la même manière que le 8250 et on disposera de 10 sorties au lieu de 8.

En associant deux 8251, on pourra obtenir 20 sorties et réaliser un montage dont les entrées seront connectées de la manière indiquée à la figure 15.

F. JUSTER

Le 1<sup>er</sup> Septembre 1976

# LES Ets DELZONGLE

REPrennent DU SERVICE ET OUVREnt AU

20, rue de Belfort à  
VINCENNES - 94300

Tél. 374.64.01 - 328.77.25

Un magasin où vous trouverez le même matériel et les mêmes conditions que précédemment

Monsieur R. Delzongle aura le plaisir d'y recevoir ses fidèles clients :  
de 8h30 à 12h. et de 13h30 à 18h30

Pour la province magasin de gros et détail  
Au Domaine de l'Angleterre à Livarot 14410

# TABLE DES MATIÈRES

## DES NUMÉROS 1513 à 1561 INCLUS

### ANNÉE 1975-1976

ALIMENTATION - RÉGULATION			
TITRE DE L'ARTICLE	Mois	N°	Page
— Réalisation d'un chargeur de batterie ...	septembre	1517	295
— Une alimentation stabilisée réglable de 0 à 30 V .....	novembre	1526	343
— Une alimentation stabilisée symétrique ajustable $\pm 42$ V (réalisation) .....	mars	1544	238
— Une alimentation 12 V/1 A à CI .....	avril	1548	236
— Réalisez un convertisseur 12/220 V - 50 Hz .....	avril	1548	364
— Réalisez un convertisseur 12/220 V/50 Hz .....	mai	1553	270

B.F. TECHNIQUE GÉNÉRALE			
TITRE DE L'ARTICLE	Mois	N°	Page
— La puissance des amplificateurs B.F. ...	août	1513	87
— Montages d'effets spéciaux pour orgues « Magnetic France » .....	août	1513	123
— Les magnétophones à cassettes Superscope C106 et C108 .....	septembre	1517	236
— L'anglais et la Hi-Fi : Les magnétophones .....	septembre	1517	243
— L'anglais et la Hi-Fi : Les magnétophones (suite) .....	octobre	1521	267
— Etude d'un préampli correcteur à un seul microcircuit .....	novembre	1526	275
— Les tables de mixage .....	novembre	1526	291
— <b>Pickering Stylus Timer</b> : La vie de votre diamant .....	décembre	1530	267
— De la stéréophonie à l'ambiophonie .....	décembre	1530	331
— Le magnétophone à cassette Superscope C105 .....	janvier	1535	222
— La haute fidélité avec le système triphonique .....	janvier	1535	228
— Les tables de mixage .....	janvier	1535	251
— Un dispatching à touch control .....	janvier	1535	300
— Le magnétophone à cartouches : <b>Wollensak 8075</b> .....	février	1539	314
— Calcul des éléments d'un amplificateur de puissance Hi-Fi .....	février	1539	339
— A propos des têtes de lecture .....	HPS	1541	100
— Les cassettes .....	HPS	1541	114
— Puissance et Hi-Fi .....	HPS	1541	124
— Les têtes de magnétophone et l'enregistrement magnétique .....	HPS	1541	131
— A propos des enceintes closes .....	HPS	1541	140
— Panorama des matériels Hi-Fi .....	HPS	1541	145
— Les corrections en amplification basse fréquence .....	mars	1544	341
— Le calcul des éléments d'un amplificateur : L'étage d'entrée .....	mars	1544	371
— Ensemble casque à infrarouges AKG ...	avril	1548	189
— Etude d'un module A.F. 10-15 W .....	avril	1548	253
— Les casques haute fidélité .....	mai	1553	223
— L'entretien des disques .....	mai	1553	229
— <b>ELCASET</b> une nouvelle cassette plus performante .....	juin	1557	123
— Le nettoyeur de disques <b>VAC-O-REC</b> ...	juin	1557	125
— Mélangeurs Hi-Fi .....	juin	1557	205

B.F. RÉALISATIONS			
TITRE DE L'ARTICLE	Mois	N°	Page
— Un égalizer à sept fréquences .....	août	1513	69
— Une enceinte acoustique originale .....	août	1513	118
— Un lève-bras à touch control .....	novembre	1526	254
— Un avertisseur d'excès de niveau sonore .....	novembre	1526	330
— En kit : Le tuner FM stéréo Goélo. ....	novembre	1526	347
— Un amplificateur BF de puissance (13 W) alimenté sous 12 V .....	décembre	1530	348
— Un lève-bras électronique (système de commande du relevage du bras en fin de disque) .....	décembre	1530	367
— Amplificateur à modules hybrides ILP ..	janvier	1535	186
— Un préamplificateur à CI .....	janvier	1535	269
— Un mélangeur stéréo pour micros et instruments .....	janvier	1535	301
— Un amplificateur de puissance 16 W/4 $\Omega$ à CI .....	mars	1544	221
— Réalisez un amplificateur de puissance 100 W .....	avril	1548	314
— Réalisez un module de réverbération ...	mai	1553	195
— Un préampli correcteur à CI pour P.U. magnétique .....	mai	1553	285
— Un amplificateur 2 x 50 W Hi-Fi .....	juin	1557	254
— L'enceinte <b>Audax Kit 50</b> (kit) .....	juin	1557	289
— Un amplificateur Hi-Fi 2 x 50 W (suite) ..	juillet	1561	103
— Réalisez un amplificateur de sonorisation ..	juillet	1561	128
— Réalisez cet amplificateur Hi-Fi .....	juillet	1561	199

BANCS D'ESSAI			
TITRE DE L'ARTICLE	Mois	N°	Page
— La chaîne compacte <b>RANK ARENA AS 3616</b> .....	août	1513	135
— Le radiocassette <b>SHARP GF 3000 H</b> ...	septembre	1517	185
— L'ampli-tuner <b>GÖRLER SG 531</b> .....	septembre	1517	349
— Le casque stéréo/quadri <b>KOSS PHASE 2+2</b> .....	octobre	1521	192
— La platine tourne-disque <b>PHILIPS GA 209</b> ..	octobre	1521	215
— Le tuner amplificateur <b>PIONEER SX 7730</b> ..	octobre	1521	220
— L'Audioscope <b>HEATHKIT AD 1013</b> ...	octobre	1521	225
— La chaîne compacte <b>B &amp; O 1800</b> .....	octobre	1521	231
— Les tuner-amplificateurs <b>SANYO DCX 2000 L et 4000 L</b> .....	octobre	1521	238
— L'auto-radio <b>EIWATONE EC 720 AL</b> ...	octobre	1521	243
— Le flash électronique <b>PHILIPS 38 CT</b> ...	novembre	1526	198
— La platine tourne-disque <b>SANYO TP 1000</b> ..	novembre	1526	203
— Le tuner amplificateur <b>YAMAHA CR 400</b> ..	novembre	1526	206
— L'amplificateur <b>LUXMAN SG 507 X</b> ...	novembre	1526	212
— Les enceintes acoustiques <b>MFB RADIOLA RA 532</b> .....	novembre	1526	216
— Le magnétophone à cassette <b>UHER CG 320</b> ..	novembre	1526	222
— La chaîne intégrée <b>ARENA AS 3632</b> ...	novembre	1526	226
— La table de lecture <b>PICKERING FA 112</b> ..	décembre	1530	221
— Le tuner amplificateur <b>BEOMASTER 6000</b> ..	décembre	1530	232

TITRE DE L'ARTICLE	Mois	N°	Page
- La table de lecture <b>AKAI AP 001</b> .....	décembre	1530	255
- L'amplificateur <b>SCOTT A 426</b> .....	décembre	1530	257
- L'amplificateur <b>SUPERSCOPE A 245</b> ...	décembre	1530	263
- Le magnétophone à cassette <b>BST IC 500 D</b>	décembre	1530	387
- La chaîne <b>GRUNDIG STUDIO 1600 A</b> ...	décembre	1530	399
- Les enceintes asservies <b>PHILIPS RH 541</b>	janvier	1535	163
- Le tuner amplificateur <b>SHERWOOD S 7310</b> .....	janvier	1535	291
- La chaîne <b>SONY HMK 50</b> .....	janvier	1535	308
- La chaîne <b>BRANDT CH 641</b> .....	janvier	1535	313
- Le tuner amplificateur <b>TELEFUNKEN CONCERTINO 4530</b> .....	janvier	1535	317
- L'amplificateur <b>LUXMAN L 30</b> .....	février	1539	175
- Le magnétophone à cassette <b>AIWA AD 6500</b> .....	février	1539	296
- Le music center <b>KÖRTING 663</b> .....	mars	1544	188
- L'amplificateur <b>COMIX ODYSSEE</b> .....	mars	1544	195
- La table de lecture <b>THORENS TD 166</b> ...	mars	1544	200
- Le tuner amplificateur <b>AKAI AA 1020 L</b>	mars	1544	203
- L'enceinte acoustique assistée <b>HECO « DYNAMIC 5000 »</b> .....	avril	1548	194
- La chaîne Compacte « <b>SALORA 2001</b> »	avril	1548	198
- Le tuner amplificateur <b>PHILIPS 22RH 752</b>	avril	1548	205
- Le casque <b>KOSS TECHNICIAN V.F.R.</b> .....	avril	1548	379
- Le magnétophone <b>A.S.C. 5002</b> .....	mai	1553	155
- Le magnétophone à cassette <b>TEAC A 170</b>	mai	1553	163
- La tête de lecture <b>GOLDRING G 900</b> ...	mai	1553	169
- Le tuner amplificateur <b>BST IC 312</b> .....	mai	1553	175
- La table de lecture <b>MICRO DDI</b> .....	mai	1553	180
- Le tuner <b>KT 3300</b> et l'amplificateur <b>KA 3300 KENWOOD</b> .....	juin	1557	127
- Le tuner amplificateur <b>SANSUI 331 L</b> ...	juin	1557	135
- Le magnétophone à cassette <b>YAMAHA TC 800</b> .....	juillet	1561	87
- La chaîne « compact » <b>SABA RCK 854</b>	juillet	1561	94

### RADIO TÉLÉVISION

TITRE DE L'ARTICLE	Mois	N°	Page
- Montages radio récepteurs à modulation de fréquence.....	septembre	1517	260
- Le récepteur <b>GRUNDIG HIT BOY 50</b> ...	septembre	1517	340
- Super Color <b>GRUNDIG</b> : Canal son TV à volume télécommandé.....	octobre	1521	247
- Qu'est-ce qu'un téléviseur ?.....	novembre	1526	279
- Le téléviseur couleur <b>SHARP C 1851</b> ...	décembre	1530	209
- La télévision couleur à circuits intégrés ..	décembre	1530	214
- Le radio récepteur <b>ITT SCHAUB-LORENZ TOURING ELECTRONIC 105</b>	décembre	1530	251
- Qu'est-ce qu'un téléviseur ?.....	décembre	1530	298
- Introduction à la T.V. digitale.....	décembre	1530	415
- Le téléviseur couleur <b>SONY KV 1810 DF</b>	janvier	1535	155
- Une mire pour télévision 6251 8191 (réalisation).....	janvier	1535	199
- Le radio cassette <b>TELETON TCR 500</b> ...	janvier	1535	297
- Le récepteur portatif 10 gammes d'ondes <b>TELEFUNKEN-PARTNER INTERNATIONAL 101</b> .....	février	1539	167
- Contrôle des courants de déviation et de convergence en télévision couleur.....	février	1539	291
- Qu'est-ce qu'un téléviseur ?.....	février	1539	303
- Nouveau système de déflexion pour tube couleur à canons coplanaires.....	février	1539	329
- L'Eurosignal.....	février	1539	335
- Montages de base utilisables en vidéo fréquence.....	mars	1544	329

TITRE DE L'ARTICLE	Mois	N°	Page
- Qu'est-ce qu'un téléviseur ?.....	mars	1544	344
- La télévision couleur à circuits intégrés ..	mars	1544	365
- Amplificateur de chrominance haute définition <b>PIZON-BROS</b> .....	avril	1548	259
- La télévision couleur à circuits intégrés ..	avril	1548	331
- Perfectionnement des téléviseurs : La transmission sans fil des sons.....	avril	1548	337
- Le téléviseur couleur <b>PAL/SECAM COLORIMAGE TELEFUNKEN</b> .....	avril	1548	340
- Le radio réveil <b>GRUNDIG SONOCLOCK 21</b> .....	mai	1553	171
- Qu'est-ce qu'un téléviseur ?.....	mai	1553	231
- La vidéo fréquence et ses applications ..	mai	1553	320
- L'auto-radio lecteur de cassettes <b>SHARP RG 5300</b> .....	mai	1553	327
- Etude du module tuner <b>FM-GO ACER</b> .....	mai	1553	332
- Qu'est-ce qu'un téléviseur ?.....	juin	1557	190
- A propos du Super Color <b>GRUNDIG</b> : Description et mise au point d'un décodeur <b>SECAM à CI</b> .....	juillet	1561	80
- <b>ONKYO</b> : Un nouveau système de CAF pour tuner.....	juillet	1561	92
- Qu'est-ce qu'un téléviseur.....	juillet	1561	141
- La vidéo fréquence et ses applications ..	juillet	1561	167

### ELECTRONIQUE TECHNIQUE GÉNÉRALE

TITRE DE L'ARTICLE	Mois	N°	Page
- Nouveaux condensateurs électrolytiques et les éléments au tantale.....	août	1513	99
- Montages électroniques expérimentaux ..	août	1513	107
- ABC : Quelques abaques facilitant la détermination des circuits électroniques.....	août	1513	127
- Les lasers : Les opto-liaisons.....	août	1513	148
- Le filtre réjecteur de Hall.....	septembre	1517	182
- Une minuterie cyclique universelle.....	septembre	1517	190
- Les ordinateurs : Les calculateurs du Sicob	septembre	1517	201
- Orgue jouet façon synthétiseur professionnel.....	septembre	1517	211
- ABC : La réalisation des montages électroniques.....	septembre	1517	284
- Alarme de limitation de vitesse.....	septembre	1517	291
- Le générateur synthétiseur d'octave <b>GSI KITORGAN</b> .....	septembre	1517	303
- Montages électroniques expérimentaux ..	septembre	1517	317
- Initiation aux circuits intégrés logiques ..	septembre	1517	329
- General Instruments : Des circuits MOS très spécialisés.....	septembre	1517	355
- Les lasers : Les fibres optiques.....	septembre	1517	359
- Nouveaux montages musico-électroniques	septembre	1517	369
- Les ordinateurs : S comme <b>SHARP</b> ou comme <b>SANYO</b> .....	octobre	1521	183
- Orgue jouet façon synthétiseur professionnel.....	octobre	1521	207
- Les nouveaux condensateurs au tantale et à film plastique.....	octobre	1521	278
- Qu'est-ce que l'adaptation en puissance ?	octobre	1521	284
- Code des couleurs pour résistances et condensateurs.....	octobre	1521	289
- ABC : Emploi des bobinages commerciaux dans les montages électroniques.....	octobre	1521	293
- Régulateur de vitesse pour moteurs à induction.....	octobre	1521	318
- Montages électroniques expérimentaux ..	octobre	1521	320
- Commutateur électronique de commande automatique phare/codes.....	octobre	1521	326
- La protection des contacts des relais.....	octobre	1521	340
- Les lasers : Télécommunications optiques : des sources mieux adaptées.....	octobre	1521	342
- Musico-électronique : Théorie et pratique des rythmeurs électroniques.....	novembre	1526	185

## SONORISATION

TITRE DE L'ARTICLE	Mois	N°	Page
— Les tables de mixage .....	HPS Sono	1516	35
— L'équipement des discothèques .....	HPS Sono	1516	42
— La correction acoustique par l'électronique .....	HPS Sono	1516	49
— Clignoteur séquentiel <b>J. Collyns « SL 8 »</b> .....	HPS Sono	1516	53
— L'amplificateur <b>M.I. K 4500</b> .....	HPS Sono	1516	55
— La chambre d'écho et de réverbération <b>Dynacord Echocord 100</b> .....	HPS Sono	1516	60
— Le correcteur de courbe <b>Klein - Hummel - UE 200</b> .....	HPS Sono	1516	65
— L'audio level controller <b>Shure M 62 V</b> .....	HPS Sono	1516	71
— Caractéristiques des appareils de sonorisation .....	HPS Sono	1516	74
— La console de mixage <b>PMI 2200</b> .....	septembre	1517	337
— Etude de la console de mixage <b>Magnetic France MF6</b> .....	janvier	1535	171
— Un atténuateur électronique (réalisation) .....	avril	1548	225

## JOURNAL DES O.M.

TITRE DE L'ARTICLE	Mois	N°	Page
— Transceiver transistorisé monobande BLU .....	août	1513	160
— Amélioration de quelques transceivers commerciaux .....	septembre	1517	382
— Le grid dip <b>Heathkit HD 1250</b> .....	septembre	1517	385
— Un transverter 28-244 MHz .....	octobre	1521	369
— Réalisation d'un étage de puissance VHF .....	octobre	1521	372
— Le transceiver <b>TEN-TEC « Triton II »</b> .....	octobre	1521	375
— Préampli compresseur et « bip » de fin d'émission .....	novembre	1526	373
— Extension de la mémoire RAM 146 RAM 585 .....	novembre	1526	376
— Le vent et les antennes .....	novembre	1526	379
— Le récepteur <b>Sommerkamp FR 101</b> .....	décembre	1530	430
— Quelques mesures en V.H.F. ....	décembre	1530	433
— Convertisseur et préamplificateur 432 MHz à très faible bruit .....	décembre	1530	438

## TITRE DE L'ARTICLE

TITRE DE L'ARTICLE	Mois	N°	Page
— Mise au point des émetteurs AM-FM ..	janvier	1535	332
— L'antenne « BIG wheel » .....	janvier	1535	335
— Le récepteur <b>Sommerkamp FR 101</b> .....	février	1539	365
— Le transceiver <b>TS 700</b> n'est pas réglementaire .....	février	1539	37
— Un récepteur VHF portable .....	mars	1544	363
— Un émetteur AM-FM SSB 144 MHz (réalisation) .....	mars	1544	396
— Un émetteur AM-FM SSB 144 MHz : L'amplificateur de puissance (réalisation) .....	avril	1548	397
— Système de rotation électromécanique pour antennes tournantes .....	avril	1548	402
— L'émetteur récepteur <b>Sommerkamp FT 221</b> .....	mai	1553	347
— Emetteur FM 144 MHz/1 W (réalisation) .....	mai	1553	351
— L'émetteur récepteur <b>Sommerkamp FT 221</b> .....	juin	1557	300
— Les antennes long fil multibandes .....	juillet	1561	214

## DIVERS

TITRE DE L'ARTICLE	Mois	N°	Page
— Le monstre du loch tronic (aspirateur pour composants) .....	août	1513	97
— Table des matières 1974-1975 (N°s 1465 à 1511) .....	août	1513	112
— Conseils pratiques pour la récupération des composants .....	septembre	1517	
— CISCO 75 .....	septembre	1517	
— La foire internationale Radio - TV - Hi-Fi de Berlin .....	octobre	1521	176
— Le salon international de Milan .....	octobre	1521	188
— Pour câbler sans souder et étamer à froid les circuits imprimés .....	février	1539	348
— Le répondeur téléphonique <b>Télématic 2000</b> .....	mars	1544	370
— Le XVIII <sup>e</sup> Festival international du Son .....	mars	1544	184
— Aiwa : Bientôt 25 ans .....	juin	1557	151
— Deux 2015 <b>Siare</b> dans la Transat .....	juillet	1561	123
— L'argus de l'occasion .....	juillet	1561	18
— Les nouveautés de Chicago .....	juillet	1561	198

● OUVERT EN AOÛT ●

TOUS LES JOURS (sauf dimanche et jours fériés)

**RADIO**  
**COMPTOIR**  
**ELECTRIQUE**

243, rue LA FAYETTE - 75010 PARIS

(Parking assuré)

Métro : Jaurès, Louis-Blanc ou Stalingrad

Téléphone | 607-47-88  
607-57-98

VOIR NOS PRECEDENTES PUBLICITES, toujours valables

# COGEKIT- CIRATEL

49, rue de la Convention, 75015 PARIS

## OUVERT EN AOÛT

Tous les articles  
parus dans HP juillet  
sont disponibles

# analyse et synthèse

# des signaux B. F.

## INTRODUCTION

LORSQU'UN signal BF de fréquence constante est produit par un générateur de sons, électronique ou « naturel » (par exemple une voix humaine ou un instrument de musique) il est relativement facile d'analyser sa composition spectrale, c'est-à-dire le pourcentage des harmoniques par rapport à l'amplitude de la fondamentale.

On obtient alors un spectre, comme par exemple celui de la figure 1. Les amplitudes relatives respectives sont don-

nées au tableau I ci-après.

Ces valeurs correspondent au son d'un orgue en tonalité flute à la fréquence de 440 Hz, donc :  $f_{H2} = 880$  Hz,  $f_{H3} = 1\ 320$  Hz,  $f_{H4} = 1\ 760$  Hz et  $f_{H5} = 2\ 200$  Hz.

Il va de soi que les signaux composants H1 à H5 sont sinusoïdaux parfaits.

On peut voir que le son composé lui-même est proche d'un son sinusoïdal pur, car le pourcentage des harmoniques est relativement faible, sauf H2 qui est de 10 % environ.

Nous donnerons plus loin des indications sur d'autres spectres.

Pour un spécialiste de la

musico-électronique, il est utile de posséder une collection de spectres, aussi importante que possible car la synthèse des sons en sera facilitée.

## MÉTHODES D'ANALYSE

La première opération est la production du signal et sa

Tableau I ( $f = 440$  Hz)

Fondamentale, H1	1	soit 100 %
Harmonique 2, H2	0,108	soit 10,8 %
Harmonique 3, H3	0,024	soit 2,4 %
Harmonique 4, H4	0,036	soit 3,6 %
Harmonique 5, H5	0,018	soit 1,8 %

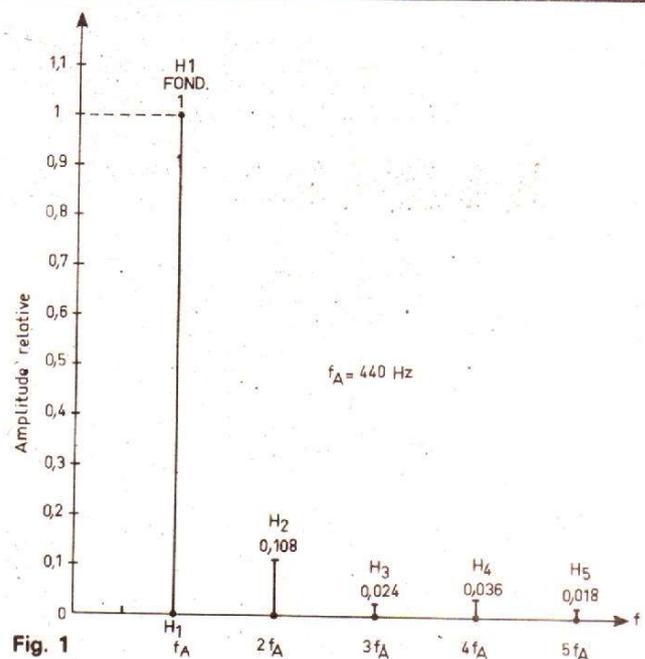


Fig. 1

conservation en vue de son analyse.

Le signal provenant d'un générateur ou d'un instrument électronique de musique (par exemple un orgue électronique) est facile à produire en n'importe quel moment et durant un temps aussi long que nécessaire pour son analyse.

Par contre, un son produit par une voix ou par un instrument véritable de musique (par exemple un violon) sera plus difficile à utiliser.

La meilleure manière de conservation est évidemment de l'enregistrer sur ruban magnétique, pendant un temps suffisant, par exemple quelques minutes.

On pourra aussi réaliser un enregistrement court de 10 ou 20 secondes seulement sur un ruban sans fin.

Le signal sera alors examiné à l'aide d'appareils de mesure, nommés **analyseurs d'harmoniques**.

Ces appareils, très précis, sont basés sur des principes analogues à ceux des distorsiomètres. Ils sont en réalité des distorsiomètres plus corrects, car ils donnent le pourcentage de chaque harmonique, individuellement, et non la totalité des harmoniques,

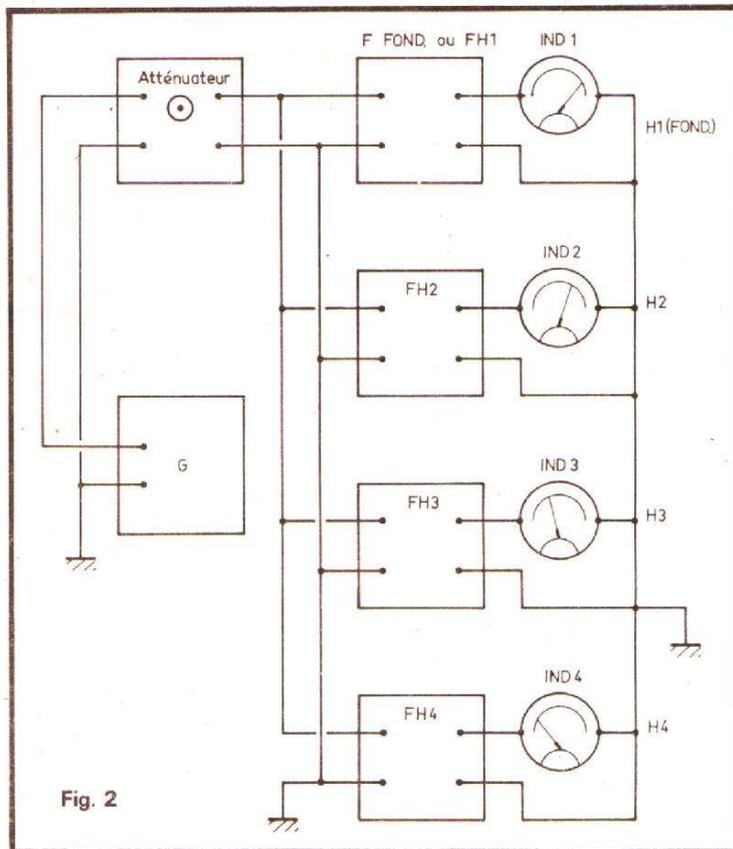


Fig. 2

comme les distorsiomètres habituels de qualité courante.

Seuls des spécialistes peuvent réaliser des analyseurs de spectres de qualité professionnelle.

Voici toutefois à la figure 2, le principe d'un analyseur de ce genre.

G est le générateur qui

fournit le signal composite à analyser. Le signal est transmis à un atténuateur de bonne qualité dont l'action est indépendante de la fréquence dans la gamme des BF. Cet atténuateur aura donc des composantes réactives très réduites.

A la sortie de l'atténuateur, le signal composite est appli-

qué aux entrées des filtres F FOND, FH2, FH3, FH4... FHN.

Dans un dispositif plus perfectionné on disposera entre la sortie de l'atténuateur et chaque entrée d'un filtre, un montage non déformateur à une entrée et n sorties, réalisable avec N amplificateurs identiques ou simplement à l'aide d'un réseau de résistances, comme on le montre à la figure 3. Ce réseau est analogue à ceux utilisés en HF pour la répartition des signaux d'antenne ou en BF pour les réseaux sonores.

Tous les éléments de la figure 3 doivent être à transmission linéaire jusqu'à 20 000 Hz au moins.

L'analyse se fait de la manière suivante :

1) Tous les appareils sont alimentés ;

2) On règle le générateur et l'atténuateur pour obtenir une lecture sur l'indicateur 1, par exemple à la graduation 100, car généralement, **mais pas toujours**, la fondamentale est au maximum d'amplitude ;

3) Si les graduations des indicateurs sont identiques, on obtiendra en lecture directe, le pourcentage des composantes H2, H3... HN.

Par exemple, si l'indicateur

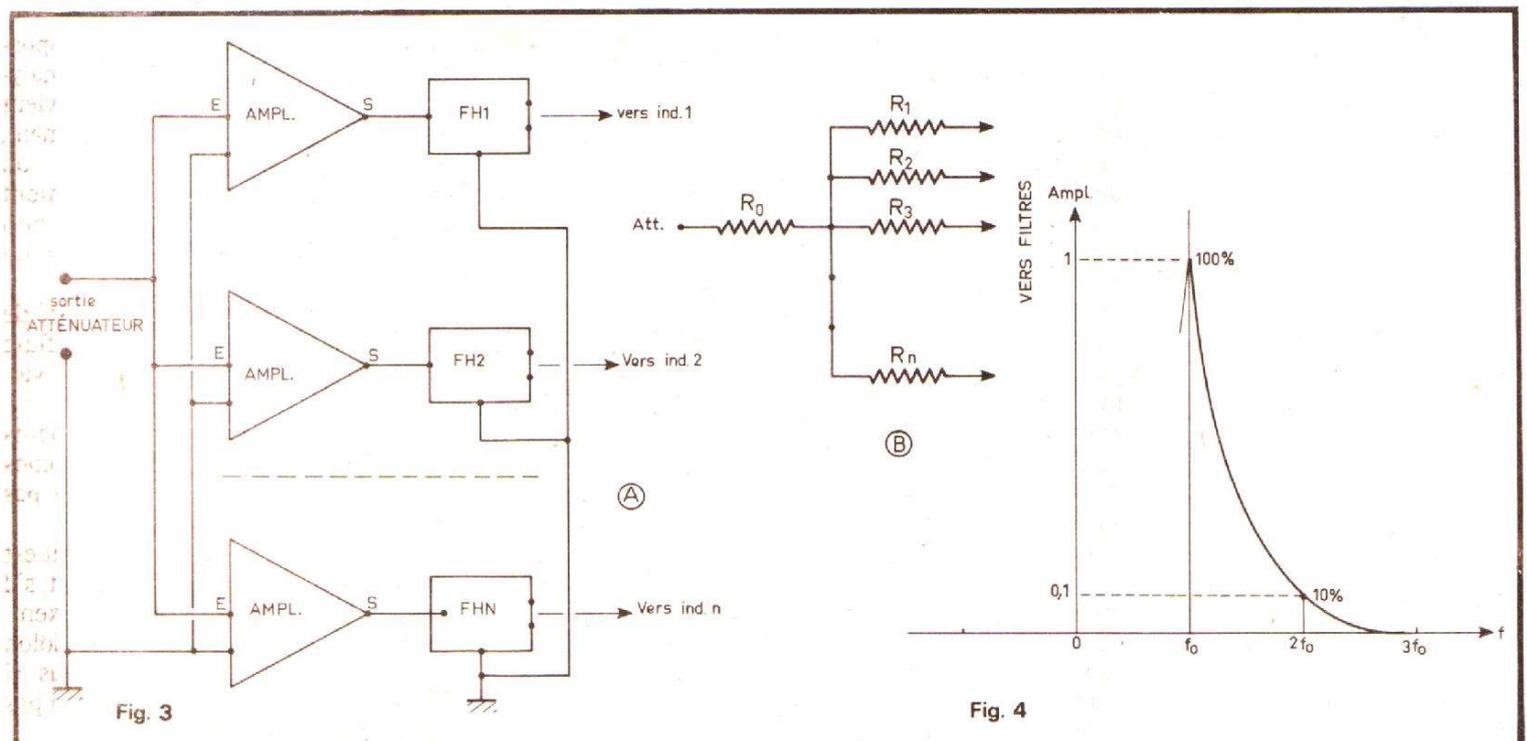


Fig. 3

Fig. 4

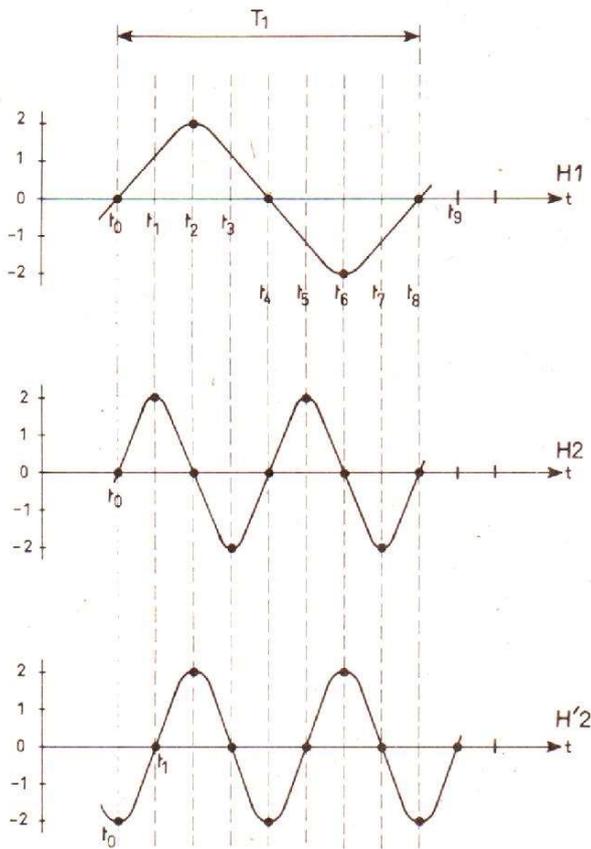


Fig. 5

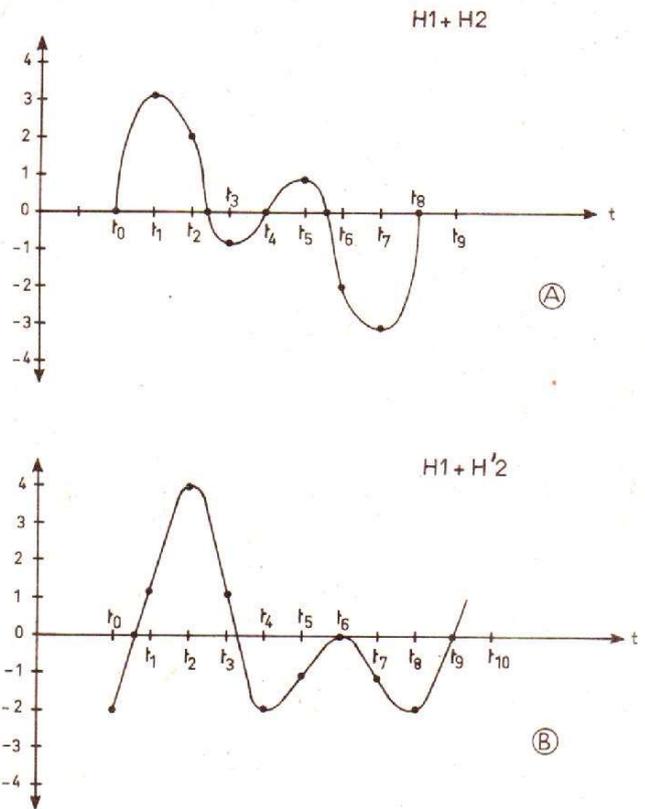


Fig. 6

2 dévie à la graduation 13, il y a 13 % de pourcentage d'harmonique 2.

Chaque filtre est un transmetteur de bande, centré sur la fréquence du signal à laisser passer.

L'accord sera aussi prononcé que possible. L'essentiel consiste toutefois dans l'élimination presque intégrale des signaux aux fréquences harmoniques, autres que celle à transmettre (voir fig. 4).

On pourra faire appel à des filtres du type RC ou LC.

La complexité de l'appareil augmente considérablement et son prix aussi, s'il doit fonctionner sur plusieurs fréquences fondamentales, par exemple à 50 Hz, 100 Hz... 10 000 Hz.

L'étalonnage n'est pas difficile en théorie. On appliquera des signaux sinusoïdaux purs à l'entrée de l'atténuateur et on réglera les atténuateurs de chaque voie pour obtenir des indications exactes.

### EMPLOI DES RÉSULTATS DES ANALYSES

Après lecture des pourcentages de signaux harmoniques sur un analyseur digne de confiance, on pourra établir des graphiques comme celui de la figure 1 ou des tableaux comme le tableau I.

Pour un bon travail, on préférera les données numériques du tableau, mais le spectre est plus « parlant » si l'on peut s'exprimer ainsi. La meilleure solution est d'inscrire sur le graphique les valeurs numériques, afin de disposer de toutes les données sur un seul document.

En possession de spectres « sérieux » on pourra espérer les utiliser pour réaliser des générateurs donnant des sons identiques à ceux analysés.

On pourra concevoir ainsi :  
1) Des instruments mono-

diques à timbre déterminé fixe ;

2) Des instruments monodiques à timbre réglable, pouvant par conséquent, imiter un grand nombre d'instruments existants ou nouveaux.

Ces projets sont excellents à première vue, mais le problème exposé ci-dessus a été trop simplifié. Il nous a conduit à une solution qui ne correspond pas exactement à la réalité.

### INCONVÉNIENTS DE LA MÉTHODE DE SYNTHÈSE

L'analyse d'un signal conduit au spectre correspondant exactement au signal considéré. La validité du spectre disparaît lorsque la fréquence  $f$  est modifiée.

Par exemple le signal  $f_A$  du spectre de la figure 1, est à

440 Hz. Si, sur le même instrument, classique ou électronique, on prend un autre signal à la fréquence  $f_B$  différente de  $f_A$ , on obtiendra un spectre différent.

Une autre difficulté apparaît lorsque le signal à analyser et à reconstituer, provient d'un « générateur » humain, qu'il s'agisse de voix ou d'emploi d'un instrument classique (c'est-à-dire non électronique) actionné par un exécutant.

Il y a en effet une infinité de manière de jouer de la flûte ou de la clarinette ou du violon, ou de chanter.

De plus, deux instruments par exemple deux violons quelconques, ne donnent pas les mêmes sons.

Ce dernier inconvénient est toutefois peu important et, s'il s'agit d'un violon, par exemple, on imitera un violon excellent, un Stradivarius si l'on a la possibilité et non pas un violon de bazar.

On peut remédier au premier inconvénient en admettant un même spectre pour des notes voisines, par exemple pour les 12 notes d'une octave, ce qui facilitera les synthèses.

Ainsi, si la totalité des notes d'un instrument à imiter est de 4 fois 12 = 48 notes différentes, il suffira de déterminer quatre spectres au lieu de 48.

Dans certains instruments imitateurs, réalisés par synthèse, on a poussé très loin la précision de la conformité de la reproduction. Ces appareils coûtent très cher, pouvant atteindre le prix de plusieurs voitures automobiles de luxe, par exemple 100 000 ou même 200 000 F actuels.

Un autre inconvénient de la synthèse des sons, en partant d'un spectre, obtenu comme indiqué plus haut et plus grave encore.

En effet, le spectre ne donne que les amplitudes des signaux H<sub>1</sub>, H<sub>2</sub>... H<sub>n</sub>, et non leurs positions dans le temps (voir fig. 5).

Ainsi, les signaux H<sub>1</sub> (fondamental) et H<sub>2</sub>, prennent le départ au même moment t<sub>0</sub>, à partir de l'amplitude zéro et en valeurs croissantes.

Par contre, les signaux H<sub>1</sub> et H<sub>2</sub> ne prennent pas le départ au même moment, le signal H<sub>2</sub> commençant au temps t<sub>1</sub>, donc en retard de t<sub>1</sub> - t<sub>0</sub> secondes.

Remarquons que sur cette figure, si T<sub>1</sub> est la période de H<sub>1</sub>, les temps t<sub>0</sub> à t<sub>8</sub> la divisent en huit parties correspondant à 2π/8 = π/4 ou 45°.

Il est préférable de ne pas se référer à la phase, à moins que l'on précise qu'il s'agit de celle de H<sub>1</sub> car l'angle π de H<sub>1</sub> correspond à 2π de H<sub>2</sub> ou H<sub>2</sub>'.

En ne se référant qu'aux temps, aucune erreur ne peut être commise, le temps étant le même pour tous les signaux.

La synthèse de deux signaux comme par exemple H<sub>1</sub> et H<sub>2</sub> se fait en construisant une courbe dont les ordonnées sont égales à la somme des ordonnées des signaux composants. Supposons que H<sub>1</sub>, H<sub>2</sub> et H<sub>2</sub>' ont la même amplitude.

Pour les signaux H<sub>1</sub> et H<sub>2</sub> on aura aux temps t<sub>0</sub> et suivants, les sommes :

$$H_1 + H_2$$

$$\text{Au temps } t_0 : 0 + 0 = 0$$

$$\text{Au temps } t_1 : 1,5 + 2 = 3,5 \text{ environ}$$

$$\text{Au temps } t_2 : 2 + 0 = 2$$

$$\text{Au temps } t_3 : 1,5 - 2 = -0,5 \text{ environ}$$

$$\text{Au temps } t_4 : 0 + 0 = 0$$

$$\text{Au temps } t_5 : -1,5 + 2 = 0,5 \text{ environ}$$

$$\text{Au temps } t_6 : -2 + 0 = -2$$

$$\text{Au temps } t_7 : -1,5 + -2 = -3,5 \text{ environ}$$

$$\text{Au temps } t_8 : 0 + 0 = 0.$$

Procédons maintenant de la même manière avec les signaux H<sub>1</sub> et H<sub>2</sub>' on aura :

$$H_1 + H_2'$$

$$\text{Au temps } t_0 : 0 - 2 = -2$$

$$\text{Au temps } t_1 : 1,5 + 0 = 1,5 \text{ environ}$$

$$\text{Au temps } t_2 : 2 + 2 = 4$$

$$\text{Au temps } t_3 : 1,5 + 0 = 1,5 \text{ environ}$$

$$\text{Au temps } t_4 : 0 - 2 = -2$$

$$\text{Au temps } t_5 : -1,5 + 0 = -1,5 \text{ environ}$$

$$\text{Au temps } t_6 : -2 + 2 = 0$$

$$\text{Au temps } t_7 : -1,5 + 0 = -1,5 \text{ environ}$$

$$\text{Au temps } t_8 : 0 - 2 = -2.$$

Construisons des courbes correspondant aux signaux résultants. Pour H<sub>1</sub> + H<sub>2</sub> on obtient la courbe de la figure 6 (A). Pour H<sub>1</sub> - H<sub>2</sub>' la courbe est (B) très différente de (A).

Il est donc absolument cer-

tain que le signal dont chaque période est comme celle de la figure 6 (a) donnera lieu à des déplacements de la membrane d'un haut-parleur, **totallement différents** de ceux correspondant au signal (B). Il existe des adversaires du procédé de synthèse basé uniquement sur les amplitudes des signaux harmoniques.

Même les partisans de ce procédé admettant cette objection aux fréquences basses.

Quoi qu'il en soit, on pourra résoudre le problème en effectuant la synthèse à partir de la forme exacte du signal. Par exemple un signal à la forme de la figure 6 (A), on pourra partir d'un signal ayant une forme régulière facile à obtenir et le déformer à l'aide d'un circuit nommé « formant » qui donnera à la sortie le signal désiré.

Parmi les signaux de forme régulière, citons les suivants : sinusoïdal, rectangulaires à périodes partielles égales, rectangulaires à périodes partielles inégales, triangulaires, en dents de scie.

Les circuits déformants sont difficiles à déterminer avec précision. On dispose en électronique, d'un nombre considérable de procédés pour déformer un signal : circuits RC ou RL, différentiateurs ou intégrateurs ; à une ou plusieurs cellules identiques ou différentes ; combinaisons de circuits différentiateurs et intégrateurs ; filtres RC, RL, LC passe-bande, éliminateurs de bande, passe-bas, transmission par un élément actif comportant des semi-conducteurs : diodes, transistors, combinaisons de toutes sortes de déformateurs.

On pourra aussi faire la somme de plusieurs signaux déformés, issus d'un même signal (afin de respecter le décalage des temps) en modifiant l'amplitude de chacune à l'aide d'atténuateurs.

Cette abondance de moyens ne facilite pas toujours la synthèse par ce procédé.

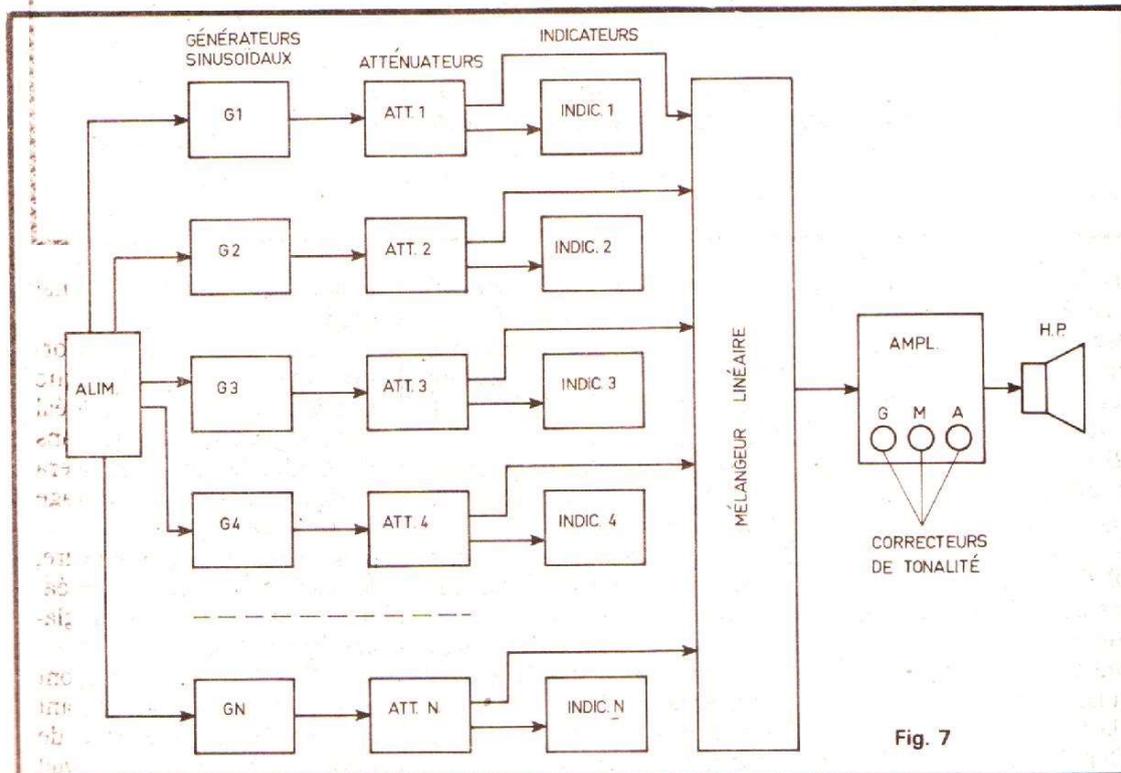


Fig. 7

Les orgues électroniques comportent toutefois un nombre parfois très grand de circuits formants, assez simples, réalisant une imitation approchée des instruments authentiques, ce qui permet aux exécutants de jouer des « flutes d'orgues », de « hautbois d'orgue », etc.

A noter que l'orgue électronique est lui-même un instrument qui imite l'orgue à tuyaux et ses imitations.

Finalement, il serait préférable de renoncer aux imitations parfaites, d'ailleurs impossibles à réaliser en faveur d'instruments nouveaux, possédant des timbres originaux apportant ainsi à la musique une contribution aux ressources infinies, grâce aux progrès de l'électronique et aux recherches des spécialistes en musico-électronique.

### SYNTHÈSE À PARTIR DES SPECTRES

La marche à suivre pour réaliser la synthèse d'un son dont on possède le spectre est facile à trouver.

Le principe d'un synthétiseur de ce genre est donné à la figure 7.

Une alimentation commune est prévu pour toutes les parties de ce montage. Celui-ci comprend (de gauche à droite) :

- (a) N générateurs de signaux sinusoïdaux ;
- (b) N atténuateurs dosant les signaux des générateurs ;
- (c) N indicateurs de tension, donnant les tensions de sortie des atténuateurs ;
- (d) un mélangeur linéaire effectuant la somme des tensions fournies par les atténuateurs ;
- (e) un amplificateur avec correcteurs de tonalité ;
- (f) un haut-parleur de qualité.

Le fonctionnement de cet ensemble est le suivant :

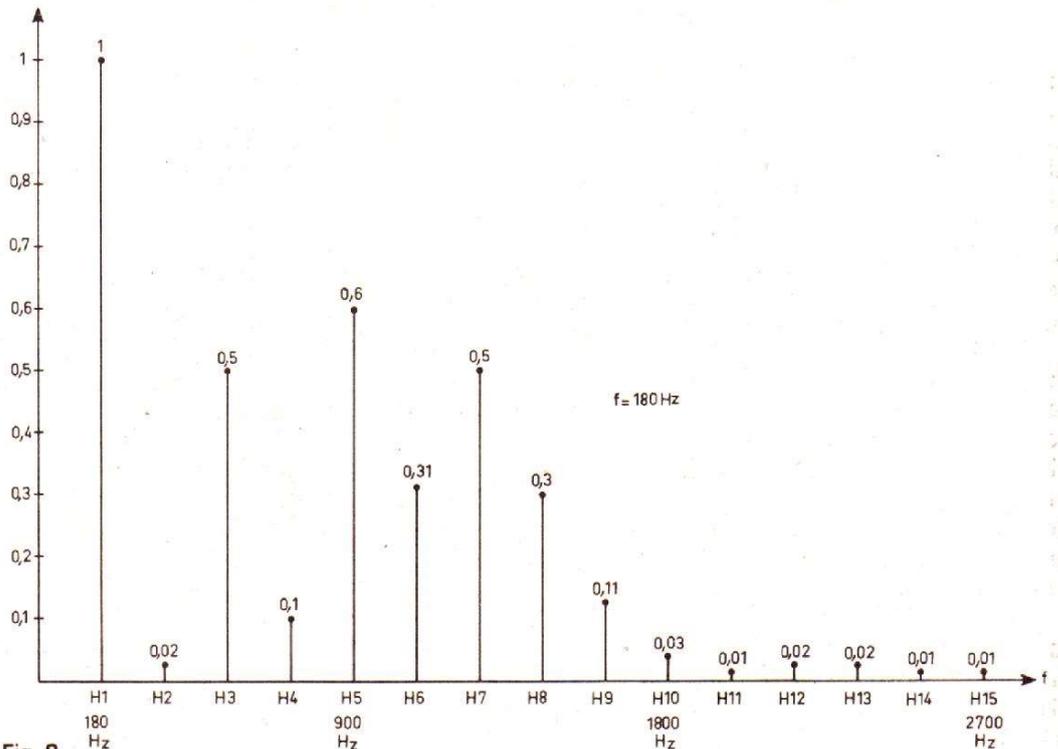


Fig. 8

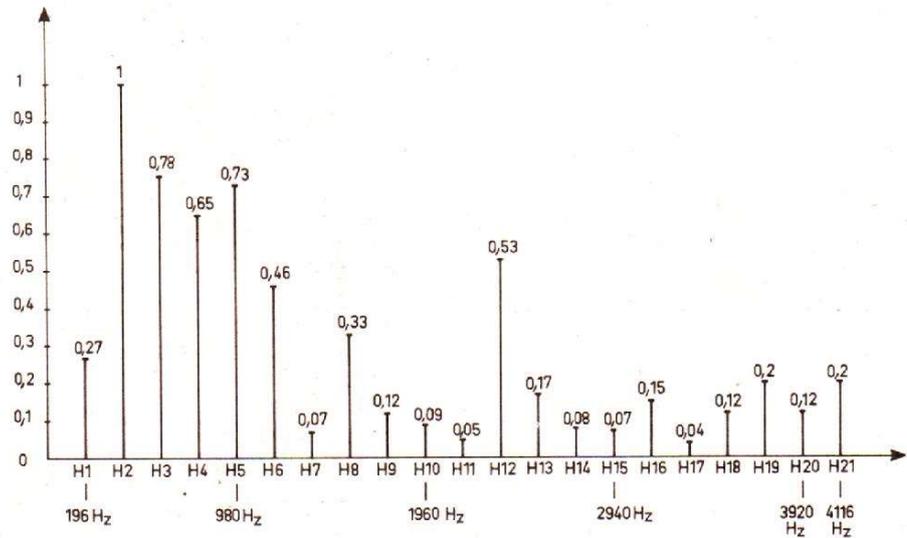


Fig. 9

1) On connaît le spectre du signal à reconstituer par synthèse c'est-à-dire en additionnant les signaux harmoniques selon le pourcentage indiqué par le spectre ;

2) On règle  $G_1, G_2, \dots, G_N$  sur les fréquences suivantes :  $f_1, f_2 = 2 f_1, f_3 = 3 f_1, \dots, f_N = N f_1$  ;

3) On règle les atténuateurs de manière à ce que les indicateurs marquent les valeurs des tensions relatives requises, par exemple celles de la figure 1.

Dans ce cas particulier N

$= 5 ; f_1 = f_A = 440 \text{ Hz} ; f_2 = 880 \text{ Hz} \dots f_5 = 2 200 \text{ Hz}.$

Si les indicateurs ont une échelle de 0 à 100, ils devront dévier comme suit : 100, 10,8, 2,4, 3,6 et 1,8 ;

4) Le mélangeur donnera par conséquent à la sortie, le signal somme désiré ;

5) L'amplificateur, réglé pour être linéaire avec ces trois boutons de tonalité (graves, médium, aiguës) donnera à la sortie un signal électrique correspondant à celui représenté par le spectre, avec décalage de temps exacts ou

inexact par rapport au signal original ;

6) Si le HF est à transformation électro-acoustique linéaire, ce qui est un idéal dont on peut s'approcher sans l'atteindre, le son produit sera conforme à celui du dosage d'amplitude du spectre.

Si le HP n'est pas linéaire, on compensera sa non linéarité en agissant sur les réglages de tonalité ;

7) Ces réglages pourront être effectués en comparant les sons obtenus avec ceux de l'instrument original, travail

délicat, exigeant des connaissances musicales ;

8) On pourra alors noter les positions des boutons de tonalité, ce qui servira de point de départ pour d'autres essais de synthèse.

A noter le fait important suivant : ces réglages de tonalité restent valables pour des synthèses correspondant à d'autres dosages, mais pour la même valeur de la fondamentale  $f_1$  car ils compensent la non linéarité du haut-parleur.

Si la fréquence de la fondamentale change, les réglages de tonalité G, M et A devront être déterminés à nouveau.

### EXEMPLES DE SPECTRES

Voici comme indiqué plus haut, deux exemples d'autres spectres.

A la figure 8 on donne le spectre d'une clarinette à fondamentale à 180 Hz. Ce graphique correspond aux valeurs numériques du tableau II.

Remarquons la faiblesse du deuxième harmonique et

l'importance du troisième. A l'expérience on pourra décider si les harmoniques H10 et suivants peuvent être négligés sans altérer la tonalité.

Comme  $f_1 = 180$  Hz, fréquence relativement basse, les harmoniques supérieurs, H10

Tableau II  $f = 180$  Hz

Fondamentale H1	1	soit 100 %
Harmonique 2 H2	0,02	soit 2 %
Harmonique 3 H3	0,5	soit 50 %
Harmonique 4 H4	0,1	soit 10 %
Harmonique 5 H5	0,6	soit 60 %
Harmonique 6 H6	0,31	soit 31 %
Harmonique 7 H7	0,5	soit 50 %
Harmonique 8 H8	0,3	soit 30 %
Harmonique 9 H9	0,11	soit 11 %
Harmonique 10 H10	0,03	soit 3 %
Harmonique 11 H11	0,01	soit 1 %
Harmonique 12 H12	0,02	soit 2 %
Harmonique 13 H13	0,02	soit 2 %
Harmonique 14 H14	0,01	soit 1 %
Harmonique 15 H15	0,01	soit 1 %

Voici les valeurs relatives des tensions H1 à H21. En raison de l'importance de H2 par rapport à H1, on a adopté l'unité comme valeur relative de ce second harmonique. Au tableau II, on donne les valeurs relatives des signaux par rapport à celle de H2, égale à 1.

Le spectre de la figure 9 (note sol du violon) est particulièrement intéressant et confirme le timbre très particulier du violon (et, par analogie ceux des instruments frères : violoncelle, alto, contrebasse, etc.).

On remarquera la prépondérance de H2, H3, H4, H5, H6, H8 et H12, l'importance des harmoniques de rang très élevé comme H19 et H21 (20 %).

On n'a pas poursuivi la mesure au-delà de H21 pour les raisons suivantes : la synthèse aurait été extrêmement coûteuse, les sons à partir de 4 000 Hz sont très aigus et peut-être ne contribuent-ils pas beaucoup à la beauté du son composite.

Remarquons qu'à la reconstitution de ce son par synthèse on devra doser H2 à 100 % et les autres, y compris H1, selon le pourcentage du tableau III et de la figure 9.

Reste à voir si le montage de laboratoire de la figure 7 peut être transformé en instrument de musique monodique.

F. JUSTER

(1 800 Hz) à H15 (2 700 Hz) correspondent à des sons « audibles » et il n'est pas certain que ces sons pourraient être omis. Nous disposons toutefois d'autres spectres de clarinette où l'on a limité l'analyse jusqu'à H10 pour des raisons d'économie.

Voici à la figure 9 le spectre d'une note de violon. La note choisie est celle de la corde de sol ( $f = 196$  Hz environ) donc la plus basse de cet instrument.

Tableau III  $f = 196$  Hz = sol de violon quatrième corde

Signaux	tens. relatives	Signaux	Tens. relatives		
H1	0,27	27 %	H12	0,53	53 %
H2	1	100 %	H13	0,17	17 %
H3	0,75	75 %	H14	0,08	8 %
H4	0,65	65 %	H15	0,07	7 %
H5	0,73	73 %	H16	0,15	15 %
H6	0,46	46 %	H17	0,04	4 %
H7	0,07	7 %	H18	0,12	12 %
H8	0,33	33 %	H19	0,2	20 %
H9	0,12	12 %	H20	0,12	12 %
H10	0,09	9 %	H21	0,2	20 %
H11	0,05	5 %			



## devenez un RADIO-AMATEUR !

pour occuper vos loisirs tout en vous instruisant. Notre cours fera de vous l'un des meilleurs EMETTEURS RADIO du monde. Préparation à l'examen des P.T.T.

**GRATUIT !** Documentation sans engagement. Remplissez et envoyez ce bon à

**INSTITUT TECHNIQUE ELECTRONIQUE**

Enseignement privé par correspondance

35801 DINARD

NOM : \_\_\_\_\_

ADRESSE : \_\_\_\_\_

HPA 68

# Magnétophone à cassette



## SANYO RD 5500

**L**E magnétophone à cassette Sanyo RD 5500 a été présenté au dernier Festival du son à titre d'échantillon, c'est donc un nouveau produit qui s'apprête à conquérir le marché, un marché déjà encombré d'appareils à cassette. Devant cette multitude d'appareils, les constructeurs doivent faire des efforts importants pour doter leur appareil de perfectionnement qui n'existent évidemment pas chez les autres.

Le RD 5500 de Sanyo est un appareil à chargement frontal, vous l'avez certainement tout de suite remarqué au vu des photos. C'est le premier appareil à chargement frontal à faire son apparition chez ce constructeur. Il se distingue des autres par un emploi généralisé des matières plastiques. L'aluminium anodisé des autres appareils a disparu pour faire place à une

façade en matière plastique moulée avec une grande précision et métallisée. Les inscriptions nécessaires au fonctionnement sont sérigraphiées très proprement à l'encre de couleur ocre. L'ensemble est recouvert d'un capot de tôle d'acier noir suivant une formule désormais traditionnelle. Ce capot permet de renforcer le châssis et de lui conférer un surcroît de rigidité.

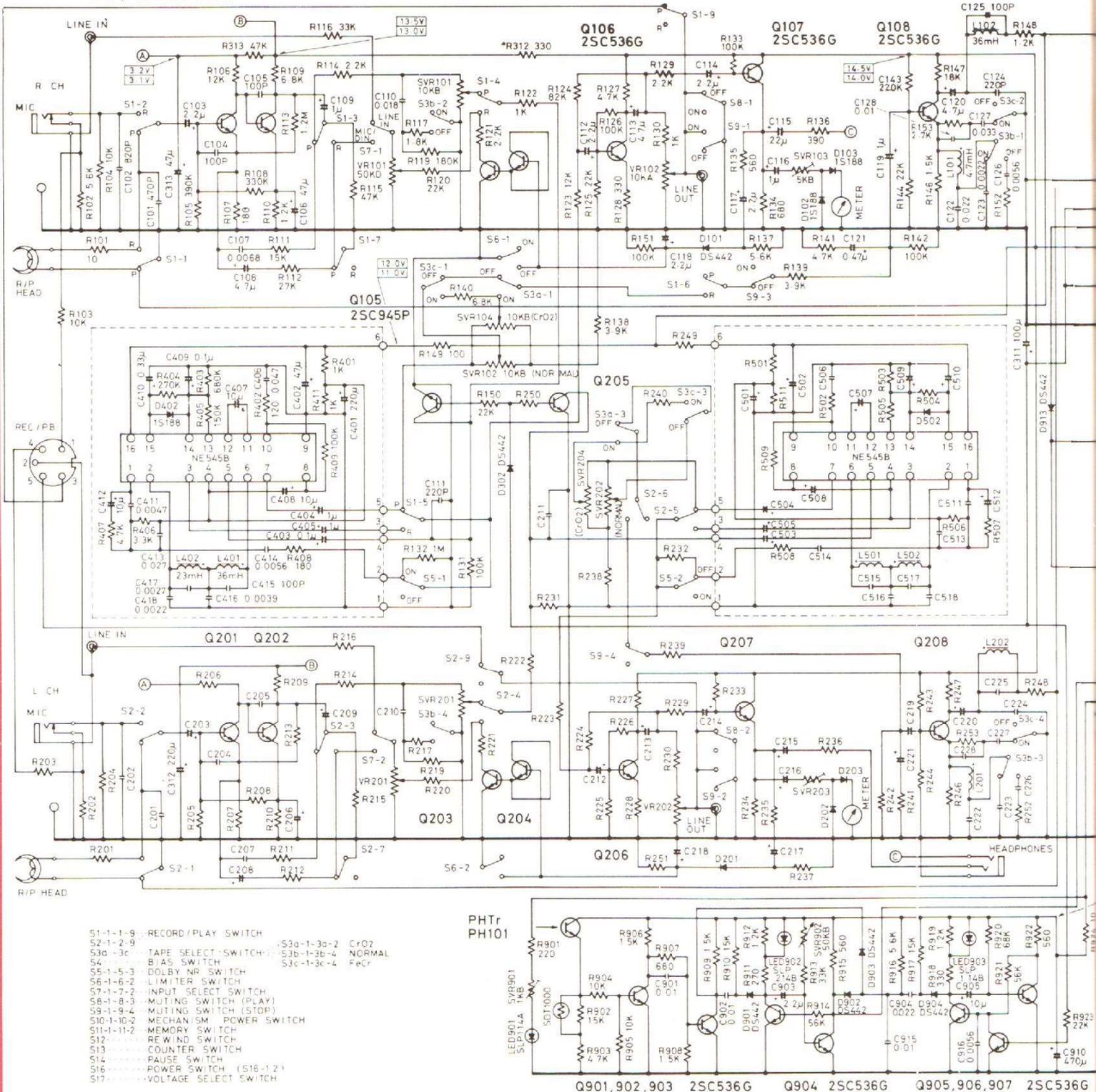
Le chargement est frontal, la cassette s'introduit bande vers l'appareil et une sorte d'ascenseur amène la cassette devant les têtes. Une sécurité empêche l'introduction de la cassette en sens inverse. Les têtes sont disposées au fond et de ce fait difficilement accessibles, le nettoyage se fera soit avec des cotons tiges suffisamment longs soit encore à partir d'une cassette de nettoyage. Sous le compartiment

à cassette, sept touches sont alignées, les touches d'arrêt et d'éjection de la cassette sont séparées. La touche d'éjection remonte la cassette puis la fait apparaître, elle est alors facile à prendre. La manipulation de la cassette ne pose aucun problème, la protection vis-à-vis des poussières est assurée par un volet qui vient refermer la fente d'introduction de la cassette une fois cette dernière enlevée.

Au-dessus de la fente deux voyants sont installés, l'un sert pour indiquer que la bande défile, le second est une alarme qui annonce la fin de la cassette. Cette alarme est un dispositif que l'on rencontre rarement sur un magnétophone et qui pourtant est bien utile. On verra que la réalisation d'un tel dispositif n'est pas si simple.

L'indication du niveau est confiée à deux indicateurs à

aiguille dont la dimension est imposante. Les commandes de niveau sont placées à l'extrême droite de la façade, un index de repérage peut se déplacer entre les deux boutons. De part et d'autre des boutons, deux barres d'appui facilitent la manœuvre des boutons. Le niveau de sortie du magnétophone est réglable, ce sont deux petits boutons cylindriques qui permettent d'ajuster le niveau de chaque canal. Les commandes de prémagnétisation et d'égalisation sont complexes pour un appareil à cassette. Un magnétophone à cassette est au départ un appareil simple à utiliser, mais la multiplicité des bandes a créé quelques problèmes de compatibilité, ici, nous avons deux positions pour la prémagnétisation et trois pour l'égalisation : un inverseur unique permet de choisir une prémagnétisation



- S1-1-1-9 RECORD/PLAY SWITCH
- S2-1-2-9
- S3a-3c TAPE SELECT SWITCH
- S4 BIAS SWITCH
- S5-1-5-3 DOLBY NR SWITCH
- S6-1-6-2 LIMITER SWITCH
- S7-1-7-2 INPUT SELECT SWITCH
- S8-1-8-3 MUTING SWITCH (PLAY)
- S9-1-9-4 MUTING SWITCH (STOP)
- S10-1-10-2 MECHANISM POWER SWITCH
- S11-1-11-2 MEMORY SWITCH
- S12 REWIND SWITCH
- S13 COUNTER SWITCH
- S14 PAUSE SWITCH
- S16 POWER SWITCH (S16-1-2)
- S17 VOLTAGE SELECT SWITCH
- S3a-1-3a-2
- S3b-1-3b-4
- S3c-1-3c-4
- CR02 NORMAL
- FeCr

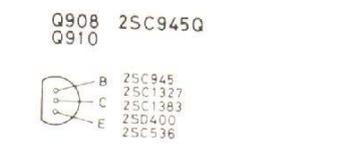
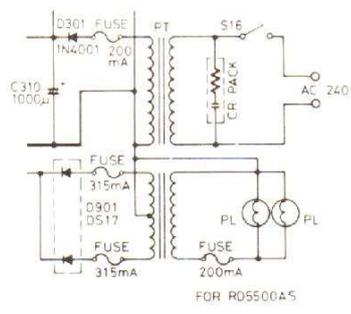
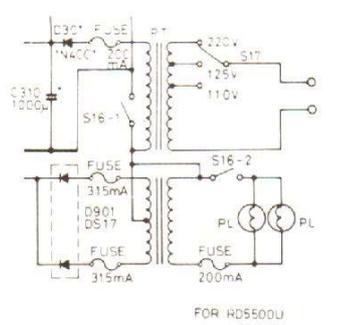
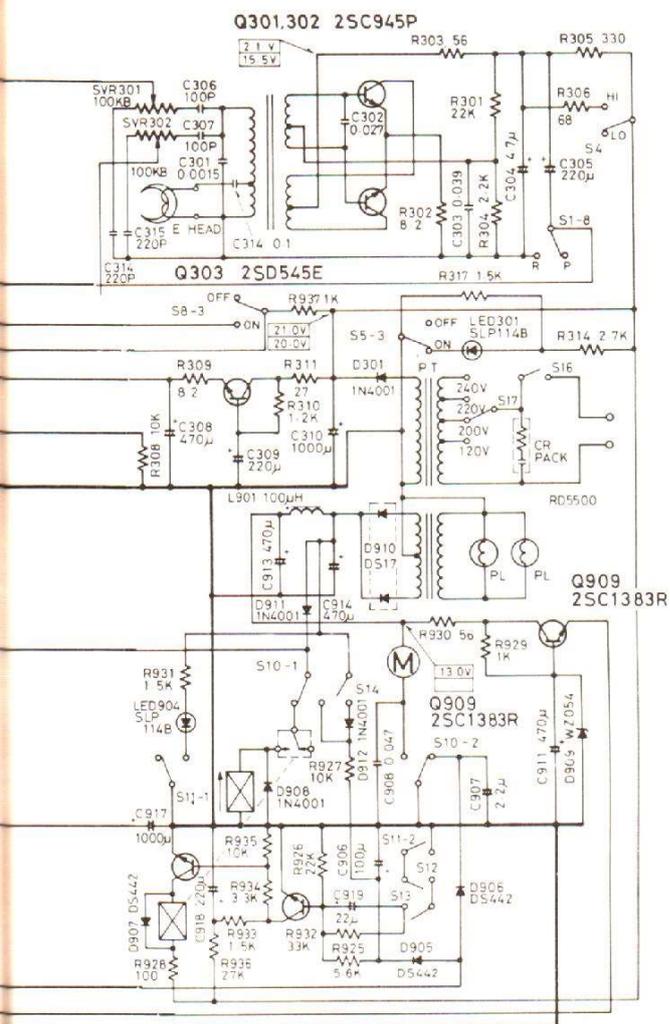
haute ou basse, trois touches commandent le choix de la bande. Nous aurions préféré un triple commutateur permettant un choix direct soit bande au fer, soit bande fer-chrome, soit bande au chrome. Pour cette dernière, un commutateur automatique eut été le bienvenu. Le raccor-

dement du casque et celui des micros se fait sur la face avant, ce sont de prises jack d'un quart de pouce qui s'en chargent. On retrouve également une face arrière en matière plastique sur laquelle quatre prises RCA et une DIN sont installées pour les entrées et les sorties.

**CARACTERISTIQUES TECHNIQUES**

- Bande de fréquence enregistrement-lecture : cassette au chrome : 30 Hz à 17 kHz.
- Cassette au fer : 30 Hz à 15 kHz.

- Rapport signal sur bruit sans Dolby : 50 dB.
- Avec Dolby, amélioration de 10 dB au-dessus de 5 kHz.
- Taux de distorsion enregistrement-lecture : moins de 2 % au 0 dB Vu-mètre.
- Têtes d'effacement et d'enregistrement-lecture : ferrite.
- Pleurage et fluctuation :



		(V)							
		Q101	Q102	Q106	Q107	Q108	Q301	Q302	Q303
E	P	0.02	6.6	0.53	10.0	0.45	—	—	15.0
	R	0.02	1.25	0.5	9.5	0.4	0.1	—	14.5
C	P	1.85	6.5	6.7	14.5	9.0	—	—	16.5
	R	1.85	6.1	6.5	14.0	8.8	15.0	—	16.0
B	P	0.6	1.85	1.1	10.5	0.9	—	—	15.5
	R	0.5	1.85	1.05	10.0	0.85	—	—	15.0

moins de 0,1 % (typique 0,07 %).  
 Alimentation : 110 V-125-220 V 50-60 Hz.  
 Dimensions 420 x 150 x 280 mm.  
 Poids : 7,2 kg.  
 Contrôle séparé enregistrement-lecture, limiteur de modulation en enregistrement, entraînement par courroie, cabestan de 102 mm de diamètre, signal en fin de bande (2,5 minutes avant la fin de la bande) arrêt automatique en fin de bande, compteur à mémoire, sélecteur d'entrée micro-ligne.

**CONCEPTION MÉCANIQUE**

Réaliser un appareil au chassis en matière plastique et plus précisément un magnétophone aurait pu sembler être une hérésie, c'est pourtant ce qu'a fait ici le constructeur. La mécanique d'un appareil à cassette tient dans un décimètre cube ou même moins, ce décimètre cube est ici réalisé en métal, le chassis mécanique proprement dit est en tôle d'acier traité. Le volant monté sur l'axe du cabestan est d'un grand diamètre, il est évidemment équilibré, les trous de sa périphérie sont là pour en témoigner. L'entraînement du cabestan se fait par courroie plate. Le moteur est à courant continu et asservi. Il comporte une génératrice tachymétrique intégrée qui attaque un seul circuit intégré. Derrière ce circuit intégré, un transistor se charge de commander la puissance.

Les techniques de commandes de moteur évoluent, sur certains magnétophones on commence à trouver des moteurs à électronique complètement intégrée, c'est ici une étape intermédiaire. Les premières régulations étaient simplement effectuées par des systèmes d'alimentation à tension constante, les moteurs modernes sont réellement asservis.

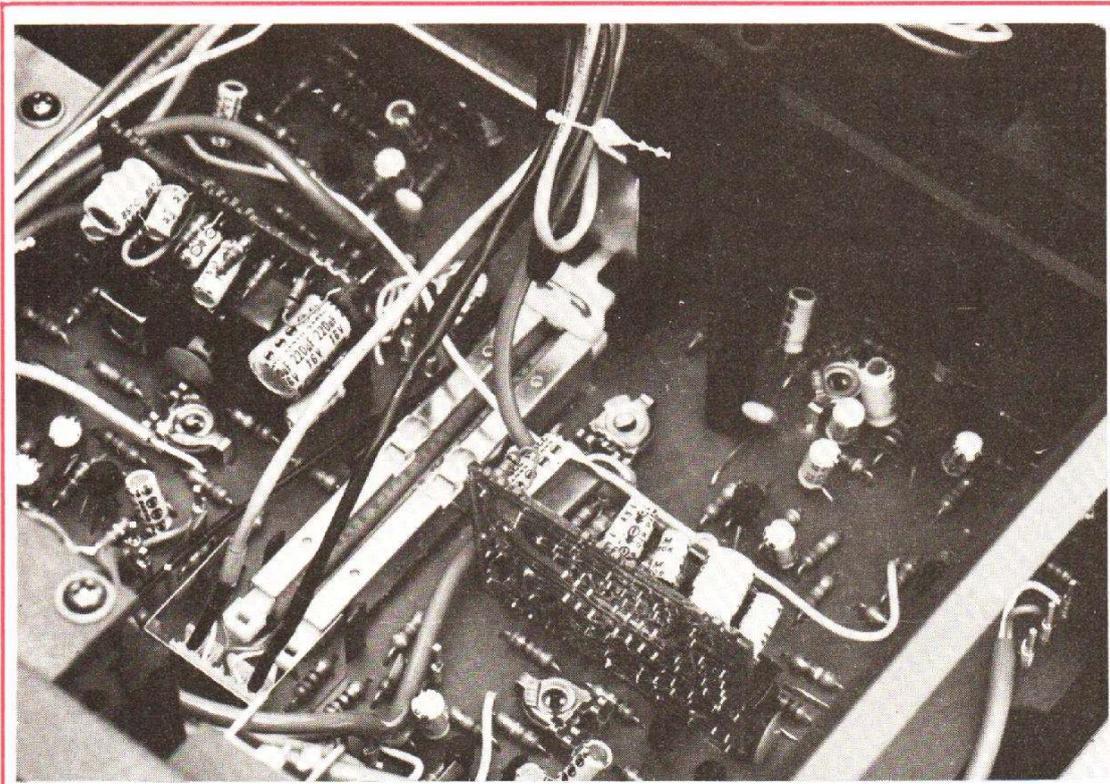


Photo 1. - Deux Dolby à circuits intégrés et modulaires.

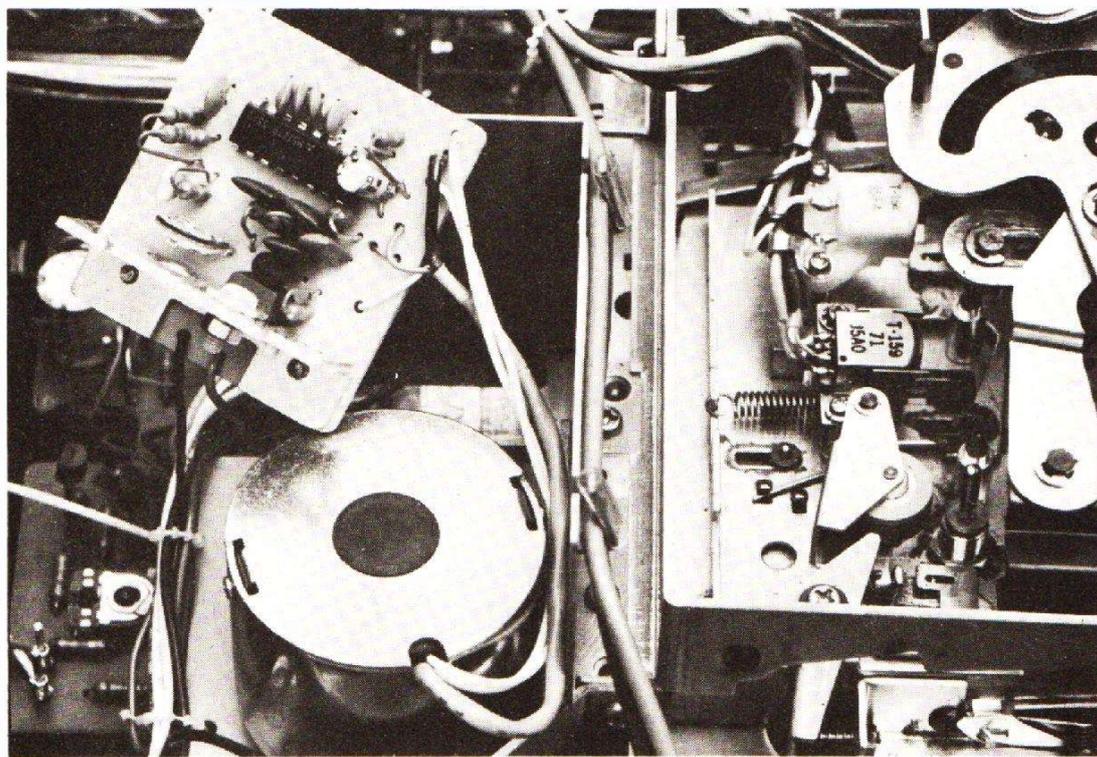


Photo 2. — A gauche : le circuit intégré d'asservissement du moteur, monté sur un circuit imprimé ; à droite : les têtes, le galet presseur.

Les commandes de défilement sont mécaniques. La mise en rotation du moteur n'est possible qu'avec la cassette en place. La mécanique de mise en place de la cassette est relativement complexe et accumule les leviers, les ressorts et les axes.

L'électronique est à transistors discrets et à circuits intégrés, les circuits intégrés sont utilisés pour le réducteur de bruit Dolby, ces circuits intégrés d'origine américaine ont mis un temps relativement important à se propager sur le marché.

Le signal d'entrée micro est amplifié par deux transistors, ces deux transistors seront également employés pour l'amplification du signal venant de la tête de lecture. L'entrée ligne arrive directement sur un potentiomètre de réglage de niveau, la liaison directe est préférable au système consistant à atténuer le signal ligne pour le faire passer par le préamplificateur microphonique. A la sortie du potentiomètre deux transistors servent à la limitation du signal, Q104 reçoit sur sa base un signal redressé par D101,

en cas d'excès de niveau sur cette diode, le transistor Q103 devient conducteur et la résistance R121 atténue de 20 dB au maximum le signal pris sur le potentiomètre. Après le commutateur S1-4, le signal se dirige vers les circuits intégrés Dolby. Au passage, le transistor Q105 peut le shunter par exemple lorsque la fonction pause est en service, on évite ainsi toute reproduction de bruit dans les circuits de sortie. La tension de base des deux transistors chargés de ce rôle est temporisée par un condensateur de 100  $\mu$ F, à la mise sous tension ou après une pause, le signal arrive sans à-coup à son niveau final. Le réducteur de bruit Dolby est à circuit intégré de Signetics, des potentiomètres ajustables permettent de régler le niveau en fonction de la sensibilité de la bande. Cette particularité permet de faire travailler le réducteur de bruit dans de bonnes conditions, avec une modification limitée de la bande passante. L'appareil est destiné à un large public, les réglages de l'appareil en fonction du type de bande ne sont pas accessibles. A l'entrée du

Dolby on trouve bien entendu le filtre de suppression des résidus MF. A la sortie du Dolby, le signal passe dans un préamplificateur (Q108) ou il subit des traitements d'égalisation d'enregistrement, les constantes de temps sont réglables en fonction du type de bande. Un préamplificateur annexe traite le signal avant traitement Dolby, ce préamplificateur sert à donner un signal au niveau ligne pour le contrôle, il alimente également la prise casque et le Vu-mètre.

L'oscillateur est à structure symétrique, on obtient à sa sortie une tension elle aussi symétrique indispensable pour éviter la présence d'une composante magnétique continue. La prémagnétisation est réglable pour chaque canal, l'intensité d'effacement et de prémagnétisation en fonction du type de bande se règle par insertion d'une résistance plus ou moins grande insérée en série avec l'oscillateur. Pour le chrome, on met une résistance de 22 Ohms, pour le fer 270 Ohms.

L'électronique de commande de l'arrêt automatique

est classique, on utilise ici un relais auxiliaire commandé par le compteur à mémoire, l'arrêt automatique en fin de bande etc.

Par contre, le système d'indication de fin de bande et celui d'indication de défilement est plus original. Habituellement, les arrêts automatiques sont commandés par interrupteurs mécaniques, à lames souple, dernièrement nous avons rencontré un système à effet Hall, cette fois, c'est un système optique analogue à la boule de cristal des bals. Un disque porte sur sa périphérie des petits miroirs placés devant un couple photo-transistor-diode LED. Lorsque le disque tourne, il envoie des impulsions lumineuses vers le phototransistor Q901. Ce dernier est suivi d'un amplificateur de mise en forme du signal. Le condensateur C902 et la résistance R910 forment un dérivateur dont les impulsions de sortie attaquent un monostable. Le signal de sortie du monostable attaque une diode LED qui signale la rotation du noyau débiteur de bande. Signal de sortie du phototransistor et celui du premier monostable sont envoyés sur une porte à diodes, composée de D902 et D903. On retrouve ensuite un autre circuit dérivateur qui délivre des impulsions pour commander le monostable indicateur de fin de bande. Lorsqu'il y a coïncidence entre les durées d'éclairage du phototransistor et la constante de temps du premier monostable, ce qui arrive en fin de cassette, le second monostable entre en service et signale cet état de fait.

## FABRICATION

Si la construction d'un châssis en matière plastique pouvait faire craindre quelque instabilité mécanique, on peut être rassuré par les nervures internes qui contribuent à la

rigidité de l'appareil. La plaque de base est en métal et une fois le couvercle bien vissé, il n'y aura plus de problème de rigidité. La qualité de fabrication électronique est convenable, une partie de l'électronique est installée, au large sur un grand châssis, les deux réducteurs de bruits sont montés chacun sur un petit circuit auxiliaire. On retrouve tout de même dans le câblage un tas de fils de liaisons solidement amarrés au châssis. Une construction globale digne de confiance et une finition de façade particulièrement nette.

## MESURES

Nous avons effectué les mesures du magnétophone à partir de trois bandes, une EMI à l'oxyde de fer amélioré, une Scotch Classic, fer-chrome et une bande au chrome Agfa. Avec la bande au fer, la bande passante va de 35 Hz à 16 000 Hz avec une tolérance sur le niveau de  $\pm 3$  dB. Avec la bande fer-chrome, la bande passante va un peu plus loin : 17 000 Hz, la

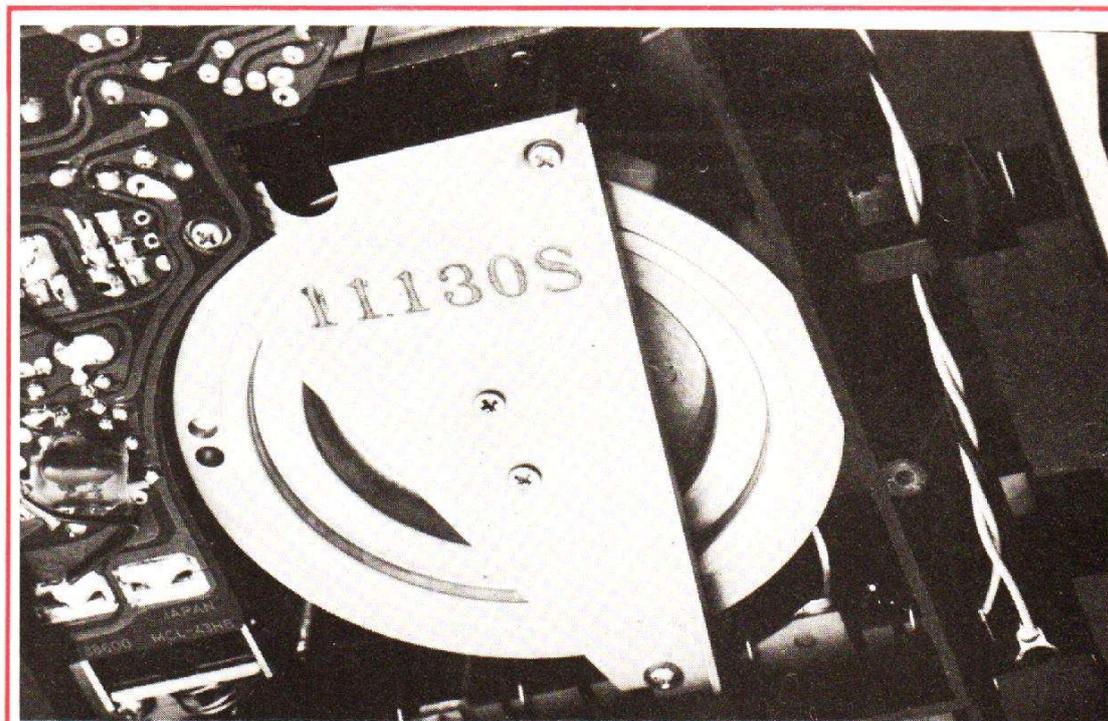


Photo 4. - Un volant d'inertie imposant.

réponse aux fréquences basses étant identique ; avec la bandeau chrome, la réponse va moins loin aux fréquences basses et à 17 000 Hz aux fréquences hautes.

Avec la bandeau fer, le niveau de sortie, pour 0 dB à l'enregistrement est de -2 dB, le taux de distorsion est de 1,1 % ce qui est très peu. On

peut surmoduler la bande de 9 dB pour atteindre le taux de distorsion de 3 %. Avec la bande fer-chrome, le niveau de sortie est de +2 dB, le taux de distorsion est de 2 %, le taux de 3 % est atteint pour une surmodulation de 4 dB. La bande au chrome donne un niveau de -4 dB, le taux de distorsion est de 2 % et la sur-

modulation possible est de 4 dB ; Bande au fer et fer-chrome donnent des résultats identiques en mesure de bruit de fond pondéré avec Dolby : 63 dB pour un taux de distorsion de 3 %. La bande au chrome est défavorisée par sa distorsion importante et son bas niveau de sortie : on trouve 59 dB, ce qui reste une valeur convenable.

Le limiteur permet de surmoduler l'entrée de 20 dB avec un taux de distorsion inférieur à 2,5 %.

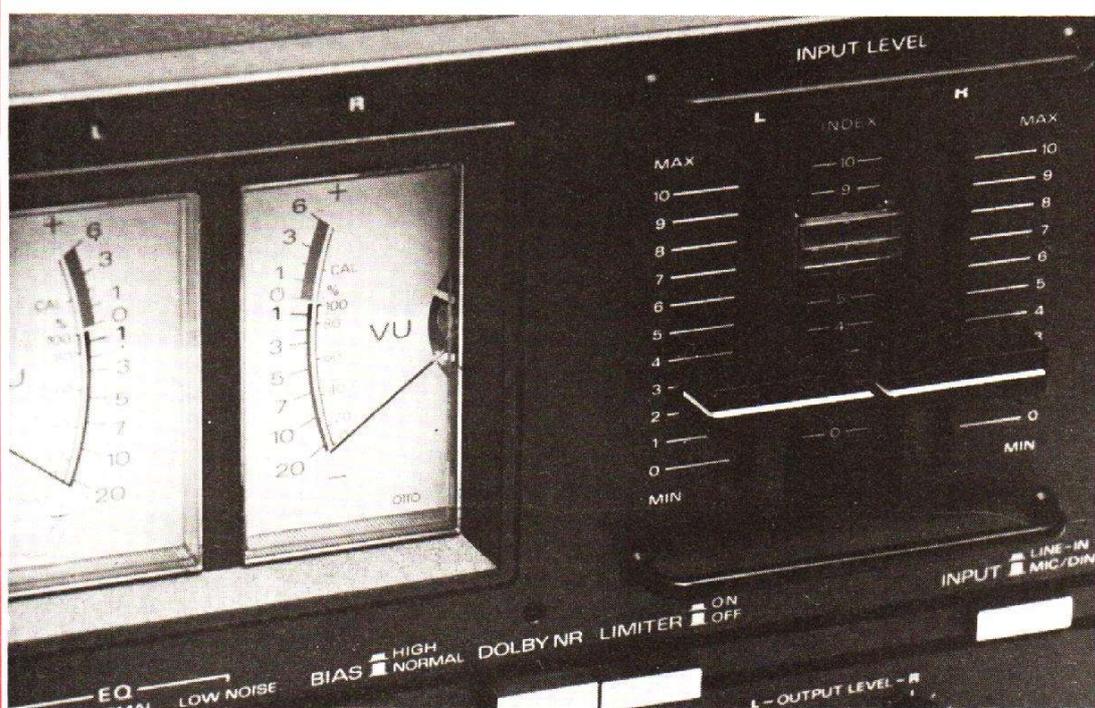
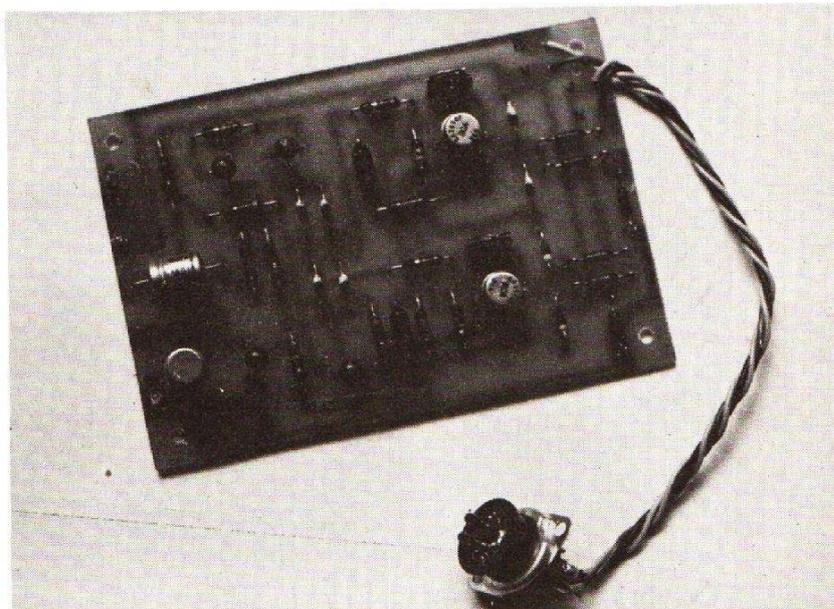


Photo 3. - Deux grands vumètres et les barres d'appui pour manœuvrer les potentiomètres.

## CONCLUSIONS

Le magnétophone Sanyo RD5500 est un appareil pratique à utiliser, il le sera encore plus si on apporte quelques modifications au niveau des touches de choix de bande. Les commandes de niveau sont rendues plus précises par la présence de barres d'appui. On appréciera également l'indication de fin de bande et la facilité de la mise en place de la cassette. Un appareil bon pour tous usages, si vous êtes un fanatique de la cassette.

E.L.



## à combinaison de résistances

LES résistances à couche de carbone et, surtout, à couche métallique, sont des composants qu'on sait fabriquer avec une grande précision et qui sont pratiquement exempts de vieillissement. On peut ainsi les utiliser comme « clé » d'une serrure électronique, laquelle procède par comparaison avec une résistance de même valeur et de même type. En fait, une seule résistance « clé » ne suffit pas, car on peut la remplacer par un potentiomètre qu'on manœuvre lentement, pour faire fonctionner la serrure. Mais déjà si on utilise deux résistances « clé » qu'on compare avec les résistances correspondantes de la serrure, à l'aide d'amplificateurs opérationnels, avec une précision de 1 %, on arrive à un total de 60 000 combinaisons possibles. C'est-à-dire qu'il faut plus de 30 heures pour les essayer toutes, si on est assez habile pour en former une

nouvelle toutes les deux secondes. Et si on passe à une combinaison de trois résistances, la durée mentionnée dépasserait même 10 mois.

### COMBINAISON DE DEUX RÉSISTANCES

Le schéma de la figure 1 comporte deux amplificateurs opérationnels qui comparent une tension fournie par le diviseur interne  $R_{11}$ ,  $R_{12}$ , à deux tensions fournies par des diviseurs dont les résistances « clé » font partie. Accessoirement, le circuit faisant office de clé comporte un contact qui joue un rôle d'interrupteur d'alimentation. De cette manière, on évite tout débit inutile des piles d'alimentation, et on peut se contenter de ne les changer qu'une fois par an. Cepen-

dant, la disposition de cette clé de contact permet à une personne à la fois suffisamment mal intentionnée, convenablement outillée et largement expérimentée, de mesurer de l'extérieur la tension d'alimentation qu'on a prévue et d'en tirer des conclusions qu'il est important de déjouer. Pour cela, il convient d'amener les entrées « + » des amplificateurs opérationnels non pas directement sur les douilles de la clé (il suffirait alors d'appliquer la moitié de la tension d'alimentation pour faire jouer la serrure), mais par l'intermédiaire des résistances  $R_1$  et  $R_3$ . Accessoirement, ces résistances peuvent protéger les entrées des amplificateurs opérationnels contre toute surcharge volontaire, appliquée sur les douilles de clé dans un but destructif. Cette protection peut encore être améliorée, si on installe les diodes dessinées en pointillé

( $D_1$  à  $D_4$ ). Cependant, elle risque de ne plus jouer dans le cas d'une tension de surcharge externe de plus de 100 V, à moins qu'on n'utilise, pour  $R_1$  et  $R_3$ , des résistances de forte dissipation.

L'état d'équilibre des comparateurs est obtenu quand  $R_{S1} + R_1 = R_2$ , et quand simultanément  $R_{S2} + R_3 = R_4$ . La tension aux entrées « + » des amplificateurs opérationnels est alors égale à celle au point médian du diviseur  $R_{11}$ ,  $R_{12}$ . Lors de cet état d'équilibre, la tension de sortie des amplificateurs opérationnels (borne 6) est également à peu près égale à la moitié de la tension d'alimentation, ou encore, égale à celle qu'on mesure au point central du diviseur  $R_{14}$ ,  $R_{15}$ .

Même si cette égalité n'est obtenue qu'à une fraction de volt près, le seuil des diodes  $D_5$  à  $D_8$  s'oppose à tout courant de base dans  $T_1$  ou  $T_2$  et les étages suivants ( $T_3$ ,  $T_4$ )

restent bloqués de ce fait. En cas de déséquilibre sur seulement l'une des sorties d'amplificateur opérationnel, l'une des diodes  $D_5$  à  $D_8$  doit nécessairement conduire. Si c'est  $D_6$  ou  $D_7$ ,  $T_1$  conduit et rend  $T_4$  conducteur par l'intermédiaire de  $T_3$ . Si, par contre, il s'agit de  $D_5$  ou de  $D_8$ , c'est  $T_2$  qui entraîne la conduction de  $T_4$ . En d'autres termes, le fonctionnement du dispositif est basé sur une logique ternaire qui connaît (aux sorties des amplificateurs opérationnels) les états « trop faible », « juste » et « trop fort ». Le circuit décrit agit donc comme une porte de conversion logique, dont la sortie ne connaît que deux états (ouverture autorisée ou non) et qui ne donne son autorisation que si elle reçoit l'information « juste partout ».

### ETAGES DE PUISSANCE

Le transistor  $T_4$  de la figure 1 dérive vers le moins de l'alimentation l'intensité passant dans  $R_{18}$ , tant que l'autorisation d'ouverture n'est pas donnée. Si on le fait suivre, comme le montre la figure 2, par un transistor  $T_5$ , ce dernier ne deviendra conducteur que lors de cette autorisation. Comme le montage a été conçu de façon à pouvoir travailler sur une large plage de tensions d'alimentation (6 à 25 V), il suffit donc de prendre cette tension égale à celle prévue pour le dispositif électro-mécanique d'ouverture dont on dispose. Dans le cas du montage de la figure 2, l'intensité nominale de ce dispositif ne doit pas dépasser 300 mA. Si la tension nominale est comprise entre 12 et 25 V, le circuit de commande de la figure 3 pourra fournir une intensité atteignant 600 mA. Si une intensité de sortie plus forte est exigée par le dispositif d'ouverture

prévu, on devra faire appel au montage de la figure 4, et prévoir des piles d'alimentation capables de fournir du moins instantanément, l'intensité correspondante.

Il est à noter que la « clé de contact » doit couper seulement l'alimentation du montage de la figure 1, car celle de l'étage de puissance peut être maintenue en permanence, puisque cet étage ne demande une intensité que lors de l'ouverture de la serrure.

### CHOIX ET ÉQUILIBRAGE DES RÉSISTANCES CLÉS

Comme la serrure est conçue pour refuser l'autorisation d'ouverture quand la valeur de la résistance « clé » s'écarte de plus de 1 % de sa valeur nominale, il est indispensable d'utiliser, pour les résistances  $R_{S1}$ ,  $R_{S2}$ ,  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_3$ ,  $R_4$ ,  $R_{11}$ ,  $R_{12}$ , des composants de précision, à couche de carbone, ou, de préférence, à couche métallique. Dans le commerce, on risque de ne trouver, en la matière, qu'un choix limité de valeurs disponibles. Il est, toutefois, facile de réaliser des valeurs supplémentaires par mise en parallèle ou en série de plusieurs résistances. Pour des raisons de parfaite exactitude, une telle mise en série est d'ailleurs à conseiller dans le cas de  $R_2$  et de  $R_4$ , car l'égalité  $R_2 = R_{S1} + R_1$  sera obtenue de la façon la plus sûre, si on utilise, pour  $R_2$ , la mise en série de deux résistances, identiques à  $R_{S1}$ , et à  $R_1$ .

Néanmoins, de très faibles écarts peuvent être compensés par les potentiomètres d'« offset »  $P_1$  et  $P_2$ . On les ajuste après avoir mis en place la « clé » et après avoir connecté un voltmètre entre la sortie (6) de l'un des amplificateurs opérationnels et le point médian du diviseur  $R_{14}$   $R_{15}$ . La position correcte du

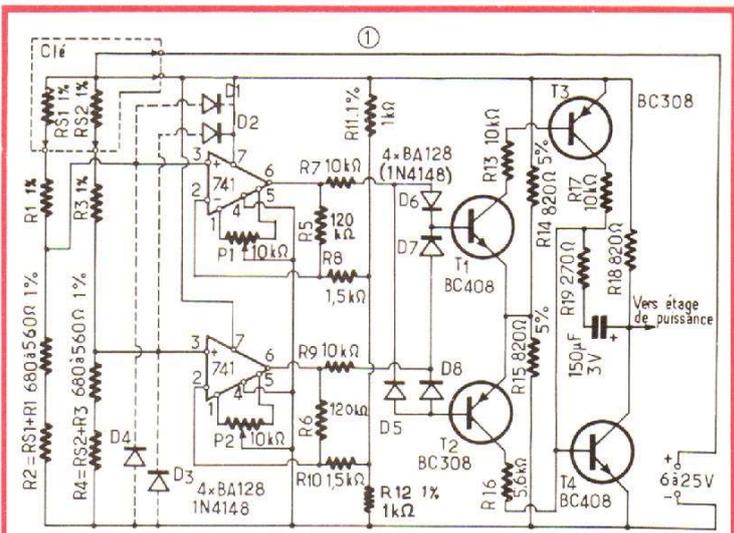


Fig. 1. - Procédant par combinaison exacte de résistances de précision, cette serrure fonctionne avec une clé qui sert accessoirement d'interrupteur d'alimentation.

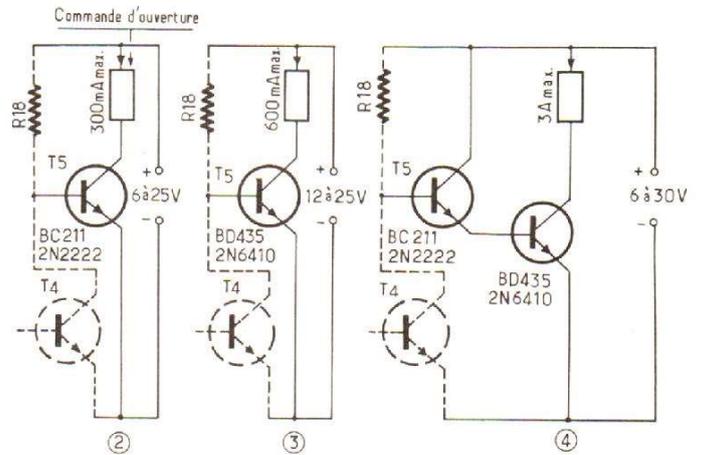


Fig. 2 à 4. - Suivant les caractéristiques du dispositif électro-mécanique d'ouverture de porte, divers types d'étages de sortie peuvent être envisagés.

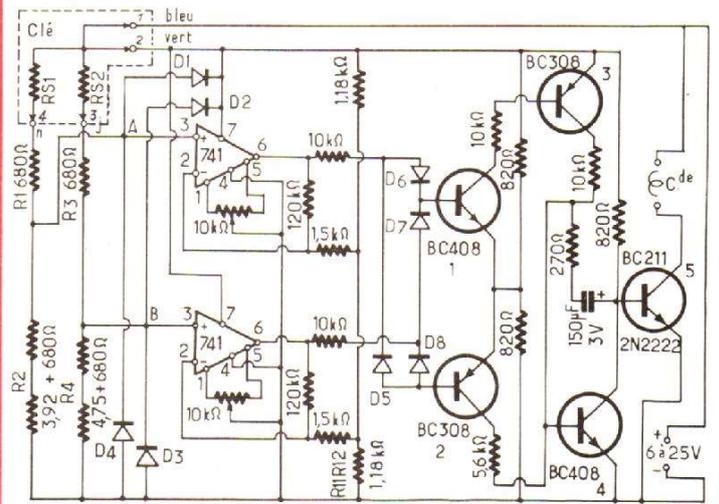


Fig. 5. - En utilisant trois résistances de précision dans la clé, on arrive à 15 millions de combinaisons possibles. Les résistances  $R_{S1}$  et  $R_{S2}$  font respectivement 3,92 k $\Omega$  et 4,75 k $\Omega$ .

potentiomètre d'offset est celle pour laquelle le voltmètre indique une tension nulle. On procède ainsi, successivement, sur les deux amplificateurs opérationnels, en ajustant, chaque fois, le potentiomètre d'offset correspondant.

Puis, en faisant fonctionner la serrure, on constatera qu'elle ne s'ouvre que deux secondes environ après l'introduction de la clé. Ce retard est dû à  $C_1$ , et il sert à obliger quiconque tentant d'ouvrir la serrure en

essayant, l'une après l'autre, plusieurs combinaisons de résistances, d'attendre chaque fois deux secondes, avant de connecter la suivante. Cette disposition peut paraître inutile, tant qu'on pense à une action manuelle, consistant à

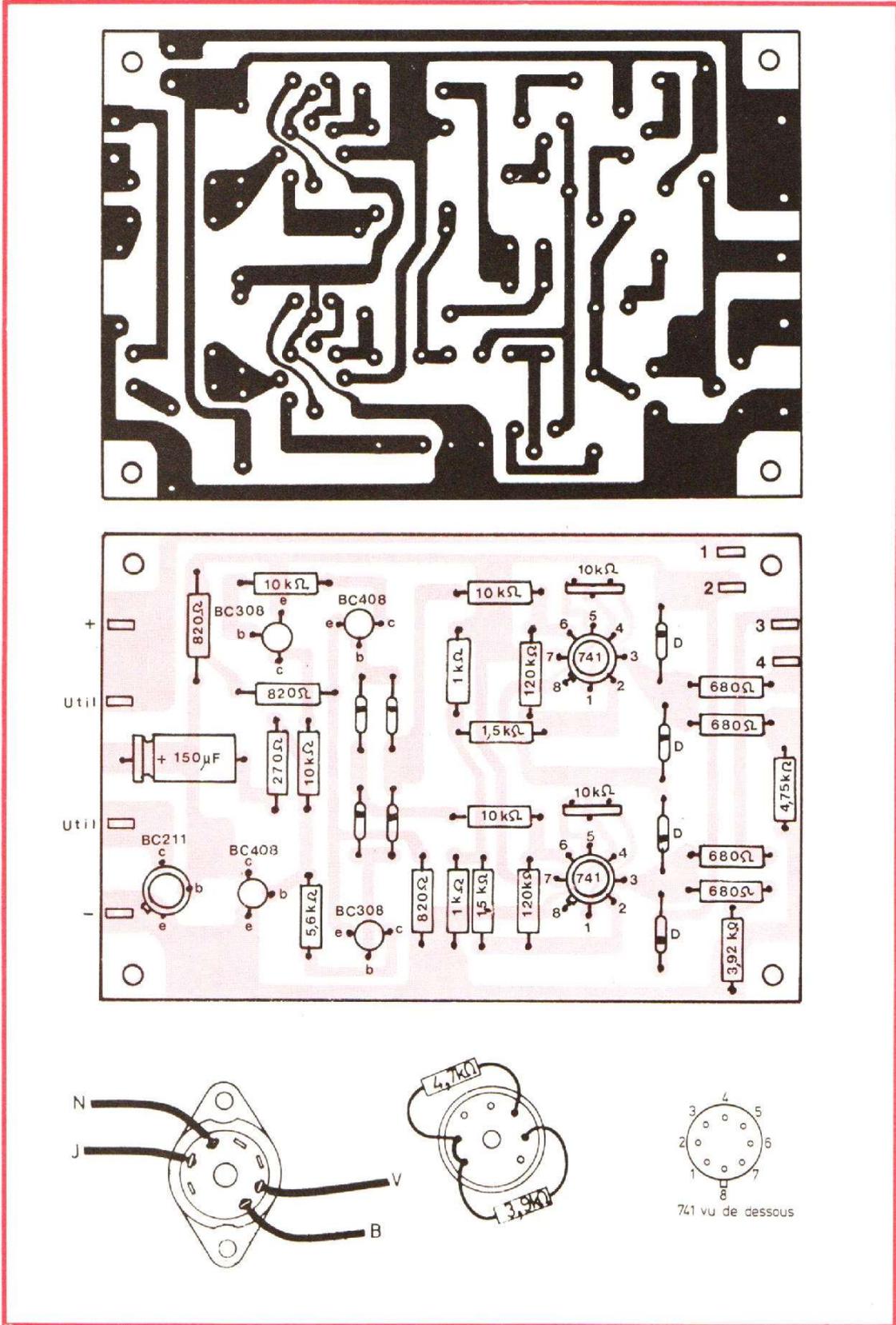
enfiler l'une après l'autre, toutes sortes de résistances. Mais avec un micro-processeur, complété de quelques accessoires, on pourrait très bien réaliser un engin qui, automatiquement, et très rapidement, présente à la serrure toutes les combinaisons de résistances qui sont possibles. Et si on ne prévoit pas le retard mentionné, la bonne combinaison peut être déterminée très rapidement de cette façon.

**COMBINAISON DE TROIS RÉSISTANCES**

Cette histoire de micro-processeur peut donner à réfléchir. Car elle montre qu'il est effectivement possible d'explorer, en 30 heures, les 60 000 possibilités de combinaison qui avaient été mentionnées au début de cet article. Et ce en connectant simplement un appareil, qu'on peut laisser faire le travail tout seul, en vaquant à ses autres besoins.

De ce fait, le schéma de la figure 5 risque de ne pas être sans intérêt, car il fait appel à trois résistances « clé », comparées aux résistances de précision internes par trois amplificateurs opérationnels. Pour le reste, le montage est identique au précédent, sauf qu'il faut maintenant six diodes pour la porte de conversion logique dont il était question plus haut.

Mais, quel que soit celui des deux montages que vous réaliserez, utilisez, pour la clé, un connecteur comportant au moins 6 broches. Ainsi, votre visiteur mal intentionné croira que votre serrure a été conçue pour un grand nombre de résistances « clé », et cela le découragera.



# ÉTUDE

# D'UNE CHAÎNE VIDEO EVOLUTIVE

Le rêve de tout technicien est de pouvoir assembler sans problème des fonctions précises, quelle que soit leur constitution interne.

Entre autres souhaits, il y a celui qui consiste à mettre bout à bout des amplificateurs « vidéo » sans que la bande soit imputée ni les problèmes de stabilité engagés.

Cette idée peut se mettre en application dès lors que le gain est maîtrisé par une forte contre-réaction; les défauts voient, en effet, leurs influences réduites au maximum. Cette sorte d'asservissement s'obtient, notamment, au moyen d'une contre-réaction parallèle du type de la figure 1 car les phénomènes d'impédance d'entrée et de sortie ne dépendent plus uniquement des caractéristiques internes à l'étage mais aussi de l'élément qui assure la contre-réaction.

On démontre, en effet, que l'impédance d'entrée se résume sensiblement à  $Z/G$ , ce résultat étant, souvent, négligeable en grandeur devant la résistance parallèle d'entrée  $R_g$  du montage, si le gain  $G$  est suffisamment élevé.

De même, si  $Z$  peut se ramener en parallèle sur la sortie, il agit en même temps comme charge de l'étage et conditionne le gain global.

## ETAGE DE BASE A TRANSISTOR

Considérons l'étage de base à transistor de la figure 2. Il s'agit d'un montage « émetteur-commun » classique utilisant arbitrairement un transistor  $G_e$  - PNP mais pouvant se généraliser à n'importe quel

autre transistor vidéo (1). Dans le schéma équivalent de la figure 3, on remarquera les faibles valeurs prises par  $r_{B'E}$  et  $r_{B'B}$ ; elles correspondent à un courant collecteur assez élevé: celui-là même qui permet d'obtenir le meilleur produit « gain x bande passante ». Nous donnons, comme exemple, la courbe de la figure 4 pour laquelle  $G X B_p$  atteint 800 MHz pour  $I_e = 8$  à 9 mA pour  $V_{CE} = 6$  V. Ce courant peut être supérieur pour d'autres types de transistors.

La résistance  $R_e$  s'obtient par simple division de la tension d'alimentation d'émetteur - diminuée de  $V_{BE0}$  - par le courant de repos choisi soit :

$$R_e = \frac{4,5 - 0,3}{9,10^{-3}} = 470 \Omega$$

Le gain en courant est volontairement faible afin que la fréquence de coupure de  $\beta$

soit forte. En effet, celle-ci s'élève à 200 MHz.

Admettons que l'on souhaite une bande passante de 50 MHz pour l'étage. Ce choix permet un gain de

$$G = \frac{800}{50} = 16$$

On peut espérer obtenir une bande passante encore plus grande si l'on se contente d'un gain plus faible (exemple: 6 pour  $B_p = 136$  MHz).

Quel est le gain littéral de l'étage? Il dépend de la charge de sortie à savoir:  $Z$  en parallèle sur  $R_p = 1$  k $\Omega$  et de la pente  $g_m$  du transistor. Rappelons que ce paramètre résulte du rapport  $h_{21}/h_{11}$  ou

$$\frac{\beta}{r_{B'B} + r_{B'E}}$$

(1) Par exemple le 2N2369 NPN-SI, avec lequel il faudrait inverser les polarités des sources.

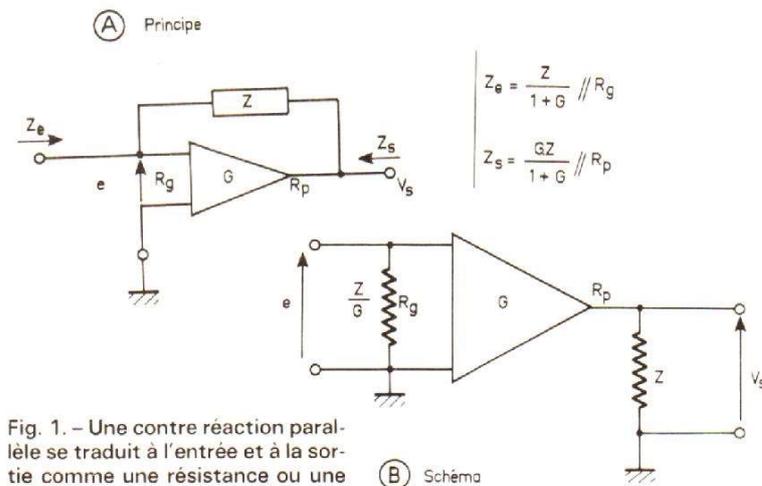


Fig. 1. - Une contre réaction parallèle se traduit à l'entrée et à la sortie comme une résistance ou une impédance parallèle de faible valeur.

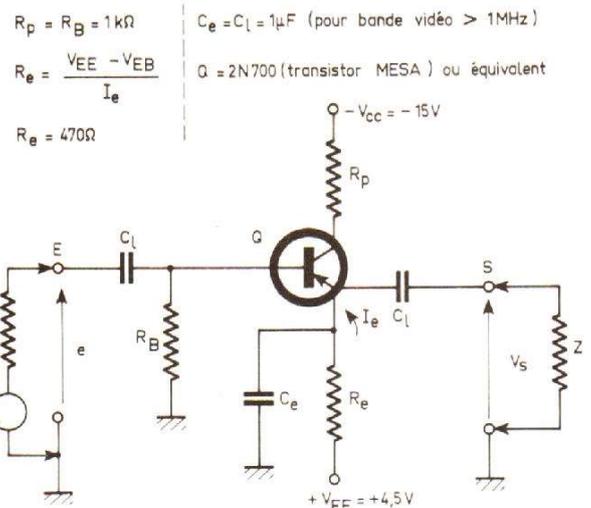


Fig. 2. - Montage de base du type « émetteur-commun » classique.

Par ailleurs, c'est  $V_{B'E}$  qui est amplifié est non la tension d'entrée ; en conséquence, le gain est multiplié par l'expression du filtre sélectif constitué par les résistances  $r_{BB'}$  et  $r_{B'E}$  et les capacités  $C_{B'E}$  et  $C_{CB'}$  ( $1 + G_0$ ) : voir tableau A.

En continu, les capacités n'interviennent pas et le gain se limite à

$$G = g_m Z' \frac{r_{B'E}}{r_{B'E} + r_{BB'}}$$

avec

$$Z' = \frac{R_p Z}{Z + R_p}$$

En admettant quelques simplifications :  $Z \ll R_p$  et  $r_{BB'} < r_{B'E}$ , on obtient  $G_0 \neq g_m Z$  en continu et

$$G_0 \neq \frac{g_m Z}{1 + j f/f_B}$$

aux fréquences élevées.

**Application :** Avec  $Z = 100 \Omega < R_p = 1000 \Omega$ , ce qui simplifie les calculs, il vient les calculs successifs suivants :

$$r_B = \frac{50 \times 200}{200 + 50} = 40 \Omega$$

Avec  $G_0 = 60 \cdot 10^{-3} \cdot 100 = 6$ , il vient :

$$C_B = 20 + (6 + 1) 1 = 27 \text{ pF}$$

$$f_B = \frac{1}{2 \pi \cdot 27 \cdot 10^{-2} \cdot 40} = 148 \text{ MHz}$$

Par ailleurs, le gain réel est

$$G = G_0 \cdot \frac{r_{B'E}}{r_{BB'} + r_{B'E}} = \frac{6 \cdot 200}{200 + 50} = 4,8$$

Ce qui vérifie sensiblement le produit « gain x bande passante » de l'étage.

### MONTAGE A CONTRE-RÉACTION PARALLÈLE

Dans le calcul précédent on ne fait pas appel à la notion de charge capacitive qui vient inmanquablement se placer en parallèle sur  $R_p$ . En effet, on part du principe que la

charge  $Z$  est assez faible pour que la bande passante du circuit de sortie n'intervienne pas, ou peu... Considérons le montage proposé figure 5A ; il peut se disposer à la sortie d'une chaîne évolutive. La charge est constituée par le câble de liaison chargé, lui-même, sur son impédance caractéristique. Choisissons par exemple  $Z_c = 75 \Omega$ .

Le transistor est chargé par  $Z_c$ ,  $R_p$  et la chaîne de contre-réaction revenant à la masse via  $R_B$ ,  $h_{11}$  et  $\rho$  en parallèle ; une application donnerait : charge =  $Z_c$ , soit environ  $70 \Omega$ . Le gain est donc donné par le mode de calcul précédent à savoir, sous la forme pratique relative au 2N700 :

$$G = 0,8 g_m \cdot Z_{\text{charge}}$$

soit

$$G = 0,8 \cdot 60 \cdot 10^{-3} \cdot 70 = 3,4$$

(Rappelons que 0,8

$$= \frac{r_{B'E}}{r_{B'E} + r_{BB'}})$$

Il faut souligner, dès lors que l'impédance de CR parallèle est comptée dans l'estimation de la charge que celle-là ne réagit pas sur le gain en tension. Quel que soit le taux de CR parallèle le gain en tension reste sensiblement constant. Le schéma équivalent de la figure 1B vient confirmer ces dires.

L'impédance d'entrée vient également de ce schéma équivalent puisque

$$Z_e \approx \frac{Z}{1 + G} = \frac{R_1 + R_2}{4,4} = 84 \Omega$$

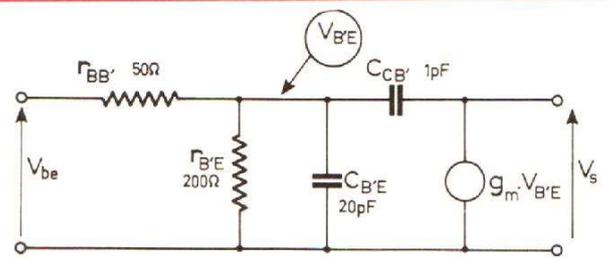
Cette valeur est faible devant

$$r_{BB'} + r_{B'E} = 250 \Omega$$

l'ensemble servant de charge au transistor précédent, s'il existe !...

Pour corriger en fréquence, on fractionne la résistance de contre-réaction et on dispose une self en parallèle sur l'une des résistances ainsi constituées. Sa valeur dépend de la capacité

$C_B = C_{B'E} + C_{CB'} (1 + G_0)$  déjà calculée.



2N700 : $\beta = 15$ ; $g_m = 60 \text{ mA/V}$	
Tableau (A)	$f_B = \frac{1}{2\pi r_B C_B}$ avec :
	$r_B = \frac{r_{B'E} r_{BB'}}{r_{B'E} + r_{BB'}}$ et $C_B \neq C_{B'E} + (G_0 + 1) C_{CB'}$

Fig. 3. - Exemple de schéma équivalent de Giacometto appliqué à un transistor « vidéo » 2N700.

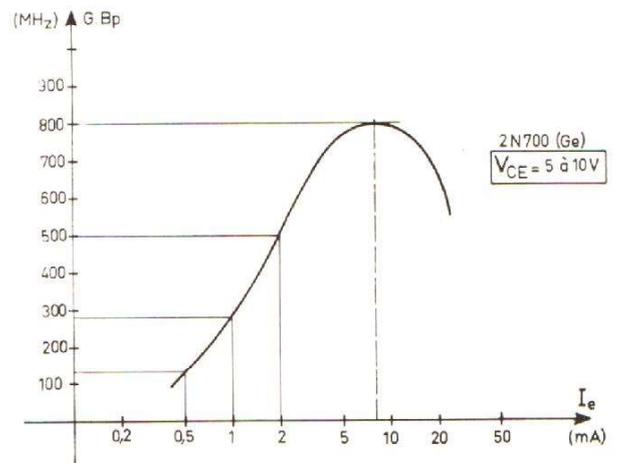


Fig. 4. - Exemple de variation du produit « gain-bande passante » du transistor 2N700.

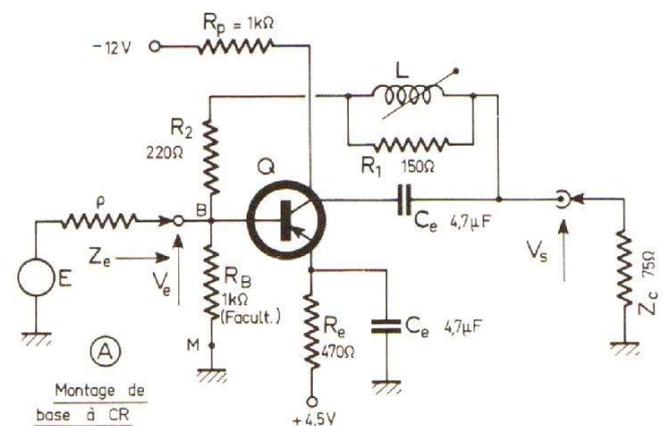
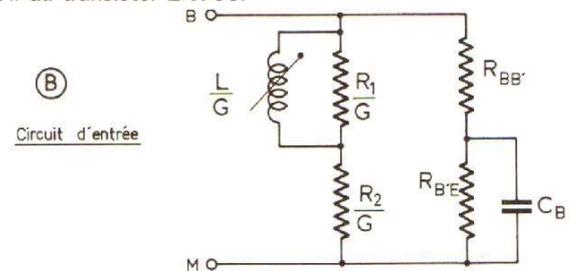


Fig. 5. - Schéma de l'étage de sortie (chargé par câble 75  $\Omega$ ).



# La navigation



de plaisance

## COMMUNICATIONS

La navigation est assurément l'une des plus anciennes activités humaines : ne cite-t-on pas souvent la régata à l'aviron du livre V de l'Eneïde. En Egypte, aux Indes, dans l'empire khmer, en Chine, les compétitions à l'aviron se déroulaient souvent à l'occasion de fêtes religieuses célébrant des légendes liées aux saisons. En Europe, il y eut parfois des régates à l'occasion des fêtes traditionnelles ou au retour de la pêche, mais on y chercherait en vain la navigation de plaisance telle qu'on la pratique aujourd'hui.

La navigation de plaisance s'implante au cours du XVII<sup>e</sup>

siècle de la Hollande et en Grande-Bretagne, comme moyen de transport de grands personnages et gros commerçants qui ne veulent pas subir les aléas du voyage par terre, ou la lenteur et l'inconfort du navire marchand d'alors. La première régata sur la Tamise date de 1622 ; la première société nautique de l'histoire fut le Cork Harbour Water Club d'Irlande, fondé au XVIII<sup>e</sup> siècle. En 1812, est créé le Royal Yacht Squadron, à Cowes. C'est en Angleterre que la navigation de plaisance trouve sa contrée d'élection ; de distraction bourgeoise elle deviendra un sport spécifiquement britannique : le yachting

se pare de luxe. C'est en effet une élite fortunée qui va lui donner son développement : nobles, souverains, chefs d'Etat et, le snobisme aidant, toute la récente aristocratie de l'industrie, de la banque et du négoce s'y adonnent.

La suprématie sportive et le style des yachtmen britanniques font figure de dogme jusqu'au mois d'août 1851 où une goélette venue des Etats-Unis, l'America, battait très largement ses dix-sept concurrents anglais. On se trouvait en présence d'un style nouveau de yachting, moins aristocratique, plus pragmatique et plus efficace. Ce fut le début de l'époque des grandes goé-

lettes de croisière anglaises et américaines, longues d'une quarantaine de mètres.

Au début du XX<sup>e</sup> siècle, à côté de cette navigation de plaisance se développe une navigation plus populaire. Les amateurs de la plaisance légère sont encore bien peu nombreux certes, mais ils constituent une pépinière d'initiateurs qui fonderont le yachting d'aujourd'hui.

Aujourd'hui, le yachting a conquis des centaines de millions d'adeptes qui, pour la plupart, se promènent sur l'eau, simplement par plaisir. Le bateau à moteur qui représente 60 % environ de la flotte de plaisance s'est développée

plus vite et selon des voies différentes de celles du voilier ; pour ses adeptes il n'est pas tellement une fin en soi qu'un outil pour d'autres activités : promenade familiale ou en groupe, ski, pêche et chasse sous-marine.

Au grand yacht de jadis se sont ajoutés de nombreux types de bateaux : dériveurs de moins de 300 kg, non pourvus de cabine, offrant la possibilité de navigation diurne dans les eaux abritées à moins de deux milles d'un abri ; embarcations plus importantes à voiles ou à moteur, d'un poids total inférieur à 800 kg, permettant une navigation dans les eaux abritées, les estuaires ou embouchures de fleuves, dans les baies et rades ouvertes ; navires de croisière côtière d'un abri (4<sup>e</sup> catégorie) ; navires de petite croisière au large permettant, outre la croisière côtière, de s'aventurer au large, par exemple aller en Corse, traverser la Manche, aller de Bordeaux à Saint-Jean-de-Luz, à condition qu'il existe de fortes probabilités de temps maniable (bonne météo) : cette navigation constitue la 3<sup>e</sup> catégorie qui s'effectue à moins de cent milles d'un abri et qui peut correspondre, au maximum, à des traversées de deux cent milles.

Dans la dernière classe de bateaux figurent les navires hauturiers, correspondant à une navigation de première ou seconde catégorie, c'est-à-dire à plus de cent milles d'un abri ; ils doivent être capables d'étaier des coups de vent de force 8 à 10.

### SÉCURITÉ D'ABORD !

Un décret du ministère des Transports fixe l'ensemble des règles de sécurité applicables aux navires de plaisance d'une longueur inférieure à 25 m. Le texte est complété par un arrêté d'application qui

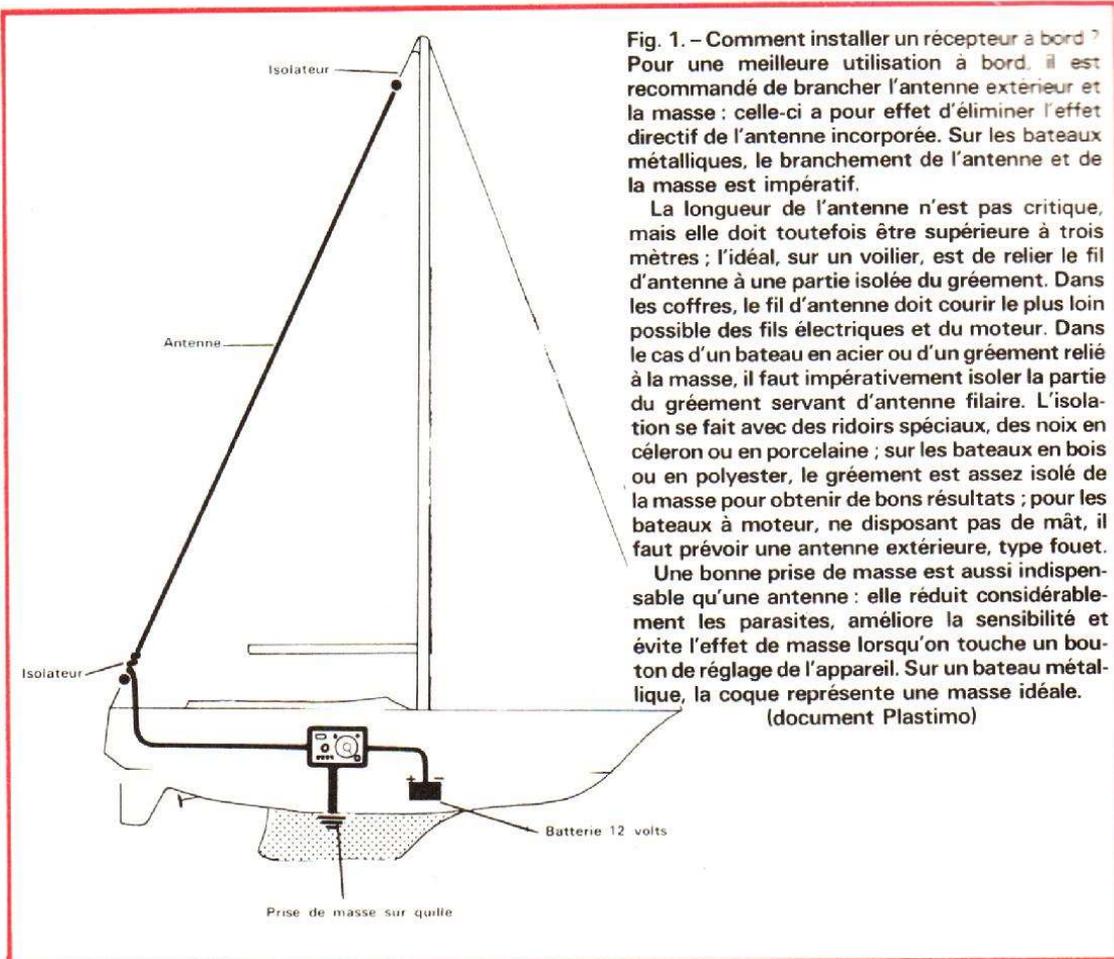


Fig. 1. - Comment installer un récepteur à bord ? Pour une meilleure utilisation à bord, il est recommandé de brancher l'antenne extérieure et la masse : celle-ci a pour effet d'éliminer l'effet directif de l'antenne incorporée. Sur les bateaux métalliques, le branchement de l'antenne et de la masse est impératif.

La longueur de l'antenne n'est pas critique, mais elle doit toutefois être supérieure à trois mètres ; l'idéal, sur un voilier, est de relier le fil d'antenne à une partie isolée du gréement. Dans les coffres, le fil d'antenne doit courir le plus loin possible des fils électriques et du moteur. Dans le cas d'un bateau en acier ou d'un gréement relié à la masse, il faut impérativement isoler la partie du gréement servant d'antenne filaire. L'isolation se fait avec des ridoirs spéciaux, des noix en céleron ou en porcelaine ; sur les bateaux en bois ou en polyester, le gréement est assez isolé de la masse pour obtenir de bons résultats ; pour les bateaux à moteur, ne disposant pas de mât, il faut prévoir une antenne extérieure, type fouet.

Une bonne prise de masse est aussi indispensable qu'une antenne : elle réduit considérablement les parasites, améliore la sensibilité et évite l'effet de masse lorsqu'on touche un bouton de réglage de l'appareil. Sur un bateau métallique, la coque représente une masse idéale. (document Plastimo)

impose de nombreuses sujétions aux constructeurs portant principalement sur l'installation de l'appareil propulsif et de l'électricité, les réservoirs à carburant, les ouvertures vitrées, la protection contre l'incendie, le gaz butane...

Le matériel de sécurité à embarquer, très simple pour les petites embarcations, devient très complet au fur et à mesure qu'on désire effectuer une navigation plus importante. Dans ce matériel, le récepteur radio est à bord d'un bateau, le seul instrument permettant de conserver le contact avec la terre. Sur la bande Marine, des stations côtières diffusent à heure fixe les bulletins météorologiques et les avis urgents aux navigateurs. Par l'adjonction d'une ferrite montée sur un compas de relèvement, le récepteur de marine devient un instrument de navigation permettant de faire un point précis par mauvaise visibilité ou hors de vue des côtes.

En effet, le récepteur permet de repérer la direction d'un émetteur sur grandes ondes appelé radiophare : pour repérer cette direction, il faut un cadre ou une ferrite constituée d'un barreau de fer doux de 200 mm de long, 10 mm de diamètre, et d'un fil de cuivre bobiné au milieu du barreau, relié au récepteur ; ce bobinage forme boucle ; les courants induits sont maximaux lorsque la boucle est parallèle à la direction de l'émetteur ; ils sont minimaux lorsqu'elle lui est perpendiculaire : il y a alors une extinction de signal. La boucle étant bobinée sur le barreau, il y a donc extinction lorsque le barreau est pointé vers l'émetteur : on lit alors le relèvement magnétique du radiophare sur le compas de relèvement solidaire et dans l'axe du barreau de ferrite. L'extinction sonore, plus « perceptible » à l'oreille que le maximum, fournit une bonne mesure de la direction du radiophare repéré.

Les radiophares sont repérés sur des cartes spéciales et leurs caractéristiques sont données dans l'ouvrage 191 du Service Hydrographique. La majorité des radiophares sont circulaires ; ils émettent sur tout l'horizon. Toutefois certains ports sont équipés de radiophares directionnels qui permettent de se guider dans un chenal. Les radiophares sont souvent groupés par trois ou par six selon les zones de navigation pour permettre d'en relever plusieurs sans avoir à dérégler le récepteur : les radiophares d'un même groupe travaillent sur la même fréquence et émettent leur indicatif et leur signal dans un ordre déterminé : l'indicatif est émis de trois à six fois et il est suivi d'un trait long de 25 secondes ; la durée d'émission de chaque radiophare est de 60 secondes.

Faire un point gonio pour localiser un radiophare est un moyen simple et efficace d'aide à la navigation ; il est évident que de bons relevés



Photo 1. - Au dernier Salon de la Navigation de Plaisance, Navigair présentait un récepteur radio-gonio bon marché (1 470 F. Valeur janvier 1976) avec cadre gonio incorporé permettant d'obtenir le relèvement des radiophares : on remplace ainsi l'utilisation d'une ferrite avec compas de relèvement.

Photo 2. - Le « Super Navitech » offre de grandes possibilités de réception puisqu'il est pourvu d'une touche radiophare préréglée permettant de présélectionner un radiophare déterminé, d'une touche marine préréglée permettant l'écoute instantanée d'une fréquence météo déterminée, et d'une gamme de réception des ondes courtes (signaux horaires sur 15 MHz pour la navigation hauturière). Cet appareil permet aussi l'écoute et la veille des messages échangés sur talkie-walkie (27 MHz) ; signalons que le choix « gamme OC » ou « gamme Talkie-Walkie » doit être précisé à la commande du récepteur. (Cliché Thomson-C.S.F.).



Photo 3. - En Grande Bretagne, Rediffon Telecommunications, a annoncé, voici quelques mois, le « Sealand 66 », radiotéléphone pour navires hauturiers.

gonio dépendent essentiellement de l'habileté et de l'expérience de l'opérateur. Des erreurs peuvent être commises, dues à une mauvaise observation ou une propagation anormale des ondes : ainsi, les ondes radio-électriques sont perturbées par le grément métallique ou le moteur ; c'est la « déviation » que l'on peut contrôler en vue d'un radiophare, par beau temps, en relevant simultanément, à différents caps le radiophare avec la ferrite et avec un second compas de relèvement : les déviations sont inexistantes sur les bateaux en bois ou en plastique, mais elles peuvent être importantes sur un bateau en acier. Une autre source d'erreur, importante particulièrement au lever et au coucher du soleil, est due à la déviation des ondes radio-électriques se réfléchissant sur l'ionosphère : les meilleurs relevés seront donc effectués de jour ; les relevés de nuit donneront des indications utiles, mais on les adoptera avec prudence. Cette erreur de nuit est pratiquement inexistante à moins de 25 milles d'un radiophare.

Le passage des ondes au-dessus des terres côtières élevées crée aussi des déviations importantes : on évite de relever un radiophare dont l'onde aura tangenté la côte.

## LE CONSOL

Le système Consol est dérivé de la radiogoniométrie, mais ne nécessite pas l'emploi de la ferrite. Le réseau Consol est constitué de plusieurs émetteurs directifs sur grandes ondes dont chacun envoie des signaux codés selon la direction de l'émission : le Consol est utilisable à partir de 30 milles des émetteurs ; les signaux sont encore audibles de 800 à 1 200 milles ; à 500 milles, la précision est encore élevée (6 à 7 milles) avec les récepteurs utilisés en plaisance.

Le diagramme de l'émission est constitué par un faisceau de secteurs où sont émis soit des traits, soit des points. Des secteurs traits ou des secteurs points, séparés par une ligne dite « équisignal », se suivent alternativement. Le diagramme est animé d'un mouvement de rotation lente. La durée de l'émission est de 60 secondes, au rythme d'un signal par seconde. Il faut donc compter les traits et les points pour repérer l'émetteur : pour se situer, il faut partir d'une estime approximative ou bien relever à peu près la position du radiophare Consol à l'aide de la ferrite.

### DES GONIOMÈTRES...

Que dire des goniomètres commercialisés pour la plaisance ? Ceux diffusés en particulier par Technifrance (« Super Navitech »), Transmarine (« HF 104 »), Navalec (« RAY-DF 20 »), Plastimo (« Shark »), Navigair (« R 108-Sailor », « Radio-Gonio Navigair ») permettent de capter quatre bandes de fréquence : la bande GO (150-250 kHz) utilisée pour la radiodiffusion et le système Consol, la bande des radiophares (200 - 420 kHz), la bande PO (0,5 - 1,6 MHz) de radiodiffusion et la bande « Marine-Météo » (1,6 - 4,5 MHz).

Ils sont également pourvus d'un oscillateur de battement (BFO) qui facilite la réception des ondes entretenues.

L'écoute se fait, au choix de l'utilisateur sur haut-parleur incorporé, sur casque facilitant les relèvements goniométriques, ou sur haut-parleur extérieur.

Bien entendu, ces matériels sont conçus pour une utilisation marine : le coffret est protégé. Dans certains cas (Transmarine par exemple), des cristaux de gel de silice sont prévus pour absorber toute petite parcelle d'humidité interne et éviter tout risque de condensation.



Photo 4. - Le radiotéléphone VHF - B 51 de Téléco est titulaire du label « Beauté-Industrie ». Il est disponible en 4 versions, exploitables en alternat ou en duplex, avec possibilité de télécommande permettant de correspondre à partir de tout autre endroit que la cabine de navigation : carré, salon, flying-bridge, cockpit. (Cliché Navalec).



Photo 5. - Le radiotéléphone Sailor RT-144 fait appel à un synthétiseur numérique pour engendrer les fréquences. L'appareil ne comporte qu'un quartz pour la commande de tous les canaux internationaux et de 5 canaux privés. (Cliché Navigair).

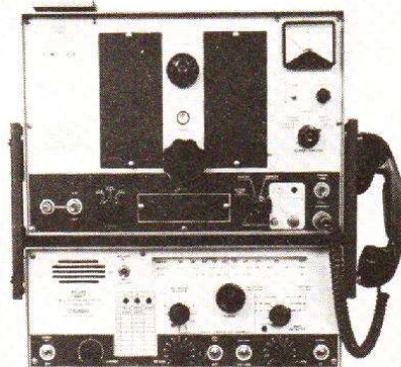


Photo 6. - La famille de Radiotéléphones IRME comporte une série hectométrique avec 4 modèles de puissance comprise entre 180 et 400 watts, et un modèle hecto/décamétrique de 400 watts. Ce dernier modèle comporte 10 fréquences en émission hectométrique (1,6 à 4 MHz) et 9 fréquences sur chacune des bandes d'émission suivantes : 4/ 6/ 8/ 12/ 16/ 22 MHz ; il comporte 33 fréquences en réception dans la bande hectométrique et 8 fréquences sur chaque bande sur ondes courtes. (Cliché Navalec).

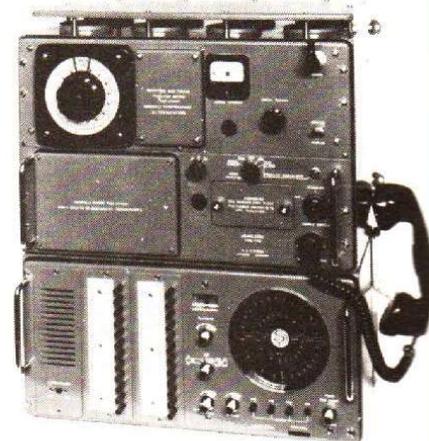


Photo 7. - Le Sailor T 122 est un émetteur radiotéléphonique à 16 canaux entre 1,6 et 4,2 MHz. La puissance de crête fournie à l'antenne atteint 400 watts. Il est prévu pour fonctionner avec le récepteur Taylor R-105 disposant de 23 canaux dans la gamme de 1,6 à 4,2 MHz et capable de recevoir les émissions de radiophare et du système Consol (Cliché Navigair).

Destinées à assurer en priorité la sécurité des bateaux, les communications téléphoniques permettent aussi d'entrer en contact avec un abonné du réseau téléphonique par l'intermédiaire d'une station côtière, ou encore avec d'autres bateaux.

Les principaux modes d'émission se répartissent en trois groupes : les émetteurs fonctionnant sur ondes hectométriques en bande latérale unique (BLU), dans la bande de 1,6 à 3,8 MHz : leur portée est de 100 à 1 000 milles suivant la fréquence et la puissance de l'émetteur ; émetteurs HF en ondes décimétriques, ou ondes courtes, en BLU (bandes : 4, 6, 8, 12, 16 et 22 MHz), avec portée intercontinentale suivant la fréquence et la puissance de l'émetteur. En France, un service est assuré, en permanence, par la station de Saint-Lys Radio ; ces émetteurs doivent être équipés soit d'une antenne BLU-MAT-750 pour les bateaux à moteur, soit d'une antenne filiaire (hauban, pataras isolés) pour les bateaux à voiles. La troisième catégorie d'émetteurs comprend des appareils fonctionnant en VHF (ondes métriques dans la bande : 156 à 162 MHz) ; leur portée est de 30 à 100 milles suivant le dégagement et la hauteur des antennes : ces appareils sont équipés d'une antenne bâton ou d'une antenne fouet avec rotule ; leur installation est très simple ; les communications sont exemptes de parasites grâce à la modulation de fréquence. La simplicité d'installation et d'utilisation d'un radiotéléphone VHF, ainsi que la qualité des communications obtenues, en font un appareil idéal pour les liaisons radio à courte ou moyenne distance.

Les fréquences de fonctionnement d'un radiotéléphone VHF ont été fixées par une

Conférence Internationale qui a défini, pour chaque canal, la fréquence d'émission et la fréquence de réception correspondante. Il en résulte qu'un radiotéléphone VHF équipé d'un nombre suffisant de canaux est utilisable, dans le monde entier. Les canaux ont d'abord été au nombre de 28 (numérotés de 1 à 28) avec un espacement en fréquence, aussi bien à l'émission qu'à la réception, de 50 kHz. Sans augmenter l'encombrement en fréquence de la bande VHF marine, la réduction à 25 kHz de cet espacement a permis de créer 28 nouveaux canaux intercalés entre les précédents (numérotés de 60 à 88) : néanmoins ce second groupe de canaux n'est d'aucune utilité actuellement ; les canaux qui seront utilisés par les stations côtières à équiper dans les années à venir seront tous pris dans le premier groupe.

Compte tenu des restrictions apportées à l'usage de quelques canaux, les réglementations des PTT fixent à 24 la capacité en canaux des radiotéléphones VHF.

Les canaux sont de deux types : les canaux « monofréquences » (ou « simplex ») pour lesquels les fréquences d'émission et de réception sont identiques ; ce sont les canaux 6 - 8 - 9 - 10 - 11 - 12 - 13 - 14 et 16, auxquels se rattachent, en France et en Belgique les canaux 21 et 23 où la séparation entre les fréquences d'émission et de réception est de 1 MHz ; tous ces canaux sont les plus utiles pour la communication avec les stations côtières françaises. Dans le second groupe, figurent les canaux « bifréquence » (ou « duplex ») où la séparation entre les fréquences d'émission et de réception est de 4,6 MHz ; une communication en « duplex » est, en tous points semblable à une communication téléphonique ordinaire (émission et réception simultanée) alors que le premier type de canaux ne peut être exploité qu'en « alternat » : l'émission est stoppée pendant l'écoute.

Plusieurs modèles de radiotéléphones VHF sont disponibles sur le marché et diffusés par Navigair (Sailor - RT 144), Elphore (Pace 5600), Navalec (Teleco - B 51) ; il convient d'adjoindre à ces appareils, le radiotéléphone portatif Pace - FM 52. Tous ces modèles (sauf le FM 52) ont une puissance de 25 Watts, peuvent travailler en simplex et en duplex ; ils disposent d'un système de réglage silencieux (le « squelch ») qui élimine le bruit blanc lors de l'attente d'écoute.

Les radiotéléphones décimétriques et hectométriques ont des puissances plus élevées. Ainsi, pour le modèle T - 124 R - 110 de Sailor (émetteur : T 124, récepteur R - 110), la puissance atteint 140 watts ; il dispose de 31 canaux d'émission et 35 de réception. Les radiotéléphones IRME (Diffusion Navalec) sont disponibles en quatre versions de 180 à 400 watts suivant le modèle. Les émetteurs téléphoniques Sailor T 121 et T 122 sont des modèles hectométriques de 400 watts et 140 watts respectivement. L'ensemble de ces matériels, plus chers que les radiotéléphones VHF, ont aussi pour la plupart, un caractère plus professionnel.

L'ensemble des stations côtières, les services de sécurité maritime et une très grande quantité de bateaux de commerce et de pêche, demeurent constamment en veille sur la fréquence de 2 182 kHz dite « fréquence de détresse ». La plupart des radiotéléphones hectométriques peuvent automatiquement émettre à cette fréquence. On peut aussi utiliser des bouées radio, telles que les bouées ERB 32 et 52 diffusées par Navalec, conçues pour assurer en cas de naufrage ou d'incident grave, la transmission automatique du signal de détresse et de l'indicatif du navire.

Marc FERRETTI

TABLEAU I

Unité de mesure : le mille a une longueur égale à celle d'une minute d'arc de méridien terrestre, soit 1 852 m.  
Unité de vitesse : le nœud, vitesse d'un navire qui parcourt un mille en une heure. Un nœud correspond à 46,3 km/h.

TABLEAU II

Fréquences d'émissions attribuées aux navires français de commerce et de plaisance dans la bande 1605/3800 kHz

Fréquences	Utilisation (kHz)
2182	fréquence internationale appel et détresse
2321	fréquence de travail « navires/navires ». Appel des stations côtières françaises
2506	Fréquence de travail « navires/côtières françaises » (à utiliser de préférence avec Boulogne radio, Saint-Nazaire radio et Grasse radio)
2167	Fréquence de travail « navires/côtières françaises » (à utiliser de préférence avec Brest-Le Conquet radio)
2153	Fréquence de travail « navires/côtières françaises » (à utiliser de préférence avec Marseille radio)
2049	Fréquence internationale de travail « navires/côtières » (à utiliser exclusivement avec les stations côtières étrangères)
1988	Fréquence de travail « navires de plaisance/Grasse radio »
3168	Fréquence de travail « navires/côtières »
3512	Fréquence de travail « navires/côtières »

**TABEAU III**

	fréquences kHz	indicatifs	portée en milles
Bassurelle	310,3	UL	50
Royal Sovereign	310,3	RY	50
Ailly	310,3	AL	50
Boulogne	310,3	BO	20
Gris Nez	310,3	GN	30
Dungeness	310,3	DU	30
Portland	291,9	PB	50
Ste-Catherine	291,9	CP	50
Antifer	291,9	TI	50
Le Havre	291,9	LH	30
Ver	291,9	ER	20
Gatteville-Barfleur	291,9	FG	70
Falls	305,7	FS	30
Tongue	305,7	GU	30
West Hinder	305,7	WH	20
Ostende	305,7	DE	50
Dyck	305,7	DK	30
East Goodwin	305,7	GW	20
Eddystone	298,8	DY	20
Start Point	208,8	SP	70
Casquets	298,8	QS	50
Roches Douvres	298,8	RD	70
Ile de Batz	298,8	BA	70
Lizard	298,8	LZ	70
Ile Eagle	308	GL	100
Mizen Head	308	MZ	200
Mull of Kintyre	308	KR	100
Ile Round	308	RR	200
Ile Tory	308	TY	200
Créac'h	308	CA	100
Eckmühl	303,4	UH	50
Les Baleines	303,4	BN	50
Sein	303,4	SN	50
La Coubre	303,4	LK	100
Pen-Men	303,4	GX	50
Belle-Ile	303,4	BT	100
Cherbourg (fort de 10)	312,6	RB	20
Calais	313,5	CL	5
Port en Bessin	313,5	BS	5
Boulogne	289,6	A ou N	5
St-Mathieu	289,6	SM	20
Corbière	305,7	CB	10
Lorient (Alignt)	294,2	Trait A ou N	10
St-Gildas	289,6	NZ	35
Concarneau	294,2	AO	10
Le Pilier	298,8	PR	10
Les Sables d'Olonne	291,9	SO	5
La Pallice	287,3	LP	5
La Rochelle	291,9	RE	5
Ile d'Yeu	312,6	YE	50
B X A	289,6	BX	5
Cap Ferret	296,5	FT	100
C. Machichaco	296,5	MA	100
Cap Mayor	296,5	MY	50
Lianes	301,1	IA	50
C. Penas	301,1	PS	50
Pt de Grave	308	VR	5

	fréquences kHz	indicatifs	portée en milles
Plonéis	257 A 1	FRQ	-
Lugo	258 A 1	LG	-
Cap Béar	287,3	BR	50
Sète	287,3	SE	50
Planier	287,3	PN	100
Port-de-Bouc	310,3	BO	10
Cap Couronne	303,4	CR	10
La Giraglia	308	GL	100
La Chiappa	308	CP	100
Pte Lividonia	308	PF	100
Sénétose	294,2	SE	100
La Revellata	294,2	RV	100
La Garoupe	294,2	GO	100
Tino	301,1	TO	70
Gênes	301,1	GV	70
Livourne	311,5	LI	10
Fiumara Grande	303,4	PO	100
Cap Ferro	303,4	CF	90
Cap Caccia	289,6	CR	100
Cap Sandalo	289,6	IP	100
Cap Bon	313,5	BN	200
Cap Caxine	313,5	CX	200
Porquerolles	313,5	PQ	200
Ile dei Cavoli	310,3	CO	100
Cap Blanc	310,3	BC	100
Ustica	310,3	UI	150
Mahon	291,9	MH	100
San Sébastian	291,9	SN	50

**Petit dictionnaire  
de Marine**

**A**

Accastillage : petit équipement de pont (taquets, pouliés, ...)

Aire de vent : chacune des 32 divisions, espacées de 11° 15' de la rose des vents

Alidade : instrument de visée qui permet de déterminer une direction par la lecture du gisement ou d'un relèvement d'un navire ou d'un amer

Allure : position d'un voilier par rapport au vent

Amer : objet remarquable, naturel ou non, servant de repère, le jour, pour la navigation en vue de terre

Amplitude : différence de hauteur d'eau entre une basse mer et la pleine mer suivante

Anémomètre : instrument indiquant la vitesse et la direction du vent

Anémographe : anémomètre enregistreur

Antenne : longue vergue oblique pour voile latine

Arriver : s'écarter volontairement de la direction d'où souffle le vent

Aulofée : mouvement par lequel un voilier se rapproche de la direction d'où souffle le vent

Axiomètre : appareil indiquant l'angle de barre (angle du safran du gouvernail avec la direction longitudinale du navire)

Azimut : angle que fait, dans le plan horizontal, la direction d'un objet observé avec la direction du Nord.

**B**

Babord : côté gauche du navire lorsqu'on regarde de l'arrière vers l'avant

(à suivre)

# Comprenez le fonctionnement des circuits intégrés logiques en réalisant:

## une mini-centrale de sécurité pour automobile

**A**PRÈS un tour d'horizon rapide sur les questions relatives à la normalisation, la symbolisation et la terminologie propres aux circuits logiques, paru dans le numéro 1557 du « Haut-Parleur », nous attaquons, ce mois-ci, l'« étude » des principales fonctions logiques élémentaires.

Nous tenons à avertir le lecteur qu'il ne trouvera pas ici un « cours » complet sur l'électronique logique mais une « approche » qui se veut aussi simple et pratique que possible pour « comprendre » le raisonnement logique qui est la base de la réussite des montages.

Nous formulons le vœu qu'après avoir lu ces lignes, nos lecteurs auront envie d'en savoir plus et consulteront avec fruit l'abondante et excellente bibliographie qui existe sur cette question.

Après avoir décrit le mécanisme théorique des fonctions logiques élémentaires, nous indiquerons quelles vérifications visuelles de cette théorie

pourront être réalisées avec le TTL Test-O-Scope (décrit dans les n°s 1544 et 1548 du H.P.) et le TTL Test-à-Diode (décrit dans le n°s 1553 du H.P.) (1).

Enfin, nous concrétiserons cette étude par la réalisation de la « mini-centrale de sécurité pour automobile » que nous vous avons annoncée.

Au fur et à mesure que nous avancerons dans l'étude des fonctions logiques de plus en plus complexes, nous proposerons un complément à cette « mini centrale de sécu-

rité », un dernier article en donnera la réalisation pratique avec les dessins des circuits imprimés.

### LES FONCTIONS LOGIQUES ÉLÉMENTAIRES

Nous étudierons successivement les fonctions ET, OU, ET-NON, OU-NON, opérateur, inverseur et nous aboutirons à une fonction déjà plus

complexe, le OU-EXCLUSIF.

**La fonction ET et la fonction OU** (AND et OR en terminologie anglo-saxonne).

Si nous considérons le montage de la figure 1, nous voyons que, pour que le voyant L soit allumé, il faut que **à la fois** les interrupteurs I1 et I2 soient fermés, sinon L reste éteint.

En arithmétique nous savons que, dans un produit, si un des facteurs vaut 0, le produit vaudra zéro.

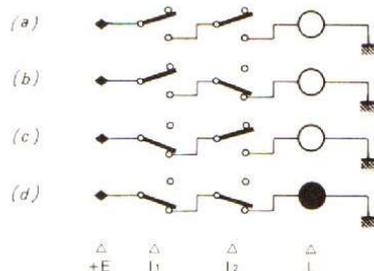


Fig. 1. - La fonction ET.

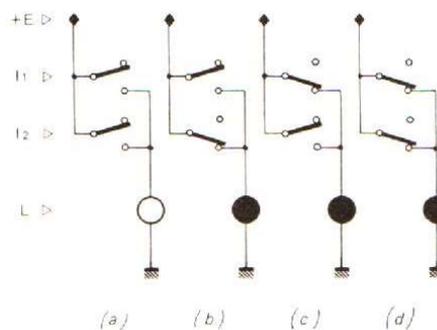


Fig. 2. - La fonction OU.

La fonction ET peut s'assimiler à un produit, en effet :

- si nous donnons la valeur 1 à la position de l'interrupteur I1 ou I2 et la valeur 0 à la position ouverte,

- si nous donnons la valeur 1 au voyant L allumé et la valeur 0 au voyant L éteint.

Nous pourrions vérifier que :

$$I1 \times I2 = L$$

- si I1 et I2 sont ouverts (fig. 1 a) on aura :

$$0 \times 0 = 0$$

donc L éteint,

- si I1 est ouvert et I2 fermé (fig. 1 b) on aura :

$$0 \times 1 = 0$$

donc L éteint,

- si I1 est fermé et I2 ouvert (fig. 1 c) on aura :

$$1 \times 0 = 0$$

donc L éteint,

- si I1 et I2 sont fermés (fig. 1 d) on aura :

$$1 \times 1 = 1$$

donc L allumé.

La fonction ET correspondra donc à un **produit**.

Imaginons, toujours avec les mêmes conventions ce qui se produirait si, au lieu d'une multiplication, nous effectuons une addition arithmétique :

$$I1 + I2 = L$$

On pourra pour

I1 et I2 ouverts

$$0 + 0 = 0$$

donc L éteint

I1 ouvert et I2 fermé

$$0 + 1 = 1$$

donc L allumé

I1 fermé et I2 ouvert

$$1 + 0 = 1$$

donc L allumé

I1 et I2 fermé

$$1 + 1 = 2$$

donc L allumé (et plutôt deux fois qu'une).

Nous voyons intuitivement qu'en regardant la figure 1 il y a incompatibilité.

L'« addition » ci-dessus ne correspondant pas à la fonction ET doit correspondre cependant à une autre fonction.

Nous voyons que le voyant L est allumé quand au **moins**

un des interrupteurs I1 ou I2 est fermé et à fortiori quand les deux sont fermés.

Nous avons en fait une fonction OU que nous pouvons représenter comme indiqué sur la figure 2, les quatre additions citées plus haut correspondant aux figures 2 a, 2 b, 2 c et 2 d.

Dans le cas de la figure 2 d, on voit toujours intuitivement que l'électronique n'est plus d'accord avec la logique, en effet, malgré l'équation :

$$1 + 1 = 2,$$

nous voyons que le voyant L ne sera pas **deux fois** allumé.

Comme nous avons donné, par convention, la valeur 1 au voyant L allumé, nous écrivons donc pour :

$$I1 + I2 = L$$

$$1 + 1 = 1$$

si vous êtes d'accord pour admettre cette équation, vous êtes sur la bonne voie.

En fait, en logique, les valeurs 0 et 1 que nous avons utilisés plus haut correspondront aux « états logiques »

des entrées et des sorties des circuits.

Si nous considérons deux variables logiques A et B, susceptibles de prendre les valeurs logiques 0 ou 1, correspondant aux positions des interrupteurs I1 et I2 des figures 1 et 2, nous pourrions écrire les équations des fonctions ET et OU de la façon suivante, la sortie correspondant à l'état du voyant L et donnant le résultat étant appelée Y :

fonction ET  $A \times B = Y$   
fonction OU  $A + B = Y$ ,

nous reviendrons plus loin sur ces équations logiques.

Bien entendu, le nombre de variables peut être supérieur à deux, la figure 3 montre les fonctions ET et OU de quatre variables.

Le raisonnement est en tout point identique au précédent.

Les équations s'écrivent alors :

fonction ET  $A \times B \times C \times D = Y$

Fonction OU  $A + B + C + D = Y$



Fig. 3. - Fonctions ET et OU à quatre variables.

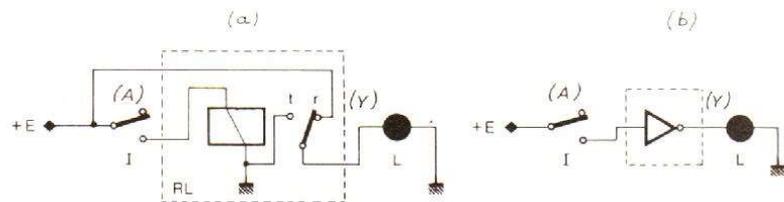


Fig. 4. - a) Le complément.

b) Une autre représentation du complément que nous emploierons pour d'autres schémas.

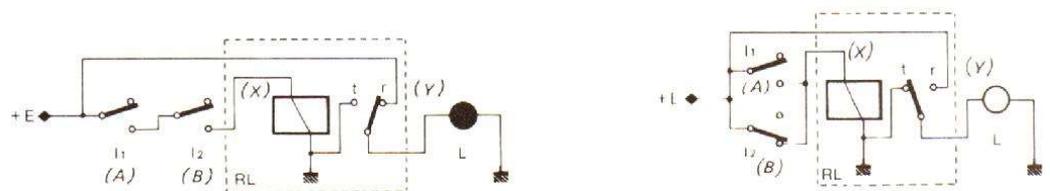


Fig. 5. - La fonction ET-NON (NAND).

Fig. 6. - La fonction OU-NON (NOR).

**Le complément d'une variable logique :**

Avant d'aborder les fonctions ET - NON et OU - NON, appelées en terminologie anglo-saxonne NAND et NOR, nous devons préciser la notion de complément.

Le complément d'une variable logique 0 ou 1 peut être considéré comme étant l'inverse logique de cette variable ainsi,

le complément de 0 est 1  
le complément de 1 est 0

Nous pouvons illustrer cette notion de complément en regardant le schéma de la figure 4.

Nous voyons que, en adoptant les mêmes conventions que ci-dessus,

- lorsque l'interrupteur I est ouvert (niveau logique 0) le relais RL n'est pas excité et le voyant L est allumé (niveau logique 1) ;

- lorsque l'interrupteur I est fermé (niveau logique 1) le relais est excité et le voyant L est éteint (niveau logique 0).

Nous avons ainsi réalisé une « inversion logique »

l'état logique de la sortie (voyant L) étant le **complément** de l'état logique de l'entrée (interrupteur I).

Le complément d'une variable A s'écrira par convention  $\bar{A}$ .

**Les fonctions ET - NON et OU - NON :**

Reprenons les schémas des figures 1 et 2 qui représentent les fonctions ET et OU.

Associons-les avec celui de la figure 4 comme l'indiquent les figures 5 et 6.

Examinons la figure 5.

Comme nous l'avons dit plus haut nous avons le droit d'écrire que :

$$A \times B = X$$

nous pouvons, en utilisant la notion de complément vue-cidessus, dire que :

$$\overline{A \times B} = \bar{X}$$

c'est-à-dire que le complément du « produit logique » de A et B est égal au complément du résultat c'est-à-dire X ; nous pouvons également écrire que :

$$Y = \bar{X}$$

donc nous en déduisons que :

$$\overline{A \times B} = Y$$

Nous avons ainsi réalisé une fonction ET - NON (NAND) dont la sortie est le

complément de la fonction ET.

En tenant le même raisonnement à partir de la figure 6, nous écrivons :

$$A + B = X$$

mais également

$$\overline{A + B} = \bar{X}$$

et  $\bar{X} = Y$

$$\overline{A + B} = Y$$

ce qui représente la fonction OU - NON dont la sortie est le complément de la fonction OU.

**L'utilisation des équations :**

**Attention**, l'apparente simplicité de ces formules cache quelques pièges dont il faut se méfier.

En effet, il serait tentant de dire que :

$$\overline{A \times B} = \bar{A} \times \bar{B}$$

Le schéma de la figure 7 montre qu'il s'agit de deux opérations différentes.

La figure 7 a montre le cas où on a A et B au niveau logique 0 donc X au niveau logique 0 et par conséquent Y au niveau logique 1 (L allumé).

La figure 7 b montre le cas où on a  $\bar{A}$  et  $\bar{B}$  au niveau logique 1 (complément de A et B), donc Y au niveau logique 1 (L

allumé) on pourrait donc être tenté de dire que l'équation :

$$\overline{A \times B} = \bar{A} \times \bar{B}$$

est juste.

Regardons les mêmes circuits des figures 7 c et 7 d.

On voit en 7 c que :

$\bar{A}$  est au niveau logique 0,  $\bar{B}$  est au niveau logique 1, donc X est au niveau logique 0 et par conséquent Y au niveau logique 1 (L allumé).

En 7 d, on voit que :

A est au niveau logique 1 B est au niveau logique 0 (complément de A et de B) donc Y est au niveau logique 0 (L éteint).

Ceci nous prouve que l'équation en question est fausse.

On doit donc se souvenir que le complément d'un produit logique n'est pas forcément égal au produit logique des compléments des mêmes variables.

Donc, pas de simplifications hâtives des formules.

Par contre, on peut passer d'une équation à l'autre de façon à simplifier les circuits comme nous allons essayer de l'expliquer par le schéma de la figure 8.

La figure 8 a montre les quatre combinaisons possibles pour les variables A et B pour

réaliser la fonction ET - NON,

$$\overline{A \times B} = Y$$

La figure 8 b montre les quatre combinaisons possibles pour les compléments des mêmes variables A et B pour réaliser la fonction OU,

$$\bar{A} + \bar{B} = Y$$

nous voyons que l'état logique de Y (voyant L allumé ou éteint) est le même en 8 a et 8 b pour chaque cas de figure.

Ceci illustre une des possibilités de simplification des équations.

On a le droit de dire :

« Le complément d'un produit logique de n variables est égal à la somme logique des compléments de ces mêmes n variables. »

De même, on pourrait démontrer que :

$$\overline{A + B} = \bar{A} \times \bar{B}$$

Ce qui permet de dire que :

« Le complément d'une somme logique de n variables est égal au produit logique des compléments de ces mêmes n variables. »

Nous retrouvons ici les deux théorèmes de Morgan, que nous utiliserons très fréquemment (et même sans s'en douter) en logique.

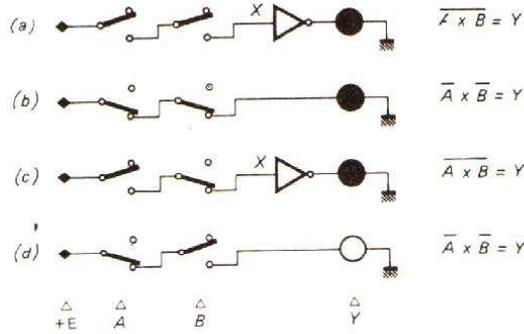


Fig. 7 a, b, c et d : La fonction  $\overline{A \times B}$  n'est pas égale à la fonction  $\bar{A} \times \bar{B}$ .

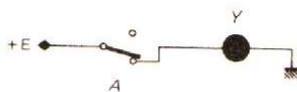


Fig. 9. - L'opérateur.

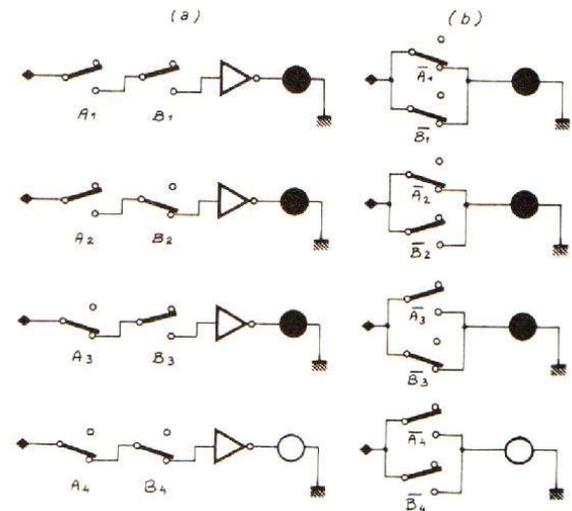


Fig. 8. - Les théorèmes de Morgan.

- a) la fonction  $\overline{A \times B}$  est égale à
- b) la fonction  $\bar{A} + \bar{B}$ .

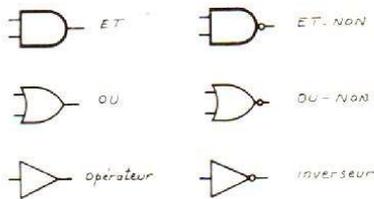


Fig. 10. - La symbolisation des fonctions élémentaires.

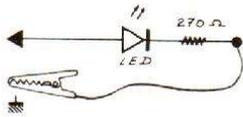


Fig. 11 : Le témoin logique à diode LED.  
Nota : 1/8 W pour la résistance sera suffisant.

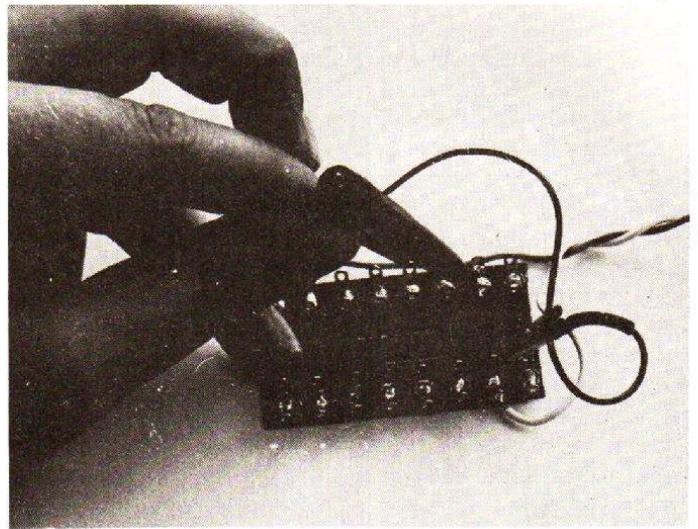


Fig. 11 bis - photo : Le montage de la figure 11 a été placé dans le corps d'un stylo à bille usagé.

### Les opérateurs et les inverseurs :

Nous les avons pratiquement vus dans les chapitres précédents, pour résumer, on pourrait assimiler un opérateur à l'interrupteur I de la figure 9 en écrivant  $Y = A$ .

Quant à l'inverseur, en fait il correspond à la fonction « complément » représentée figure 4 en écrivant  $Y = \bar{A}$ .

Bien entendu ils ont souvent également pour rôle de fournir la « puissance » nécessaire pour commander d'autres circuits.

La figure 10 rappelle la symbolisation des fonctions que nous venons de voir.

### L'analyse dynamique du fonctionnement des circuits :

Pour visualiser de façon dynamique le fonctionnement des circuits logiques qui réalisent les fonctions vues plus haut, nous utiliserons, soit le TTL-O-Scop soit le TTL Test-à-Diode selon les moyens dont nous disposons.

A défaut de ces deux appareils, nous pourrions utiliser des « témoins logiques » comme indiqué sur la figure 11. La photo 11 bis montre notre réalisation d'un témoin logique à partir du corps d'un stylo à bille.

La première chose à connaître est le brochage du circuit intégré qui réalise la fonction

que nous allons étudier, nous rappelons les principaux brochages figure 12.

Ensuite il sera utile de réaliser un petit montage avec de la barrette à cosses et un support pour CI DIL 14 broches comme indiqué figure 13, et sur la photo 13 bis.

### Exemple de visualisation avec une fonction OU - NON à deux variables :

Le circuit qui permet cette fonction (quatre fois dans le même boîtier) est le SFC402.

### Avec le TTL Test-O-Scope

- nous mettrons cet appareil en service comme nous l'avons indiqué dans l'article donnant sa description ;
- nous placerons un SFC402 sur le support de la figure 13 ;
- nous relierons les broches 7 et 14 de ce support à l'alimentation 0 V et 5 V ;
- nous relierons deux entrées d'un élément OU - NON du SFC 402 aux signaux issus des 2 « génésilog » (générateur de signaux logiques intégrés dans le TTL

Test-O-Scope ; aux entrées E12 et E13 du TTL Test-O-Scope ;

- nous relierons la sortie correspondante de l'élément OU - NON du SFC402 à l'entrée E11 du TTL Test-O-Scope.

En réglant la fréquences des « génésilog » à des valeurs différentes, nous obtiendrons des diagrammes du genre de celui de la figure 14.

**Avec le TTL Test-à-Diode,**  
- nous placerons le CI SFC402 sur le support prévu à cet effet ;

- nous réaliserons les connexions comme indiqué dans la description du TTL Test-à-Diode en respectant le brochage ;

- à la mise sous tension, nous obtiendrons la visualisation de la table de vérité de la fonction OU - NON comme l'indique la figure 15.

**Avec des témoins logiques de la figure 11,**

- le SFC402 sera monté sur le support de la figure 11.

- les broches 7 et 14 serviront à l'alimentation comme nous l'avons dit plus haut ;

- un témoin logique sera connecté à chacune des deux entrées et à la sortie de l'élément du SFC402 que nous utiliserons ;

- nous relierons successivement les deux entrées A et B

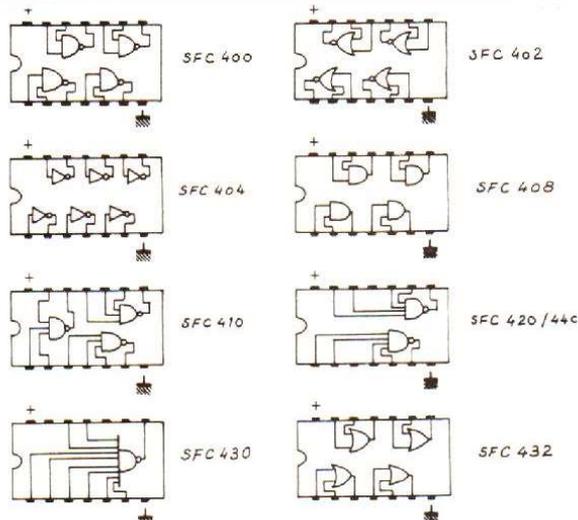


Fig. 12. - Brochages de quelques fonctions ET, OU, ET-NON, OU-NON et inverseur. Les circuits à « collecteurs ouverts » seront examinés ultérieurement. Les brochages sont représentés « vu de dessus », les connexions sont numérotées de 1 à 14 dans le sens trigonométrique à partir de l'encoche, la broche 14 étant celle de l'alimentation + 5 V.

soit au +5 V soit au 0 V comme l'indique la table de la figure 16. Pour chaque cas, les témoins logiques restitueront l'état des entrées et de la sortie, allumés pour le niveau logique 1, éteint pour le niveau logique 0.

Les autres fonctions se visualisent en suivant le même processus.

La figure 17 indique les types de diagrammes et de tables de vérité que l'on doit trouver.

### La mini-centrale de sécurité pour l'automobile :

L'application des fonctions élémentaires que nous venons d'étudier ci-dessus nous a amené à imaginer une réalisation simple mais pouvant correspondre à une application intéressante.

Nous avons pensé que l'automobile était un sujet intéressant nombre d'amateurs.

C'est en remarquant que nombre d'automobiles roulaient avec des ampoules de

signalisation ne fonctionnant pas que nous avons conçu la première partie de ce montage.

La centrale de sécurité aura donc pour but dans un premier temps de visualiser sur un petit tableau de bord des informations telles que :

- portières non fermées,
- ceintures de sécurité non attachées,
- frein à main serré, etc,
- des indications « ampoules grillées » ou « non alimentées »,
- tout autre indication intéressant de près ou de loin la sécurité.

Cette réalisation étant une application des fonctions que nous étudierons, nous la compléterons au fur et à mesure avec des circuits de plus en plus complexes (compteurs, mémoires, etc.) pour arriver à un ensemble complet.

### Le recueil des informations :

Il est nécessaire de recueillir les informations que nous voudrions utiliser et de les

adapter pour les rendre compatibles avec les CI TTL que nous allons utiliser.

Nous les trouverons :

- soit pratiquement toutes faites, ce sera le cas des indications fermeture portières, dans ce cas, l'adaptation consistera à en limiter le niveau avec un montage très simple comme celui de la figure 18 ;

- soit à réaliser soi-même, ce sera le cas des ceintures de sécurité : pour cela on pourra réaliser le montage de la figure 19, la boucle métallique de verrouillage servant de court-circuit pour obtenir l'information logique ;

- soit à élaborer de façon un peu plus complexe, ce sera le cas de la détection des défauts dans les dispositifs d'éclairage et de signalisation.

Ces deux premiers types de captage des informations seront détaillés au niveau de la réalisation finale.

Nous allons par contre examiner le système de détection des défauts d'éclairage.

De plus, cela nous amènera à découvrir une nouvelle fonction logique le OU - EXCLUSIF.

### La détection des défauts d'éclairage :

Nous avons voulu détecter deux types de défauts :

- ampoule grillée,
- ampoule non alimentée (fil coupé).

Pour cela, nous avons réalisé le montage de la figure 20 que nous allons analyser. Comment ce circuit va-t-il fonctionner ?

Prenons le cas du CII complètement dessiné sur la figure. Nous voyons que :

- l'entrée A est reliée à un réseau comprenant R11, D11, L1 et D12 ;
- l'entrée B est reliée à un réseau commun aux quatre CI comprenant R5, D51, D52 et L5.

### 1<sup>er</sup> cas de figure :

Les quatre lampes L1 à L4 ne sont pas alimentées par le

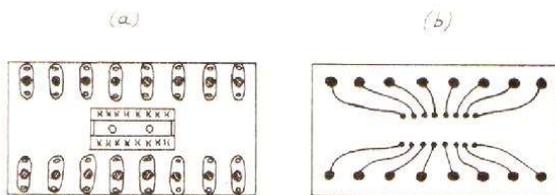


Fig. 13. - Montage du support pour CI DIL sur un morceau de barrette à cosses. Nota : nous avons utilisé ici un support à 16 broches.

- a) vue de dessus,  
b) vue de dessous côté câblage - on placera avantageusement un adhésif isolant de ce côté.

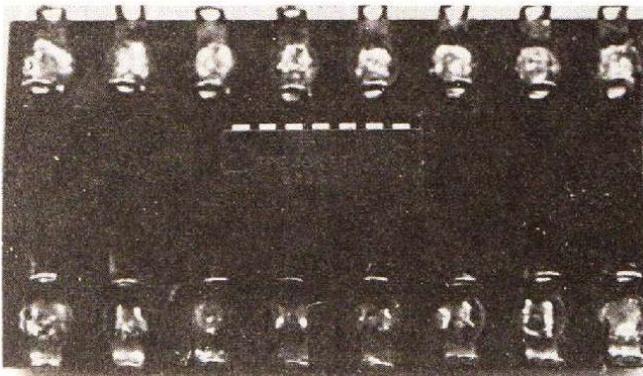


Fig. 13 bis - photo : Le montage de la figure 13.

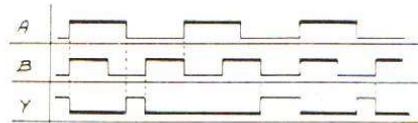


Fig. 14. - Diagramme des signaux pour la fonction OU-NON (SFC402) que l'on peut observer sur l'oscilloscope à l'aide du TTL Test-O-Scope.

Entrées	A	■	□	■	■	
B	□	□	■	■	■	■
Sortie	Y	■	□	□	□	□

Fig. 15. - Table de vérité de la fonction OU-NON obtenue avec le TTL Test-à-Diode. Diode LED allumée = niveau logique 1 ; diode LED éteinte = niveau logique 0.

On applique sur	Entrée A	■	+5v	■	+5v	■
	Entrée B	■	■	+5v	+5v	
on voit sur	Sortie Y	■	□	□	□	□

Fig. 16. - Table de test de la fonction OU-NON avec des témoins logiques de la figure 11. Diode LED allumée = niveau 1 ; diode LED éteinte = niveau logique 0.

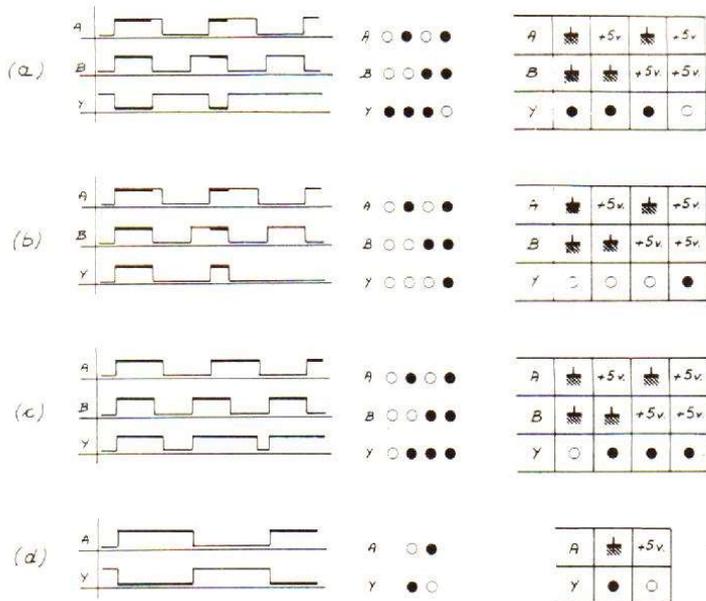


Fig. 17. - Même légende que pour les figures 14, 15 et 16 pour d'autres fonctions.  
 a) la fonction ET-NON (SFC400).  
 b) la fonction OU (SFC 432).  
 d) la fonction inverseur (SFC 404).

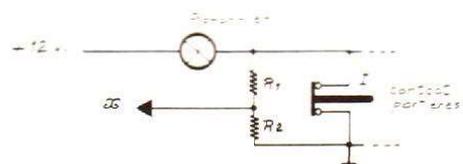
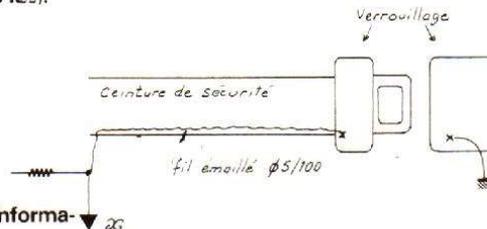


Fig. 18. - Prélèvement de l'information logique TTL - exemple de l'information.  
 Portières fermées.  
 - en x on recueille : un niveau logique 1 pour UNE portière ouverte, un niveau logique 0 pour TOUTES les portières fermées à condition qu'elles soient munies d'un interrupteur I.  
 - en x on devra avoir pour un niveau logique 1, une tension de l'ordre de + 4 V, pour l'obtenir on prendra  $R_2 = 2 R_1$  (par exemple  $R_1 = 1,5 k\Omega$  et  $R_2 = 3 k\Omega$ ).

Fig. 19. - Exemple de prélèvement de l'information « ceintures de sécurité bouclées » :  
 - en x on recueille : un niveau logique 0 pour ceinture NON bouclée ; un niveau logique 1 pour ceinture bouclée. Le fil émaillé de 5/100 ne devra pas altérer les caractéristiques de sécurité de la ceinture.



+ 12 V (feux de position éteints par exemple)

**L'entrée A :**

1) est au niveau logique 0 si le filament de L1 n'est pas coupé, par l'intermédiaire de D11 (la tension A est alors de l'ordre de 0,8 V),

2) est au niveau logique 1 si le filament de L1 est coupé, par l'intermédiaire de R11 qui est reliée au + 15 V (la tension en A est alors de l'ordre de 4 V).

**L'entrée B :**

Est toujours au niveau logique 0 par l'intermédiaire de D52 et L5 (dont le filament présente dans ce cas une résistance quasi-nulle).

**2<sup>e</sup> cas de figure :**

Les quatre lampes L1 à L4 sont alimentées par le + 12 V (feux de position allumés par exemple).

**L'entrée A :**

1) est au niveau logique 1 si le + 12 V atteint la lampe L1, à ce moment, D11 bloque le + 12 V vers A et R11 la maintient au niveau 1,

1 bis) est au niveau logique 1 si le + 12 V n'atteint pas la lampe L1 (fil coupé) ET si le filament de L1 est coupé ce

qui est un cas assez rare (voir 1<sup>er</sup> cas de figure),

2) est au niveau logique 0 si le + 12 V n'atteint pas la lampe L1 (fil coupé) ET si le filament de L1 est en bon état.

**L'entrée B :**

Est toujours au niveau logique 1 par l'intermédiaire de R5 et D51 (zener 4,7 V) la tension en X est alors de l'ordre de 4,7 V, le courant débité dans L5 est alors suffisant pour augmenter la résistance de son filament.

Quel va être le fonctionnement de CII ?

Ecrivons la table de vérité de ce circuit comme indiqué figure 21. Nous voyons qu'en F, l'état de la sortie est au niveau logique 0 quand les entrées A et B sont toutes les deux au même niveau logique (0 ou 1). L'état de la sortie F est au niveau logique 1 quand l'entrée A est le complément de l'entrée B (l'entrée B étant évidemment le complément de l'entrée A).

Nous avons réalisé ainsi une nouvelle fonction appelée OU-EXCLUSIF (qui est réalisée en fait par un circuit intégré spécifique : le SFC486). Nous examinerons cette fonc-

tion et ses applications dans les chapitres suivants.

L'équation logique du OU-EXCLUSIF s'écrit :

$$A + B = Y$$

Revenons à notre circuit en examinant à quoi correspondent nos cas de figure.

1) Si nous considérons le cas où l'installation électrique de notre voiture est correcte et que le + 12 V n'est pas appliqué aux lampes que nous voulons vérifier :

- si le filament de L1 n'est pas coupé, nous aurons sur l'entrée A un niveau logique 0 et sur l'entrée B un niveau logique 0 donc un niveau logique 0 sur la sortie F, par conséquent, **la diode LED D13 ne sera pas allumée,**

- si le filament de L1 est coupé, nous aurons sur l'entrée A un niveau logique 1 et sur l'entrée B un niveau logique 0 donc un niveau logique 1 sur la sortie F et **la diode LED D13 sera allumée** ce qui indiquera le défaut.

2) Si nous agissons sur la commande de notre voiture permettant l'allumage des

lampes L1 à L4, le + 12 V est envoyé sur celles-ci :

- si la lampe L1 reçoit le + 12 V et si son filament n'est pas coupé, nous aurons un niveau logique 1 sur l'entrée A et un niveau logique 1 sur l'entrée B donc un niveau logique 0 sur la sortie F et **la diode LED D13 sera éteinte** indiquant le défaut,

- si nous sommes dans la configuration précédente mais que le filament de L1 est également coupé, nous aurons un niveau logique 1 sur l'entrée A de même que sur l'entrée B donc la sortie F étant au niveau logique 0, **la diode LED D13 sera éteinte.**

Nous pouvons en déduire que dans tous les cas, la diode LED D13 allumée indiquera un défaut relatif à la lampe L1.

Nous voyons également que le test « filament coupé » devra s'effectuer lampes non alimentées et que le test « lampe non alimentée » devra se faire lampes théoriquement alimentées et ne sera valable que si le filament n'est pas coupé. Ce cas assez rare ne nous gênera cependant pas

car il suffira de procéder à ces tests dans l'ordre.

Nous nous limiterons pour le moment à la visualisation des défauts par les diodes LED.

Nous pourrons les disposer comme l'indique la figure 22 en attendant les extensions que nous décrirons plus tard. Le diagramme de la figure 23 et sa légende indique les cas de figure que nous avons développé plus haut.

## B. DOUTREMEPUICH

(à suivre)

### LE TTL-TEST A DIODE RECTIFICATIF

Dans le numéro 1553 du H.P., nous avons décrit le système de visualisation d'une table de vérité.

Au chapitre « Le circuit de visualisation », nous indiquons notamment à propos de la figure 4 :

Sur cette figure nous voyons que les conditions pour que la diode LED « Q<sub>B</sub> » soit allumée sont : « Q » au niveau logique 0 et « B » au-

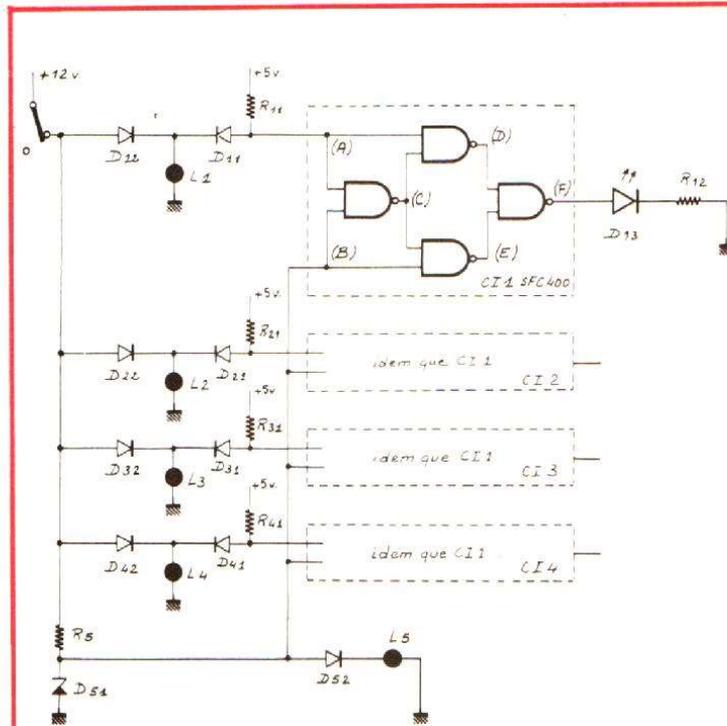


Fig. 20. - Le circuit de « contrôle » de l'information « lampes grillées » ou « lampes non-alimentées » pour quatre ampoules (clignotants, feux de position). Ce montage sera détaillé dans le chapitre « Réalisation Pratique » qui sera publié ultérieurement, cependant, afin de pouvoir l'expérimenter, nous indiquons les valeurs des composants :

- CI1 à CI4 : SFC 400.
- R11, R21, R31, R41 : 4,7 kΩ.
- R5 : 270 Ω.
- R12, R22, R32, R42 : 220 Ω à 180 Ω.
- D11, D21, D31, D41, D52 : 1N3063.
- D12, D22, D32, D42 : modèles selon puissance de L1 à L4.
- D13, D23, D33, D43 : diodes LED standard.
- D51 : (zener) BZX85 C4V7.
- L1 à L4 : équipement de l'automobile.
- L5 : lampe 48 V 3 W.

Opérations	A	B	C = A × B	D = A × C	E = B × C	F = D × E
$\overline{A \times B}$	0	0	1			
	1	0	1			
	0	1	1			
	1	1	0			
$\overline{A \times C}$	0		1	1		
	1		1	0		
	0		1	1		
	1		0	1		
$\overline{B \times C}$		0	1		1	
		1	1		0	
		1	0		1	
		1	1		1	
$\overline{D \times E}$	0	0		1	1	0
	1	0		0	1	1
	0	1		1	0	1
	1	1		1	0	0

Fig. 21. - Table de fonctionnement de CI 1 de la figure 20 (fonction OU-EXCLUSIF). On voit sur cette table que la sortie F n'est au niveau logique 0 que lorsque A = B au niveau logique 0 ou et seulement ou A = B au niveau logique 1.

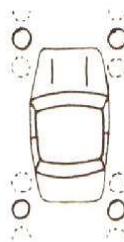


Fig. 22. - Possibilité de disposition des diodes LED D13, D23, D33 et D43.

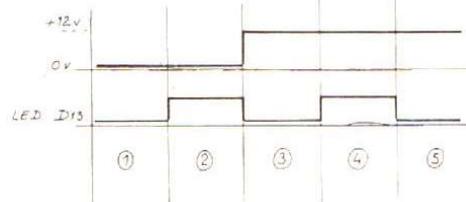


Fig. 23. - Diagramme de fonctionnement de CI 1 de la figure 20.

- 1) filament de L1 non grillé + 12 V non appliqué à L1 : LED D13 éteinte,
- 2) filament de L1 coupé + 12 V non appliqué à L1 : LED D13 allumée : défaut,
- 3) + 12 V appliqué à L1, + 12 V atteint L1 : LED D13 éteinte,
- 4) + 12 V appliqué à L1, + 12 V n'atteint pas L1 (filament bon) : LED D13 allumée : défaut,
- 5) + 12 V appliqué à L1, + 12 V n'atteint pas L1 et filament de L1 coupé (cas très rare) : LED D13 éteinte.

niveau logique 1... Or, afin de pouvoir allumer simultanément les trois diodes d'une rampe P, Q, R ou S, nous avons été amenés à ajouter les transistors Tp, Tq, Tr et Ts comme nous l'indiquons dans le renvoi (I) au bas de la page 184.

En fait, notre plume n'a pas suivi fidèlement notre fer à souder et nous prions nos lecteurs de nous en excuser.

En effet, pour allumer la diode LED « Q<sub>B</sub> », il faut que la sortie « Q » soit au niveau logique 1 et « B » également au niveau logique 1 ce que nous avons effectivement réalisé sur le circuit imprimé des figures 8 et 9. Sur ce circuit imprimé, nous voyons en effet que les signaux issus du SFC 442 alimentant les rampes P, Q, R et S sont inversés par quatre éléments d'un SFC 404 afin de compenser l'inversion introduite par les transistors Tp à Ts.

Pour une bonne compréhension du fonctionnement du montage, nos lecteurs pourront :

- soit supprimer « par la pensée » les transistors Tp à Ts et dans ce cas le texte initial de l'article est correct,
- soit ajouter quatre inverseurs dans les sorties P, Q, R et S du SFC 442 de la figure 7 et lire : pour que la diode Q<sub>B</sub> soit allumée, il faut que « Q » soit au niveau logique 1 et « B » au niveau logique 1, le diagramme de la figure 6 étant celui des sorties du SFC 442.

Enfin, nous remercions les lecteurs qui nous ont signalé cette anomalie et nous restons bien entendu à votre disposition pour toute information.

# SÉLECTION DE CHAINES HIFI



## CHAINE PIONEER 7730

Cette chaîne comprend :  
un tuner-amplificateur Pioneer 7730,  
une table de lecture Thorens TD 166,  
deux enceintes Martin Laboratory  
MKII  
ou deux enceintes ESS Tempest III.

### Le tuner-amplificateur Pioneer 7730.

Gammes : PO - FM.  
Sensibilité FM :  $1,9 \mu\text{V}$ .  
Sélectivité : 60 dB.  
Rapport signal/bruit : 70 dB.  
Distorsion harmonique : mono : 0,2 % ;  
stéréo : 0,4 %  
Réponse en fréquence : 20 à 15 000 Hz (+  
0,2 dB, - 2 dB).  
Séparation stéréo : 40 dB (à 1 000 Hz).

Sensibilité AM :  $15 \mu\text{V}$ .  
Rapport signal/bruit : 50 dB.

### La table de lecture Thorens TD 166.

Vitesses : 33 1/3 et 45 trs/mn.  
Moteur 16 pôles à vitesse lente, poulie à  
embrayage pour démarrage instantané.  
Plateau en alliage de zinc.  
Pleurage et scintillation : 0,06 % (pondéré).  
Ronronnement : - 43 dB (non pondéré),  
- 65 dB (pondéré).  
Dimensions : 442 x 358 x 150 mm.

### L'enceinte acoustique Martin Labora- tory MK II.

Puissance max. : 50 W.  
Bande passante : 34 à 18 000 Hz.

Impédance :  $8 \Omega$ .

Équipement : boomer de 25 cm ; médium  
de 10 cm à suspension acoustique et à  
membrane curviligne ; tweeter à chambre  
de compression.

Potentiomètre de réglage pour aigu et  
médium.

Dimensions : 540 x 310 x 250 mm.

### L'enceinte acoustique ESS Laboratory III.

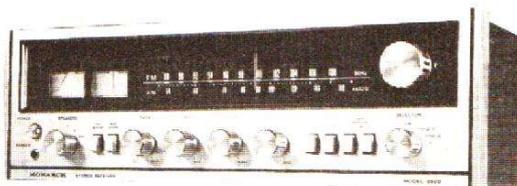
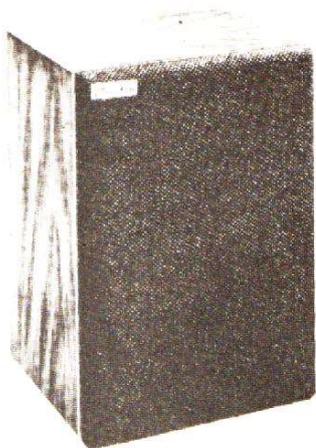
Puissance : 40 W.

Impédance :  $6 \Omega$ .

Fréquence de transition : 1 500 Hz.

Réponse en fréquence : 41 à 25 000 Hz.

Dimensions : 558 x 311 x 269 mm.



### CHAINE SANSUI 661

Cette chaîne comprend :  
un tuner-amplificateur Sansui 661,  
une platine tourne-disque Sansui  
SR1050C,  
deux enceintes acoustiques Martin  
micro max.

#### Le tuner-amplificateur Sansui 661.

##### Partie tuner :

Gammes : PO - FM.

Sensibilité FM:  $2,2 \mu\text{V}$ .

Distorsion harmonique : 0,7 % (stéréo).

Rapport signal/bruit : 60 dB.

##### Partie amplificateur :

Puissance : 2 x 20 W/8  $\Omega$ .

Distorsion harmonique :

Rapport signal/bruit : 70 dB (phono).

Courbe de réponse : 15 à 30 000 Hz (+ 1,  
- 2 dB).

Diaphonie : 45 dB (phono).

Entrées : phono :  $2,5 \text{ mV}/50 \text{ k}\Omega$  ; aux. :

$100 \text{ mV}/50 \text{ k}\Omega$  ;

magnéto :  $100 \text{ mV}/50 \text{ k}\Omega$

Dimensions : 444 x 135 x 300 mm.

#### La platine tourne-disque Sansui SR1050.

Moteur synchrone 4 pôles (hystérésis).

Vitesses : 33 1/3 et 45 tours/minute.

Plateau de 301 mm de diamètre.

Pleurage et scintillement : 0,07 %.

Rapport signal/bruit : 40 dB.

Dimensions : 190 x 440 x 350 mm.

#### L'enceinte acoustique Martin Micro-max.

Puissance max. : 45 W.

Bande passante : 38 à 18 000 Hz.

Impédance : 8  $\Omega$ .

Équipement : boomer de 21 cm à suspension  
acoustique ; 1 tweeter à chambre de  
compression.

Dimensions : 450 x 260 x 240 mm.

### CHAINE MONARCH 5500

Cette chaîne comprend :

un tuner-amplificateur Monarch 5500,

une table de lecture Akai AP001,

deux enceintes Martin Micromax.

#### Le tuner-amplificateur Monarch 5500.

##### Partie tuner :

Gammes : PO - FM.

Sensibilité FM :  $1,8 \mu\text{V}$ .

Réponse en fréquences : 20 à 15 000 Hz  
 $\pm 0,5 \text{ dB}$ .

Distorsion harmonique :  $< 0,5 \%$ .

Séparation stéréo :  $> 35 \text{ dB}$  à 1 000 Hz.

Sensibilité AM :  $15 \mu\text{V}$ .

#### Partie amplificateur :

Puissance : 2 x 25 W/8  $\Omega$ .

Distorsion harmonique :  $< 0,5 \%$ .

Réponse en fréquence : 20 à 60 000 Hz  
 $\pm 1,5 \text{ dB}$ .

Rapport signal/bruit : phono : 60 dB ;  
aux. : 70 dB.

Entrées : phono :  $2,5 \text{ mV}/50 \text{ k}\Omega$  ; aux. :  
 $150 \text{ mV}/100 \text{ k}\Omega$  ; magnétophone :  
 $150 \text{ mV}/40 \text{ k}\Omega$ .

Alimentation : 110/220 V 50 Hz.

Dimensions : 416 x 137 x 314 mm.

#### La table de lecture Akai AP001.

Platine manuelle équipée d'un plateau en  
aluminium moulé de 300 mm de diamètre  
et d'un poids de 1,1 kg.

Entraînement par courroie.

Moteur synchrone 4 pôles.

Vitesses 33 1/3 et 45 tours/mn.

Pleurage et scintillement :  $< 0,09 \%$ .

Rapport signal/bruit :  $> 47 \text{ dB}$ .

Longueur du bras : 220 mm.

Relève-bras hydraulique.

Dimensions : 445 x 350 x 140 mm.

#### L'enceinte acoustique Martin Mixro-max.

(Voir chaîne Sansui 661).

# NOTRE COURRIER TECHNIQUE

par R.-A. RAFFIN

**RR-4.14 - M. Rodolphe FLORENS, 82 Montauban, nous demande le schéma d'un stroboscope pour spectacle.**

Un tel appareil a fait l'objet d'une description qui a été publiée dans notre numéro 1247 (page 81) auquel nous vous prions de vous reporter.

**RR-4.15-F - M. Gérard TEISSEIRE, 84 Avignon, nous demande des renseignements :**

1) Au sujet d'un montage à déclenchement de relais qui fonctionne bien sur pile de 12 V, mais dont le fonctionnement est hésitant avec une alimentation sur secteur ;

2) Au sujet du chenillard décrit dans le numéro 1379 ;

3) Sur le brochage du transistor 2N 6027.

1) Cela indique que la tension continue à la sortie de l'alimentation secteur doit être très légèrement inférieure à la tension de la pile de 12 V.

Sur votre alimentation, il faut considérer la diode Zener. Ces diodes ont des tolérances de fabrication ;

A G K



Fig. RR-4.15.

dans le cas présent, cela peut aller de 11,4 à 12,6 V. Essayez donc de choisir une diode Zener dont la tension voisine 12,6 V plutôt que 11,4 V. Autre solution : utilisez une diode Zener 13 ou 15 V.

Vous pouvez également modifier très légèrement la polarisation de base du transistor commandant le relais afin d'obtenir un collage plus franc de ce dernier.

2) Le schéma de branchement du P.U.T. que vous nous soumettez est incorrect. L'électrode appelée gate (ou porte) est bien celle qui est représentée par une connexion oblique aboutissant au point commun R 22 R 23.

Nous n'avons pas trouvé les caractéristiques des triacs SC 141 D que vous vous proposez d'utiliser ; mais tout triac 400 V 6 A courant peut convenir.

Les transistors BC 387 peuvent se remplacer par le type correspondant BC 337.

3) Brochage du transistor unijonction type 2 N 6027 ; voir figure RR-4.15.

**RR-4.17 - M. Patrick SPAETER, 57 Creutzwald, nous demande les utilisations possibles des circuits intégrés TAA 790 et TBA 920.**

Le circuit intégré TAA 790 est un générateur contrôlé d'impulsions de séparation et

de synchronisation « lignes ».  $V_0 = 8 \text{ V}$  ;  $R_0 = 1 \text{ k}\Omega$  ;  $F = 15,6 \text{ kHz}$ . Boîtier TO 116 ou MP 50.

Le circuit intégré TBA 920 est un oscillateur de lignes pour TV noir et blanc ou couleur. Ce composant remplit les fonctions suivantes :

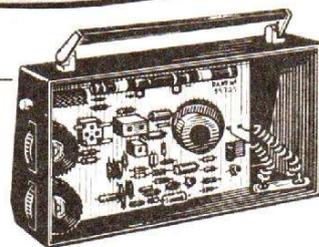
- séparateur des signaux de synchronisation ;
- porte de bruit (en C.C.I.R.) ;
- oscillateur de lignes ;

- comparateur de phase entre l'impulsion de synchronisation de lignes et le signal de l'oscillateur ;

- comparateur de phase entre l'impulsion de retour « lignes » et le signal de l'oscillateur ;

- constante de temps et gain de boucle modifiables permettant la reproduction des enregistrements vidéo sur bande magnétique, et une plus grande rapidité d'établisse-

## 1<sup>re</sup> leçon gratuite!

Sans quitter vos occupations actuelles et en y consacrant 1 ou 2 heures par jour, apprenez

### LA RADIO ET LA TELEVISION

qui vous conduiront rapidement à une brillante situation.

- Vous apprendrez MONTAGE, CONSTRUCTION ET DEPANNAGE de tous les postes.
- Vous recevrez un matériel de qualité qui restera votre propriété.

Pour que vous vous rendiez compte, vous aussi, de l'efficacité de notre méthode, demandez aujourd'hui même, sans aucun engagement pour vous, la

*1<sup>re</sup> leçon gratuite!*

Si vous êtes satisfait, vous ferez plus tard des versements minimes à la cadence que vous choisirez vous-même. A tout moment, vous pourrez arrêter vos études sans aucune formalité.

SI VOUS HABITEZ EN FRANCE, POSSIBILITE D'ETUDES GRATUITES AU TITRE DE LA FORMATION CONTINUE.

STAGES PRATIQUES SANS SUPPLEMENT

DOCUMENTATION SEULE gratuitement sur demande  
DOCUMENTATION + 1<sup>re</sup> LEÇON GRATUITE

- contre 3 timbres à l F (France)
- contre 4 coupons-réponse (Etranger).

**INSTITUT SUPERIEUR DE RADIO-ELECTRICITE**  
ETABLISSEMENT PRIVE

ENSEIGNEMENT A DISTANCE TOUTS NIVEAUX (MEMBRE DU S.N.E.C.)

27 bis, RUE DU LOUVRE, 75002 PARIS (Métro: Sentier)  
TELEPHONE: 231.18.67

ment du régime permanent ;  
— étage de sortie permettant la commande de tubes, de transistors ou de thyristors.

$V_{al} = +12\text{ V}$  ; entrée vidéo = 3 V crête à crête ; niveau d'entrée de l'impulsion de retour de lignes =  $\pm 1\text{ V}$  ; tension de sortie des impulsions de synchronisation = +10 V ; niveau de sortie des impulsions pour la commande des étages de puissance = 10 V ; courant de crête de sortie = 200 mA ; largeur de l'impulsion de sortie = 12 à 32  $\mu\text{s}$  ; boîtier SOT 38.

Comme vous avez pu en juger, il s'agit donc de circuits intégrés très particulièrement conçus pour les récepteurs de télévision, et il n'est guère pensable de chercher à les destiner à d'autres utilisations.

**RR-4.18 - M. Gérard DAURIAC, 31 Tournefeuille, nous demande les correspondances des transis-**

**tors 2 SB 370, 2 SB 170 et du circuit intégré type HA 1319.**

Correspondances :

**2 SB 170** : AC 125, AC 151, AC 122, OC 304.

**2 SB 370** : AC 132, AC 152, OC 318, AC 131/30, AC 184, 2 N 525.

Par contre, nous n'avons trouvé aucun renseignement concernant le circuit intégré HA 1319.

**RR-4.19 - M. Jean-François MERCIER, 37 Château-la-Vallier, nous dit que le circuit intégré type MC 3302 P est très difficile à se procurer...**

Nous ne le pensons pas. En fait, ce circuit intégré MC 3302 P, quadruple amplificateur opérationnel, est fabriqué par Motorola. En conséquence, le mandataire de cette firme doit pouvoir vous le fournir :

S.C.A.I.B., 15-17, avenue de Ségur, 75007 Paris.

**RR-4.20 - M. Pierre FILLION, 91 Savigny-sur-Orge, nous signale avoir construit divers dispositifs à triac et nous signale que les triacs claquent (court-circuit) lorsqu'il monte un condensateur de déparasitage à leurs bornes.**

Votre observation ne nous surprend nullement. C'est bien connu, le fait de connecter **directement** un condensateur en parallèle sur un triac provoque souvent sa destruction ; ou alors, il faudrait employer un triac présentant une tension directe récurrente à l'état bloqué d'une valeur très élevée. En fait, il faut toujours intercaler en série avec le condensateur, soit une résistance, soit une inductance.

Nous vous rappelons que le déparasitage des dispositifs à triacs a fait l'objet d'articles publiés dans nos revues suivantes :

— H.P. N° 1291 (p. 65), 1334 (p. 232), 1338 (p. 232), 1511 (p. 189).

— Electronique Professionnelle N° 1389 (p. 43).

**RR-4.21 - M. BOURGET, 49 Saint-Florent-le-Vieil, nous demande s'il est possible de monter un transformateur de sortie élévateur d'impédance aux bornes 8  $\Omega$  d'un amplificateur BF à transistors.**

Oui, cela est évidemment possible. Le transformateur devra présenter la ou les impédances secondaires qui vous sont nécessaires pour le maintien d'une charge de 8  $\Omega$  vue du primaire.

Nous ignorons cependant si de tels transformateurs sont courants dans le commerce. En indiquant les diverses impédances requises et la puissance de l'amplificateur, nous vous suggérons de consulter par exemple les établissements P. Millerieux et Cie, 187-197, rue de Noisy-le-Sec, 93230 Romainville.

**RR-4.22 - M. Vincent MARMUSE, 59 Marcq-en-Barœul, sollicite des renseignements concernant les talkies-walkies 27 MHz.**

1) Sur ces appareils, l'antenne qui est prévue sur le boîtier est déjà une antenne raccourcie... ceci pour la commodité d'emploi.

Lorsqu'on raccourcit géométriquement une antenne, on maintient sa fréquence de résonance sur la fréquence de fonctionnement de l'appareil ; on compense le raccourcissement par l'intercalation d'une bobine, soit dans l'antenne elle-même, soit à la base de celle-ci.

En conséquence, on peut donc encore raccourcir l'élément d'antenne à condition d'augmenter le nombre de tours de bobine d'accord de compensation. Mais il ne faut

pas oublier que plus une antenne est courte (bien que maintenue à la résonance), plus le rayonnement est faible, donc la portée est réduite. Ce qui est exactement le contraire de ce que vous supposiez.

2) On ne peut pas augmenter puissance et portée d'un talkie-walkie par des moyens simples, sans modifications importantes. Il faudrait faire suivre la section émettrice par un amplificateur HF linéaire, utiliser une antenne extérieure sur le toit, etc. Mais encore faudrait-il une autorisation préalable de l'administration des P.T.T.

3) Si l'on considère un talkie-walkie seul, fonctionnant sur la fréquence F, il est bien évident qu'il peut assurer une liaison avec n'importe quel autre talkie-walkie à condition qu'il soit lui aussi calé sur cette même fréquence F.

**RR-4.23 - M. Roger PICAULT, 71 Mâcon, nous demande des éclaircissements concernant certaines résistances du chargeur de batterie à arrêt automatique décrit dans « Electronique Pratique » N° 1540, page 44.**

1) La résistance en série avec  $R_3$  est la résistance  $R_2$  (et non par  $R_7$ ) ; la résistance  $R_7$  est celle qui est intercalée dans la connexion de gâchette du thyristor.

2) La résistance  $R_3$  a pour valeur 10 k $\Omega$  (et non pas 1 k $\Omega$ ).

**RR - 5.01 - Suite à des demandes faites précédemment, M. COGNIERA de Muret nous communique les renseignements suivants à l'intention de nos lecteurs et nous l'en remercions.**

**DL 747** : afficheur 7 segments type « Jumbo », marque Litronix ; hauteur des chiffres 16 mm ; couleur des

MAITRISE DE L'ELECTRONIQUE



COURS PROGRESSIFS  
PAR CORRESPONDANCE

**L'INSTITUT FRANCE  
ÉLECTRONIQUE**

24, rue Jean-Mermoz - Paris (8<sup>e</sup>)  
École privée d'enseignement à distance

FORME **l'élite** DES  
**RADIO-ÉLECTRONICIENS**

MONTEUR • CHEF MONTEUR  
SOUS-INGÉNIEUR • INGÉNIEUR  
**TRAVAUX PRATIQUES**

**PRÉPARATION AUX  
EXAMENS DE L'ÉTAT**

(FORMATION THÉORIQUE)  
**PLACEMENT**  
Documentation HRB  
sur demande

BON à découper ou à recopier (veuillez m'adresser  
sans engagement la documentation gratuite  
(cours à 5 francs pour frais d'envoi). HRB23

DEUX COPIES :  
NOM .....  
ADRESSE .....

AUTRES SECTIONS D'ENSEIGNEMENT : Dessin Industriel, Aviation, Automobile

chiffres : rouge ; intensité max. par segment 25 mA ; anode commune.

**MAN 7 :** afficheur 7 segments ; marque Monsanto, couleur : vert = 7 G ; jaune = 7 Y ; rouge = 7. Hauteur des chiffres : 6,8 mm ; intensité max. par segment : 20 mA sous 2 volts ; intensité conseillée : 15 mA (ce qui est obtenu avec une résistance de 220 Ω).

**DG 10 :** afficheur 7 segments ; tension de chauffage 1,6 V 45 mA (alternatif ou continu) ; haute tension : 12 à 30 V ; sortie par fils (12). Le circuit décodeur indiqué est un circuit pour afficheur 7 segments (SFC 447, SN 7447, ou ensemble décodeur + mémoire + décade SN 74144).

**RR - 5.02 - M. THEVENON, 13 La Ciotat, nous demande conseil pour la modernisation d'amplificateurs BF.**

Bien entendu, votre projet serait réalisable, mais au prix d'une refonte totale des montages des appareils ; or, comme il s'agit d'amplificateurs anciens, nous ne pensons pas qu'un tel travail soit justifié.

Une solution beaucoup plus simple que vous pourriez envisager consisterait à utiliser un groupement de haut-parleurs avec filtres de voies. Dans ce but, nous vous suggérons de vous reporter à notre article publié dans le numéro 1433, page 228.

**RR - 5.03 - M. Geoffroy TIBERGHEN, 92 Meudon-la-Forêt, nous demande conseil pour la mise au point d'un préamplificateur BF qu'il vient de construire.**

Il nous est très difficile de prendre position de façon catégorique, à distance, faute de pouvoir examiner votre montage.

Il faut procéder par élimination, c'est-à-dire étage par étage, afin de déterminer l'étage ou le circuit en défaut.

Si le gain est important, il est souvent nécessaire de prévoir une cellule RC de découplage d'alimentation pour chaque étage.

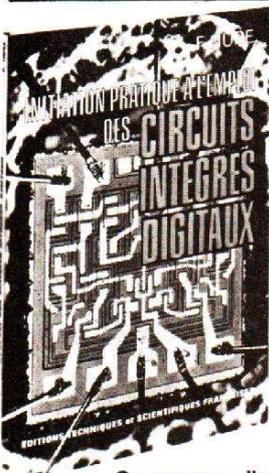
Par ailleurs, toutes les connexions « chaudes » (ou sensibles) doivent être réalisées en fil blindé, notamment les connexions du commutateur d'entrée. Enfin, l'ensemble constituant le préamplificateur doit être monté à l'intérieur d'un boîtier métallique (blindage) relié à la masse générale.

**RR - 5.04 - M. Jean-Claude GOBERT, 54 Nancy, nous demande conseil pour l'utilisation d'une antenne 75 Ω sur un poste de télévision portatif prévu pour une antenne symétrique 300 Ω.**

L'entrée de ce récepteur de télévision présente effectivement une impédance de 300 Ω parce que l'antenne intérieure normalement prévue était une antenne symétrique du type trombone replié.

Il n'y a évidemment aucun risque à brancher une antenne 75 Ω coaxiale sur une entrée 300 Ω symétrique, mais le rendement en souffre très notablement.

Toutefois, de l'examen de votre petit schéma, il ressort que l'élévation à 300 Ω est faite à l'aide de deux petits transformateurs sur ferrite ; mais les entrées des circuits VHF et UHF sont bien faites en câbles coaxiaux et semblent bien présenter, par conséquent, une impédance de 75 Ω. Auquel cas, la solution est immédiate ; il suffit de supprimer ces transformateurs d'impédance sur ferrite et d'attaquer directement les entrées VHF et UHF 75 Ω.



## NOUVEAUTÉ

INITIATION PRATIQUE  
A L'EMPLOI DES

# CIRCUITS INTÉGRÉS DIGITAUX

F. HURE

Ce nouveau livre de M. HURE permettra aux amateurs qui ne sont pas encore au courant de l'emploi des circuits intégrés logiques, de s'initier et se familiariser rapidement avec cette technique, qui peu à peu remplace toutes les autres. Cet ouvrage est à la portée de tous.

Extrait du sommaire :

Généralités sur les circuits intégrés logiques. Manipulations avec différents types de portes, matériel nécessaire. Les bascules. Comptage et affichage.

Un ouvrage de 112 pages, format 15 x 21 - broché, sous couverture en couleur pelliculée. Prix 25 F.

En vente chez votre libraire habituel ou  
**A LA LIBRAIRIE PARISIENNE DE LA RADIO**  
43, rue de Dunkerque - 75010 PARIS

Aucun envoi contre remboursement - Ajouter 10 % pour frais d'envoi à la commande - (En port recommandé + 2,40 F).



CANNES LA BOCCA - 28, bd du Midi  
T. 47-44-30  
BEAULIEU - Nouveau Port - T. 01-11-83



## BARLOW - WADLEY XCR-30

RÉCEPTEUR DE « TRAFIC »  
PROFESSIONNEL  
AM - USB - ISB - CW - RTTY

30 gammes de 500 KHz à 30 MHz. 1 MHz par gamme, précision  $\pm 5$  KHz lecture au KHz près : Stabilité "un roc" celle d'un quartz !  
Il vous permettra l'écoute du trafic international, amateur, maritime, telex, talky-walky, WWV etc.

**L'ONDE MARITIME**  
28, bd. du Midi, CANNES LA BOCCA - Tél. 47-44-30

DEMANDE DE DOCUMENTATION GRATUITE

NOM \_\_\_\_\_

ADRESSE \_\_\_\_\_

## UN GENERATEUR DE TONALITE de debut ou de fin de transmission

LES conditions de trafic dans les bandes amateur et plus particulièrement en VHF ont beaucoup évolué ces dernières années. La modulation d'amplitude a presque complètement disparu au profit de la SSB et de la modulation de fréquence. Parallèlement on a assisté à l'implantation un peu partout en Europe de répéteurs FM dans la bande des 2 mètres.

La plupart de ces répéteurs sont déclenchables par une tonalité de 1 750 Hz générée en début de transmission.

Le circuit que nous allons décrire permet de générer cette tonalité, soit en début de transmission pour déclencher un répéteur, soit en fin de transmission pour signaler à son correspondant que c'est à son tour de transmettre (utile surtout en SSB quand les signaux sont faibles).

La réalisation présentée à l'avantage de pouvoir être adaptée à n'importe quel appareil sans modification comme nous le verrons plus loin.

### PRINCIPE

Le schéma de principe du circuit est représenté figure 1.

Le signal de commande est fourni par la pédale du microphone ou la clé de mise en marche de l'émetteur. Ce signal ou le signal complétement selon que l'on désire

une tonalité en début ou en fin de transmission est envoyé à l'entrée d'une bascule monostable.

La largeur  $t_p$  de l'impulsion délivrée par le monostable est ajustable à l'aide d'une résistance variable et donne la durée pendant laquelle la tonalité est présente en sortie. L'impulsion de sortie du monostable commande un oscillateur dont la fréquence est ajustable à l'aide d'une résistance variable. La sortie de l'oscillateur sera injectée dans le modulateur de l'émetteur (ou à l'entrée micro).

La fonction de mise en marche et d'arrêt de l'émetteur habituellement remplie par la pédale du microphone est ici assurée par une porte NAND

attaquant un transistor qui commande le relais émission-réception : cette fonction nécessite quelques explications. Dans toute station, le fait d'appuyer sur la pédale du microphone fait basculer le relais émission-réception. Dès qu'on relâche la pédale, la station repasse en réception.

Dans le cas d'utilisation du générateur de tonalité, le circuit doit répondre instantanément à la mise en marche, mais doit procurer un retard en fin de transmission de manière à ce que la tonalité puisse être transmise le cas échéant.

Cette fonction est réalisée à l'aide d'une porte NAND dont la table de vérité est rappelée figure 2. On constate

que la sortie d'une porte NAND est à 0 si toutes les entrées sont à 1. Dans tous les autres cas la sortie est à 1. Si la sortie de cette porte commande la base d'un transistor NPN lui-même commandant le relais émission-réception, nous pouvons dire que le relais sera en réception (non excité) si toutes les entrées sont à 1 et en émission dans tous les autres cas.

Ceci est réalisé si l'on attaque une entrée avec le signal de commande venant de la clé de mise en marche :

(1 si on est en réception, 0 si on est en émission)

et l'autre par la sortie du monostable :

(1 si le monostable est au repos)

Le diagramme de phase représenté figure 3 explicite le fonctionnement.

### REALISATION

Le circuit est réalisé à partir de deux circuits logiques C.MOS. Nous avons choisi cette technologie de circuit en raison de sa faible consommation, de sa grande immunité au bruit, de sa possibilité d'alimentation en 12 V et de son faible coût.

Le schéma complet du circuit est donné figure 4.

Le signal d'entrée est élaboré à partir de la clé du microphone par l'intermé-

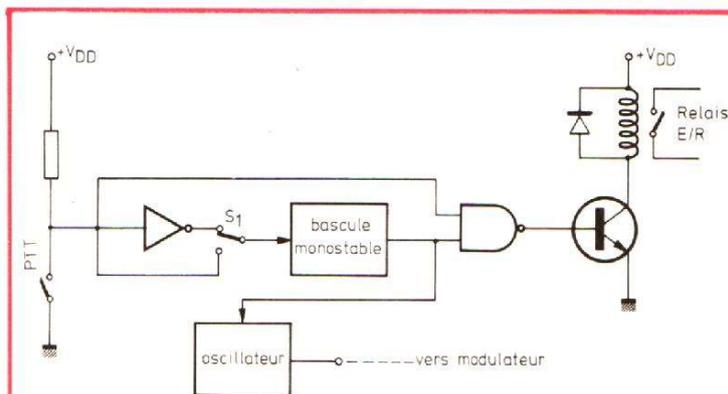


Fig. 1. - Schéma de principe du circuit.

E1 \ E2	0	1
0	1	1
1	1	0

Fig. 2. - Table de vérité d'une porte NAND à deux entrées.

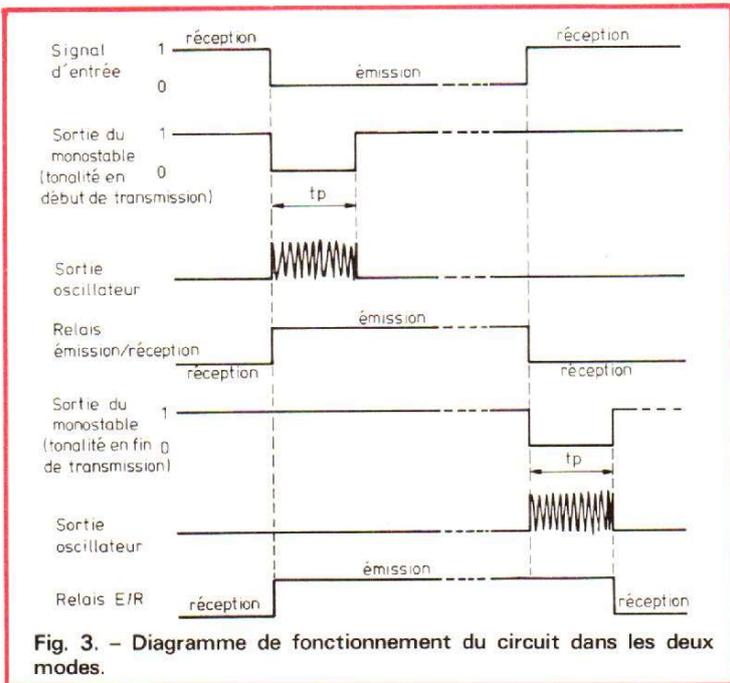


Fig. 3. - Diagramme de fonctionnement du circuit dans les deux modes.

diaire du circuit anti-rebond  $R_1 - R_2 - C_1$ . Ce signal ou son inverse est envoyé par l'intermédiaire du commutateur  $S_1$  à l'entrée d'une bascule monostable déclenchant sur un front négatif.

Cette bascule est réalisée à l'aide de deux portes NAND (1/2 SFF 24011). Le potentiomètre  $P_1$  permet d'ajuster la largeur de l'impulsion de sortie du monostable. On notera qu'au repos la sortie du monostable est à 1.

L'utilité du circuit  $R_{10}, R_{11}, C_6$  sera exposée plus loin et l'on peut considérer pour la compréhension du fonctionnement que les deux entrées de la porte  $U_3$  sont reliées ensemble.

La porte  $U_4$  et le transistor  $T_1$  réalisent la fonction de commande du relais E/R. On choisira de préférence pour  $T_1$  un transistor à gain élevé de manière à ce qu'il soit bien saturé avec le faible courant délivré par le circuit C.MOS.

Si besoin est on pourra utiliser deux transistors montés en Darlington.

La diode  $D_1$  connectée en parallèle sur la bobine du relais évite la surtension à l'ouverture du circuit et protège le transistor.

L'oscillateur de tonalité est réalisé à l'aide de deux portes NAND (1/2 SFF 24011).

Le signal de commande issu du monostable est inversé par la porte  $U_5$ .

La fréquence de l'oscillateur peut être ajustée à l'aide du potentiomètre  $P_2$  le niveau de sortie est réglé par le potentiomètre  $P_3$ .

Le circuit tel que nous venons de le décrire remplit parfaitement les fonctions que nous nous sommes fixées. Cependant il présente deux aléas de fonctionnement :

- génération d'une tonalité lors de la mise sous tension,

- génération d'une tonalité lorsqu'on manœuvre le commutateur  $S_1$ .

Ces deux aléas peuvent être supprimés grâce à l'action du circuit  $R_{10}, R_{11}, C_6$  dont le fonctionnement est le suivant :

La bascule monostable est très réputée pour son aptitude à déclencher quand il ne faut pas... Nous avons donc pensé que le meilleur moyen de supprimer ces aléas était de paralyser le monostable lorsque se produit le signal parasite, plutôt que de chercher à l'éliminer ce qui n'est pas toujours possible. Ceci peut être fait facilement en mettant une entrée de  $U_3$  à 0.

Considérons le cas de la mise sous tension. Le condensateur  $C_6$  se charge à travers la résistance  $R_{10}$ . Tant que la tension aux bornes du condensateur  $C_6$  ne dépasse pas le seuil de basculement de la porte (environ 50 % de la tension d'alimentation) le monostable est paralysé (sortie à 1).

Si le temps de charge de  $C_6$  (de 0 à  $V_{dd}/2$ ) est plus long que la durée de l'impulsion du monostable, il ne se passe rien à la mise sous tension, le premier aléa est donc supprimé.

Le second aléa se produit lorsqu'on manœuvre le com-

mutateur  $S_1$  pour passer d'un régime de fonctionnement à l'autre.

La solution consiste donc à paralyser le monostable pendant le changement de mode ; ceci est réalisé par l'intermédiaire de la résistance  $R_{11}$  et d'un circuit supplémentaire sur le commutateur  $S_1$ .

Le commutateur  $S_1$  possède 3 positions.

La position médiane correspond à l'arrêt du circuit (aucune tonalité).

L'entrée du monostable est alors reliée au  $V_{DD}$  alors que l'entrée d'inhibition du monostable est mise à 0. La résistance  $R_{11}$  limite le courant de décharge du condensateur  $C_6$  et protège donc le contact  $S_1$ . Lorsqu'on passe de la position arrêt à l'une ou l'autre position, le monostable est paralysé le temps que  $C_6$  se charge à  $V_{DD}$ .

L'obligation de passer par la position arrêt pour changer de mode de fonctionnement supprime le second aléa.

### CONSTRUCTION

Le circuit est construit sur un petit circuit imprimé dont le dessin et le schéma

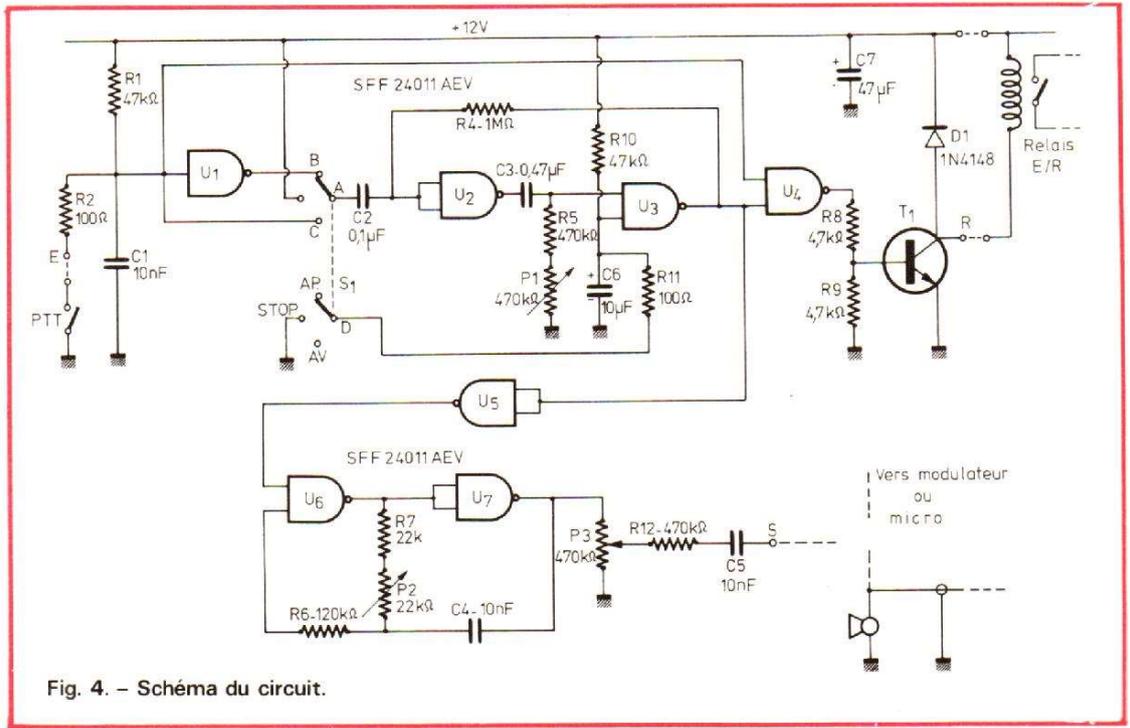
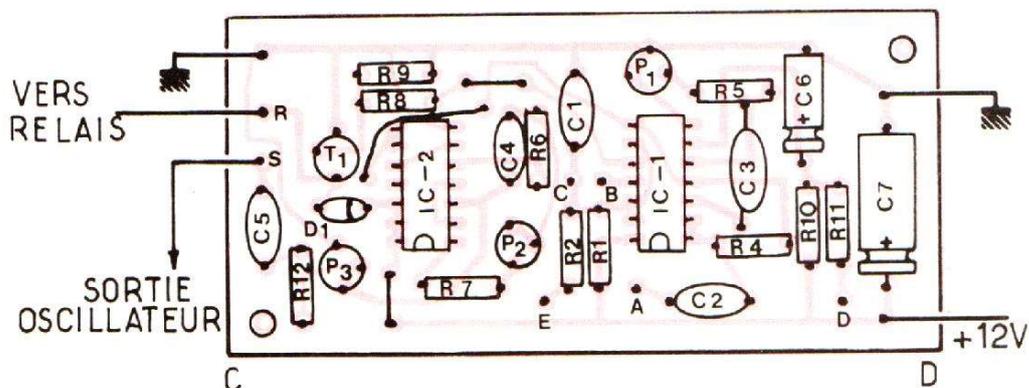


Fig. 4. - Schéma du circuit.

d'implantation des composants sont indiqués figure 5. Le câblage ne présente aucune difficulté mais les précautions habituelles sont de rigueur.

On veillera particulièrement à installer les circuits intégrés en dernier et à débrancher le fer à souder pour en effectuer le raccordement.

On relira avec intérêt les précautions à prendre avec les circuits CMOS décrites à plusieurs reprises dans le cadre de cette revue.



### LISTE DES COMPOSANTS

Résistances 1/4 W - 5 %

- 2 x 100 Ω
- 2 x 4,7 kΩ
- 1 x 22 kΩ
- 2 x 47 kΩ
- 1 x 120 kΩ
- 2 x 470 kΩ
- 1 x 1 MΩ

Condensateurs

- 3 x 10 nF
- 1 x 0,1 μF
- 1 x 0,47 μF
- 1 x 10 μF chimique
- 1 x 47 μF chimique

1 contacteur - 2 circuits - 3 positions

Potentiomètres ajustables SFERNICE P8SY

- 1 x 22 kΩ
- 2 x 470 kΩ

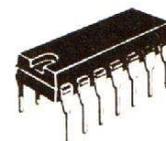
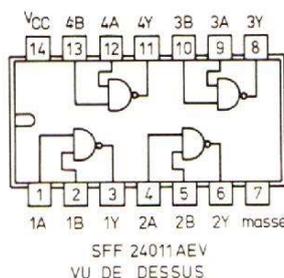
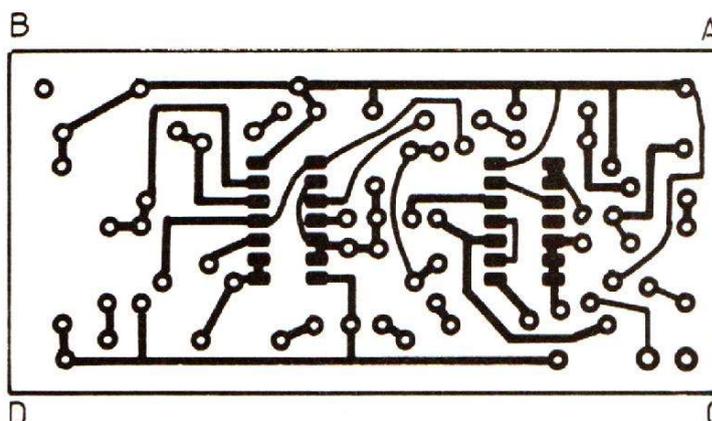
Circuits intégrés SESCOSEM

2 x SFF 24011 AEV

1 diode 1 N 4148 ou autre

1 transistor NPN gain élevé

BC 108 - BC 238 ou autre.



SFF 24011 AEV

Fig. 5. - Dessin du circuit imprimé et implantation des composants.

### RACCORDEMENT A UN APPAREIL

Le circuit pourra être soit intégré dans l'émetteur s'il y a la place, soit placé dans une petite boîte que l'on pourra insérer « en série » avec le câble du microphone.

Ceci peut se faire facilement à condition de disposer d'une prise micro à 4 broches (prise DIN par exemple).

On rentrera d'un côté le micro avec son contact (3 ou 4 fils selon le modèle de micro) et l'on ressortira avec un câble à 4 conducteurs :

- fil de masse,
- 1 fil pour le + 12 V venant de l'émetteur,
- 1 fil sortie micro et éventuellement sortie de l'oscillateur,
- 1 fil contact relais.

La sortie de l'oscillateur sera connectée au fil de micro (ou envoyée sur le modulateur par l'intermédiaire d'un 5<sup>e</sup> fil).

Dans ce cas les modifications à apporter à l'émetteur sont minimes et se bornent à amener le + 12 V sur la prise de micro.

### CONCLUSION

Ce petit circuit qui pourra rendre pas mal de services à l'amateur trafiquant sur VHF constitue une excellente initiation à la technique des circuits

intégrés logiques et en particulier à la technologie CMOS.

Notons encore pour terminer que ce circuit peut être réalisé de plusieurs autres façons (TTL, transistors discrets, timer 555 etc.) et constitue pour l'expérimentateur une gymnastique intellectuelle très intéressante.

J.R.

# Magnat

Enfin une dynamique  
exceptionnelle avec des enceintes "BOOKSHELF"



- HAMY SOUND implante actuellement son réseau de distribution au niveau national.
  - Ceux qui voudraient sans attendre découvrir la merveilleuse gamme MAGNAT, pourront nous consulter pour une audition.
  - Pour la région parisienne nous avons confié à :
- hi-fi france**  
9, rue de Châteaudun - 75009 Paris  
tél. 824.61.02 +  
la démonstration de toute notre gamme.  
(hi-fi france expédie dans toute la france).



## Le BULL: Symbole de puissance et de fidélité.

Modèle présenté : LOG 2000 Puissance continue admissible : 85 W. Puissance maximum : 120 W. Puissance admise indiquée par VU mètre en façade. Bande passante : 22-22000 Hz. Réglages en façade du niveau du médium et de l'aigu. Dimensions : 35 x 60 x 33 cm.

**Le principe L.R.C. (enceinte basse résonance).** Les parois sont constituées de 11 couches de densité différente montées en structure sandwich, absorbant l'onde arrière et réduisant à zéro les résonances et ondes parasites, causes habituelles de distorsions.



Une gamme de 9 enceintes de 30 à 180 W en régime continu de (27,5 x 18 x 16) à (60 x 35 x 33 cm) et de 380 F à 2436 F prix généralement pratiqués au 10 juin 1976.

distributeur pour la france :



28, rue Edith-Cavell  
92400 Courbevoie

Demandez, vous aussi, votre autocollant "Bull". Une documentation couleur et la liste des spécialistes agréés "Magnat" auprès du distributeur HAMY SOUND contre 3 timbres.