

5<sup>F</sup>

SUISSE : 5 FS  
ITALIE : 1 000 Lires  
ALGÉRIE : 5 Dinars  
TUNISIE : 500 Mil.  
BELGIQUE : 50 FB

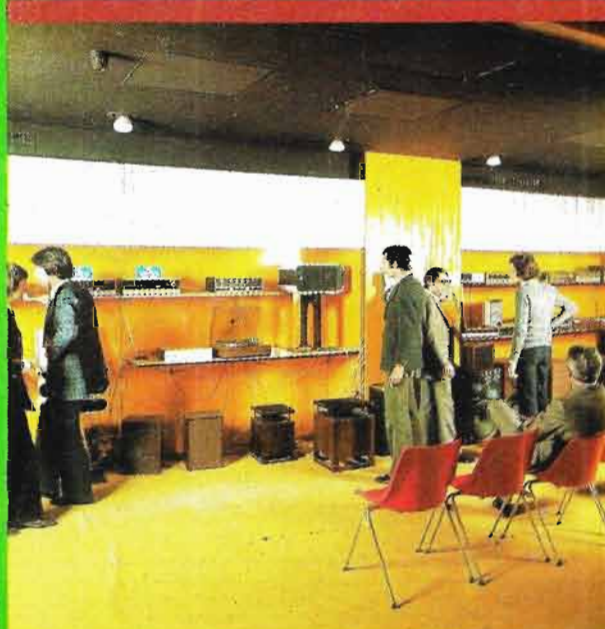
# LE HAUT-PARLEUR

## Journal de vulgarisation RADIO TÉLÉVISION

### Dans ce numéro

- La platine Technics SL 1100.
- L'amplificateur Sony TA 1055.
- Équipez vous-mêmes votre laboratoire : les alimentations.
- Les limiteurs de modulation.
- La transmission téléphonique des images.
- Applications du circuit intégré CI 2556.
- Un détecteur de tension pour planeur.
- L'amplificateur Pathé-Marconi PA 428.
- L'amplificateur 50 W Magnetic-France à disjonction électronique.
- Le magnétophone B.S.T.
- Le récepteur Heathkit SB 313.
- Le nouveau transceiver 144 MHz « Mobil Five ».

Voir sommaire détaillé page 83



278 PAGES

Voir page 252

**KING MUSIQUE** PREMIER SPECIALISTE HI-FI EN EUROPE

Journal hebdomadaire

Fondateur :  
**J.-G. POINCIGNON**

Directeur de la publication  
**A. LAMER**

Directeur :  
**Henri FIGHIERA**

Rédacteur en Chef :  
**André JOLY**

Comité de rédaction :

**Jacques BERCHATSKY**  
**Bernard FIGHIERA**  
**Charles OLIVERES**

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 Radio et Télévision  
Haut-Parleur Electrophones Magnétophones  
Haut-Parleur Radiocommande  
12 numéros HAUT-PARLEUR « ÉLECTRONIQUE PRATIQUE »  
11 numéros HAUT-PARLEUR « Électronique Professionnelle - Procédés Électroniques »  
11 numéros HAUT-PARLEUR « HI-FI Stéréo »

**FRANCE ..... 100 F**

**ÉTRANGER ..... 140 F**

**ATTENTION !** Si vous êtes déjà abonné, vous faciliterez notre tâche en joignant à votre règlement soit l'une de vos dernières bandes-adresses, 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  
202-58-30



Commission Paritaire N° 23 643

## Appareils HI-FI

- La platine tourne-disque Technics SC 1100 ..... 85
- L'amplificateur Sony TA 1055 ..... 92
- L'amplificateur Pathé-Marconi PA 426 ..... 167

## Magnétophone

- Le magnétophone à cassettes BST ..... 178

## Électronique simple

- Nouveaux circuits intégrés de technique américaine pour musico-électronique ..... 99
- Les limiteurs de modulation ..... 115
- A.B.C., applications du circuit intégré CI 2556 ..... 158

## Sonorisation

- L'amplificateur 50 W Magnetic-France à disjonction électronique . . 176

## Radiocommande

- Détecteur de tension pour planeur ..... 165

## Journal des O.M.

- Le récepteur Heathkit SB 313 ..... 190
- Le nouveau transceiver 144 MHz « Mobil Five » ..... 195

## Télévision

- Contrôle et dépannage de TVC et mise au point de l'image couleur . 130

## Les lasers

- L'ajustage au laser ..... 96

## Électronique et Aviation

- La radionavigation ..... 123

## Mesure-Service

- Équipez vous-mêmes votre laboratoire: les alimentations . . 104

## Divers

- Visite des usines YAMAHA ..... 88
- Les jeux de lumière J. Collins ..... 91
- La transmission téléphonique des images ..... 138
- Petit précis de radiogoniométrie: système à contrôle de phase . 171
- Sélection de chaînes Hi-Fi ..... 182
- Notre courrier technique ..... 185
- Petites annonces ..... 199
- Encart Eurelec ..... 163 et 164

## 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

**CE NUMÉRO  
A ÉTÉ TIRÉ A  
146 000  
EXEMPLAIRES**



# INFORMATIONS

## NOMINATION DANS L'ORDRE DE LA LÉGION D'HONNEUR

**C'**EST avec plaisir que nous avons appris la nomination au grade de chevalier dans l'Ordre National de la Légion d'Honneur de notre collaborateur, bien connu de nos lecteurs O.M., M. Robert Piat.

Cette décoration lui a été remise, le samedi 15 juin 1974 à St-Rémy-de-la-Vanne, par M. Étienne Dailly vice président du Sénat.

La direction et toute l'équipe rédaction de notre revue adressent leurs plus amicales félicitations à l'heureux récipiendaire.

## RECTIFICATIF

**D**ANS notre numéro 1457 Spécial Sono nous avons omis de préciser que la magnifique Photo de couverture était l'œuvre de Photo Indusphot.

## REMISE DE DIPLOME

**C'**EST avec plaisir que nous avons appris la remise du diplôme d'honneur de l'organisation Nationale des entreprises Danoises à M. Langlois directeur général de Vibrasson et importateur des appareils Bang et Olufsen.

La direction et l'équipe rédaction de notre revue lui présentent leurs plus chaleureuses félicitations.

## L'INGÉNIEUR GÉNÉRAL ASSENS ET LIANE DAYE DONNENT LEUR NOM A LA PROMOTION 73-75 DES ÉLÈVES INGÉNIEURS DE L'ÉCOLE CENTRALE D'ÉLECTRONIQUE

**J**EUUDI 9 mai, les amis de l'E.C.E. se pressaient nombreux pour assister au Bap-tême de la Promotion 73-75 des Élèves Ingénieurs de l'École.

L'Ingénieur Général Assens a uni son nom à celui de la prestigieuse danseuse Liane Daye pour

donner à 50 futurs ingénieurs le parrainage de la Science et de l'Art.

M. E. Poirot, après avoir retracé la Carrière de l'Ingénieur Général Assens, fit part de sa fierté d'avoir à ses côtés la prestigieuse ambassadrice de la danse française.

Parmi les nombreuses personnalités du monde scientifique, industriel, de la Marine, plusieurs parrains des promotions antérieures étaient présents :

Citons :

Messieurs :

Eugène Aisberg, Directeur de la Sté des Éditions Radio.

Colonel Babin, Directeur du Service Technique du CNET.

Alex Clément, Président Directeur Général Fondateur de la S.E.C.R.E.

Jacques Facot, Directeur Technique Thomson-C.S.F. Président de la Société des Radioélectriciens et Électroniciens.

Marcel Lavéran, Directeur Délégué de Thomson-Brandt Président de la Fédération Nationale des Industries Électroniques?

Philippe Lizon, Président du Syndicat des Industries de Matériel Professionnel Électronique et Radioélectrique.

L'Ingénieur Général Assens s'attacha à montrer à ses filleuls les immenses possibilités de carrière qu'offre le monde de l'Électronique, et déclara que « la notoriété et le respect ne se forgent pas sur les diplômes mais sur l'homme ».

M. Poncet, Directeur Général et Directeur des Études invita enfin ses élèves à « dépasser leur technique pour faire œuvre personnelle ».

A voir le succès de cette journée, nul doute que Liane Daye puisse, selon son souhait, être toujours fière de la promotion 73-75 des élèves-Ingénieurs E.C.E.

## DISTRIBUTEURS COMPOSANTS ÉLECTRONIQUES SIEMENS RÉGION PARISIENNE

ALMEX (Circuits intégrés), 110, rue P. Brossolette, 92320 CHATILLON-SUR-BAGNEUX.

D.E.L., 45, rue G. Péri, 78210 ST-CYR-L'ÉCOLE.

RADIO TÉLÉ DOUANE (Tubes), 4, rue Y. Toudic, 75010 PARIS.

R.T.F.D., 59 à 63, rue Desnouettes, 75015 PARIS.

CIBOT, 136, bd Diderot, 72012 PARIS.

## PROVINCE

ALPELEC, 16, rue C. Kogan, 38000 GRENOBLE.

ASTERLEC, 5 bis, rue S. Gryphe, 69007 LYON.

BALTZINGER, 18/26, route du Général de Gaulle, 67300 SCHILTIGHEIM.

BROSSE et Cie, 9 bis, rue du Maréchal de Tassigny, 44000 NANTES.

DELOCHE ET BERGERET, 42, rue de Phalsbourg, 54000 NANCY.

DELTRONIC, 60, avenue de Nice, 06170 CAGNES-SUR-MER.

FLAGELETRIC, 47, rue J. Verne, Z.I. du Brézet, 63100CLERMONT-FERRAND.

O.E.S.O., 24, rue D. Papin, 16000 ANGOULÈME.

ORTAM, 11, rue de Crouy, 59000 ROUBAIX.

S.E.A., 125, rue de Kater, 33000 BORDEAUX.

SETER, 10A, rue Bossuet, 13006 MARSEILLE.

STOCKELEC, 16/18, rue d'Alger, 72000 LE MANS.

TOUTE LA RADIO, 25, rue G. Péri, 31000 TOULOUSE.

## S.T.S. MILLERIOUX A ÉTUDIÉ UN TRANSFORMATEUR D'ALIMENTATION POUR L'AMPLIFICATEUR 2 x 30 W DÉCRIT DANS LE HAUT-PARLEUR

**A** LA suite de la demande formulée par un grand nombre de nos lecteurs, le service technique des Ét. Millerieux, 187-197, route de Noisy-le-Sec, 93230 Romainville (Tél. : 845.36.20) a étudié et réalisé un transformateur d'alimentation dont les performances et les dimensions sont adaptées à l'amplificateur dont le Haut-Parleur avait proposé la réalisation dans la série d'articles « Réalisez vous-

mêmes cet amplificateur 2 x 30 W » (N° 1433, 1437, 1441, 1446 et 1450).

Les caractéristiques communiquées par le constructeur sont les suivantes :

— Référence : A 3179 E.

— Primaire 110 ou 220 V (couplage série ou parallèle).

— Secondaire 2 x 24 V (48 V à point milieu) à 2 A eff.

— Écran entre primaire et secondaire relié à la masse.

— Tôles à très faibles pertes (0,6 W/kg) à grains orientés.

— Faible induction, faible rayonnement.

— Imprégnation sous vide.

Nous pensons que ces informations pourront rendre service aux lecteurs qui sont à la recherche d'un article de très bonne qualité à faibles fuites magnétiques.

## CONCOURS POUR L'EMPLOI DE CHIFFREUR SPÉCIALISTE DES TRANSMISSIONS CRYPTOLOGIQUES

**CONCOURS EXTERNE :** 6 emplois. — Dates du concours : 22 au 24 octobre 1974. — Centre d'examen : Paris. — Clôture des inscriptions : 22 août 1974.

**Conditions d'admission.** — 1. Posséder la nationalité française (éventuellement, le conjoint également). — 2. Être âgé de 18 ans au moins et de 30 ans au plus au 1<sup>er</sup> janvier 1974. Cette limite d'âge peut être reculée du temps passé sous les drapeaux et d'un an par enfant à charge. — 3. Être titulaire du baccalauréat, du baccalauréat de technicien, du brevet de technicien ou d'un diplôme reconnu équivalent. — 4. Être physiquement apte à l'emploi.

**Épreuves du concours :** 5 épreuves écrites et 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.

**Renseignements et inscriptions :** au Ministère des Affaires étrangères, Service du Chiffre et des Transmissions, 37, quai d'Orsay, 75700 PARIS.

# la platine

# TECHNICS



# SL 1100

## CARACTÉRISTIQUES

Platine à entraînement direct, 2 vitesses, 45 - 33 tr/mn.

Asservissement de la vitesse : électronique.

Plage de réglage de vitesse : indépendant sur chaque vitesse,  $\pm 5\%$ .

Moteur : basse vitesse, 20 pôles au rotor, 15 pôles au stator à commutation électronique.

Plateau : diamètre 35 cm, d'un poids de 2 kg, équilibré dynamiquement.

Rapport signal/bruit : 65 dB (DIN.A), 70 dB (DIN.B).

Pleurage + scintillement :  $< 0,03\%$  RMS.

Bras : type EPA 110, équilibrage statique, tubulaire avec porte-cellule interchangeable, réglage de force d'appui de 0 à 5 g et anti-skating.

Longueur entre axe et pointe : 235 mm.

Erreur de piste :  $\pm 1,75^\circ$ .  
Alimentation : 110 - 220 V, consommation 4 W.

Encombrement : 510 x 390 x 195 mm, pour un poids de 13,5 kg.

**N**OUS avons assisté, ces dernières années, à une évolution radicale des mécanismes d'entraînement des platines tourne-disque, pour atteindre les « direct drive system » dont sont dotées les platines sophistiquées.

Ces dernières ont leurs plateaux entraînés directement par des moteurs asservis électroniquement, qui permettent d'obtenir une très grande régularité de leur vitesse de rotation, ainsi qu'un rapport signal/bruit : « le rumble » nettement amélioré.

La platine SL 1100 est conçue selon ces principes, et se classe dans la catégorie des réalisations de haut niveau.

## PRÉSENTATION

La platine SL 1100 est d'une réalisation très soignée, constituée par l'assemblage de divers éléments en alliage léger tous moulés. Le socle est une belle pièce de fonderie, dans laquelle est fixé le bloc

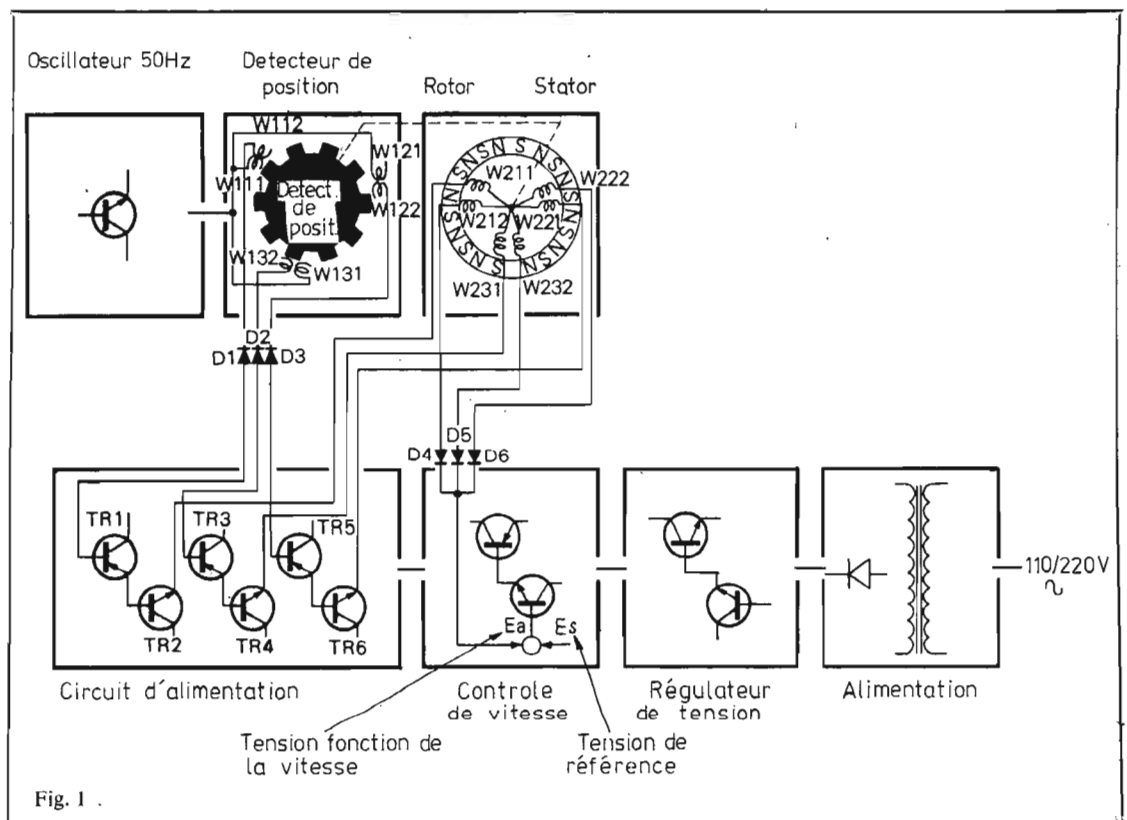


Fig. 1 .

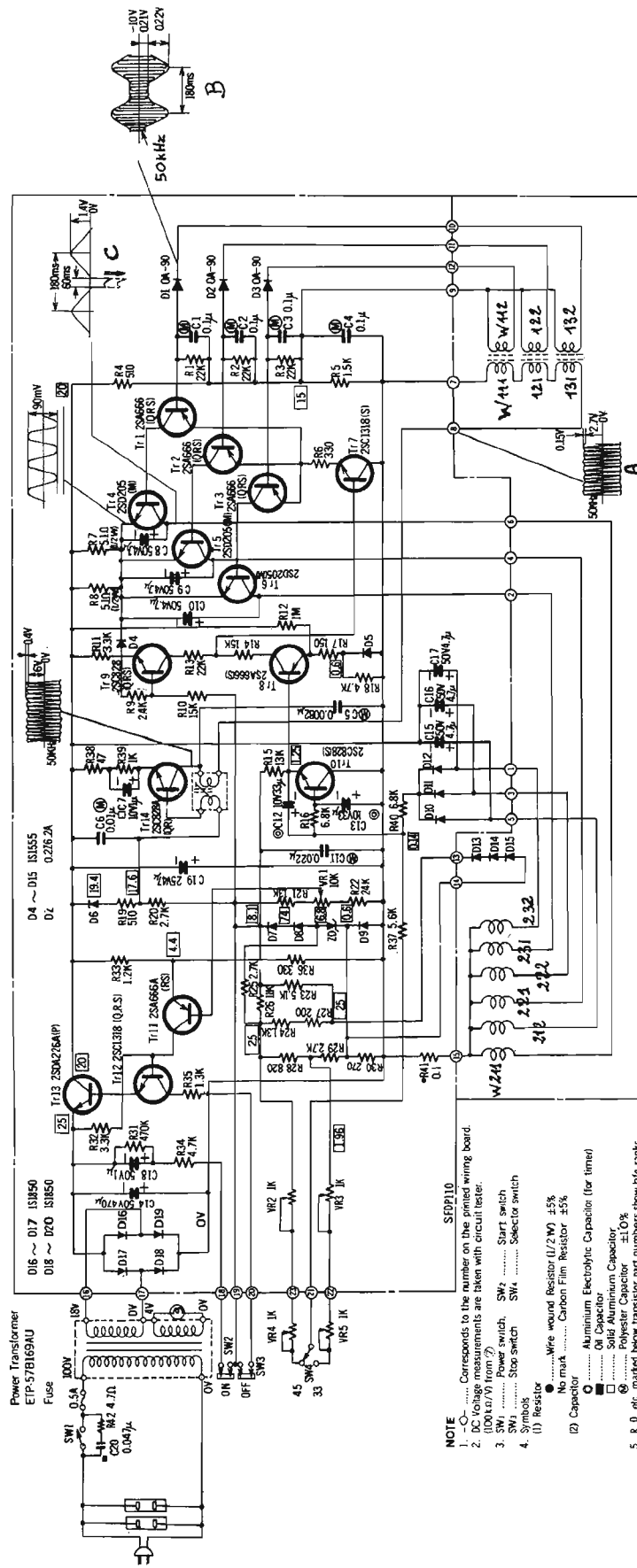


Fig. 2 .

moteur. Le capot du dessous de l'appareil est également en alliage léger, il isole complètement l'ensemble des circuits des influences magnétiques parasites. L'ensemble complet est très lourd, très rigide et peu sensible aux vibrations, grâce à une suspension sur 4 pieds à larges semelles, autorisant une flexion sur 2 axes horizontaux et jouant le rôle d'amortisseur dans le sens vertical.

Le plateau est muni d'une large jupe affleurant le socle, elle est gravée de 4 rangées de points circulaires pour le réglage stroboscopique. Ce réglage est obtenu grâce à une petite lampe disposée dans un boîtier enfichable, qui s'illumine seulement lorsque l'on presse une petite touche circulaire disposée au-dessus du boîtier.

Un inverseur à levier partant de l'arrêt central sélectionne la vitesse choisie, 33 tr/mn à gauche, 45 tr/mn à droite, la mise en route et l'arrêt du plateau sont obtenus par pression sur 2 touches actionnant des microswitch.

Le bras est tubulaire, son porte-cellule peut être équipé des divers types de cellules se trouvant sur le marché. Le réglage de l'antiskating est mis en œuvre à l'aide d'une molette graduée, disposée au-dessus du bras, très facilement ajustable. Le réglage, en fonction du poids de la cellule employée, peut être compensé si le besoin s'en fait sentir, par un petit contrepoids auxiliaire, vissé derrière le contrepoids principal.

La coquille du porte-cellule est amovible, elle est bloquée par un écrou tournant, solidaire du bras, il s'agit de la solution qui semble la mieux adaptée, et qui est maintenant universellement employée.

Les circuits électroniques sont disposés sur une carte imprimée séparée, et non dans un capot fixé au moteur, comme nous l'avions noté sur des platines analogues. Ces circuits comportent deux réglages indépendants pour l'ajustage de la vitesse, disposés sur le socle.

### PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT

Le schéma synoptique de la figure 1 donne la configuration des circuits. Ceux-ci se composent d'un oscillateur haute fréquence alimentant 3 paires de bobines

affectées à un détecteur de position du rotor, un circuit d'alimentation des 3 bobinages du moteur, et d'un circuit de comparaison entre une tension de référence et celle induite dans les enroulements moteur.

L'oscillateur délivre un signal de fréquence situé sur 50 kHz. Il utilise le transistor TR<sub>14</sub> (Fig. 2) monté avec une réaction sur sa base. Ce signal à 50 kHz alimente les bobines W 111 - W 121 - W 131, disposées autour d'un rotor comportant des masses polaires dentelées qui est le détecteur de position. Lorsque l'une des masses polaires passe exactement devant W 111, la tension induite au secondaire W 112 est maximale, elle est de forme modulée comme indiqué en B figure 2.

Les trois secondaires sont tour à tour vis-à-vis des masses polaires, et délivrent donc des tensions modulées au rythme de la vitesse de rotation.

La tension délivrée est démodulée par les diodes disposées sur chaque enroulement, le 50 kHz éliminé, on retrouve un signal de forme C, que l'on applique sur les bases des transistors TR<sub>1</sub> - TR<sub>2</sub> - TR<sub>3</sub>, pilotant chacun un étage de puissance (TR<sub>4</sub> - TR<sub>5</sub> - TR<sub>6</sub>) qui alimente l'enroulement moteur concerné (W 211 - W 221 - W 231). Le secondaire de ces enroulements (W 212 - W 222 - W 232) délivre une tension de forme C, que l'on redresse à l'aide des diodes D<sub>10</sub> - D<sub>11</sub> - D<sub>12</sub>, et que l'on amplifie à l'aide du transistor TR<sub>10</sub> étage dans lequel sont comparés sur sa base une tension continue de référence issue de l'alimentation stabilisée et le signal de valeur proportionnelle à la vitesse moteur. Après amplification par TR<sub>8</sub>, celui-ci est injecté sur la base de TR<sub>7</sub>, transistor disposé dans les émetteurs des transistors TR<sub>1</sub> - TR<sub>2</sub> - TR<sub>3</sub>, et provoque le décalage de leur point de fonctionnement lorsque la position d'équilibre des tensions sur la base de TR<sub>10</sub> varie. Toute variation de vitesse entraîne donc une variation du signal d'alimentation délivré par les étages de puissance, de façon à revenir au régime déterminé par les potentiomètres ajustables VR<sub>4</sub> - VR<sub>5</sub>.

Afin de compenser les dérives en température, les diodes D<sub>13</sub> - D<sub>14</sub> - D<sub>15</sub> sont disposées à l'intérieur du moteur.

L'alimentation générale est très soigneusement régulée, à l'aide du ballast TR<sub>13</sub> et de la boucle de régulation à deux étages TR<sub>11</sub> - TR<sub>12</sub>, la tension de référence pour le comparateur est en outre affinée par diode Zener.

#### UTILISATION

Ce qui caractérise les platines à entraînement direct est leur prise de vitesse très rapide, qui se stabilise en charge (pointe déposée dans le sillon) en moins de 2 tours. Le lift est très fidèle, sa montée et sa descente sont très progressives.

Le réglage de la position d'équilibre du bras est relativement long, celui-ci ayant tendance à se dresser verticalement même très près de la valeur optimale.

#### MESURES

Celles-ci se rapportent à la vérification du taux de pleurage + scintillement, égal à 0,08 %, et au rapport signal/bruit, qui a atteint 59 dB en valeur pondérée.

#### CONCLUSION

La platine SL 1100 est d'une réalisation impeccable, son principe d'entraînement très moderne est bien conçu. Cette platine est un excellent maillon pour une grande chaîne Hi-Fi.

J. B.

# Le bon technicien a toujours un bon équipement ...et des piles VARTA.



C'est tout de même plus agréable de «bricoler» avec un bon matériel. Alors, quand vous avez besoin de piles, faites confiance à VARTA.

VARTA, le plus grand fabricant européen d'énergie électrique autonome, a créé des piles alcalines d'une haute fiabilité, possédant une énergie potentielle élevée et constante.

Dimensions conformes aux normes internationales. Résistance parfaite aux chocs et vibrations.

Comportement exceptionnel en décharge, même aux températures extrêmes. Remarquable aptitude au stockage.

Et la gamme des piles VARTA est si étendue que vous trouverez toujours celles dont vous avez besoin.

# VARTA

VARTA S.A. - B.P. 240 - 92307 LEVALLOIS-PERRET - Tél. (1) 270 36-00 +

# VISITE DES USINES YAMAHA

UNE dizaine de journalistes Européens spécialisés dans le matériel Haute-Fidélité avaient répondu à l'invitation de Yamaha pour un voyage d'étude de deux semaines, du 19 au 31 mai, au Japon.

Yamaha est la marque sous laquelle une très importante société Japonaise : la Nippon Gaki Co Ltd diffuse la grande variété des produits qu'elle fabrique.

Une liste complète et détaillée des différents matériels fabriqués prendrait énormément de place, aussi ne citerons-nous que les principaux, les plus représentatifs et les plus inattendus.

En électronique : outre les appareils haute-fidélité que nous décrivons plus loin, citons les orgues électroniques équipés de circuits intégrés, étudiés et fabriqués spécialement par cette société et de nombreux appareils de sonorisation : amplificateurs, ampli pour guitare, tables de mixage, enceintes acoustiques pour orchestres etc.

Les instruments de musique : la gamme très variée des productions s'étend des instruments à vent comme les saxophones, trompettes, clarinettes, flûtes etc. aux instruments à corde comme les guitares classiques et guitares électriques et surtout les pianos dont Yamaha est l'un des plus importants constructeurs au monde, chaque mois sortent de ses usines 1 600 pianos à queue et 20 000 pianos droits.

Parmi les autres fabrications de cette société, citons, outre les motos bien connues des Français, les moteurs pour bateaux, scooters des neiges, les skis, les raquettes de tennis, les arcs et même des baignoires pour salles de bain.

Les usines Yamaha que nous avons visitées et dans lesquelles sont seulement fabriqués les différents instruments de musique et le matériel électronique couvrent une surface de 1 175 000 m<sup>2</sup> et emploient environ 12 600 personnes.

Dans un pays aussi industrialisé que le Japon, le problème de la

pollution est certainement très grave et les industries ont dû faire des efforts considérables pour lutter contre ce fléau, aussi la propreté des différentes usines que nous avons visitées était remarquable.

Yamaha ne se contente pas de réaliser des appareils à partir de composants provenant d'autres usines, mais elle étudie et fabrique des composants correspondants à des besoins précis. C'est le cas des nouveaux circuits intégrés et des haut-parleurs en forme d'oreille qui équipent actuellement ses orgues électroniques. Les laboratoires de cette société ont également mis au point un certain alliage pour les circuits des haut-parleurs qu'elle fabrique et qui équipent leur nouvelle gamme d'enceintes acoustiques. Dans la technique de pointe, l'étude de transistors FET de puissance a été menée à bien et nous avons pu dans un auditorium écouter et comparer différents appareils de la nouvelle gamme avec d'autres, choisis dans les marques les plus renommées, ceux-ci soutiennent aisément la comparaison.

Tout cela laisse à penser que Yamaha vise actuellement le très haut de la gamme Hi-Fi, aussi bien en ce qui concerne les amplificateurs que les enceintes acoustiques. Le design des appareils d'une étonnante société est remarquable par le soin apporté à la finition.

Les dirigeants de la société Yamaha avaient eu la délicate attention de faire coïncider ce voyage avec la 5<sup>e</sup> Audiofair d'Osaka. Cette manifestation n'est pas exactement comparable à notre Festival du Son de par son importance (47 exposants, mais la principale manifestation Hi-Fi au Japon a lieu chaque année à Tokyo) mais comportait certaines particularités intéressantes : l'entrée gratuite notamment; l'exposition du matériel se faisait, d'une part, sur les différents stands. De très nombreux appareils étaient équipés de casques et permettaient ainsi au visiteur de se faire immédiatement une opinion

sur les appareils exposés et une comparaison entre différents modèles. D'autre part, les exposants les plus importants possédaient un vrai auditorium où ils présentaient avec écoute sur enceintes acoustiques leurs derniers modèles au cours de séances qui duraient une vingtaine de minutes.

La grande nouveauté dans cette exposition était les amplificateurs à transistors FET de puissance vus notamment chez Sony, Pioneer et Yamaha et dont nous aurons l'occasion de reparler prochainement.

Une nouvelle enceinte asservie la Dalquist DQ 10, de nouveaux modèles de magnétophones.

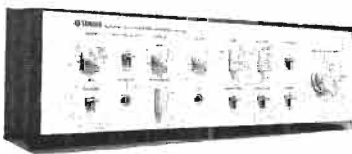
amplificateurs et tuners chez beaucoup de constructeurs mais sans grandes modifications par rapport aux modèles plus récents. Dans le domaine des composants, toujours de nouveaux modèles de haut-parleurs, de tweeters, bras, casques, cellules magnétiques et accessoires.

Pour terminer, et au moment où en France les grèves de la télévision se succèdent, nous précisons à nos lecteurs, téléspectateurs que l'on peut recevoir à Tokyo 12 chaînes de télévision toutes en couleur, que les programmes commencent à 6 h du matin pour se terminer à 1 h le lendemain matin et que nombreuses sont les chaînes qui fonctionnent sans interruption.



# CARACTÉRISTIQUES DES APPAREILS YAMAHA

## L'AMPLIFICATEUR STÉRÉO CA 400



Puissance :  $2 \times 28 \text{ W} / 4 \Omega$  à 1 000 Hz.

Distorsion harmonique : Préalpli : PU  $< 0,1 \%$ . — Aux.  $< 0,02 \%$ . — Totale :  $< 0,1 \%$ .

Rapport signal/bruit : PU  $> 75 \text{ dB}$ . — Mic.  $> 70 \text{ dB}$ . — Aux.  $> 90 \text{ dB}$ .

Sensibilité et impédance des entrées : PU 1 :  $3 \text{ mV} / 47 \text{ k}\Omega$ . — PU 2 :  $3 \text{ mV} / 47 \text{ k}\Omega$ . — Mic. :  $3 \text{ mV} / 40 \text{ k}\Omega$ . — Aux. 1,2 :  $150 \text{ mV} / 55 \text{ k}\Omega$ . — Magnéto :  $< 150 \text{ mV} / 55 \text{ k}\Omega$ .

Niveau et impédance des sorties : magnéto :  $150 \text{ mV} / 1 \text{ k}\Omega$ . — Sortie DIN :  $30 \text{ mV} / 80 \text{ k}\Omega$ . — Sortie préampli :  $450 \text{ mV} / 2,7 \text{ k}\Omega$ .

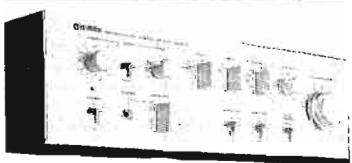
Contrôle de tonalité : Basses :  $\pm 12 \text{ dB}$  à 50 Hz. — Aigus :  $\pm 10 \text{ dB}$  à 10 000 Hz.

Réponse en fréquence : 20 à 50 000 Hz,  $+ 0,5 \text{ dB}$ ,  $- 1 \text{ dB}$ .

Impédance de sortie : 4 à 16  $\Omega$ . — Séparation des canaux :  $> 50 \text{ dB}$ .

Dimensions :  $436 \times 144 \times 300 \text{ mm}$ . — Poids : 8 kg.

## L'AMPLIFICATEUR STÉRÉO CA 600



Puissance :  $2 \times 45 \text{ W} / 4 \Omega$  à 1 000 Hz.

Distorsion harmonique : Préalpli : PU  $< 0,1 \%$ . — Aux.  $< 0,02 \%$ . — Totale :  $< 0,1 \%$ .

Rapport signal/bruit : PU  $> 80 \text{ dB}$ . — Mic.  $> 70 \text{ dB}$ . — Aux.  $> 90 \text{ dB}$ .

Sensibilité et impédance des entrées : PU 1 :  $3 \text{ mV} / 30 \text{ k}\Omega$ ,  $50 \text{ k}\Omega$ ,  $100 \text{ k}\Omega$ . — PU 2 :  $3 \text{ mV} / 50 \text{ k}\Omega$ . — Mic. :  $2,5 \text{ mV} / 50 \text{ k}\Omega$ . — Tuner, Aux. :  $120 \text{ mV} / 40 \text{ k}\Omega$ . — Magnéto :  $120 \text{ mV} / 40 \text{ k}\Omega$ . — Entrée de l'ampli de puissance :  $775 \text{ mV} / 40 \text{ k}\Omega$ .

Niveau et impédance des sorties : magnéto :  $120 \text{ mV} / 2 \text{ k}\Omega$ . — Préalpli :  $775 \text{ mV} / 2 \text{ k}\Omega$ .

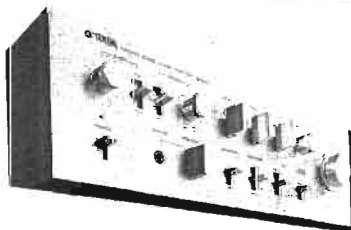
Contrôle de tonalité : Basses :  $\pm 10 \text{ dB}$  à 50 Hz. — Aigus :  $\pm 10 \text{ dB}$  à 1 000 Hz.

Réponse en fréquence : 10 à 50 000 Hz,  $+ 0,5 \text{ dB}$ ,  $- 1 \text{ dB}$ .

Impédance de sortie : 4 à 16  $\Omega$ . — Séparation des canaux :  $< 50 \text{ dB}$ .

Dimensions :  $436 \times 144 \times 323 \text{ mm}$ . — Poids : 11 kg.

## L'AMPLIFICATEUR STÉRÉO CA 800



Puissance : classe B :  $2 \times 60 \text{ W} / 4 \Omega$ . — Classe A :  $2 \times 10 \text{ W} / 8 \Omega$ .

Distorsion harmonique totale : classe B :  $< 0,1 \%$ . — Classe A :  $< 0,05 \%$ .

Rapport signal/bruit : PU 1 et 2  $> 80 \text{ dB}$ . — Mic.  $> 70 \text{ dB}$ . — Tuner, Aux.  $> 90 \text{ dB}$ .

Sensibilité et impédance des entrées : PU 1 :  $3 \text{ mV} / 30 \text{ k}\Omega$ ,  $50 \text{ k}\Omega$ ,  $100 \text{ k}\Omega$ . — PU 2 :  $3 \text{ mV} / 50 \text{ k}\Omega$ . — Mic. :  $2,5 \text{ mV} / 50 \text{ k}\Omega$ . — Tuner, Aux. :  $120 \text{ mV} / 40 \text{ k}\Omega$ . — Magnéto :  $120 \text{ mV} / 40 \text{ k}\Omega$ .

Niveau et impédance des sorties : magnéto :  $120 \text{ mV} / 2 \text{ k}\Omega$ . — Préalpli :  $775 \text{ mV} / 2 \text{ k}\Omega$ .

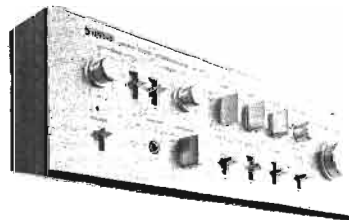
Contrôle de tonalités : Basses :  $\pm 15 \text{ dB}$  à 50 Hz. — Aigus :  $\pm 10 \text{ dB}$  à 10 000 Hz.

Réponse en fréquence : 10 à 50 000 Hz,  $+ 0,5 \text{ dB}$ ,  $- 1 \text{ dB}$ .

Impédance de sortie : classe B : 4 à 16  $\Omega$ . — Classe A : 8 à 16  $\Omega$ .

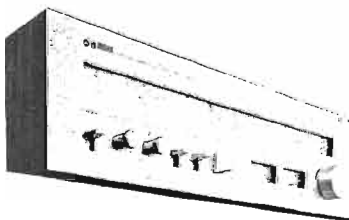
Dimensions :  $436 \times 144 \times 323 \text{ mm}$ . — Poids : 13,5 kg.

## L'AMPLIFICATEUR STÉRÉO CA 1000



Une description complète et le banc d'essai de cet amplificateur ont été publiés dans notre N° 1454 du 9 mai 1974.

## LE TUNER CT 600



Gamme de fréquences FM : 88 à 108 MHz. — Sensibilité mono :  $2 \mu\text{V}$ .

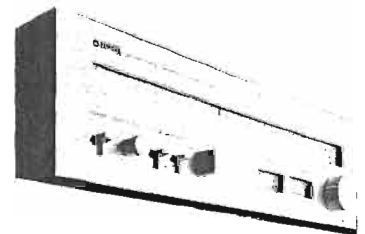
Sensibilité stéréo :  $50 \mu\text{V}$ . — Réjection IF : 95 dB. — Réjection AM : 55 dB. — Sélectivité : 75 dB. — Rapport signal/bruit : mono : 70 dB. — Stéréo : 66 dB.

Distorsion harmonique totale : mono : 0,3 %. — Stéréo : 0,5 %. — Séparation stéréo : 40 dB. — Réponse en fréquence : 20 à 15 000 Hz,  $+ 1,5 \text{ dB}$ ,  $- 3 \text{ dB}$ .

Gamme AM : 525 à 1 605 kHz. — Sensibilité :  $25 \mu\text{V}$ . — Sélectivité : 30 dB. — Rapport signal/bruit : 45 dB. — Distorsion harmonique totale : 0,8 %.

Dimensions :  $436 \times 144 \times 323 \text{ mm}$ . — Poids : 7,5 kg.

## LE TUNER CT 800



Gamme de fréquences FM : 88 à 108 MHz. — Sensibilité mono :  $1,7 \mu\text{V}$ . — Sensibilité stéréo :  $40 \mu\text{V}$ . — Réjection IF : 100 dB. — Réjection AM : 55 dB. — Sélectivité : 80 dB. — Rapport signal/bruit : mono : 75 dB. — Stéréo : 72 dB. — Distorsion harmonique totale : mono : 0,15 %. — Stéréo : 0,30 %. — Séparation stéréo : 45 dB. — Réponse en fréquence : 20 à 15 000 Hz,  $\pm 1,5 \text{ dB}$ .

Gamme AM : 525 à 1 605 kHz. — Sensibilité :  $25 \mu\text{V}$ . — Sélectivité : 30 dB. — Rapport signal/bruit : 45 dB. — Distorsion harmonique : 0,8 %.

Dimensions :  $436 \times 144 \times 333 \text{ mm}$ . — Poids : 7,5 kg.

## LE TUNER CT 7000



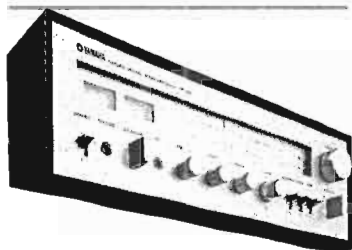
Gamme de fréquences : 88 à 108 MHz. — Sensibilité mono :  $2 \mu\text{V}$ . — Stéréo :  $50 \mu\text{V}$ . — Réjection IF : 120 dB. — Sélectivité : 85 dB. — Rapport signal/bruit : mono : 78 dB. — Stéréo : 75 dB.

Distorsion harmonique totale : mono : 0,06 %. — Stéréo : 0,06 %. — Séparation stéréo : 50 dB. — Réponse en fréquence : 30 à 15 000 Hz,  $+ 0,5 \text{ dB}$ ,  $- 1 \text{ dB}$ .

Dimensions :  $436 \times 144 \times 352 \text{ mm}$ . — Poids : 13 kg.



**LE TUNER  
AMPLIFICATEUR  
CR 400**



Partie ampli : Puissance : 2 × 20 W / 4 Ω. — Distorsion harmonique totale : < 0,5 %. — Distorsion d'intermodulation : < 0,1 %.

Bande passante : 15 à 50 000 Hz. — Réponse en fréquences : 20 à 50 000 Hz, + 0,5 dB, - 3 dB. — Impédance de sortie : 4 à 16 Ω. — Séparation des canaux : 50 dB. — Rapport signal/bruit : 72 dB.

Sensibilité et impédance des entrées : PU : 3 mV / 50 kΩ. — Micro : 3 mV / 50 kΩ. — Aux. : 150 mV / 100 kΩ. — Magnéto : 150 mV / 100 kΩ.

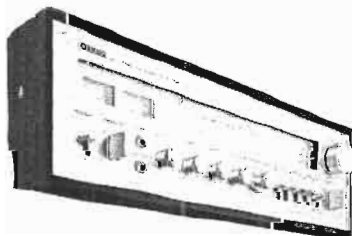
Niveau et impédance des sorties : magnéto : 150 mV / 10 kΩ. — Préampli : 200 mV / 3 kΩ. — Contrôle de tonalité : Basses : ± 10 dB à 50 Hz. — Aigus : ± 10 dB à 10 000 Hz.

Partie Tuner : gamme de fréquences FM : 88 à 108 MHz. — Sensibilité mono : 2,5 μV. — Sensibilité stéréo : 50 μV. — Réjection IF : 75 dB. — Réjection AM : 50 dB. — Sélectivité : 65 dB. — Rapport signal/bruit : mono : 68 dB. — Stéréo : 66 dB. — Distorsion harmonique totale : mono : 0,3 %. — Stéréo : 0,8 %. — Séparation stéréo : 40 dB. — Réponse en fréquence : 20 à 15 000 Hz, + 1,5 dB, - 3 dB.

Gamme AM : 525 à 1 605 kHz. — Sélectivité : 25 dB.

Dimensions : 444 × 158 × 300 mm. — Poids : 9,5 kg.

**LE TUNER  
AMPLIFICATEUR  
CR 600**



Partie amplificateur : Puissance : 2 × 45 W / 4 Ω. — Distorsion harmonique totale : < 0,1 %. — Distorsion d'intermodulation : < 0,1 %.

Bande passante : 5 à 70 000 Hz. — Réponse en fréquences : 10 à 50 000 Hz, + 0,5 dB, - 1 dB. — Impédance de sortie : 4 à 16 Ω. — Séparation des canaux : 50 dB. — Rapport signal/bruit : 75 dB.

Sensibilité et impédance des entrées : Phono 1 : 3 mV / 50 kΩ. — Phono 2 : 3 mV / 50 kΩ. — Mic. : 3 mV / 50 kΩ. — Aux. : 150 mV / 45 kΩ. — Magnéto : 150 mV / 45 kΩ.

Niveau et impédance des sorties : magnéto : 150 mV / 2 kΩ.

Préampli : 775 mV / 2 kΩ. — Contrôle de tonalité : Basses : ± 10 dB à 50 Hz. — Aigus : ± 10 dB à 10 000 Hz.

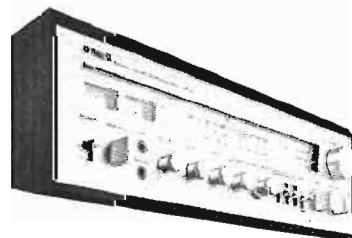
Partie Tuner : gamme de fréquences FM : 88 à 108 MHz. — Sensibilité mono : 2 μV. — Sensibilité stéréo : 50 μV. — Réjection IF : 95 dB. — Réjection AM : 55 dB. — Sélectivité : 75 dB. — Rapport signal/bruit : mono : 70 dB. — Stéréo : 66 dB. — Distorsion harmonique totale : mono : 0,3 %. — Stéréo : 0,5 %.

Séparation stéréo : 40 dB. — Réponse en fréquences : 20 à 15 000 Hz, + 1,5 dB, - 3 dB.

Gamme AM : 525 à 1 605 kHz. — Sélectivité : 30 dB. — Distorsion harmonique totale : 0,8 %.

Dimensions : 474 × 158 × 300 mm. — Poids : 12,5 kg.

**LE TUNER  
AMPLIFICATEUR  
CR 800**



Partie amplificateur : Puissance : 2 ± 60 W / 4 Ω. — Distorsion harmonique totale : < 0,1 %. — Distorsion d'intermodulation : < 0,1 %.

Bande passante : 5 à 70 000 Hz. — Réponse en fréquences : 10 à 50 000 Hz, + 0,5 dB, - 1 dB. — Impédance de sortie : 4 à 16 Ω. — Séparation des canaux : 50 dB. — Rapport signal/bruit : 75 dB.

Sensibilité et impédance des entrées : PU 1 : 3 mV / 50 kΩ. — PU 2 : 3 mV / 50 kΩ. — Mic : 3 mV / 50 kΩ. — Aux. : 150 mV / 45 kΩ. — Magnéto : 150 mV / 45 kΩ.

Niveau et impédance des sorties : magnéto : 150 mV / 2 kΩ. — Préampli : 775 mV / 2 kΩ. — Contrôle de tonalités : Basses : ± 15 dB à 50 Hz. — Aigus : ± 10 dB à 10 000 Hz.

Partie Tuner : gamme de fréquences FM : 88 à 108 MHz. — Sensibilité mono : 1,7 μV. — Sensibilité stéréo : 40 μV. — Réjection IF : 100 dB. — Réjection AM : 55 dB. — Sélectivité : 80 dB. — Rapport signal/bruit : mono : 75 dB. — Stéréo : 72 dB. — Distorsion harmonique totale : mono : 0,15 %. — Stéréo : 0,30 %. — Séparation stéréo : 45 dB. — Réponse en fréquences : 20 à 15 000 Hz, ± 1,5 dB.

Gamme AM : 525 à 1 605 kHz. — Sélectivité : 30 dB. — Distorsion harmonique totale : 0,8 %.

Dimensions : 474 × 158 × 300 mm. — Poids : 14 kg.

**LA PLATINE  
TOURNE-DISQUES  
A ENTRAINEMENT  
DIRECT  
YP 800**

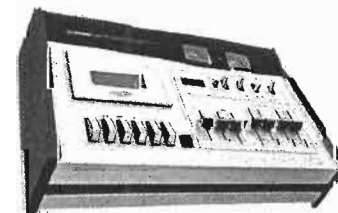


Platine tourne-disques à entraînement direct - moteur 12 pôles; 2 vitesses : 33 et 45 tours. — Contrôle de vitesse : ± 3 %. — Pleurage et scintillement : < 0,03 %. — Rapport signal/bruit : 60 dB. — Plateau de 31 cm de diamètre. — Poids : 2 kg.

Bras : type S. — Longueur 24,2 cm. — Erreur de tracking : < 1,5°. — Force de tracking : 0 à 3 g.

Consommation : 10 W. — Dimensions : 481 × 175 × 371 mm. 8 Poids : 12,5 kg.

**LA PLATINE STÉRÉO  
A CASSETTE  
TB 700**



Platine de magnétophone à cassette. — Système 4 pistes, 2 canaux stéréo. — Vitesse : 4,8 cm/s. — Pleurage et scintillement : < 0,15 %. — Rapport signal/bruit : sans Dolby > 48 dB. — Avec Dolby > 58 dB. — Distorsion totale : 2,5 %. — Réponse en fréquence : 30 à 13 000 Hz avec bande normale — 30 à 16 000 Hz avec bande

au bioxyde de chrome. — Sensibilité maximum des entrées : micro : 0,4 mV / 200 à 50 kΩ. — Ligne : 50 mV / 100 kΩ (haut niveau). — 14 mV / 100 kΩ (bas niveau). — Niveau et impédance des sorties : ligne : 1 V max. — Casque : 0,5 mV / 8 Ω. — Rebobinage : 100 s pour une cassette C 60. — Consommation : 15 W. — Dimensions : 115 × 400 × 250 mm. — Poids : 5 kg.

**L'ENCEINTE  
ACOUSTIQUE  
NS 690**



Réponse en fréquences : 35 à 20 000 Hz. — Puissance : 60 W. — Impédance nominale : 8 Ω. — Enceinte à 3 voies. — Woofer de 300 mm de diamètre. — Médium de 75 mm à dôme. — Tweeter à dôme de 30 mm. — Fréquence de coupure : 800 et 6 000 Hz. — Dimensions : 630 × 350 × 291 mm. Poids : 22 kg.

**L'ENCEINTE  
ACOUSTIQUE  
NS 645**

Réponse en fréquence : 40 à 20 000 Hz. — Puissance : 50 W. — Impédance nominale : 4 Ω. — Woofer de 250 mm de diamètre. — Tweeter à dôme de 45 mm. — Fréquence de coupure : 2 000 Hz. — Dimensions : 540 × 300 × 259 mm.

**L'ENCEINTE  
ACOUSTIQUE  
NS 430**

Réponse en fréquence : 50 à 20 000 Hz. — Puissance : 30 W. — Impédance nominale : 8 Ω. — Type : 2 voies bass. réflex. — HP grave de 20 cm de diamètre. — Tweeter à dôme. — Fréquence de coupure : 3 500 Hz avec 12 dB par octave d'atténuation. — Dimensions : 540 × 430 × 259 mm. — Poids : 10,5 kg.

# LES JEUX DE LUMIÈRE

## J. COLLYNS

**Q**UELQUES erreurs d'impression s'étant produites dans la description des jeux de lumière Collyns publiés dans notre numéro 1457 spécial SONO, nous prions nos lecteurs et la société AEC distributrice de ces appareils de bien vouloir accepter nos excuses.

Ci-dessous, nous rappelons les caractéristiques exactes de ce matériel.

### LE MINI STROBOSCOPE BS 40

Mini stroboscope — Puissance 40 joules — Générateur incorporé — Vitesse réglable — Tension d'utilisation 220 V.



*Mini stroboscope BS 40*

### LE MODULATEUR SHOW HOME

Modulateur de lumière 2 canaux; 1 normal, 1 négatif; 600 W - 220 V. — Commande de sensibilité par potentiomètre à tirette — contrôle par voyant lumineux. — Grande facilité de branchement modulation par prises aux normes DIN sur la plupart des appareils européens, tels que mini-cassette, électrophone, chaîne Hi-Fi, etc. — Il fonctionne avec une modulation sonore de 1 W à 60 W. — Puissance commandable 600 W permettant de brancher sur le modulateur Show Home 6 lampes de 100 W ou 8 lampes de 75 W.

Cet appareil d'une esthétique recherchée est livré dans un très beau coffret pupitre en polystyrène expansé avec 1 spot design et 1 lampe couleur de 75 W — diamètre 95.



*Le show home*

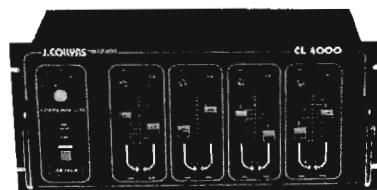


*Le Crazy light*

### LE CRAZY LIGHT 3000

Modulateur de lumière 3 canaux de 1 000 W chacun séparant les fréquences grave, médium, aigue. — Protection par fusible, se branche sur une sortie amplificateur acceptant une modulation de 1,5 W à 200 W avec commutation à 20 W.

Longueur : 21 cm  
Hauteur : 8 cm  
Profondeur : 16,5 cm  
Poids : 1,6 kg



*Le CL 4000*

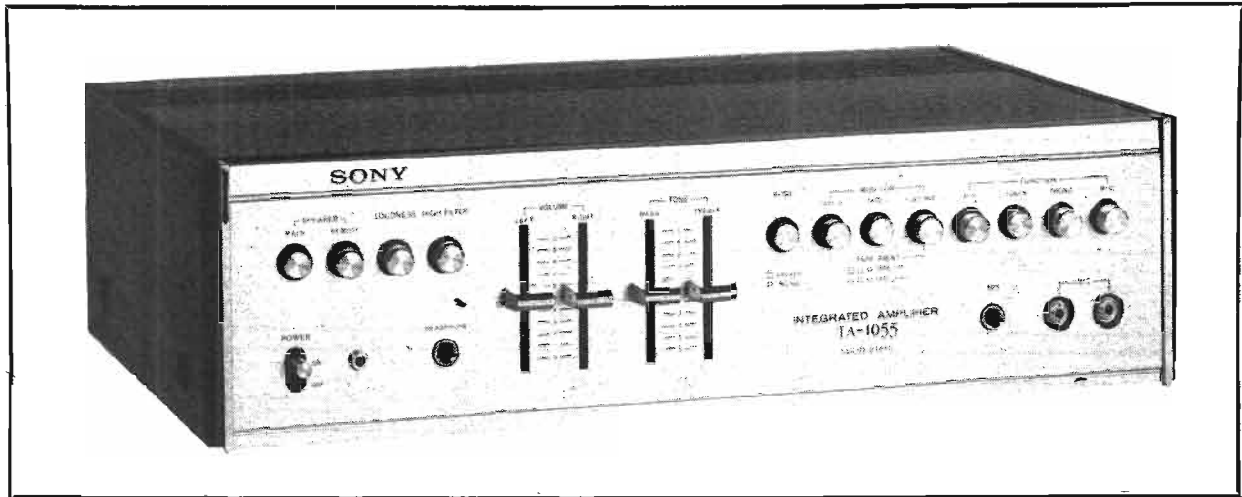
### LE MODULATEUR CL 4000

CL 4000. — Modulateur gradateur de lumière professionnel, 4 canaux de 1 200 W chacun — grave — médium — aigu — inverse. La particularité du canal inverse est de s'allumer en l'absence de modulation sonore. Une séparation de fréquence très efficace est assurée par des filtres électroniques actifs. Chaque canal comporte un réglage de modulation et un potentiomètre gradateur. La sélection de fonction s'effectue par un commutateur. Un amplificateur BF incorporé alimente les différents canaux et permet de brancher le CL 4000 sur la sortie d'un préamplificateur ou d'une console de mixage. Il est également possible de l'utiliser avec 1 microphone (livré avec l'appareil). Niveau d'entrée 50 mV / 800 mV / 1 V 5. L'antiparasitage a été particulièrement étudié et répond aux normes européennes (CCIR). Chaque canal est protégé par un fusible à fusion ultra-rapide. Tension d'alimentation : 220 V - 50 Hz. Puissance : 4 x 1 200 W soit 24 A.

### LE STROBOSCOPE MST 1000

Stroboscope de grande puissance pour spectacle. — Circuit de commande électronique intégré, vitesse réglable. — Puissance instantanée sur un éclair en 1/20 000 de seconde, 15 kW. — Protection par fusible. — Tension d'utilisation 220 V. — Présentation en élément modulaire, tôle laquée mauve. — Largeur : 14,5 cm — Hauteur : 15 cm — Profondeur : 23,5 cm — Poids : 2,100 kg.

# L'AMPLIFICATEUR SONY TA 1055



**L**E TA 1055 est un amplificateur de puissance voisine de  $2 \times 30$  W, limite de la catégorie moyenne et grande puissance. Ses caractéristiques sont très bonnes, sa présentation sobre, et sa réalisation très soignée. A l'encontre des productions nipponnes, cet appareil a été volontairement dépouillé de circuits gadgets, ce qui contribue à son agrément par le côté sérieux sans désir ostentatoire d'accrocher l'attention à tout prix.

## CARACTÉRISTIQUES

Puissance de sortie à 1 kHz :  $2 \times 23$  W eff. sur  $8 \Omega$ ;  $2 \times 27$  W eff. sur  $4 \Omega$ .

Distorsion harmonique :  $< 0,5\%$  à la puissance maximale,  $< 0,1\%$  à 1 W.

Distorsion par intermodulation :  $< 0,5\%$  à la puissance maximale, pour les fréquences de 60/7 000 Hz en rapport 4/1.

Bande passante : 40 Hz – 20 kHz pour  $2 \times 20$  W eff./ $8 \Omega$ .

Bande passante des préamplificateurs; PU, RIAA  $\pm 1$  dB; micro, 20 Hz – 20 kHz + 0 – 3 dB; Tuner, AUX., magnétophones, 10 Hz – 60 kHz 3 dB.

Correcteurs de tonalité : graves,  $\pm 10$  dB à 100 Hz, aigus,  $\pm 10$  dB à 10 kHz.

Correction physiologique commutable : au niveau – 30 dB en sortie, + 10 dB à 50 Hz + 3,5 dB à 10 kHz.

Filtre passe-bas : 6 dB par octave à 5 kHz.

Entrées : PU magnétique, 2 mV/47 k $\Omega$ ; microphone stéréo, 2 mV/47 k $\Omega$ ; Tuner, Aux. :  $\times 2$ , magnétophone :  $\times 3$ , 250 mV/50 k $\Omega$ .

Rapport signal/bruit : PU, 70 dB; micro, 65 dB; tuner, magnétophones auxiliaires, 90 dB.

Sorties : 2 paires d'enceintes 4 – 16  $\Omega$  (A, B, A et B), magnétophones (2 sur prises CINCH, 1 sur prise DIN), casque stéréo 8 – 10 000  $\Omega$ .

Facteur d'amortissement : 22 sur  $8 \Omega$  à 1 kHz.

Protection : par fusibles pour les enceintes, et pour les étages de puissance.

Alimentation : 110 – 127 – 220 – 240 V, consommation 165 W.

Encombrement : 410  $\times$  120  $\times$  280 mm, pour un poids de 6,2 kg.

## PRÉSENTATION

Alors que les japonais font assaut d'imagination pour que leurs appareils soient toujours à l'avant-garde, ici, Sony a recherché un dépouillement qui rend à l'appareil une sobriété de bon aloi. La ligne est relativement basse, et les commandes par une série de touches rondes associées à quatre potentiomètres à déplacement linéaire contribuent à l'impression d'équilibre général de l'appareil.

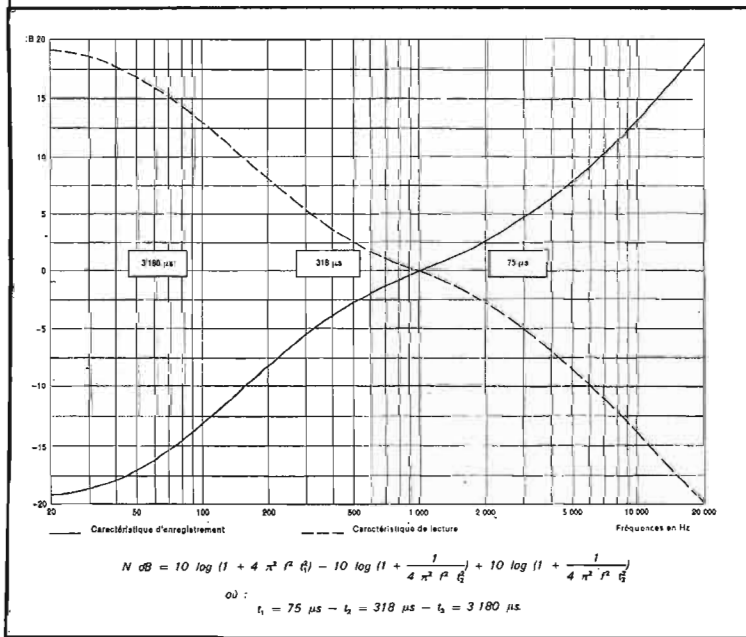
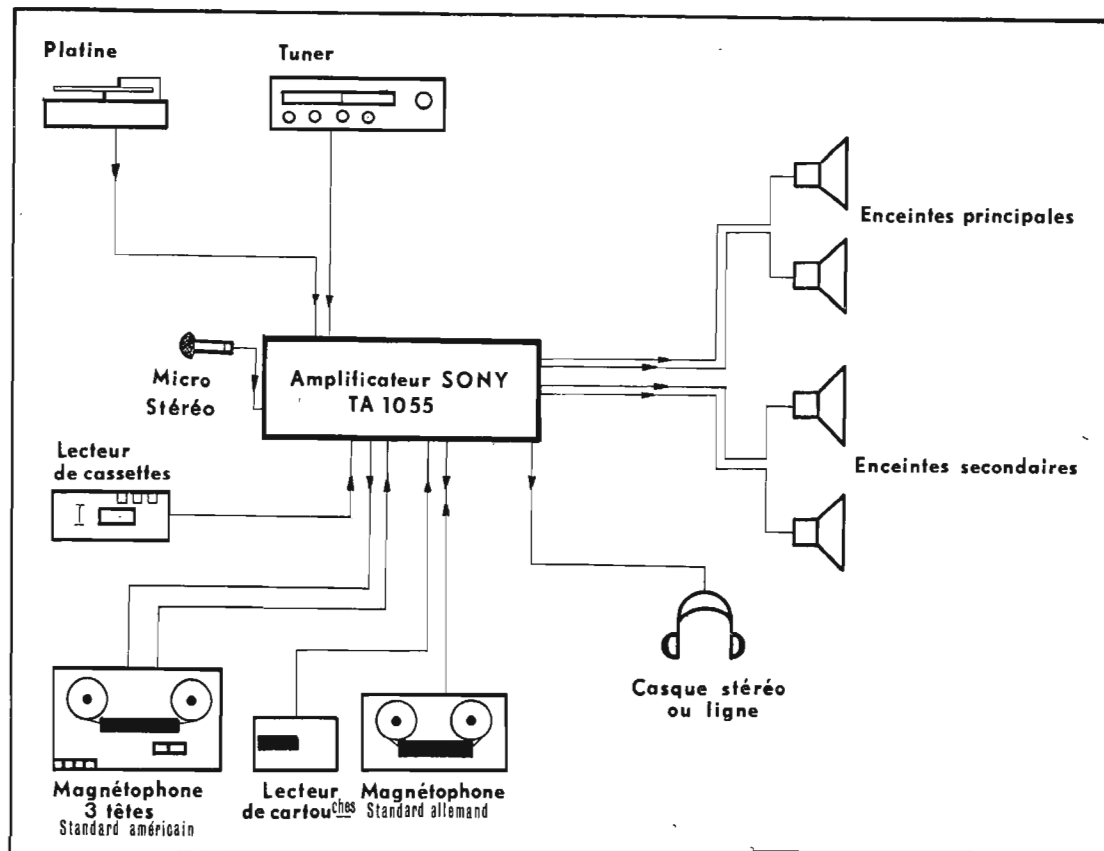
La face avant en aluminium brossé est réussie. Elle comporte les prises de raccordement aux microphones, casque, et entrée auxiliaire. Cette dernière est en parallèle sur les prises correspondantes de l'arrière, et comporte un circuit mettant hors service celles-ci, si l'on est connecté sur la face avant.

A l'arrière, les raccordements sont au standard CINCH, avec la prise DIN magnétophone; les enceintes étant raccordées sur bornes à visser. Le répartiteur de tension réseau et les fusibles de protection des enceintes sont protégés par des capots transparents, permettant de vérifier leur état.

Les possibilités de raccordement sont très complètes. Il est possible d'installer deux magnétophones pour enregistrement simultané ou recopié, avec contrôle en monitoring. A noter que si l'on désire enregistrer simultanément sur deux magnétophones, il convient de vérifier préalablement que leurs oscillateurs de préamplification travaillent sur des fréquences présentant entre elles un écart d'au moins 20 kHz. Cet écart est nécessaire pour que le battement entre elles soit inaudible et ne perturbe pas les enregistrements. Si ce n'est pas le cas, on enregistrera sur une bande, puis on fera ensuite la copie de celle-ci.

Les potentiomètres à déplacement linéaire, assurent le contrôle des correcteurs de tonalité et du volume séparément sur chaque canal, ce qui élimine la fonction balance, obtenue ici par ces derniers. La technique employée fait appel à un préamplificateur correcteur RIAA intégré, suivi d'un amplificateur à liaison continue, dont le circuit de correction de linéarité reçoit le signal de contre-réaction.

La réalisation est impeccable, le câblage est soigné, les radiateurs



sont de taille très largement dimensionnée, le transformateur est blindé. Le soin apporté à la réalisation est à la fois le gage d'une bonne tenue des performances dans le temps, et une garantie pour un éventuel dépannage facilité.

## DESCRIPTION DES CIRCUITS

Bien que les circuits intégrés permettent des réalisations très capables de surclasser les montages classiques du point de vue per-

formances, rares sont les appareils munis d'un préampli-correcteur RIAA intégré. Cela tient aux performances particulières de ce circuit, qui avant tout doit offrir le meilleur rapport signal/bruit, afin d'éviter la dégradation du signal. Pour un signal utile de 2 mV délivré par une cellule, un parasite de 20 μV soit 40 dB au-dessous du signal sera entendu, et pourtant 20 μV c'est peu de chose, les transistors pocket ont une sensibilité souvent 10 fois inférieure, les parasites qu'ils captent donnent une idée du soin à apporter à ce circuit.

Dans toutes les analyses d'amplificateurs haute-fidélité, nous rencontrons un circuit préamplificateur correcteur RIAA, destiné à recevoir le signal issu d'une cellule de lecture de type magnétique. Le circuit est simple, mais son rôle mérite d'être quelque peu détaillé, en fonction des deux éléments situés au début de la chaîne, le disque et la cellule de lecture.

Le disque, comporte un sillon gravé en spirale, portant la modulation; si l'on analyse celle-ci, on peut remarquer qu'un signal ne peut dépasser une amplitude maximale, sous peine de chevaucher la spirale voisine. En outre, un signal d'une fréquence donnée ne sera pas inscrit sur la même longueur de sillon, selon que l'on se trouve sur le centre ou sur la périphérie du disque, si la vitesse est constante.

Les fabricants de disques sont donc contraints de tenir compte de ces impératifs à la gravure, et sont conduits à asservir le burin graveur de façon à obtenir une vitesse variable telle que le chevauchement sur deux spirales soit impossible. Dans ces conditions, nous obtenons un signal qui n'a rien de linéaire, et dont l'allure est représentée figure 1. On constate une compression sur les fréquences les plus basses et une expansion pour les plus élevées.

La cellule de lecture magnétique délivre une tension proportionnelle à la vitesse de la pointe, et

nous sommes obligés d'appliquer une correction inverse afin d'obtenir une réponse linéaire. C'est le rôle du préamplificateur correcteur, dont la courbe de réponse est également indiquée figure 1. On voit qu'en faisant la somme vectorielle des tensions des deux courbes à toutes les fréquences, la résultante est linéaire.

Les tensions délivrées par les cellules magnétiques sont de faible amplitude, quelques millivolts et leur rapport signal/bruit est dans ce cas défavorisé par rapport aux cellules à haut niveau de sortie. C'est pour cette raison qu'un grand soin est apporté au préamplificateur afin d'éviter de dégrader celui-ci. Dans certains montages, le niveau de bruit ramené à l'entrée du préamplificateur est de l'ordre de 5 μV, ce qui n'affecte pratiquement pas le signal utile, et n'est pas perceptible à l'écoute.

Les caractéristiques particulières du préamplificateur correcteur RIAA sont analysées dans nos mesures sur les deux points importants, le rapport signal/bruit et surtout la concordance avec les courbes de la figure 3. Un écart inférieur à 2 dB est souhaitable, et l'on rencontre actuellement sur des appareils de bonne qualité des valeurs ne dépassant pas ± 0.5 dB.

Or s'il était possible d'optimiser un circuit réalisé à l'aide de composants conventionnels pour en obtenir à la fois la concordance avec la courbe et le bon rapport signal/bruit, il n'était pas possible d'obtenir ces spécifications avec les circuits intégrés, surtout pour le rapport signal/bruit jusqu'à ces dernières années où des types spéciaux bas bruit ont fait leur apparition.

Sony indique que le circuit intégré employé a été spécialement conçu pour cet usage, et offre un rapport signal/bruit très intéressant.

Le schéma figure 2 donne l'implantation des différents circuits. Le circuit intégré IC 101 (CX 0461) comporte deux amplificateurs, séparés pour chaque canal, il est alimenté par deux tensions + et - 17 V.

Son entrée, borne 6 (voie gauche en haut) reçoit les signaux de bas niveau issus du microphone ou de la cellule de lecture. Selon la source choisie le circuit intégré est bouclé par un réseau permettant d'obtenir une réponse en sortie (borne 2) linéaire ou corrigée RIAA.

La boucle linéaire comporte la résistance R<sub>107</sub>, le réseau RIAA les éléments d'une double cellule R<sub>105</sub> - R<sub>106</sub> - C<sub>102</sub>



et  $C_{101} - R_{115}$ . Une boucle de correction de phase est en outre installée, raccordée borne 3.

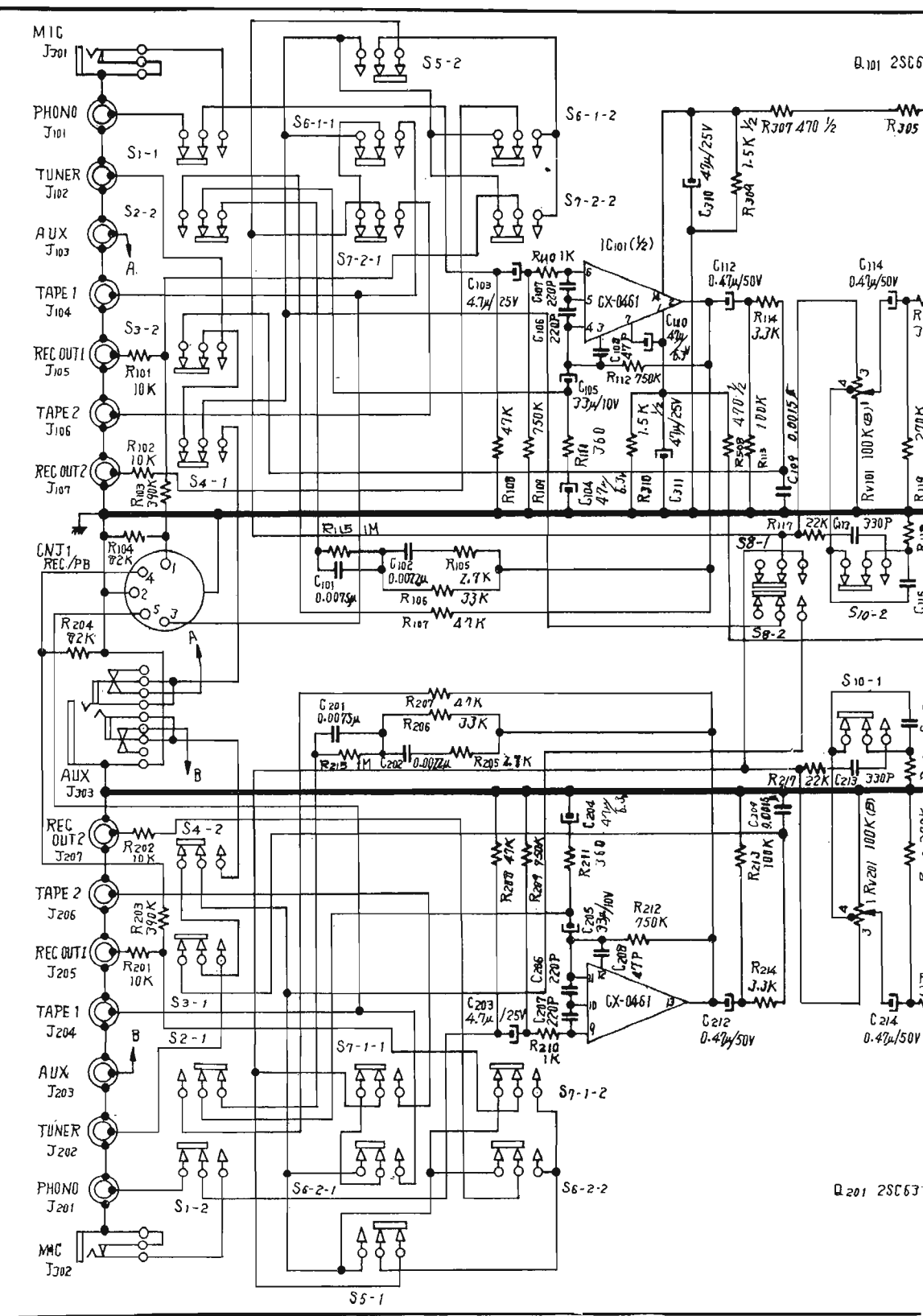
Les signaux sortant de  $IC_{101}$  sont ensuite dirigés simultanément vers les sorties enregistrement  $J_{105} - DIN$  et  $J_{107}$  et le circuit du potentiomètre de volume  $RV_{101}$ , associé au filtre physiologique commutable  $R_{117} - R_{118} - C_{113} - C_{115}$ . Le gain apporté par  $IC_{101}$  est de l'ordre de 40 dB.

A partir du curseur du potentiomètre, les signaux sont appliqués à la base du transistor  $Q_{101}$  monté en émetteur follower, évitant les interférences dues aux correcteurs de tonalité grâce à l'isolement qu'il procure par son impédance d'entrée élevée et sa faible impédance de sortie.

Le correcteur de tonalité, Baxendall classique, est raccordé au réseau de contre-réaction globale par l'intermédiaire du pont de résistance  $R_{128} - R_{147}$ . L'amplificateur de puissance est à entrée différentielle et liaison continue jusqu'aux enceintes.

Le signal parvient sur la base de  $Q_{103}$ , électrode recevant également une contre-réaction globale. Le circuit des émetteurs de  $Q_{102} - Q_{103}$  est ramené au  $-27 V$  filtré électroniquement par  $Q_{301}$ , la diode  $D_{101}$  compense les dérives dues à la température par son coefficient de variation négatif en fonction de celle-ci. Le signal sort de l'amplificateur différentiel par le collecteur de  $Q_{102}$ , puis attaque le prédriver  $Q_{104}$ , alors que le transistor  $Q_{105}$  assure la polarisation des étages suivants, les drivers complémentaires  $Q_{106} - Q_{107} - Q_{108} - Q_{109}$  étages de puissance.

Ces étages sont alimentés entre + et  $-30 V$  ( $\Delta V = 60 V$ ) et le constructeur a prévu une protection par fusible rapide. Nous voyons généralement utiliser une protection par fusible dans les matériels que nous utilisons. Cependant, nous avons vérifié le bon fonctionnement et la garantie apportée par ce simple fusible, elle est sans défaut. Nous avons provoqué 6 courts-circuits en sortie. Pour chacun, les fusibles  $F_{306}$  et  $F_{301}$  ou  $F_{302}$  ont claqué, ces derniers étant insérés en protection au secondaire du transformateur. Nous avons ensuite simulé la mise en court-circuit alternative et répétée, des transistors  $Q_{108}$  et  $Q_{109}$  en court-circuitant sans



hésiter les émetteurs collecteurs, dans ce cas,  $F_{306}$  et  $F_{301} - F_{302}$  ont claqué simultanément. L'essai s'est déroulé à une puissance de  $2 \times 25 W$  eff. à 1 kHz. Le cimetière des fusibles s'est enrichi de 21 cadavres, l'enceinte et l'appareil n'ont pas souffert des mauvais traitements que nous leur avons infligés. La protection par fusible rapide remplit donc parfaitement son rôle ici.

### MESURES

Les relevés effectués permettent bien de vérifier la concordance entre les spécifications publiées et nos mesures.

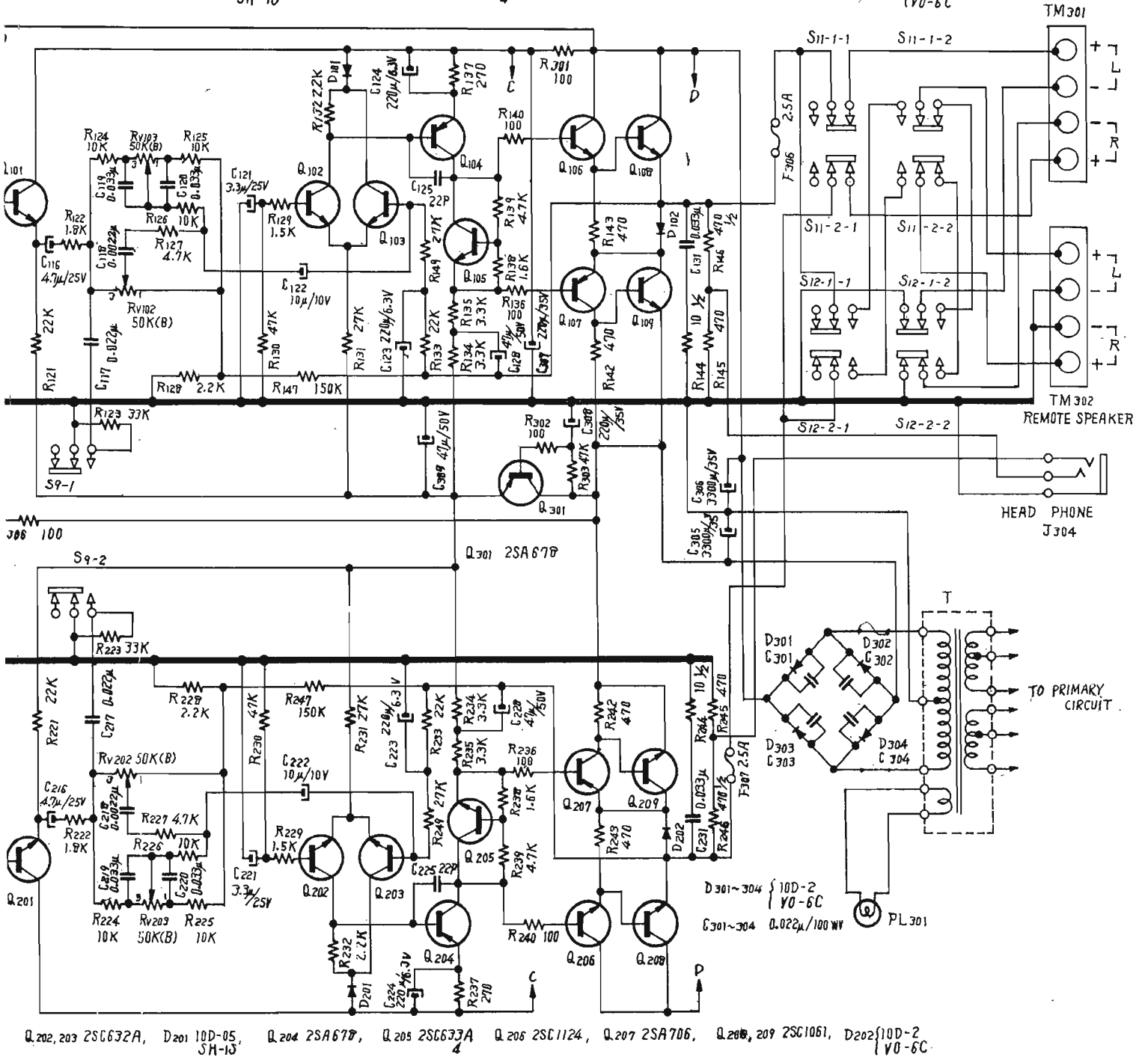
La puissance maximale sur  $4 \Omega$  à 1 kHz, les deux voies chargées simultanément, est de  $2 \times 29 W$  eff. Sur  $8 \Omega$ , celle-ci descend à  $2$

$\times 24 W$  eff. Pour ces puissances, le taux de distorsion harmonique sur  $4 \Omega$  est de 0,28 % à 1 kHz, 0,4 % à 20 Hz, 0,38 % à 20 kHz.

L'intermodulation pour les signaux 50/6 000 en rapport 4/1, à  $2 \times 29 W$  eff. est de 0,5 %.

La bande passante est linéaire à  $-3 dB$  entre 20 Hz et 38 kHz, 0 dB à la puissance maximale relevée ci-dessus sur  $4 \Omega$ .

Q102, 103 2SC632A D101 10D-05, Q104 2SA670, Q105 2SC633A Q106 2SC1124, Q107 2SA706, Q108, 109 2SC1061, D102 10D-2  
 5H-1S 4 VO-6C



Q202, 203 2SC632A, D201 10D-05, 5H-1S Q204 2SA670, Q205 2SC633A Q206 2SC1124, Q207 2SA706, Q208, 209 2SC1061, D202 10D-2  
 4 VO-6C

La correction RIAA est fidèle à + 1 - 0,8 dB, ce qui est très bon, et le rapport signal/bruit entrée PU magnétique pour un signal de référence à 2 mV est de 71 dB. Ce préamplificateur intégré est donc parfaitement capable de se substituer aux circuits classiques pour des valeurs de cet ordre de grandeur.

La plage d'action des correc

teurs de tonalité, bien qu'un peu faible par rapport aux valeurs généralement obtenues est tout de même suffisante, les ± 10 dB à 100 Hz et à 10kHz permettent de modeler la courbe de réponse, quelles que soient les corrections à apporter au lieu d'écoute.

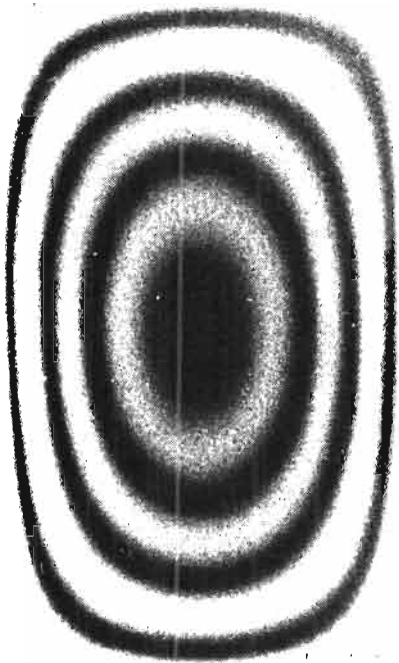
La correction physiologique est énergique, + 10,5 dB à 50 Hz, + 4 dB à 10 kHz, au niveau

- 30 dB, et compense bien les déficiences de l'oreille sur ces fréquences à bas niveau.

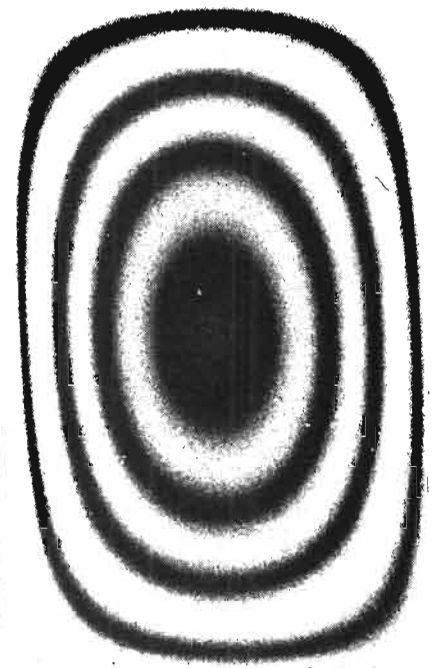
**CONCLUSION**

Sobre, bien construit, performances équilibrées, le TA 1055 est un retour vers un classisme de bon aloi qui se retrouve dans

tous les détails de l'appareil. La protection installée, pour simple qu'elle soit, est efficace et fiable. A l'écoute, associé à une platine de bonne qualité et à des enceintes ne colorant pas trop, l'amplificateur a permis la constitution d'une chaîne aux grandes qualités.



# LES LASERS



Marc FERRETTI

## *L'ajustage au laser*

**L**ES lasers d'ajustage sont limités, tant en précision que dans la largeur des découpes, essentiellement par la largeur de leur faisceau lorsque celui-ci est focalisé convenablement; et cette largeur de faisceau est, en théorie, deux fois plus faible pour un laser fonctionnant à une longueur d'onde de  $0,5320 \mu$  que pour un laser YAG travaillant dans l'infrarouge ( $1,06 \mu$ ). En pratique, les systèmes optiques sont conçus pour opérer correctement dans le spectre visible, de sorte que l'écart entre les précisions avec les lasers visibles et les lasers infrarouges est supérieur au facteur 2; cet écart est même souvent proche de 5!

Avec des lasers délivrant des faisceaux à faible longueur d'onde, on atteint ainsi des largeurs de découpe inférieure à  $3 \mu$ . La firme HOLOBEAM a récemment vendu un laser délivrant un faisceau vert, destiné à la découpe de conducteurs dans les circuits intégrés : des découpes de  $0,95 \mu$  de large ont pu être réalisées avec ce système!

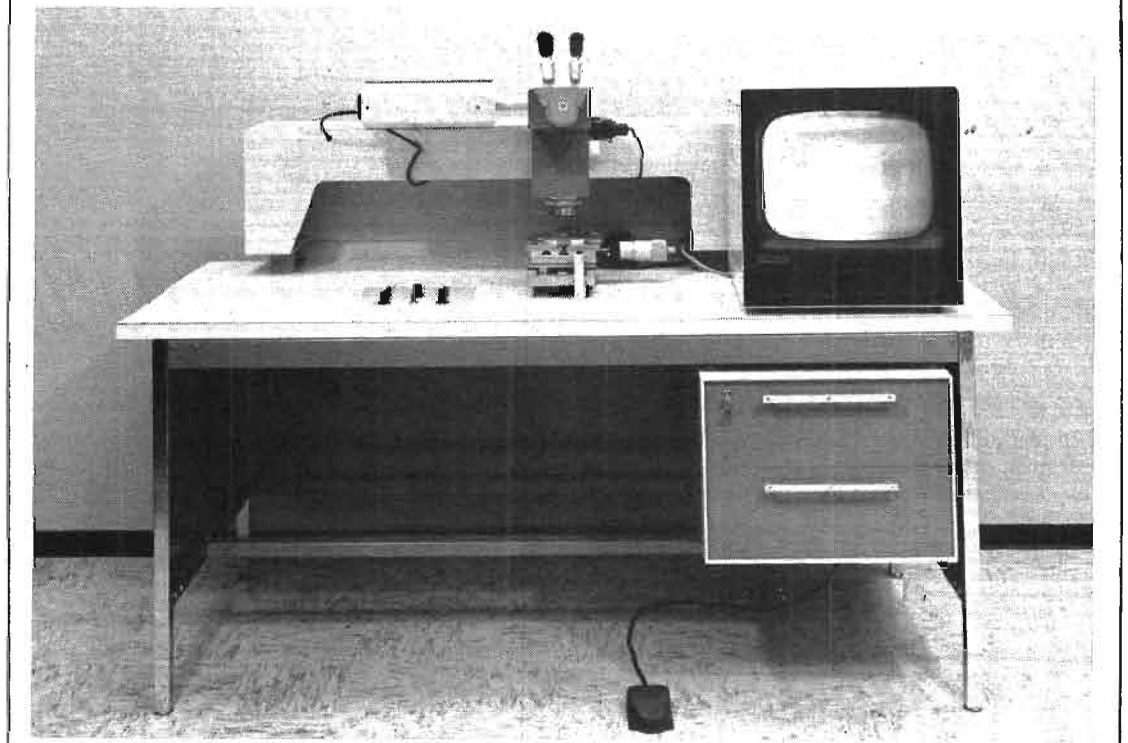
second mode, on dispose d'une impulsion lumineuse de grande puissance, pendant un temps très court. Néanmoins, il est extrêmement difficile de pomper un laser YAG au néodyme à une cadence

supérieure à 50 impulsions par seconde, alors qu'il est aisé de le pomper en continu. Un tel laser à pompage continu produit ainsi 50 W, en continu, à la longueur d'onde de  $1,06 \mu$ .

Mais celui-ci est difficilement utilisable pour l'ajustage : un film mince ou épais, éclairé par un faisceau infrarouge continu, s'échauffe de manière excessive au lieu de se vaporiser. On doit asso-

*Photo 5. — Système d'ajustage, par laser, de résistances. Un laser à argon produit 5 à 100 impulsions par seconde, chaque impulsion ayant une durée de 10 microsecondes. La puissance de crête de chaque impulsion atteint 25 W. L'image de la résistance à ajuster est projetée sur l'écran de télévision.*

(Cliché HUGHES)



### LE SECOND HARMONIQUE

Les lasers les plus couramment utilisés en ajustage sont des lasers à grenat d'yttrium-aluminium (laser YAG) dopés au néodyme. Le pompage \* du grenat est, soit continu, soit pulsé : dans ce

cier alors le laser à un « Q-switch » : ce dispositif convertit le faisceau optique continu en une série de brèves impulsions de grande puissance de crête. Une forte puissance est requise pour vaporiser le matériau, et la vaporisation n'affecte le matériau que très localement si le faisceau laser est convenablement focalisé.

L'intérêt du laser YAG est multiple : il possède un rendement relativement élevé (supérieur à 1 %) et la fiabilité du barreau laser se mesure en années. Le coût de fonctionnement de ce type de laser est relativement bas puisqu'il a été évalué entre 1 et 2 F par John B. Palmer, de HOLOBEAM, au cours d'une récente conférence « Internecon 1973 ».

La limitation majeure du laser YAG à obturateur « Q-switch » tient dans le diamètre de son faisceau : la dimension moyenne d'un impact est égale à  $25 \mu$ . Si l'on pouvait diviser la longueur d'onde par un facteur 2, et la porter ainsi à  $0,53 \mu$ , on devrait, en théorie, diviser également par le même facteur les dimensions de l'impact laser. Cette technique dite de génération de deuxième harmonique, est menée à bien au moyen d'un cristal optique non-linéaire, tel que l'iodate de lithium, de formule chimique  $\text{LiIO}_3$ . Ce cristal présente plusieurs caractéristiques intéressantes, en particulier celle d'être résistante à l'effet des hautes densités de puissance optique. Il possède une propriété gênante,

pendant : c'est un cristal soluble dans l'eau. Le cristal ne peut donc pas fonctionner convenablement en présence d'humidité; il est nécessaire de l'insérer dans une enceinte scellée, contenant de l'air sec.

Lorsque l'on associe un système laser — obturateur « Q-switch » de puissance moyenne égale à 20 W, à un générateur de second harmonique, la puissance moyenne chute souvent à 2 W. Les essais ont montré que, pour de nombreux substrats, la puissance optimale se situe entre 300 et 600 mW, avec une cadence de répétition des impulsions laser égale à 20 kHz.

Il serait intéressant, bien entendu, de pouvoir diviser encore par un facteur 2 la longueur d'onde, et travailler ainsi dans l'ultraviolet (longueur d'onde :  $0,26 \mu$ ). On disposerait alors d'un faisceau de diamètre encore plus faible. Cependant, la puissance dont on pourrait disposer, avec un système générateur de quatrième harmonique, serait bien trop faible pour être utilisable à l'échelle industrielle.

## DÉCOUPER, AJUSTER

La première application de ce type d'appareillage est la fabrica-

tion des conducteurs sur les circuits intégrés, les circuits hybrides... Il pourrait servir pour la production de circuits prototypes ou de petites séries (quelques cen-

TABLEAU II. — Caractéristiques d'un dispositif à laser YAG pour l'usinage de micro-circuits.

- Constructeur : Laboratoires de MARCOUSSIS
- Émetteur laser :
  - puissance en continu : 15 W;
  - puissance en impulsions : 15 kW crête à 1 kHz;
  - fréquence de répétition : réglable du coup à coup jusqu'à 30 kHz;
  - durée des impulsions : environ 100 nanosecondes;
  - diamètre du faisceau : réglable entre 1 et 4 mm.
- Dispositif optique :
  - dispositif F 80 mm;
  - diamètre de l'impact laser : réglable entre 20 et  $100 \mu$ .

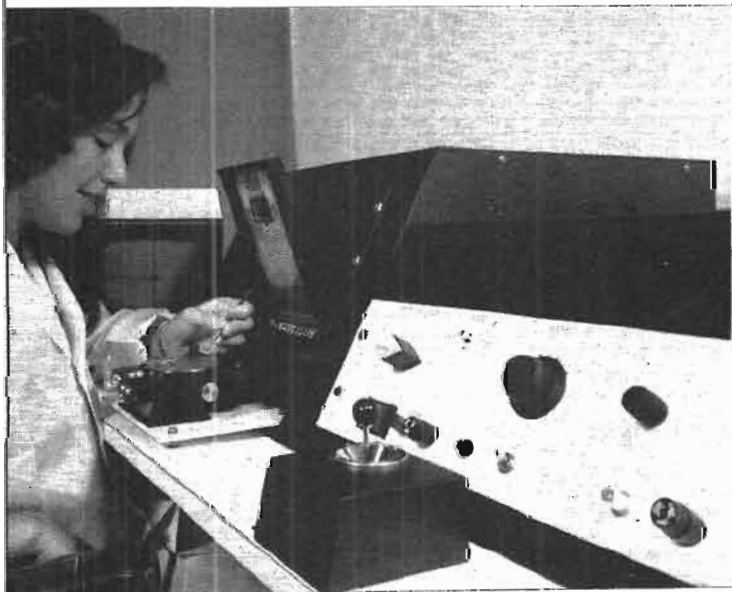
TABLEAU III. — Quelques formules optiques valables de 0,53

Formules	f/D →	30	10	3	1
$d = 0,0006774 f/D$	(millimètres)	0,0203	0,0068	0,0020	0,0007
$\Delta = 0,0013547 f^2/D$	(millimètres)	0,0406	0,0135	0,0041	0,0014
$P/A = 2775020 P / f^2/D$	(watts/mm <sup>2</sup> )	$3 \cdot 10^6$	$28 \cdot 10^6$	$308 \cdot 10^6$	$2775 \cdot 10^6$

(valeurs calculées pour un faisceau de 2 W à 10 kHz).

Photo 6. — Laser YAG d'ajustage.

(Cliché RAYTHEON)



### Définitions :

f : distance focale de la lentille optique de focalisation du faisceau;

$\Delta$  : profondeur de champ;

d : diamètre du faisceau au foyer de la lentille optique;

D : diamètre du faisceau sur la lentille;

P/A : densité de puissance.

### Conséquences :

- Pour un faisceau laser de diamètre fixe, la plus courte distance focale donnera le plus petit diamètre du faisceau au foyer, donc le plus faible diamètre d'impact.
- La profondeur de champ décroît avec la distance focale : ceci engendre des contraintes pour l'appareillage (mouvement impossible de la table supportant le circuit à ajuster), et le circuit composant ajusté (qui doit être parfaitement plat).



TABLEAU IV. — Coefficient de réflexion de couches minces métalliques fraîchement préparées, selon la longueur d'onde du faisceau d'éclairage.

Longueur d'onde (micron)	Aluminium	Argent	Or	Cuivre	Rhodium	Remarques
0,260	92,2 %	29,2 %	35,6 %	35,5 %	65 %	Faisceau ultraviolet délivré par un générateur d'harmonique quatre
0,53	91,8 %	97,7 %	47,7 %	60,0 %	77,4 %	Faisceau vert délivré par un générateur de second harmonique
1,06	93,9 %	98,9 %	98,2 %	98,5 %	85,0 %	Laser infrarouge YAG
10,6	98 %	98,9 %	98,4 %	98,8 %	96,0 %	Laser infrarouge à CO <sub>2</sub>

taines de circuits intégrés par exemple), ou encore pour la conception de nouveaux circuits. Dans ce cas, on élimine bien entendu, la procédure normale avec les masques photographiques.

L'emploi d'un faisceau laser avec générateur de second harmonique autorise l'ajustage dynamique de condensateurs en couche mince ou épaisse. Avec un laser travaillant à 1,06  $\mu$ , on détruit le diélectrique en vaporisant la plaque supérieure du condensateur en cours d'ajustage : en effet, cette plaque réfléchit fortement les fais-

ceaux infrarouges, de sorte qu'il est nécessaire de faire appel à de fortes puissances pour vaporiser le métal de la plaque. De telles puissances sont trop importantes pour le diélectrique. Les films métalliques voient leur coefficient de réflexion diminuer lorsque la longueur d'onde optique diminue : un film d'or, par exemple, a un coefficient de réflexion de 47,7 % avec un faisceau vert (0,53  $\mu$ ), alors qu'il atteint 98,2 % avec un faisceau infrarouge. Aux basses longueurs d'onde, le faisceau laser est moins bien réfléchi, donc davantage absorbé : comparativement,

la vaporisation des films minces requiert une puissance moindre avec un faisceau vert qu'avec un faisceau infrarouge. Un faisceau vert ne détériorera donc pas le diélectrique lors de l'ajustage de micro-condensateurs.

Une autre application concerne l'isolation d'un élément de circuit intégré, pour une analyse de panne, par exemple, ou encore pour en modifier certains paramètres de fonctionnement : un seul circuit intégré peut ainsi être conçu pour remplir plusieurs fonctions.

## LES LASERS A ARGON ÉGALEMENT...

Le laser à argon émet son faisceau dans le spectre visible : on peut donc également envisager de l'utiliser à des fins de micro-usinage. Johann KRUGER et Wolfgang JASMES, aux Laboratoires de recherches PHILIPS de HAMBOURG, ont mis à profit ce dernier principe, et ont employé un laser à argon de puissance continue égale au watt. Le faisceau optique traverse un modulateur électro-optique, puis il est envoyé sur un déflecteur pour réaliser à partir de prismes biréfringents en calcite, et d'une cellule de KERR en nitrobenzène. Ce déflecteur électro-optique est capable de diriger le faisceau laser suivant... 1024 directions de déviations possibles!

M. FERRETTI

\* Lors du pompage on excite un barreau solide (ou un tube gazeux) pour que l'effet laser y prenne naissance. Le pompage peut être optique, électrique, thermique... selon le mode d'excitation de la matière active.

### VIENT DE PARAÎTRE



## COURS ELEMENTAIRE de Radiotechnique

de  
Roger A. RAFFIN

Ce nouvel ouvrage de Monsieur R.A. RAFFIN, traite de tous les problèmes concernant aussi bien la technologie que la théorie élémentaire, des circuits électroniques utilisés actuellement, y compris les plus modernes, comme par exemple : les diodes BACKWARD, les diodes VARICAP, les transistors à effet de champ et même les circuits intégrés. Ce livre permettra de bien s'initier à la radiotechnique et, d'autre part, des techniciens ayant quitté depuis longtemps l'école, pourront se recycler rapidement en lisant ce livre.

Extrait du sommaire :

Principes fondamentaux d'électricité — Résistances — Potentiomètres — Accumulateurs — Piles — Magnétisme et électromagnétisme — Le courant alternatif — Les condensateurs — Acoustique — Emission et réception — La détection — Les tubes — Redressement — Diodes — Lampes — Semi-conducteurs

Un ouvrage format 15 x 21 cm de 312 pages, sous couverture pelliculée, avec 230 schémas — Prix : 35 F

En vente à la

**LIBRAIRIE PARISIENNE DE LA RADIO**  
43, rue de Dunkerque, 75010 PARIS  
Tél. : 878-09-94/95 - C.C.P. 4949-29 PARIS

(Aucun envoi contre remboursement — Ajouter 15 % pour frais d'envoi à la commande.)

# LISEZ RADIO PLANS

La revue mensuelle de  
l'électronique appliquée

En vente  
chez tous les marchands de journaux

# NOUVEAUX CIRCUITS INTÉGRÉS DE TECHNIQUE AMÉRICAINE POUR MUSICO-ÉLECTRONIQUE

LA musico-électronique semble maintenant intéresser également les fabricants américains, qui proposent des circuits intégrés nouveaux pouvant être utilisés dans diverses applications de ce domaine particulièrement séduisant.

L'intérêt des applications de la musico-électronique est en effet considérable, non seulement au point de vue technique et artistique, mais aussi au point de vue commercial.

Un nombre considérable d'orgues électroniques, pas trop chers, peut être aisément placé dans tous les foyers où trônait jadis le piano, instrument toujours merveilleux, mais actuellement encombrant, lourd et surtout très cher.

## SYNTHÉTISEUR DE 13 NOTES

Fabriqué par Mostek, le circuit intégré MK 5024 P/AA permet d'obtenir, à partir d'un signal d'entrée, rectangulaire à 2,000240 MHz; treize signaux de notes depuis le DO<sub>8</sub> jusqu'au DO<sub>9</sub> inclus. Cette treizième note est intéressante pour « terminer » la distribution des notes sur un clavier d'orgue ou sur un instrument électronique moins complexe mais toujours polyphonique.

Il va de soi, que les notes des signaux sortants seront appliquées à 12 diviseurs de fréquence pour obtenir les gammes d'indices 7, 6, 5... etc. selon le nombre des étages diviseurs dont on dispose dans les CI diviseurs de fréquence.

La treizième note (la plus haute, DO<sub>9</sub>) ne sera utilisée que comme dernière note de l'instrument, la plus aiguë, évidemment, située à l'extrême droite du clavier.

On indique à la figure 1, le branchement du CI, monté dans un boîtier « rectangulaire » à 16 broches. Ce boîtier est vu de dessus, avec le point 1 à gauche du repère. Le Mostek, MK 15024 P/AA, nécessite une seule alimentation de 15 V, avec le négatif à la masse, point 3 (V<sub>DD</sub>) et le positif au point 1 (V<sub>SS</sub>).

Au point 2 se trouve l'entrée du signal à 2,000240 MHz de forme rectangulaire et de 15 V d'amplitude.

Voici Tableau I les fréquences des 13 signaux obtenus :

Remarquons que ce CI peut également fonctionner avec un signal d'entrée sinusoïdal.

Il est important de noter que l'amplitude de ce signal doit être de 15 V crête à crête.

L'oscillateur peut être fixe, à cristal par exemple, ou à réglage variable de fréquence, pour des applications comme les suivantes :

Point du CI	Fréquence (Hz)	Note (f)	Note (américaine)
16	4186	DO <sub>7</sub>	C <sub>8</sub>
4	4434,9	DO <sub>7</sub> dièse	C <sub>8</sub> dièse
5	4698,6	RE <sub>7</sub>	D <sub>8</sub>
6	4978,0	RE <sub>7</sub> dièse	D <sub>8</sub> dièse
7	5274	MI <sub>7</sub>	E <sub>8</sub>
8	5587,7	FA <sub>7</sub>	F <sub>8</sub>
9	5919,9	FA <sub>7</sub> dièse	F <sub>8</sub> dièse
10	6271,9	SOL <sub>7</sub>	G <sub>8</sub>
11	6644,9	SOL <sub>7</sub> dièse	G <sub>8</sub> dièse
12	7040	LA <sub>7</sub>	A <sub>8</sub>
13	7458,6	LA <sub>7</sub> dièse	A <sub>8</sub> dièse
14	7902,1	SI <sub>7</sub>	B <sub>8</sub>
15	8372	DO <sub>8</sub>	C <sub>9</sub>

vibrato, transposition, accord avec un instrument à accord fixe indéglable, orgue d'accords.

## DIVISEURS BINAIRES DE FRÉQUENCE

Les sociétés américaines RCA et Motorola proposent leurs circuits équivalents et interchangeables :

RCA CD 4024  
MOTOROLA MC14024

Ce sont des diviseurs par deux, à une entrée et sept sorties donnant, par conséquent, à partir du signal reçu à la fréquence f, les

signaux a f/2, f/4... f/128 Hz. On donne à la figure 2, le branchement de ces circuits intégrés. Le boîtier est vu de dessus et possède 14 broches. Ce CI se branche comme suit :

Point 2 à la masse (point RESET) (- alimentation)

Point 1 entrée du signal de 15 V d'amplitude

Point 14 + 15 V par rapport à la masse

Point 7 à la masse (- alimentation).

En supposant que le signal d'entrée est un DO<sub>8</sub> par exemple, le CI donnera les DO inférieurs, comme suit :

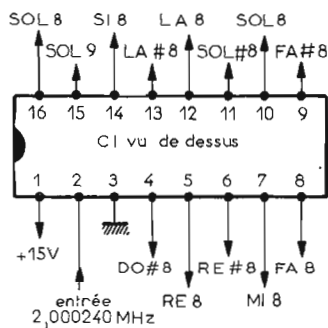


Fig. 1

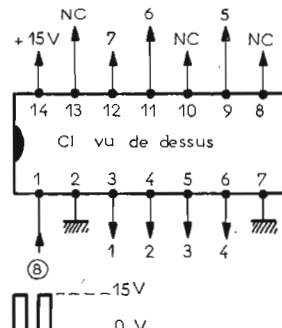


Fig. 2.

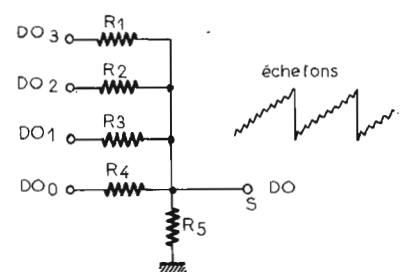


Fig. 3.

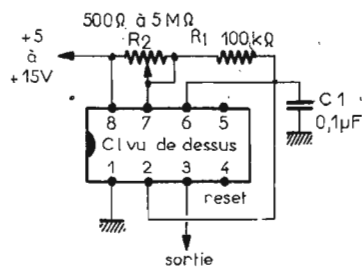


Fig. 4.

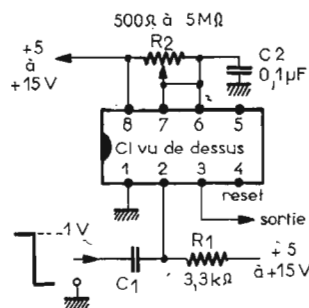
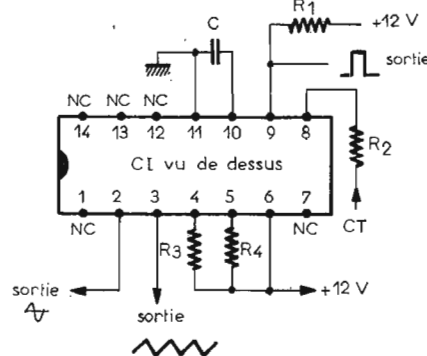


Fig. 6.



Point 12 : DO<sub>7</sub>  
 Point 11 : DO<sub>6</sub>  
 Point 9 : DO<sub>5</sub>  
 Point 6 : DO<sub>4</sub>  
 Point 5 : DO<sub>3</sub>  
 Point 4 : DO<sub>2</sub>  
 Point 3 : DO<sub>1</sub>  
 Points 13, 10, 8, non connectés,  
 à laisser en l'air.

Les signaux de sortie sont rectangulaires. Pour obtenir des signaux en dents de scie, on effectuera le montage de synthèse de la figure 3. Soit DO<sub>0</sub> la note à obtenir, avec une forme de signal en dents de scie.

On réalise un mélange avec des notes octaves supérieures :

DO<sub>0</sub>, DO<sub>1</sub>, DO<sub>2</sub> et DO<sub>3</sub>, à l'aide des résistances : R<sub>1</sub> = 91 kΩ, R<sub>2</sub> = 44 kΩ, R<sub>3</sub> = 22 kΩ, R<sub>4</sub> = 11 kΩ, R<sub>5</sub> = 470 Ω. La valeur 91 kΩ standardisée remplace celle de 88 kΩ. On voit que le signal fondamental DO<sub>0</sub> sera prédominant en raison de la valeur de R<sub>4</sub>, la plus faible de toutes.

En réalité, le signal est à échelons, mais à l'audition, il est pratiquement équivalent à un signal en dent de scie de forme très satisfaisante.

Le signal de sortie en dent de scie est obtenu aux bornes de la résistance R<sub>5</sub> de 470 Ω, donc sur faible impédance. Au point S, on montera les circuits de liaison habituels vers le BUS (collecteurs de signaux de notes), comportant généralement un condensateur et une résistance (C = 0,1 μF par exemple, R = 47 kΩ par exemple) pour éviter le court-circuitage mutuel entre les sorties S'. Remarquons que l'on disposera ainsi, des sorties de notes S en dents de scie et aussi de sorties S' en signaux rectangulaires. Ces deux sortes de sorties sont utilisables séparément ou en mélange dosé pour obtenir toutes sortes de timbres en passant aussi par des formants appropriés.

## GÉNÉRATEUR DE RYTHME

Le fameux circuit intégré 555 de SIGNETIC peut être utilisé dans de nombreuses applications. Le 555 SIGNETIC peut fonctionner comme oscillateur dans un ensemble de dispositifs musico-électroniques comme les suivants : instruments monodiques (oscillateur à fréquence variable), générateur de rythmes, générateurs de signaux de notes.

A la figure 4 on donne le schéma de montage du 555. Ce CI est monté dans un boîtier à 8 broches dont le repérage se fait comme dans les autres CI, le point 1 étant à gauche du repère si le CI est vu de dessus.

Ce dispositif est alimenté sous une tension de 5 à 15 V, avec le négatif au point 1 et le positif au point 8. Avec le montage de la figure 4, on obtient un oscillateur stable dont la fréquence dépend de la valeur de R<sub>2</sub> et de C<sub>1</sub>. Plus le produit R<sub>2</sub> C<sub>1</sub> est élevé, plus la fréquence est basse et de l'ordre de 1/T avec T = 1 / (R<sub>2</sub> C<sub>1</sub>).

On peut faire varier R<sub>2</sub> entre 500 Ω et 5 MΩ en montant un potentiomètre de 500 Ω à 5 MΩ ou une résistance fixe comprise entre 1 000 Ω et 3,5 MΩ. C<sub>1</sub> peut être choisi entre 500 pF et 0,1 μF et plus.

A titre d'exemple, si C<sub>1</sub> = 0,1 μF et R<sub>2</sub> = 1 MΩ, le produit T est égal à 10<sup>-7</sup>. 10<sup>6</sup> = 0,1 s ce qui correspond à 1/T = 10 Hz. Si R<sub>2</sub> = 1 kΩ, C<sub>1</sub> = 0,1 μF, T = 10<sup>-7</sup>. 10<sup>3</sup> = 10<sup>-4</sup> s ou 1/T = 10 kHz.

On voit qu'en laissant C<sub>1</sub> fixe, à 0,1 μF par exemple, la seule variation de R<sub>2</sub> permet de couvrir la gamme 10 Hz à 10 000 Hz sans commutation. Un système de commutation de C<sub>1</sub> mettant en circuit des valeurs comme les suivantes : 0,1 μF, 10 nF, 1 nF, permettrait d'obtenir des gammes à fréquences élevées.

La valeur de R<sub>1</sub> est 100 kΩ. On obtiendra le signal de sortie au point 3. Les points 4 et 5 resteront non branchés. Le signal obtenu est rectangulaire si R<sub>2</sub> > R<sub>1</sub>. A la figure 5, on donne un autre montage du 555, avec les valeurs suivantes :

R<sub>2</sub> = résistance variable entre 500 Ω et 5 MΩ. C<sub>2</sub> = 0,1 μF, C<sub>1</sub> = 0,1 μF, R<sub>1</sub> = 3,3 kΩ. Alimentation entre 5 et 15 V, masse et négatif au point 1.

Ce montage est un multivibrateur monostable déclenchable par le point 2, par l'intermédiaire du circuit R<sub>1</sub> C<sub>1</sub>. Le signal de sortie est au point 3 et les points 4 et 5 resteront non branchés. On réunira les points 7 et 6.

Le montage peut être utilisé comme générateur d'impulsions. Il faudra lui appliquer des signaux rectangulaires positifs, égaux à la tension d'alimentation, soit + 5 à + 15 V, par rapport à la masse.

Actuellement, aux U.S.A., du moins, le 555 est très avantageux au point de vue prix. Il existe des CI type 556 à deux sections, chacune identique à un seul 555 (voir plus loin).

## OSCILLATEUR COMMANDÉ PAR UNE TENSION

A la figure 6, on donne le schéma d'un oscillateur dont la fréquence est réglable en agissant sur la valeur d'une tension continue. Ce montage se nomme VCO (voltage-controlled-oscillator) ou OCV, en français si l'on veut.

Ce genre de montage est adopté souvent dans les synthétiseurs musicaux pour obtenir les notes désirées en commutant des tensions.

Par lui-même, ce VCO est très stable; il faut donc que les éléments extérieurs le soient aussi. La source des tensions devra être stabilisée.

On utilisera dans ce montage, le circuit intégré 8038 de la marque INTERSIL. On voit sur le schéma

de la figure 6, que le CI est monté dans un boîtier rectangulaire à 14 broches. Les valeurs des éléments sont : C = 0,1 μF, R<sub>1</sub> = 10 kΩ; R<sub>2</sub> = 3,3 kΩ, R<sub>3</sub> = R<sub>4</sub> = 10 kΩ. Il y a une entrée CT (commande par la tension) à laquelle on appliquera la tension variable. Celle-ci devra être comprise entre les limites suivantes : + 8 et + 12 V, valeurs imposées. Ne pas dépasser + 8 V vers des tensions inférieures, ni + 12 V vers des valeurs supérieures.

Le montage donne trois sortes de signaux, en même temps si on le désire :

- au point 9 : signaux rectangulaires
- au point 2 : signaux sinusoïdaux
- au point 3 : signaux triangulaires.

Les charges sont de 10 kΩ. Ne pas utiliser les points 1, 7, 12, 13 et 14.

Alimenter ce VCO, sur 12 V, avec le négatif à la masse, point 11, le + étant branché par l'intermédiaire de résistances aux points 9, 4 et 5. Un potentiomètre donnera la tension variable entre + 8 et + 12 V. Pour des notes fixes on le remplacera par un diviseur de tension à résistances montées en série.

Des dispositifs de mélange des trois signaux de sortie permettant la réalisation de signaux ayant une infinité de formes différentes.

Dans le cas du signal sinusoïdal, on obtiendra une distorsion inférieure à 5 % (voir référence I).

## GÉNÉRATEUR MUSICAL ÉLECTRONIQUE

Malgré la simplicité des boîtes à musique mécano-électroniques, nombreux amateurs préfèrent des dispositifs purement électroniques.

Ils seront beaucoup plus compliqués, mais grâce à l'emploi des circuits intégrés, leur construction sera assez simple et ne nécessitera que peu de compo-

sants extérieurs, en plus des circuits intégrés.

Il en est ainsi du montage de la figure 7 qui utilise cinq circuits intégrés, cinq résistances et dix condensateurs fixes. Ce montage est dû à Keneth R. Dugon. Sa description, très sommaire, a été publiée dans ELECTRONICS (voir référence II).

Il s'agit d'un générateur donnant une série de 10 notes musicales dont la hauteur peut être prédéterminée par le choix des valeurs des capacités et des résistances. Les cinq circuits intégrés sont les suivants :

1° Deux sections identiques, l'un 556 Signetic ou deux 555 séparés. Le brochage indiqué sur la figure 7 est celui du 556.

2° Un 7490, compteur décimal.

3° Deux décodeurs 1 à 10 type 7441.

Diverses applications sont possibles pour cet appareil, carillon, signalisateur de téléphone, signalisateur d'identification, boîte à musique à mélodie déterminée d'avance ou interchangeable par carte ou commutation.

Tout le dispositif fonctionne avec une alimentation de + 5 V, le négatif étant à la masse.

La sortie de ce montage devra être connectée à l'entrée d'un amplificateur BF.

## MONTAGE DES CI

Voici comment sont montés les quatre circuits intégrés (ou les cinq si l'on utilise deux 555 au lieu du 556).

La première moitié du 556, à points de branchement 1, 2, 6, 7, 5, 4, 14 sert de générateur de rythme. Il sera donc réglé pour donner des cadences à fréquences très basses de l'ordre de la fraction d'une seconde, par exemple 0,25 s.

On alimente ce CI comme suit : la + 5 V au point 14, la masse et le négatif de l'alimentation au point 7. Les deux points, 14 et 7, sont communs aux deux sections du 556. La fréquence de rythme est déterminée par les résistances  $R_1$  et  $R_2$ , montées aux points 14, 1 et 2 et des capacités  $C_A$  et  $C_B$ .

Remarquons l'entrée du signal de commande RC au point 4 de CI-1 556. Ce point détermine le fonctionnement du rythme comme suit : si ce point EC est relié au point  $V_{CC}$  (+ alimentation de 5 V), l'appareil fonctionne indéfiniment. Dans le cas où ce point n'est pas connecté, le fonctionnement s'arrête dès qu'un premier cycle est terminé.

D'autre part, il faut noter l'inverseur SW1 dit style Switch à deux positions S (SLUR) et K (KEY).

En position S le point 10 de la deuxième section de CI-1 (556) et

au  $V_{CC}$  (+ 5 V). Ce point est l'homologue du point 4 de la première section. En position S les notes produites par cet appareil se succèdent et en position K elles sortent mélangées.

La sortie, point 5 du rythmeur, 1/2 556, transmet le signal au point 14 du compteur 7490, CI-2, et au point K.

Les signaux sortant du compteur aux points 12, 1, 9, 8, 11 sont transmis aux points d'entrée des deux décodeurs CI-3 et CI-4, du type 7441 possédant chacun dix points de sortie. Les dix signaux des points 1, 2, 10, 11, 14, 13, 9, 8, 15 et 16 de CI-4 sont transmis par  $C_1$  à  $C_7$  à l'entrée, point 8, de la section « générateur de notes » de CI-1.

La fréquence des notes dépend

des valeurs des capacités  $C_1$  à  $C_7$ . Voici ces valeurs pour l'obtention des dix premières notes d'une mélodie déterminée, choisie par l'auteur de ce montage :  $C_1 = 42$  nF,  $C_2 = 38$  nF,  $C_3 = 33$  nF,  $C_4 = 36$  nF,  $C_5 = 34$  nF,  $C_6 = 34$  nF,  $C_7 = 27$  nF.

La valeur du condensateur  $C_0$  n'est pas critique. Au tableau I, nous donnons les fréquences correspondant à ces capacités.

Il y a dix notes numérotées de (0) à (9). Les notes (3), (7) et (9) sont identiques, le LA 3, et également les notes (2) et (4) (FA 3 dièse).

Pour cette raison, on a réuni les sorties du décodeur CI-4 : d'une part, les points 9, 10 et 2 et d'autre part les points 8 et 13.

De cette manière, aux points de

TABLEAU I

Compteur	Capacité (nF)	Fréquence (Hz)	Note approx.
(0)	$C_1 = 42$	329	MI 3
(1)	$C_2 = 40$	349	FA 3
(2)	$C_3 = 38$	370	FA 3 dièse
(3)	$C_4 = 33$	440	LA 3
(4)	$C_3 = 38$	370	FA 3 dièse
(5)	$C_5 = 36$	392	SOL 3
(6)	$C_6 = 34$	415	SOL 3 dièse
(7)	$C_4 = 33$	440	LA 3
(8)	$C_7 = 27$	523	DO 4
(9)	$C_4 = 33$	440	LA 3

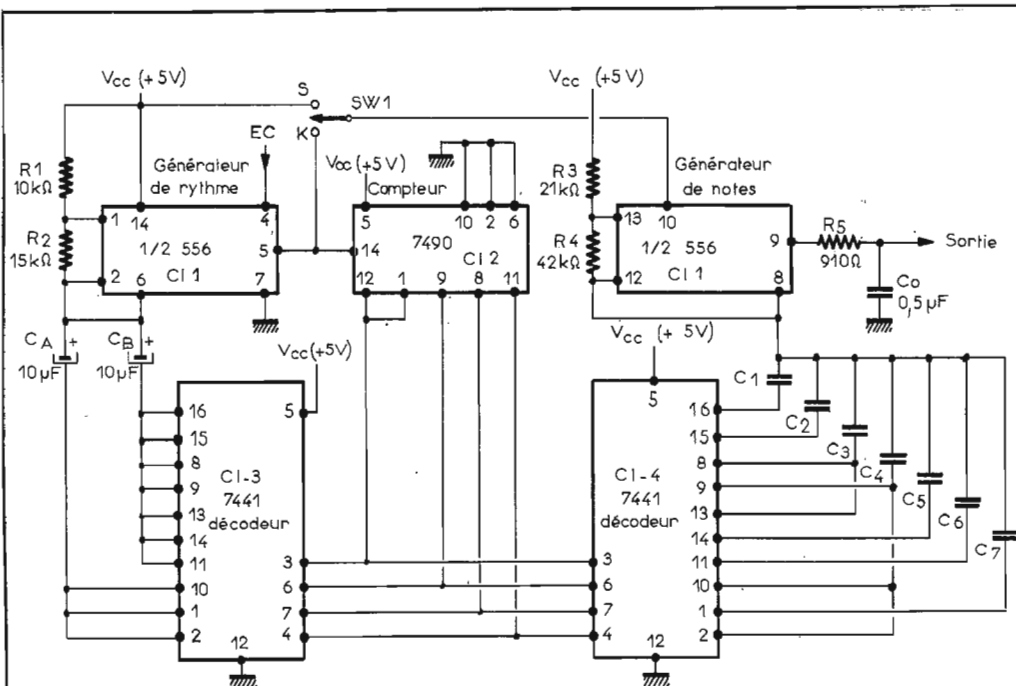


Fig. 8.

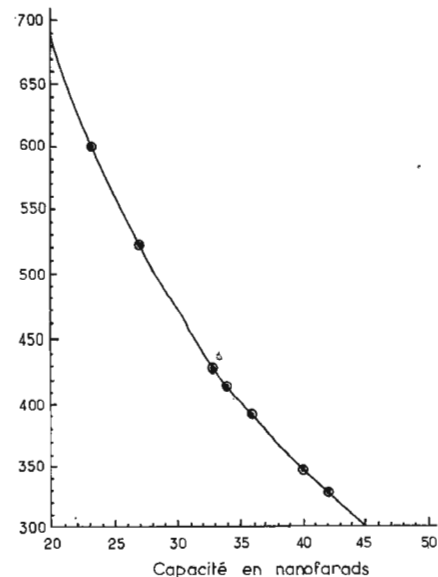


Fig. 9.



Fig. 10.



U <sub>t0</sub> à S <sub>i0</sub>	U <sub>t1</sub> à S <sub>i1</sub>	U <sub>t2</sub> à S <sub>i2</sub>	U <sub>t3</sub> à S <sub>i3</sub>	U <sub>t4</sub> à S <sub>i4</sub>	U <sub>t5</sub> à S <sub>i5</sub>	U <sub>t6</sub> à S <sub>i6</sub>	U <sub>t7</sub> à S <sub>i7</sub>	U <sub>t8</sub> à S <sub>i8</sub>
32,69 Hz	65,39 Hz	130,79 Hz	261,59 Hz	523,19 Hz	1 046,37 Hz	2 092,75 Hz	4 185,50 Hz	8 371,00 Hz
34,62 Hz	69,25 Hz	138,50 Hz	277,02 Hz	554,05 Hz	1 108,10 Hz	2 216,22 Hz	4 432,44 Hz	8 864,88 Hz
36,68 Hz	73,37 Hz	146,78 Hz	293,56 Hz	587,01 Hz	1 174,02 Hz	2 348,05 Hz	4 696 11 Hz	9 392,22 Hz
38,84 Hz	77,70 Hz	155,44 Hz	310,88 Hz	621,66 Hz	1 243,28 Hz	2 486,58 Hz	4 973,18 Hz	9 946,36 Hz
41,20 Hz	82,39 Hz	164,80 Hz	329,60 Hz	659,21 Hz	1 318,42 Hz	2 636,56 Hz	5 273,12 Hz	10 546,24 Hz
43,64 Hz	87,30 Hz	174,61 Hz	349,22 Hz	698,44 Hz	1 396,88 Hz	2 793,76 Hz	5 587,52 Hz	11 175,04 Hz
46,21 Hz	92,45 Hz	184,91 Hz	369,82 Hz	739,64 Hz	1 479,29 Hz	2 958,59 Hz	5 917,18 Hz	11 834,36 Hz
48,98 Hz	97,96 Hz	195,93 Hz	391,86 Hz	783,73 Hz	1 567,46 Hz	3 134,92 Hz	6 269,84 Hz	12 539,68 Hz
51,87 Hz	103,74 Hz	207,48 Hz	414,97 Hz	829,97 Hz	1 659,94 Hz	3 319 88 Hz	6 639,77 Hz	13 279,54 Hz
55,00 Hz	110,00 Hz	220,00 Hz	440,00 Hz	880,00 Hz	1 760,00 Hz	3 520,00 Hz	7 040,00 Hz	14 080,00 Hz
58,24 Hz	116,49 Hz	232,98 Hz	465,96 Hz	931,92 Hz	1 863,85 Hz	3 727,70 Hz	7 455,40 Hz	14 910,80 Hz
61,73 Hz	123,46 Hz	246,94 Hz	493,88 Hz	987,57 Hz	1 975,13 Hz	3 950,27 Hz	7 900,54 Hz	15 801,08 Hz

sortie du décodeur, valables pour une même note, correspondent des valeurs identiques de capacité d'accord du CI-1 section 2, servant de générateur de notes musicales.

La figure 8 donne la notation musicale de la succession des dix notes citées plus haut.

D'autre part, pour permettre d'obtenir un autre air, nous avons établi la courbe de la figure 9 correspondant aux données numériques du tableau I.

En ordonnées on a inscrit la fréquence en Hz, entre 300 et 700 Hz et en abscisses, la capacité d'accord, en nanofarads.

Grâce à cette courbe, le réalisateur de cet appareil musical, aura la possibilité de choisir les capacités correspondant à un autre air, dont il situera les notes, entre 700 Hz (FA 4 environ) et 300 Hz (RE 4 dièse environ).

Il va de soi qu'avec des capacités moitiés de celles comprises entre 300 et 700 nF (donc 150 à 350 nF) les notes obtenues seront les octaves supérieures et avec des capacités doubles, les notes seront les octaves inférieures des notes considérées. Exemple. Soit à obtenir un air comme celui indiqué à la figure 10.

1° Les notes de cet air correspondent aux fréquences indiquées

TABLEAU II

Compteur	Capacités (nF)	Fréquences (Hz)	Note
(0)	42	329	MI 3
(1)	38	370	FA 3 dièse
(2)	36	392	SOL 3
(3)	42	329	MI 3
(4)	33	440	LA 3
(5)	36	391	SOL 3
(6)	40	349	FA 3
(7)	42	329	MI 3
(8)	48	293	RE 3
(9)	29	493	SI 3

au tableau II, analogue au tableau I, donné plus haut, et convenant à l'air de la figure 8.

Les fréquences sont relevées sur un tableau de fréquences comme celui de la figure 11.

La fréquence 293 Hz ne figure pas sur la courbe de la figure 9. Prenons alors le double de cette fréquence :

$2 \cdot 293 = 586$  Hz qui se trouve en ordonnées sur le graphique et correspond à une capacité de 24 nF environ.

Il en résulte que pour  $f = 293$  Hz, la capacité d'accord sera  $2 \cdot 24 = 48$  nF. Le schéma correspondant est indiqué à la figure 12.

### BROCHAGE DES CI

Les circuits intégrés 7490 à un boîtier 14 broches rectangulaire comme celui de la figure 13.

A la figure 14, on donne le branchement du circuit intégré 7441. Celui-ci présente les parti-

cularités suivantes : les points A B C D sont les entrées des signaux provenant des sorties A B C D respectives du compteur et indiquées sur la figure 13. De plus, les points (broches) de sortie des signaux successifs du décodeur (Fig. 14), sont numérotés dans l'ordre de production des signaux comme suit :

Signal d'ordre (0) :  
point (ou broche) 16

Signal d'ordre (1) :  
point (ou broche) 15

Signal d'ordre (9)  
point (ou broche) 2

Il ne faut donc pas confondre les points de sortie avec les numéros d'ordre de succession des dix signaux (0), (1)... (9).

Sur la figure 7, les signaux se succèdent dans cet ordre, ce qui explique la manière dont les points de sortie correspondants ont été indiqués, leur vraie disposition étant celle de la figure 14, le CI vu de dessus.

Le mode de branchement est donc facile à comprendre à la suite des indications que nous venons de donner.

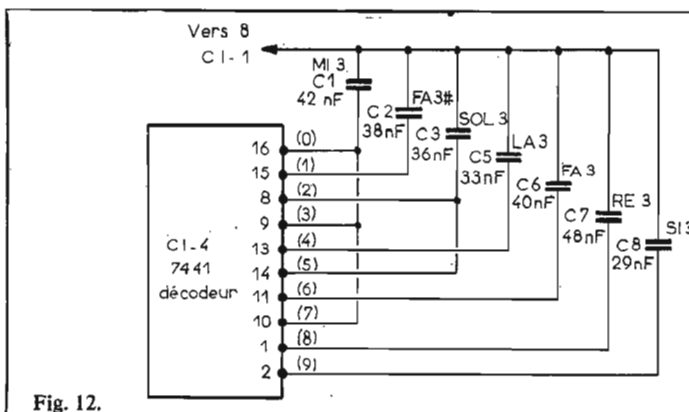


Fig. 12.

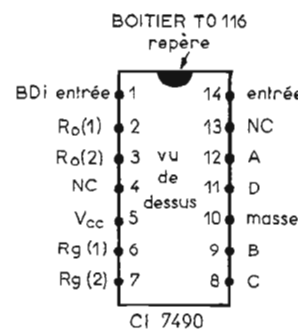


Fig. 13.

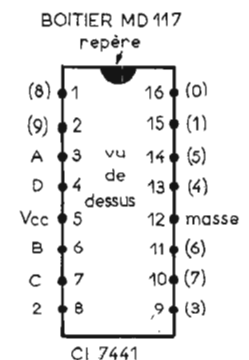


Fig. 14.

**CARACTÉRISTIQUES  
DU 556 ET DU 555**

Voici également des renseignements concernant le 556. Ce CI est fabriqué par SIGNETIC (voir référence III).

Si l'on désire utiliser deux 555, la correspondance des broches est la suivante :

**TABLEAU III**

Fonction	555	556 sect. 1	556 sect. 2
Masse	1	7	7
Trigger	2	6	8
Sortie	3	5	9
Reset	4	4	10
Commande	5	3	11
Seuil	6	2	12
Décharge	7	1	13
V <sub>cc</sub> (V +)	8	14	14

Le 555 est présenté en deux sortes de boîtiers : à embase ronde comme indiqué à la figure 16 A et à embase rectangulaire comme représenté à la figure 16 B. Dans les deux cas, la numérotation est la même et le brochage est celui indiqué sur le tableau III.

F. JUSTER

**BIBLIOGRAPHIE**

- (III) Radio Electronics : IC'S for Electronic Music (février 1974, page 49).
- (III) Timers, par K. R. Dugan.
- (III) Doc. SIGNETIC.

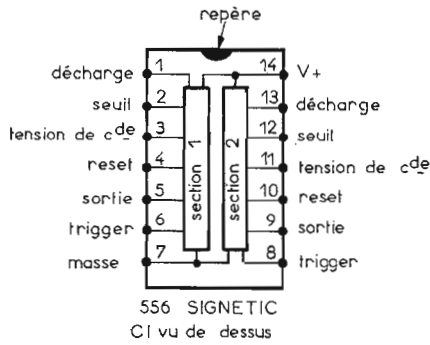


Fig. 15.

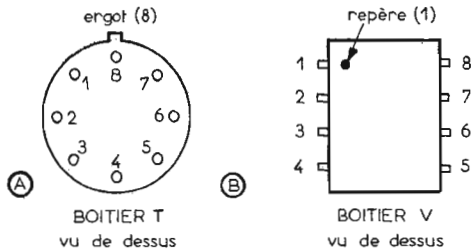


Fig. 16.

**VIENT DE PARAÎTRE**



**APPAREILS  
MODERNES  
DE MESURE  
EN BF - RADIO  
TELEVISION**

F. HURÉ

Essentiellement pratique, ce livre est indispensable à tous les électroniciens car aucun travail sérieux ne peut être exécuté sans appareils de mesure. Cet ouvrage décrit une gamme complète d'appareils ultra-modernes, dont la réalisation est à la portée de l'amateur.

**Extrait du sommaire :**

Contrôleurs. Voltmètres. Multimètres. Fréquence mètres. Ohmmètres. Capacimètres. Générateurs. Oscilloscopes. Wattmètres. Vobulateurs. Distorsion mètres.

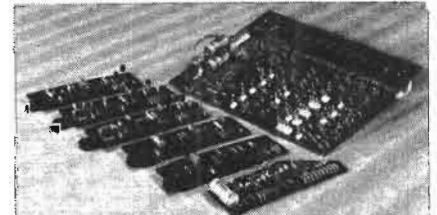
**Volume broché, 144 pages, format 15 x 21, couverture quadrichromie, 25 F.**

En vente à la  
**LIBRAIRIE PARISIENNE DE LA RADIO**  
43, rue de Dunkerque, 75010 PARIS  
Tél. : 878-09-94/95 - C.C.P. 4949.29 PARIS

(Aucun envoi contre remboursement - Ajouter 15% pour frais d'envoi à la commande)

**NOUVEAUTÉ KITORGAN 1974**

**GÉNÉRATEUR  
DE RYTHMES  
ARMEL RO1  
10 Rythmes**



- Reproduit automatiquement 10 rythmes différents avec un réalisme surprenant (Swing, Blues, Slow-Rock, Western, Marche, Valse, Tango, Bossa-Nova, Samba, Cha-Cha, et toutes combinaisons de ces rythmes).
- Comporte : un compteur de temps; un circuit de décodage, de combinaison et de commutation (logique à diodes), sur lequel sont fixés le potentiomètre de tempo, et les 10 interrupteurs de rythmes, ainsi que les générateurs d'instruments.
- Cinq générateurs d'instruments : Bongo, Claves, Grosse Caisse, Balais, Cymbales.
- Montage sans circuit intégré, ni fils de liaisons; télécommandable à distance (33 transistors, 181 diodes).
- Démarrage au 1<sup>er</sup> temps de la mesure. Voyant de 1<sup>er</sup> temps.
- Réalisation hautement élaborée constituant une excellente initiation aux circuits logiques complexes.
- Peut s'inclure dans un orgue KITORGAN, ou peut s'utiliser seul (Alimentation : 12 V continu; Sortie : 1 V). Prévu pour recevoir ultérieurement des compléments tels que l'accompagnement automatique.

L'ensemble RO1, à monter, en KIT : ..... Franco : **860,00 F**

Demandez dès aujourd'hui la nouvelle brochure illustrée :  
**CONSTRUIRE UN ORGUE KITORGAN**

**Une documentation unique sur l'orgue et la construction des orgues électroniques.**  
NOMBREUX SCHÉMAS ET ILLUSTRATIONS  
La brochure : 5 F franco.

Démonstration des orgues KITORGAN exclusivement à notre studio :  
56, rue de Paris, 95-HERBLAY - sur rendez-vous : tél. : 997.19.78

**S.A. ARMEL BP 14 - 95-HERBLAY**

BON POUR UNE BROCHURE à adresser à S.A. ARMEL :

Veillez m'envoyer votre nouvelle brochure « CONSTRUIRE UN ORGUE ». Ci-joint un mandat - chèque postal - chèque bancaire (\*) de 5 F

(\*) Rayer les mentions inutiles.

NOM : .....  
Profession : .....  
Adresse : .....  
Signature : .....

H.P. Juillet 74

## IV. les alimentations de laboratoire

**A**PRÈS avoir passé en revue les éléments essentiels que tout laboratoire si modeste soit-il, se doit de posséder, nous entrons dans la phase de description d'appareils de mesure propres à remplir des fonctions particulières.

Chaque essai de montage, chaque mesure doivent pouvoir être effectués sans que l'on soit amené à douter de la qualité des appareils de mesure utilisés pour ces opérations. Ces qualités, qui sont la stabilité, la précision et surtout l'aptitude à fonctionner longtemps sans défaillances (fiabilité), ne peuvent être atteintes qu'au prix d'une attention toute particulière dans le « design », c'est-à-dire dans l'élaboration du principe de fonctionnement et le choix des composants ainsi que dans le soin apporté dans la réalisation.

Il est certain qu'un matériel de mesure professionnel, de marque connue, répondra à ces exigences, mais son prix, souvent exorbitant, en considération de modestes moyens, ne le met pas à la portée de l'amateur.

Quelques réalisations commerciales sont offertes à des prix plus abordables : leurs performances, souvent excellentes, ne sont pas toujours, hélas, tenues dans le temps. Il faut bien reconnaître que le prix est, faute de mieux, le seul critère de choix qui garantisse l'amateur contre d'éventuelles défaillances d'un matériel qu'il connaît mal.

Les composants de qualité sont onéreux et le coût d'une mise au point longue et minutieuse est loin d'être négligeable, de sorte que le prix d'un appareil de mesure sérieux, capable d'assurer un ser-

vice sûr et prolongé, mais avec une très faible diffusion commerciale, restera élevé. On considérera donc comme techniquement suspecte toute proposition commercialement séduisante par un prix un peu trop au dessous de la moyenne.

Si l'on souhaite posséder un « parc » d'appareils de mesure suffisamment important pour rendre les travaux attrayants, sans trop délier sa bourse, il reste la solution d'acheter des appareils en kit et de les construire ou d'entreprendre la réalisation d'appareils tels que ceux que nous proposerons, ce qui présente en outre l'avantage de les mieux connaître et de rendre facile toute intervention de dépannage.

Faire des économies est un souci permanent qui n'est pas seulement le fait de l'électronicien amateur, mais peut-être ce dernier est-il parmi les plus exposés au gaspillage de matériel..

C'est pourquoi nous ne saurions trop insister sur le fait qu'en dépit de l'attrait que présente la construction individuelle pour meubler ses loisirs, il s'agit de savoir si l'on est capable de réaliser le montage et si l'on possède la compétence et les moyens pour mener à bien une mise au point dont on parle si peu dans certaines descriptions de la presse spécialisée.

Nous nous en voudrions d'effrayer inutilement nos lecteurs, mais on ne devrait jamais entreprendre la réalisation d'un appareil sans posséder le minimum de connaissances théoriques qui font que l'on en comprendra au moins le principe de fonctionnement.

Enfin, il serait très hasardeux de se lancer dans la réalisation d'un

montage de mesure si l'on a que très peu ou pas du tout manié un fer à souder : certains détails du câblage sont tels que ce serait une grave erreur que de les assimiler à la simple extrapolation d'une installation de plomberie!

De plus — d'aucuns pourront s'en étonner — nous n'aborderons pas la description d'appareils « compliqués » dans cette série d'articles, pour ne pas mener le lecteur dans des voies laborieuses qui ne lui permettraient pas d'aboutir avec de bonnes chances de succès à des performances acceptables.

Nos descriptions d'appareils resteront donc simples, aussi claires et détaillées que possible afin de les rendre attrayantes et réalisables par un nombre raisonnable d'amateurs déjà entraînés dans la construction de montages électroniques.

La plupart de nos montages sont inédits mais leur principe en est connu et les solutions que nous présentons ont été techniquement éprouvées. Beaucoup ont des performances tout à fait comparables à celles d'appareils commerciaux sérieux. D'autres, plus simples, et plus faciles à construire rendront d'estimés services dans les cas fréquents où la mise en œuvre d'appareils « sophistiqués » n'est pas indispensable.

Chaque fois que cela sera nécessaire, nous donnerons les explications de fonctionnement et d'utilisation qui ne se situent pas uniquement au niveau des balbutiements mais n'étoufferont pas le lecteur d'une théorie trop laborieuse ou inadéquate.

Nous commencerons nos descriptions par celles des alimenta-

tions continues, ces indispensables auxiliaires du laboratoire relativement faciles à réaliser. On trouvera plusieurs versions de ces appareils qui pourront s'adapter à la plupart des besoins de l'amateur. Chacun pourra trouver la ou les solutions qui lui conviennent, sans oublier que la « flexibilité » des appareils proposés va dans le sens d'une éventualité de transformation pour les rendre aptes à remplir une fonction particulière.

### LES ALIMENTATIONS A PILES

Simple à réaliser, les alimentations à piles représentent certainement la solution idéale lorsque la consommation reste faible (quelques watts) avec des tensions 15 à 20 V au maximum, ce qui est le cas le plus fréquent des maquettes d'essai qui ne sont jamais très complexes au niveau du montage sur table.

L'aspect positif offert par ces alimentations peut être résumé de la façon suivante :

- absence totale de ronflements, d'inductions en provenance du secteur,
- faible bruit résiduel, absence d'oscillations parasites,
- absence d'échauffement,
- isolation électrique très bonne (montage flottant),
- faible encombrement, facilité de mise en œuvre (pas de fil secteur),
- stabilité de la tension (avec des piles en bon état),
- meilleure simulation de l'alimentation réelle (pour les montages destinés à être alimentés sur piles).

MODELE	DIMENSIONS HORS-TOUIT	DEBIT MOYEN EN REGIME QUASI-PERMANENT (DUREE 12h)	DEBIT MAXIMAL COURTE DUREE	CRETES DE COURANT TRES COURTE DUREE
R6	14 x 50 mm	30 mA	50 mA	100 mA
R14	26 x 49 mm	100 mA	200 mA	400 mA
R20	33 x 61 mm	200 mA	500 mA	1 A

Fig. 1. — Tableau d'utilisation des éléments de piles carbone-zinc.

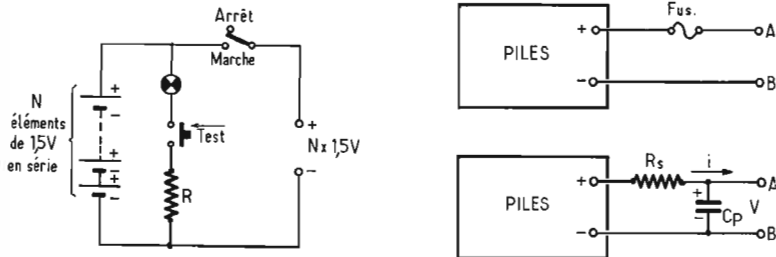


Fig. 2. — Schéma d'une alimentation à piles.

— faible coût à la construction.  
Par contre, les inconvénients sont les suivants :

- difficulté d'obtenir des courants importants,
- tension et résistance interne variables avec l'usure des piles,
- prix des recharges important pour une utilisation intensive,
- difficultés de régler la tension, de limiter le courant maximal et de connaître avec précision l'état d'usure des piles.

On peut conclure cette analyse en insistant sur les avantages non négligeables que présentent les alimentations à piles, avec les restrictions d'utilisation citées, pour les montages simples qui servent à l'amateur débutant à se familiariser avec l'électronique.

Nous avons groupé sur le tableau de la figure 1 les principales caractéristiques d'utilisation des éléments de piles carbone-zinc les plus répandus. Ces valeurs ne proviennent pas des recommandations des constructeurs, mais correspondent à l'expérience de l'auteur avec des éléments étanches à forte teneur en dépolarisant (types Wonder Top ou Superdynor, Mazda Plus, Leclanché Grande Puissance, Hellekens Motor, etc.).

La durée de fonctionnement sera assurée pendant 12 heures au maximum avec des éléments neufs de fabrication récente à des températures inférieures à 25 °C et en respectant les spécifications de débit indiquées dans le tableau.

Tenant compte de ces indications, chacun pourra se constituer

une ou plusieurs alimentations conçues suivant le schéma de la figure 2.

Les sorties se feront sur des bornes aux polarités très visiblement repérées (couleur, marquage). Un interrupteur sera monté en série avec l'une des bornes de sortie, pour éviter d'avoir à débrancher les fils de l'alimentation à chaque intervention sur le montage, ni, bien sûr, d'intervenir sur une maquette sous tension, ce qui risquerait d'être fatal aux semi-conducteurs.

Pour être renseigné sur l'état des piles, il est recommandé de monter un voyant équipé d'une lampe de tension adéquate, éventuellement en série avec une résistance pour limiter le courant. L'ensemble sera disposé aux bornes de l'alimentation en série avec un interrupteur à poussoir.

Lorsqu'on appuie sur le poussoir la lampe doit s'allumer et son éclat ne doit pas faiblir si l'on branche une charge traversée par le courant nominal. Dans le cas contraire, il convient de changer les piles. Ce procédé, un peu grossier, remplace un voltmètre qui sera plus utile pour faire d'autres mesures sur le montage d'essai.

Afin d'illustrer notre propos, nous avons représenté sur la figure 3 un exemple de réalisation d'une alimentation d'un peu plus de 6 W (13,5 V avec 0,5 A) équipée de 9 éléments R 20 dans un coffret TAKO en matière plastique. Des cales en bois assurent le

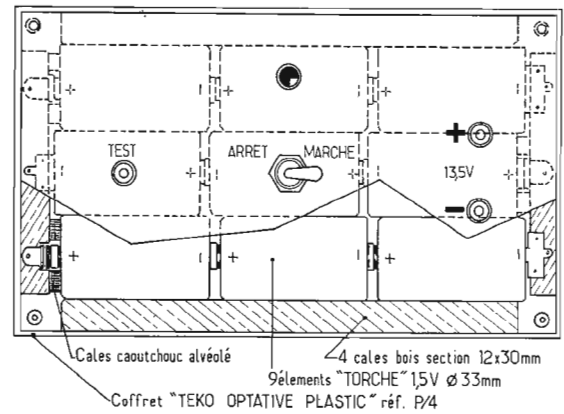


Fig. 3. — Exemple de réalisation d'une alimentation à piles.

Fig. 4. — Protection d'une alimentation à piles contre un excès de débit.

maintien des éléments au fond du coffret, empilés par 3 groupes de 3 en série.

Chacun de ces groupes est maintenu en place au moyen d'une cale élastique en néoprène alvéolé (ou tout autre matériau isolant très élastique).

Les sorties sont assurées aux extrémités par de petites pièces en laiton mises en forme pour assurer un contact de bonne qualité (bossage martelé pour la borne -, lame encastrée, pliée en forme de V pour la borne +).

Tous les éléments sont branchés en série et les fils sont réunis aux bornes de sortie à travers l'interrupteur de fonctionnement. La lampe de test est de 12 V, 50 mA avec 33 Ω et un poussoir en série.

Une plaque de bakélite ou de fort carton est disposée au dessus des éléments pour isoler ceux-ci des accessoires montés sur le panneau.

Avec un débit plus faible que le nominal, cette alimentation, toujours disponible, assurera un service d'une durée qui étonnera l'utilisateur.

## LA PROTECTION DES ALIMENTATIONS A PILES

Pour obtenir d'une alimentation à piles un débit régulier et une tension stable, il convient d'éviter les intensités élevées, et, à fortiori, les courts-circuits francs.

Comme ces « accidents » occasionnels sont imprévisibles et

résultent le plus souvent d'une erreur de manipulation, il est indispensable de protéger la source contre les conséquences d'une éventuelle maladresse.

La protection électronique serait, certes, la plus efficace, mais elle entraîne une complication relative qui n'est pas justifiée sur une alimentation très simple, aussi, proposerons-nous des solutions en harmonie avec cette simplicité (voir Fig. 4).

La protection la plus banale consiste à monter en série avec l'une des branches de l'alimentation, un fusible bien calibré dont l'intensité de coupure (rapide) correspond à la crête de courant admissible pour une très courte durée. Ce fusible pourra être incorporé au boîtier de l'alimentation. Sa résistance très faible le rend apte à jouer son office quasi instantanément dès l'apparition d'un court-circuit.

Cette solution serait sans doute parfaite si elle ne tendait à devenir ruineuse puisqu'il est nécessaire de changer le fusible après chaque surintensité. Les fusibles tubulaires sous verre qui, seuls, peuvent convenir, sont en effet assez onéreux de sorte que l'on pourrait se demander s'il n'est pas plus économique de maltraiter les piles en supprimant purement et simplement le fusible...

Une méthode plus souple est mise en œuvre avec une résistance série Rs. Afin de conserver à l'alimentation une résistance dynamique faible, on disposera en parallèle sur les bornes A et B un

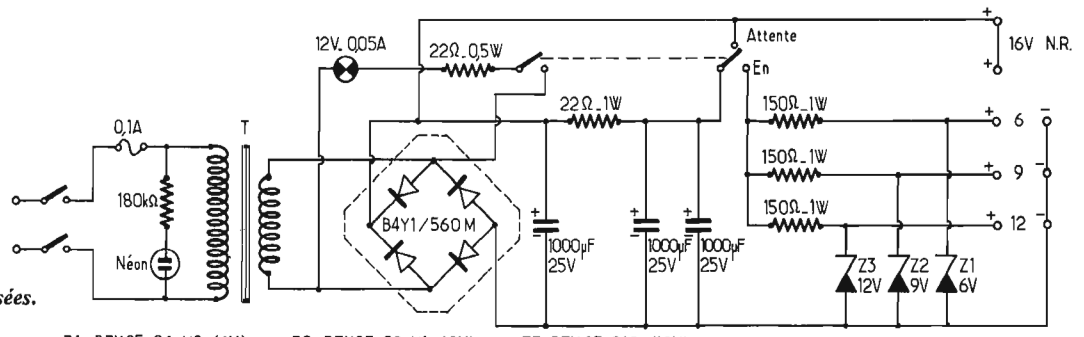


Fig. 5. — Source de tensions stabilisées.

A. Schéma :

Z<sub>1</sub> = BZX85 - C<sub>6</sub> V<sub>2</sub> (6 V)

Z<sub>2</sub> = BZX85 - C<sub>9</sub> V<sub>1</sub> (9 V)

Z<sub>3</sub> = BZX85 C<sub>12</sub> (12 V)

T : Dynatra 12 V/1 A (12 VA) sur circuit 50 X 60 (épaisseur 21) fixation par étrier.

Z1 : BZX85. C6 V2 (6V)

Z2 : BZX85. C9 V1 (9V)

Z3 : BZX85 C12 (12V)

T : DYNATRA 12V 1A (12VA) sur circuit 50x60 (épaisseur 21), fixation par étrier.

condensateur Cp de valeur adéquate. On réalisera ainsi un filtre coupe-bas dont les caractéristiques doivent correspondre à l'utilisation envisagée.

La présence de Rs apporte une diminution de la tension V aux bornes du circuit en essai. Nous proposons la méthode de détermination suivante : soient E la force électro-motrice des piles et  $i_{max}$  le courant d'utilisation maximal; on aura (loi d'Ohm) :

$$V = E - R_s \times i_{mas}$$

On limitera le terme  $R_s \times i_{max}$  à environ 10 % de E, de sorte que la tension V ne sera pas inférieure à 90 % de la f.e.m. disponible. D'où :

$$R_s \approx \frac{E}{10 \times i_{max}}$$

Si, par exemple, E = 9 V et  $i_{max}$  = 10 mA, on aura  $R_s = 90 \Omega$  (que l'on arrondira à 100 Ω). Le courant, en cas de court-circuit sera alors limité à 90 mA. La résistance aura une puissance de 1 W de façon à tenir la dissipation entraînée par le courant de court-circuit (0,9 W).

La détermination de Cp sera fonction de la fréquence la plus basse à laquelle le montage d'essai est supposé devoir fonctionner. Dans ce cas, la réactance du condensateur ne devra pas excéder le dixième de la valeur de la résistance Rs, ce qui donne les formules pratiques suivantes :

Cp (microfarads) =

$$\frac{1,6 \times 10^6}{R_s \text{ (ohms)} \times F_{min} \text{ hertz}} = \frac{1,6}{R_s \text{ (ohms)} \times F_{min} \text{ (Megahertz)}}$$

C'est ainsi que l'on obtiendrait, avec l'exemple cité plus haut

$R_s = 100 \Omega$  et  $C_p = 1\,500 \mu F$  pour un amplificateur BF passant 10 Hz

$C_p = 1,5 \text{ nF}$  pour un amplificateur FI à 10.7 MHz.

On peut prévoir un certain nombre de dispositifs RC commutables sur une alimentation unique susceptible de convenir à des montages de configurations différentes, ou choisir une solution moyenne pouvant satisfaire la majorité des cas (par exemple, 100 Ω en série et 2 000 µF + 2 nF en parallèle sur la sortie).

La variation de la tension de sortie par commutation des éléments n'est pas recommandée car

elle aboutirait à une usure non homogène de ceux-ci.

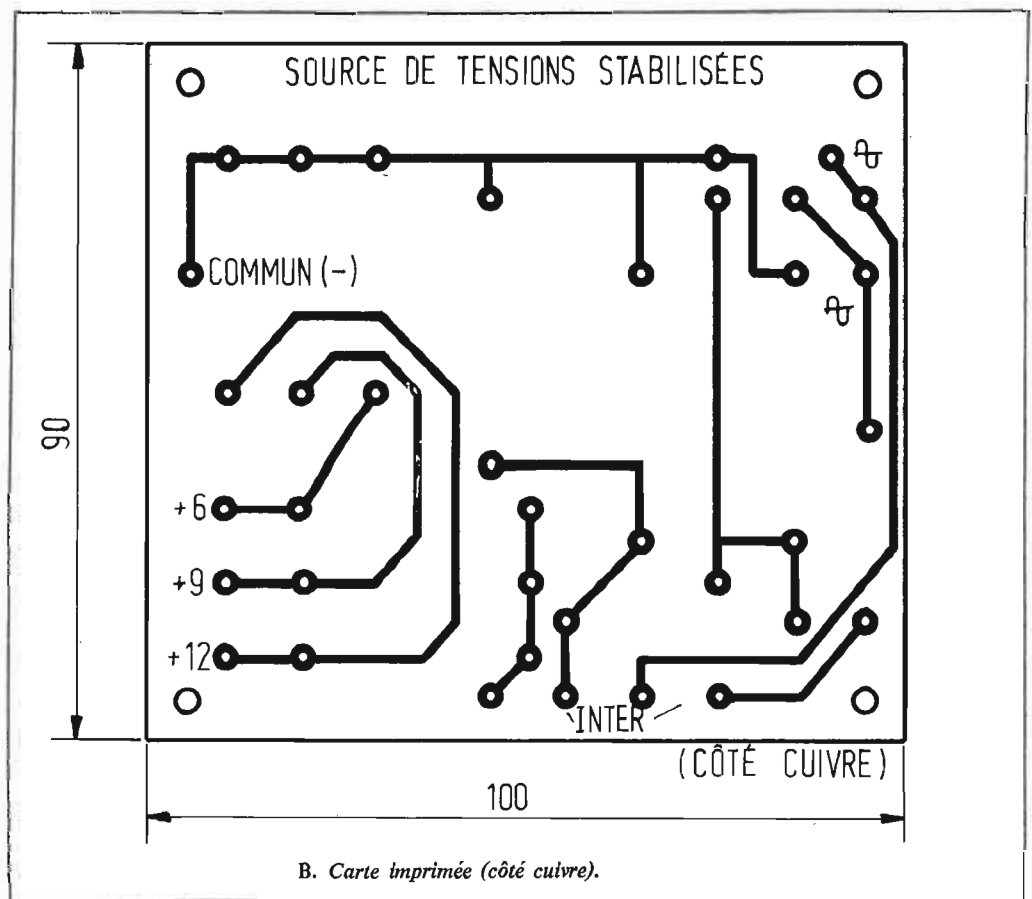
La mise en parallèle de plusieurs éléments pour obtenir une intensité accrue peut être dangereuse dans la mesure où les éléments ne sont pas rigoureusement identiques (ce qui est souvent le cas) car les courants d'équilibre qui circulent inévitablement, entraînent une usure supplémentaire.

Ces alimentations sont donc réservées aux montages à tension fixe et à intensité maximale correspondant à celle d'un élément.

## LES ALIMENTATIONS SECTEUR GÉNÉRALITÉS

En dépit des avantages que présentent les dispositifs à piles, les expérimentateurs préfèrent généralement disposer d'une alimentation secteur.

Dans ce cas, en effet, il devient possible de faire varier la tension continue dans des proportions importantes et, puisque le rendement n'est pas un paramètre critique, on peut dépenser de l'énergie en stabilisation de tension et en



B. Carte imprimée (côté cuivre).



limitation d'intensité. De surcroît, les puissances mises en jeu pourront être importantes.

Nous proposons un certain nombre de montages couvrant les besoins les plus courants.

On notera les points communs à tous ces montages :

- utilisation d'un transformateur largement dimensionné (faible flux de fuite),

- protection des composants « nobles » contre les courts-circuits francs par un dispositif de limitation de l'intensité continue et par fusible au primaire du transformateur d'alimentation,

- double circuit d'interrupteurs : au primaire pour la mise en route, au secondaire pour l'utilisation (ce qui est très utile pour intervenir sur un montage d'essai sans retirer les fils d'alimentation),

- voyants de contrôle (secteur et utilisation).

### SOURCES DE TENSIONS STABILISÉES

Cet appareil est prévu pour assurer l'alimentation d'un ou plusieurs montages d'essai à partir de tensions stabilisées par des diodes Zener.

Le schéma de la figure 5/A permet de comprendre le principe de fonctionnement très simple de ce dispositif.

Le transformateur fournit, au secondaire, une tension efficace de 12 V avec la possibilité d'un débit de 1 A. Un redresseur en pont de type moulé permet d'obtenir, avec un condensateur de 1000  $\mu\text{F}$  à l'entrée du filtre, une tension continue d'environ 16 V. Une cellule de filtrage RC de 22  $\Omega$  / 2000  $\mu\text{F}$  rend la tension parfaitement continue.

Le voyant « utilisation » est branché en parallèle sur la secondaire du transformateur, de sorte que le courant qui le traverse ne perturbe pas les tensions de sortie. Il est mis en fonctionnement par un circuit séparé de l'interrupteur double « attente/en ».

Lorsque cet interrupteur est sur la position « en », la tension continue filtrée est envoyée vers les trois diodes Zener, respectivement de 6,9 et 12 V à travers les résistances de limitation de courant (150  $\Omega$ ).

On peut utiliser les tensions stabilisées disponibles aux bornes des diodes Zener, de façon indépendante, avec les caractéristiques suivantes :

- + 6 V avec 30 mA max.
- + 9 V avec 20 mA max.
- + 12 V avec 15 mA max.

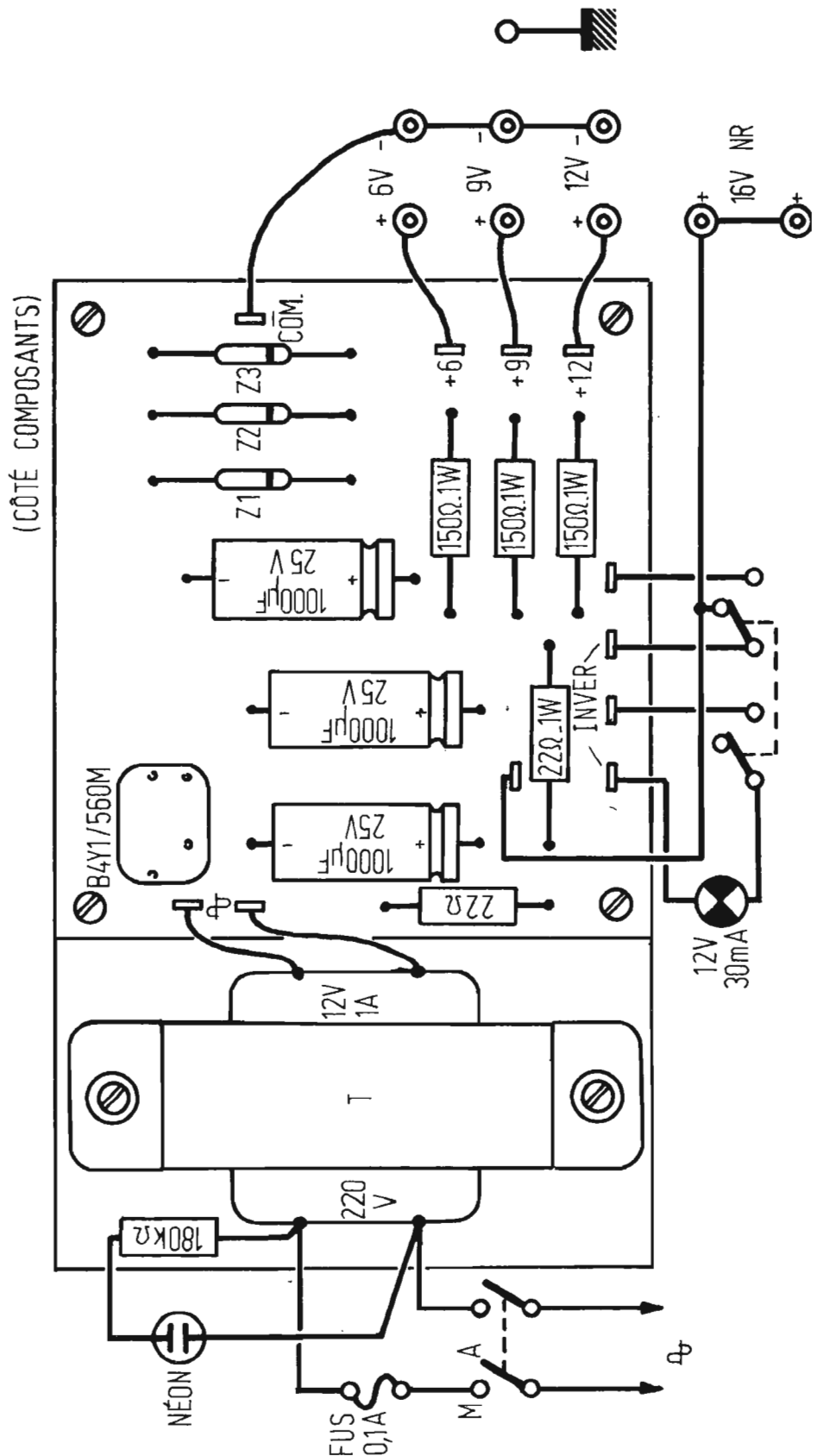


Fig. 6. - Réalisation de la Source de tensions stabilisées.  
A. Plan de câblage.

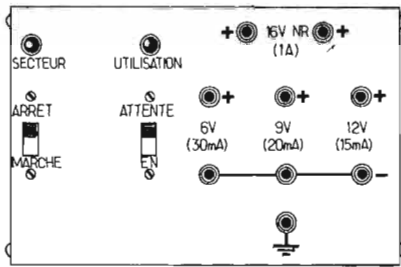


Fig. 6 B. Montage en coffret « TEKO » 333.

$V_s$	$V_e$	$V_z$	$R_z$
4,5 v	11 v	5 v	120 $\Omega$
6 v	12,5 v	6,5 v	150 $\Omega$
7,5 v	14 v	8 v	180 $\Omega$
9 v	15,5 v	9,5 v	220 $\Omega$
12 v	18,5 v	12,5 v	270 $\Omega$
15 v	21,5 v	15,5 v	330 $\Omega$

Fig. 7. — Régulateur 100 mA à transistor.

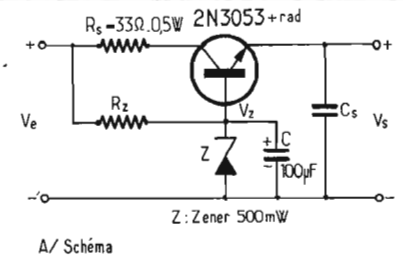


Fig. 7 - A. schéma.

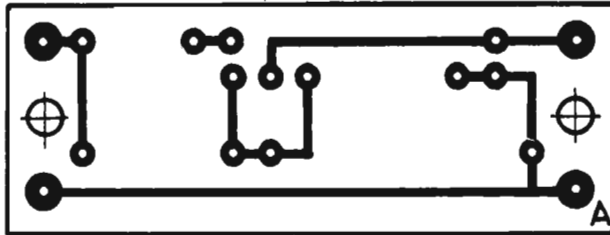


Fig. 7 - B. carte imprimée (côté cuivre et côté composants).

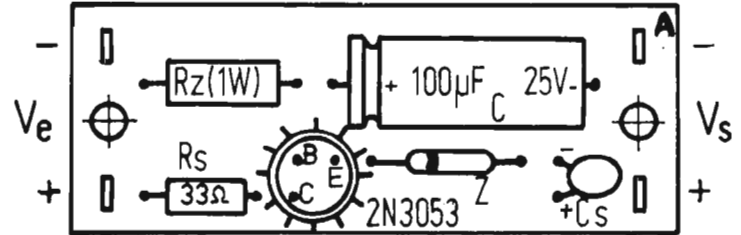


Fig. 7 C

La borne négative est commune à ces trois sources.

En utilisant l'une des bornes positives comme point commun (réf. 0 V), il devient possible d'obtenir des tensions telles que :

+/- 6 V (zéro sur + 6, sorties sur - et + 12)

+/- 3 V (zéro sur + 9, sorties sur + 6 et + 12), etc.

La tension non régulée 16 V NR est disponible pour alimenter un circuit à plus forte consommation : en position « en » on pourra débiter 0,1 A avec un filtrage excellent; sur la position « attente », les tensions stabilisées ne sont plus disponibles mais le débit de la source non régulée pourra atteindre 1 A (on notera que sur cette position, la résistance de 22  $\Omega$  est court-circuitée, de sorte que la valeur de la capacité en parallèle sur la tension redressée devient 3 000  $\mu$ F).

En cas de court-circuit sur l'une des sorties stabilisées, le débit le plus élevé atteindra 0,1 A, ce qui entraînera un échauffement de la résistance série. Si le court-circuit se produit sur la sortie 16 V NR, le fusible au primaire coupera l'alimentation.

On trouvera sur la figure 5/B le dessin de la carte imprimée qui supporte tous les composants, à l'exception du transformateur.

La figure 6 montre la disposition des composants sur la carte ainsi que les interconnexions et la présentation d'ensemble en coffret métallique.

Aucune mise au point n'est requise. Les sorties flottantes conviennent pour une alimentation de polarité quelconque. Cette

source de tensions peut également servir de référence pour l'étalonnage ou le pilotage d'autres appareils.

### LA RÉGULATION DE TENSION A TRANSISTOR

Les diodes zener du montage précédent ne peuvent supporter des courants élevés sans un échauffement incompatible avec leur structure. Les courants d'utilisation en régime stabilisé ne pourront donc pas être importants, ce qui limite l'emploi de la source à l'alimentation de deux ou trois étages à faible puissance.

Une intensité d'utilisation plus forte sera obtenue par un dispositif à transistor tel que celui de la figure 7/A.

Le transistor NPN est monté en série avec la ligne positive. Sa tension base est fixée par une diode zener de valeur appropriée. Cette même tension sera présente en sortie avec un décalage de 0,5 V environ : la tension d'émetteur suit les variations de la tension base, qui est ici stabilisée, de sorte que la tension de sortie se retrouve stabilisée également avec un courant de sortie égal au produit du courant base par le gain  $\beta$  du transistor (valeur extrême).

Le tableau indique les valeurs de tension d'entrée, de Zener et la résistance  $R_z$  en fonction des valeurs de tension de sortie.

Le condensateur C en parallèle sur la diode Zener diminue très fortement la résistance dynamique

de cette dernière et élimine tout ronflement indésirable en sortie (filtrage électronique).

Si la différence de tension entre l'émetteur et le collecteur du transistor reste égale ou inférieure à 6 V, on pourra obtenir une centaine de milliampères avec un 2N3053 équipé d'un petit radiateur.

Le rôle de la résistance  $R_s$  de 33  $\Omega$  est de protéger le transistor d'une destruction quasi inévitable en cas de court-circuit en sortie. Si la tension d'entrée  $V_e$  est de 21,5 V, par exemple, le débit de court-circuit sera voisin de 0,6 A, la dissipation du transistor sera voisine de 1 W (valeurs admissibles par le 2N3053). La résistance de 0,5 W, ne pouvant supporter longtemps la puissance de 12 W (qui correspond à ce cas) sera détruite au bout de quelques secondes. C'est là une utilisation peu courante d'une résistance en... fusible. Le coût d'une résistance de 0,5 W ou 1 W, 10 %, est inférieur à celui d'un fusible calibré en tube sous verre. Pour « temporiser » un peu plus la destruction on pourra utiliser une résistance de 1 W.

Le condensateur  $C_s$  de 1 à 5  $\mu$ F au tantale diminue la résistance dynamique apparente de la source. Sa présence est souhaitable si les fils d'alimentation sont très longs; dans le cas contraire elle n'est pas indispensable.

Le circuit imprimé du régulateur 100 mA à transistor, représenté sur la figure 7/B est très simple. Une plaquette de 30 x 80 mm suffit pour loger tous les composants. Les deux trous servent à la

fixation de la plaquette au moyen de 2 entretoises de 5 mm de long.

Ce petit dispositif qui peut être incorporé à un montage d'essai est très utile pour obtenir une bonne régulation à puissance moyenne, susceptible de convenir à des montages comportant cinq ou six transistors. On pourra le brancher à la sortie non régulée de la source stabilisée de la figure 5 pour obtenir 9 V, 0,1 A, ou pour abaisser la tension d'une alimentation à piles, ou la tension de bord d'une automobile pour alimenter une minicassette etc.

### ALIMENTATION STABILISÉE DE TENSION POSITIVE A CIRCUIT INTÉGRÉ

Nous entrons là dans les matériels classiques où les régulateurs sont constitués par un transistor de puissance (ballast) commandé en courant par un amplificateur d'erreur qui compare la différence entre une fraction de la tension d'utilisation et une référence stable, constituant ainsi un asservissement de tension.

Le développement de la microélectronique a permis la réalisation de circuits régulateurs monolithiques très compacts. Lorsque la puissance requise est élevée, on augmente les dimensions du circuit correspondant ou on utilise un amplificateur de courant extérieur à forte dissipation, commandé par le circuit intégré.

Les lecteurs intéressés trouveront auprès des constructeurs de semi-conducteurs ou dans les arti-

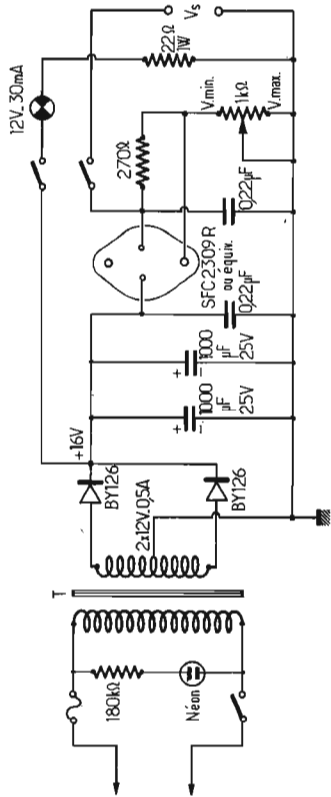


Fig. 8. — Alimentation stabilisée et protégée à circuit intégré 5 à 10 V (1 A).

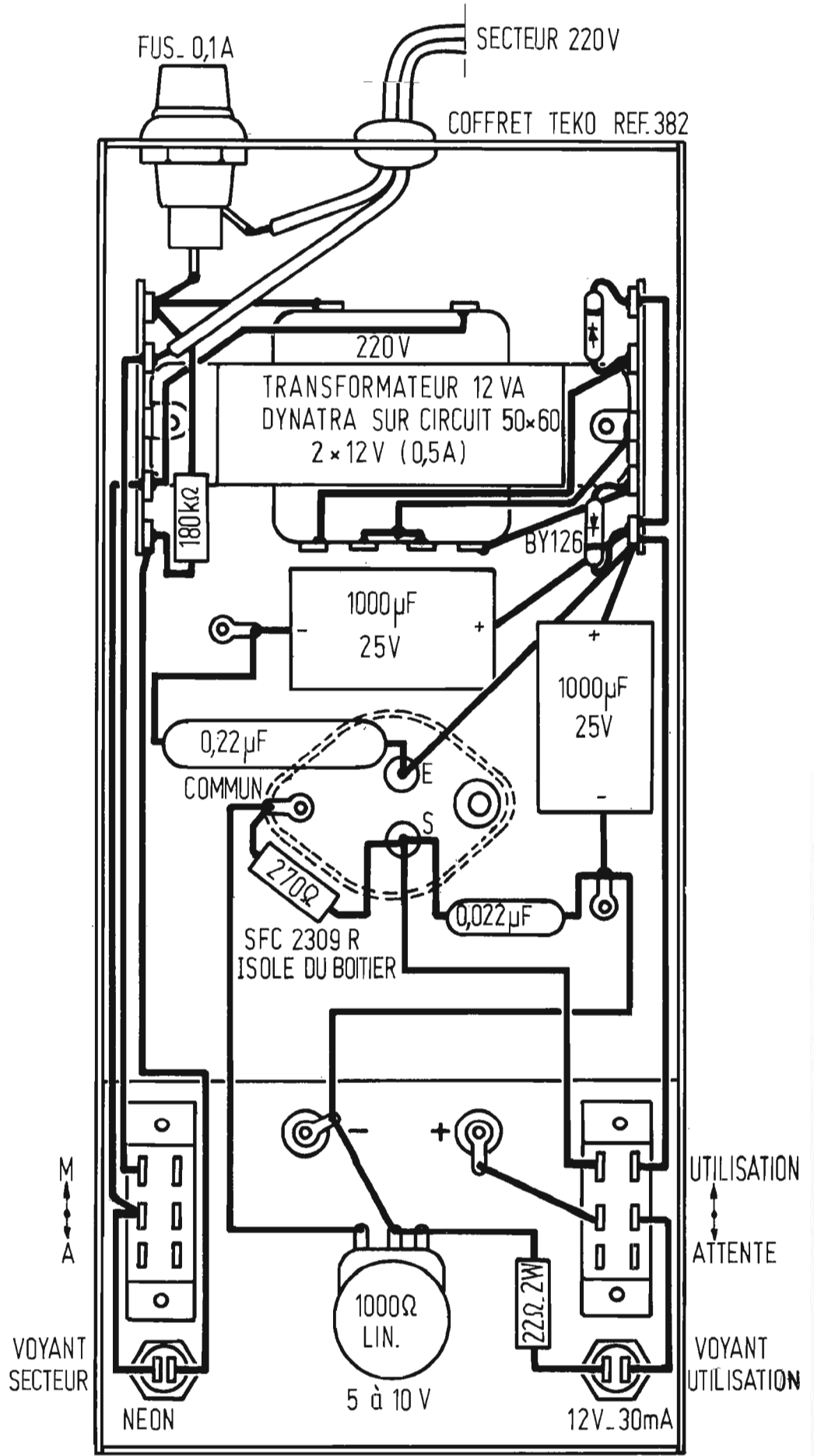


Fig. 9. — Alimentation 5 à 10 V à circuit intégré — plan de réalisation.

cles publiés dans les revues spécialisées tous les détails d'application de ces circuits intégrés.

L'exemple d'utilisation que nous proposons sur le montage de la figure 8 fait appel à un circuit assez connu : SFC 2309R de Sescosem (il existe des équivalents chez les autres constructeurs), monté dans un boîtier T03. Ce circuit est prévu pour la stabilisation à + 5 V de la tension d'alimentation de circuits logiques. En modifiant un peu le montage suivant les recommandations du constructeur, on peut obtenir une variation continue de 5 à 10 V avec un débit maximal de 1 A.

La protection contre un excès de courant ou une élévation de température prohibitive est assurée par le circuit intégré lui-même. Ce dernier se présente comme un tripole : une entrée, une sortie et un point commun.

Si, au lieu de réunir le point commun à la masse (sortie 5 V), on le porte à une tension ajustable (potentiomètre de 1 000  $\Omega$ ), on obtiendra une variation de la tension de sortie jusqu'à plus de 10 V dans le cas présenté sur la figure. En augmentant la tension d'entrée, on pourrait élargir encore cette variation mais on serait obligé de diminuer le courant maximal aux tensions les plus faibles, sous peine de dépasser la dissipation maximale autorisée par le circuit intégré.

On peut étendre cette dernière observation à tous les régulateurs intégrés en remarquant que les trop grandes variations de tension à courant constant ne sont pas toujours compatibles avec les possibilités de dissipation des circuits monolithiques, ce qui limite quelque peu les applications de ces circuits à des cas bien précis.

Avec un ballast extérieur, nous avons indiqué que l'on pourrait étendre les possibilités d'emploi de ces dispositifs. Toutefois, la destruction accidentelle du ballast risque d'entraîner également celle du circuit intégré si celui-ci n'a pas de système de protection incorporé.

La présence des condensateurs de 0,22  $\mu$ F et 0,022  $\mu$ F est justifiée par le maintien de la stabilité du montage.

On trouvera sur la figure 9 le plan de réalisation (vue de dessus) de cette alimentation dans un coffret de référence connue (la face avant est rabattue de 90° pour la clarté du dessin).

Le câblage est très simple et n'appelle aucun commentaire. On notera l'installation du circuit intégré sur la plaque de fond du coffret (sorties par le haut par les ouvertures). La semelle du boîtier T03 sera isolée de la masse par les accessoires habituels (plaque de mica découpée, canons isolants).

Une version simplifiée de cette alimentation (pour des circuits logiques, par exemple) pourra être obtenue avec une sortie de 5 V (1 A), en supprimant le potentiomètre de réglage, la résistance de 270  $\Omega$ , et en fixant la semelle du circuit sur le boîtier (masse) sans l'interposition d'isolant. Il est souhaitable, dans ce cas, d'utiliser un transformateur de 2  $\times$  6 V (1 A) au secondaire (même encombrement que précédemment) afin de limiter la dissipation du circuit.

### ALIMENTATION STABILISÉE 5 à 15 V A SEUILS D'INTENSITÉ

Le prix élevé des circuits régulateurs intégrés, la fragilité de certains d'entre eux, la limitation d'emploi à des courants faibles et moyens et à des puissances réduites lorsqu'ils sont employés seuls, nous ont incité à penser qu'il restait encore de beaux jours pour les alimentations régulées à transistors, de facture plus classique, pour les appareils de laboratoire.

C'est ainsi que nous avons étudié et mis au point le circuit de la figure 10.

La tension continue non régulée est fournie par un redressement à double alternance (2  $\times$  15 V eff.). On obtient une tension de 20 V aux bornes du condensateur  $C_1$ .

Le transistor ballast  $T_4$  (2N3055) est très largement dimensionné pour accepter le courant avec la tension de sortie minimale. Il est commandé en courant par  $T_3$  (2N3053, 2N1711 sur radiateur ou équivalent).

Un dispositif différentiel composé de  $T_1$  et  $T_2$  (2N2222) compare la tension de référence, ajustée par  $P_1$  sur la base de  $T_1$  à partir d'une tension Zener, avec une fraction de la tension de sortie provenant du pont  $R_5/P_3/R_6$  envoyée sur la base de  $T_2$ .

Ce système est bien connu, le couplage entre  $T_1$  et  $T_2$  se fait par la résistance commune d'émetteurs. La différence de tension

entre les deux bases détermine le courant collecteur de  $T_2$ . La tension correspondante est appliquée sur la base de  $T_3$  qui, à son tour, commande le courant du ballast dans un sens tel que les variations de tension de sortie tendent à s'annuler.

On notera la présence du condensateur  $C_2$  de 100  $\mu$ F qui filtre les ondulations risquant d'apparaître sur la base de  $T_3$  aux forts débits. Le condensateur  $C_3$  est destiné à assurer la stabilité de la boucle d'asservissement en tension.

Pour rendre cette alimentation inoffensive pour les composants des montages en essai et la protéger contre les effets d'un court-circuit franc, nous avons prévu un système de limitation d'intensité comprenant les résistances  $R_7$ ,  $R_8$ , le potentiomètre  $P_2$  et le transistor  $T_5$ .

Lorsque le courant du ballast augmente, la tension croît aux bornes de  $P_2$ . Si le commutateur est sur la position 10 mA, avec ce courant, la tension atteint 1 V. On peut régler le curseur de  $P_2$  de façon à débloquer le transistor  $T_5$  (0,6 V sur sa base) qui se met à conduire, ce qui a pour effet de bloquer l'ensemble  $T_3/T_4$ . Le débit maximal du ballast se trouvera ainsi limité à 10 mA. En fait, il convient de tenir compte du courant dans le pont  $R_5/P_3/R_6$ , situé en aval du limiteur et qui varie de 2,5 mA à 7,5 mA pour en déduire le courant dans la charge qui sera, au maximum de tension, de 2,5 mA.

Sur les positions 0,1 A et 1 A du commutateur, on met en parallèle sur  $P_2$  des résistances dont la valeur respective est 11  $\Omega$  et 1  $\Omega$ , de sorte que la tension de seuil de 1 V apparaîtra pour des courants de ballast 10 fois et 100 fois supérieurs à ce qu'ils étaient sur la position 10 mA. Dans ces deux derniers cas, l'influence du courant du pont devient tout à fait négligeable et le courant dans le ballast correspond au courant dans la charge.

On remarquera que les sorties de cette alimentation sont flottantes et que, suivant le branchement de la borne de masse, on pourra assurer une alimentation positive ou négative.

La configuration de la carte imprimée du stabilisateur qui supporte tous les composants, sauf le ballast et les résistances de limitation d'intensité, a été conçue de

façon à pouvoir être utilisée dans d'autres cas qui ne sont pas seulement ceux que nous avons décrits. C'est ainsi que le potentiomètre  $P_3$  peut être installé sur la carte (cas d'une tension ajustée à une valeur fixe) ou monté à l'extérieur de celle-ci. De même le réglage de la limitation de courant peut s'opérer de façon continue par un potentiomètre extérieur au lieu des valeurs fixes que nous avons définies sur le montage de la figure 10.

La figure 11 représente le dessin du circuit sur une trame de 5  $\times$  5 mm ainsi que la disposition des composants. Bien que les dimensions de cette carte soient relativement modestes, tous les composants y sont convenablement répartis et ne procurent aucune difficulté au montage et en cours de fonctionnement.

Les trous de 3,2 mm servent à la fixation du circuit. Ceux de 4 mm permettent le réglage des ajustables  $P_1$  et  $P_2$  (et éventuellement  $P_3$ ) par le côté cuivre du circuit.

La figure 12 montre l'installation de l'alimentation dans un coffret de mêmes dimensions que celui du régulateur 5 à 10 V à circuit intégré. La carte imprimée est fixée verticalement au moyen de 2 équerres de 10  $\times$  10 mm.

Le transistor ballast est fixé (isolé) sur le fond du coffret métallique. On disposera un capot de protection isolant sous le coffret afin de prévenir un contact électrique entre le collecteur du ballast et un objet métallique extérieur.

Le commutateur du limiteur d'intensité est constitué par un système à glissière à 3 positions (Chaume ou équiv.).

Le réglage de l'alimentation s'opère de la façon suivante :

- 1/ Mettre le curseur de  $P_2$  en position médiane.
- 2/ Mettre le curseur de  $P_3$  au minimum de tension de sortie comme indiqué sur le panneau.
- 3/ Régler  $P_1$  au milieu de sa course et mettre le commutateur sur 0,1 A.
- 4/ Brancher un multimètre sur les bornes de sortie (échelle 15 V).
- 5/ Mettre l'alimentation et le circuit d'utilisation sous tension.
- 6/ Attendre 5 à 10 minutes en s'assurant qu'aucun élément ne chauffe de façon prohibitive et que le voltmètre de sortie dévie.
- 7/ Régler  $R_1$  pour obtenir 5 V sur le voltmètre.

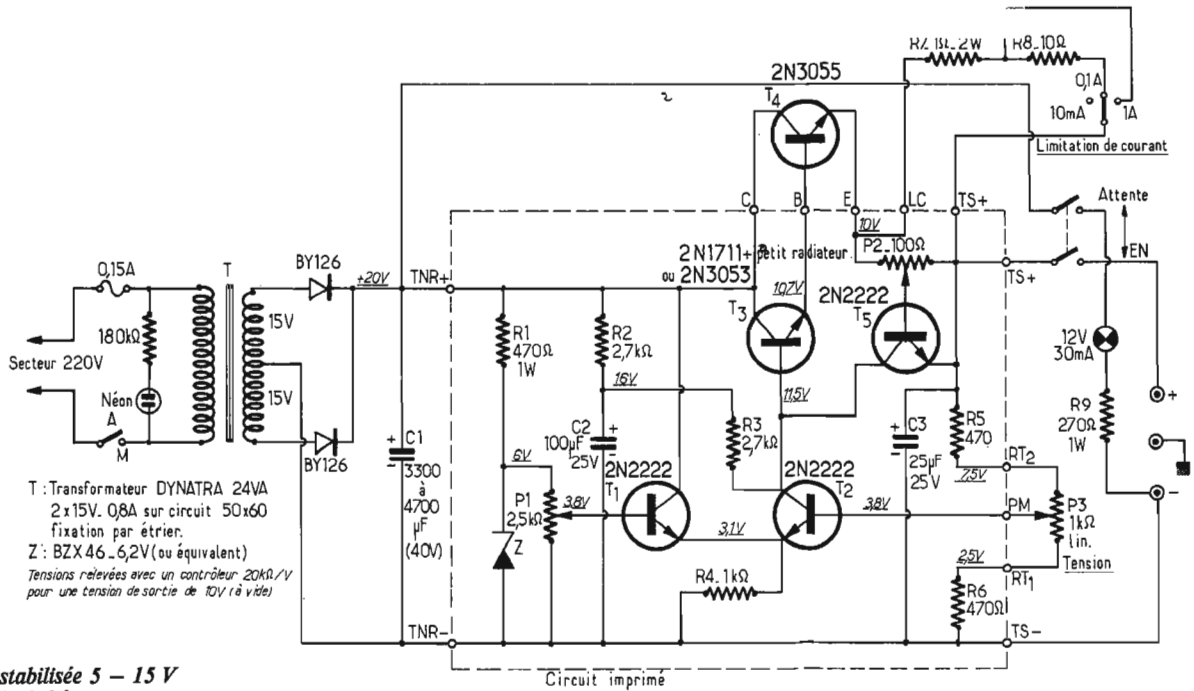


Fig. 10. — Alimentation stabilisée 5 – 15 V  
(10 mA – 100 mA – 1A). Schéma.

CARTE IMPRIMÉ (COTÉ CUIVRE) 65×130mm

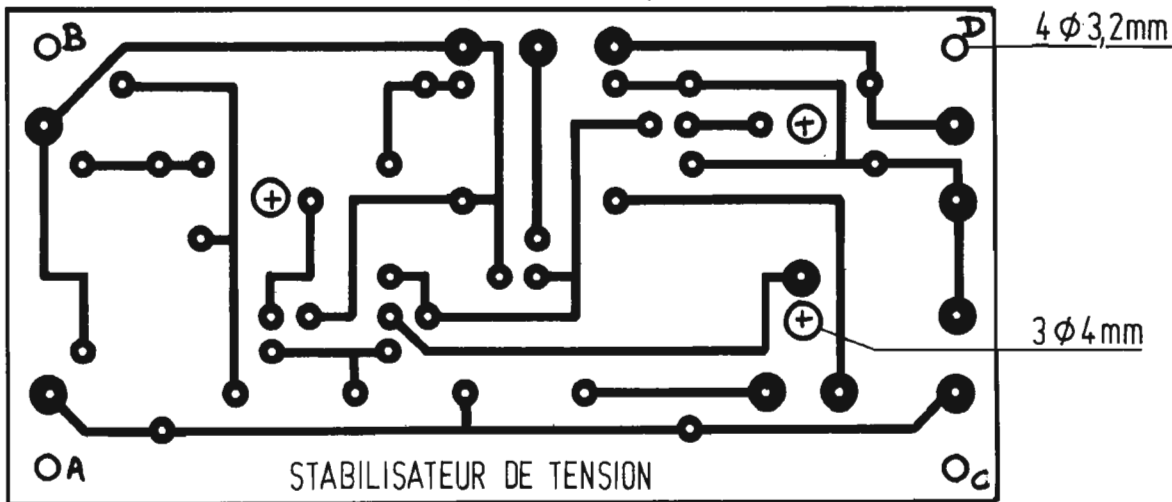


Fig. 11. a

DISPOSITION DES COMPOSANTS

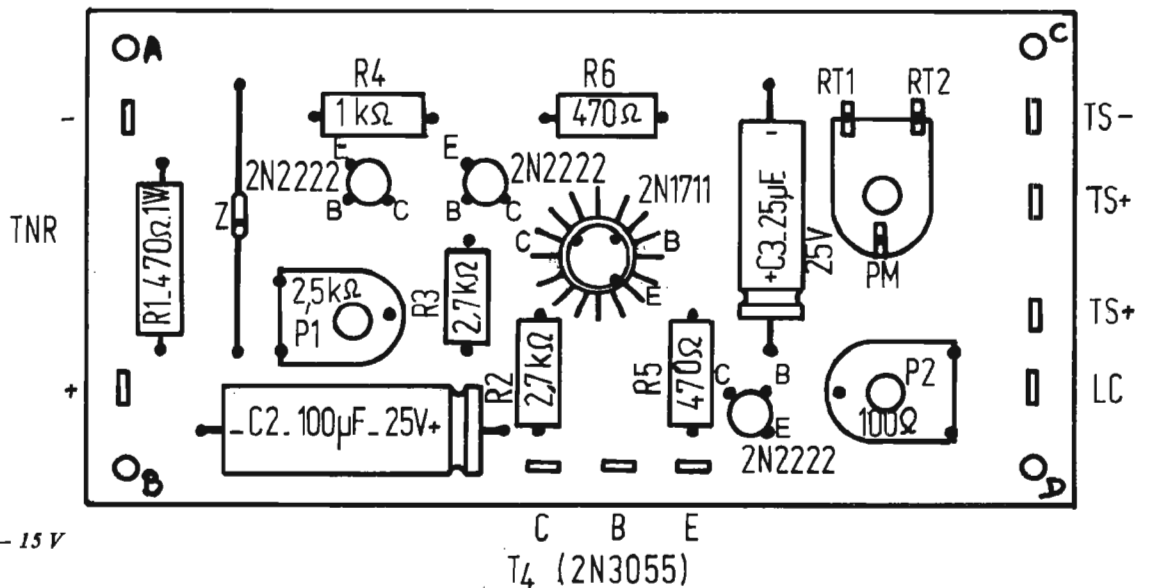


Fig. 11. — Alimentation stabilisée 5 – 15 V  
— Carte imprimée du stabilisateur.



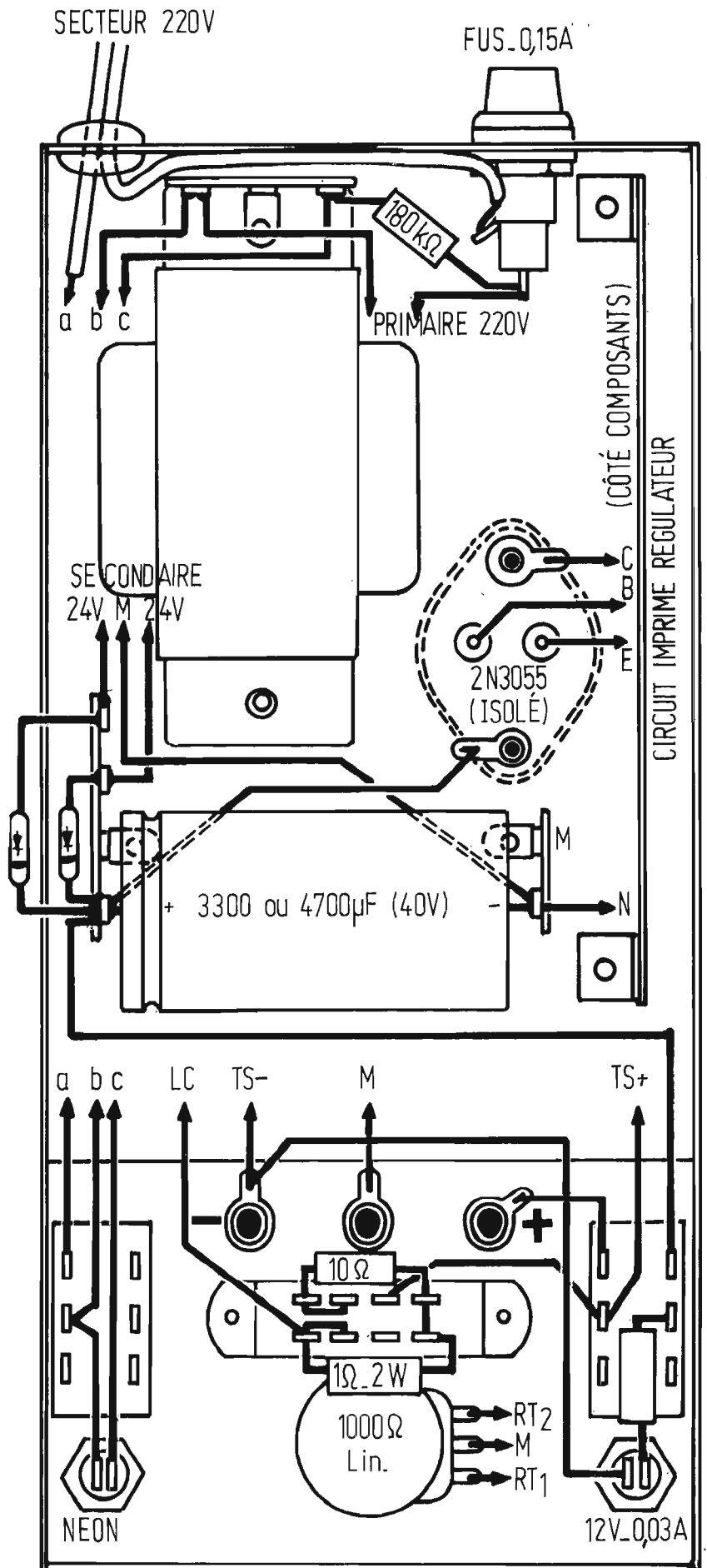
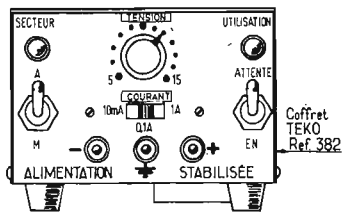


Fig. 12. — Alimentation stabilisée 5 - 15 V — Plan de réalisation.

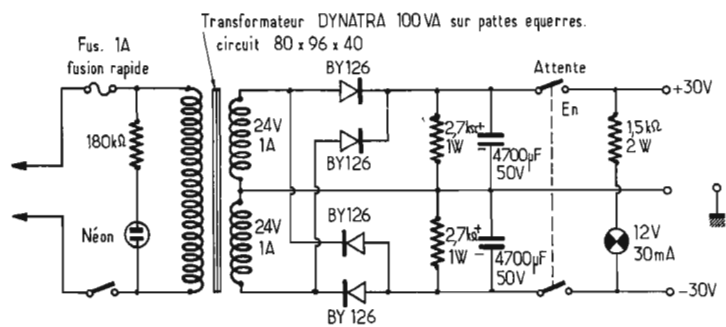


Fig. 13. — Alimentation de puissance non régulée.

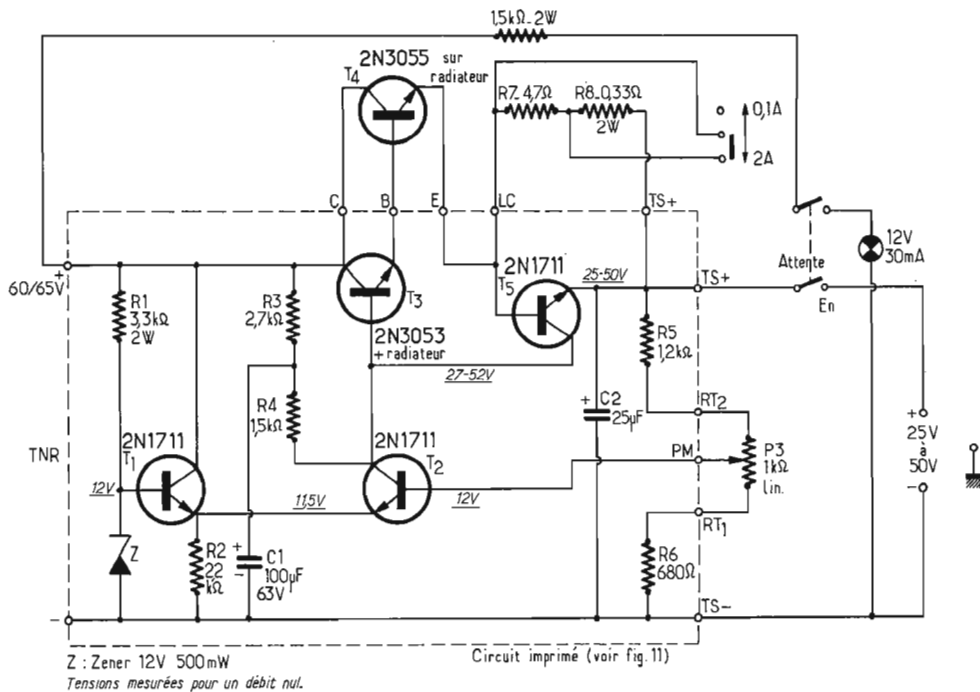


Fig. 14. — Stabilisateur de tension 25 — 50 mV (100 mA — 2 A).  
A. Schéma du stabilisateur.

8/ Ajuster  $P_3$  au maximum. On devra obtenir 15 V. Revenir sur la position 5 V.

9/ Mettre une résistance de 680  $\Omega$  aux bornes de sortie.

10/ Mettre le commutateur sur 10 mA et régler  $P_2$  pour se situer juste avant la diminution de tension de sortie.

11/ Passer sur la position 0,1 mA. Mettre une résistance de 47  $\Omega$ , 1 W, à la sortie et vérifier que la tension ne baisse pas, sinon retoucher le réglage de  $P_3$ , comme en 10/.

La finition du coffret ne présente pas de difficultés particulières. Nous recommandons l'utilisation de décalcomanies du type Décadry ou Letraset et le marquage direct des valeurs de tension sur le panneau de façon à éviter de mobiliser un voltmètre pour contrôler la tension de sortie.

Cette alimentation se prête particulièrement bien à un service intensif.

En raison de ses caractéristiques et de ses faibles dimensions, elle peut être associée à d'autres alimentations de même type pour

constituer un ensemble plus important (alimentation symétrique de  $\pm 15$  V, par exemple). La mise en série de ces alimentations se fait comme avec de vulgaires piles. Dans ce cas, la limitation de courant la plus sensible agira.

La mise en parallèle demande l'affichage de tensions identiques, préalablement à la mise sous tension. Le courant limité sera alors égal à la somme des limitations permises sur les deux appareils (soit 2 A max).

### ALIMENTATION DE PUISSANCE NON RÉGULÉE

La mise au point d'amplificateurs Hi-Fi de puissance à transistors pose un problème d'alimentation qu'il n'est pas forcément aisé de résoudre. La consommation d'énergie des stabilisateurs de puissance amène à dimensionner de façon considérable les transformateurs d'alimentation s'il est nécessaire de disposer de tensions et de courants importants.

La discussion sur l'opportunité d'utiliser des stabilisateurs sur les étages de puissance ne s'étant pas encore éteinte, nous pensons couvrir un grand nombre de cas, en proposant une alimentation non régulée de puissance (100 W) à laquelle il sera possible d'associer un ou plusieurs stabilisateurs.

Le transformateur d'alimentation devra être choisi parmi les modèles les plus sérieux. Il est souhaitable qu'il soit imprégné, à faibles fuites magnétiques. Le secondaire comporte 2 enroulements séparés de 24 V efficaces.

Le schéma de la figure 13 indique le montage permettant d'obtenir des tensions continues symétriques de  $\pm 30$  V à 1,8 A.

Les deux secondaires sont, dans notre cas, branchés en série, et le point commun correspond à la référence de tension nulle. Le pont, disposé entre les sorties extrêmes permet d'obtenir des tensions symétriques. Le filtrage est assuré par des condensateurs de forte valeur.

Les résistances de 2,7 k $\Omega$  branchées en parallèle permettent

d'écouler les charges des condensateurs, à l'arrêt, et ainsi d'éviter d'endommager le circuit d'utilisation par une maladresse de branchement.

Le classique interrupteur d'utilisation agit sur les deux polarités. Le voyant est branché entre + et - 30 V.

Cette alimentation est protégée contre les effets d'un court-circuit par le fusible du primaire qui sera, de préférence, à fusion rapide afin d'éviter l'application d'un courant très important pendant un temps trop long sur les diodes du pont.

Les sorties sont flottantes et l'on pourra obtenir les cas d'utilisation suivants :

- masse sur 0 : + 30 V, - 30 V,  $\pm 30$  V; masse sur - 30 : + 60 V;
- masse sur + 30 : - 60 V, avec un débit de 1,8 A.

On pourrait aussi brancher les secondaires du transformateur en parallèle (dans le sens convenable). Dans ce cas, la tension de sortie ne sera que de 30 V (positive ou négative), mais le débit pourra atteindre 3,6 à 4 A, au maximum.

(DISPOSITION DES COMPOSANTS)

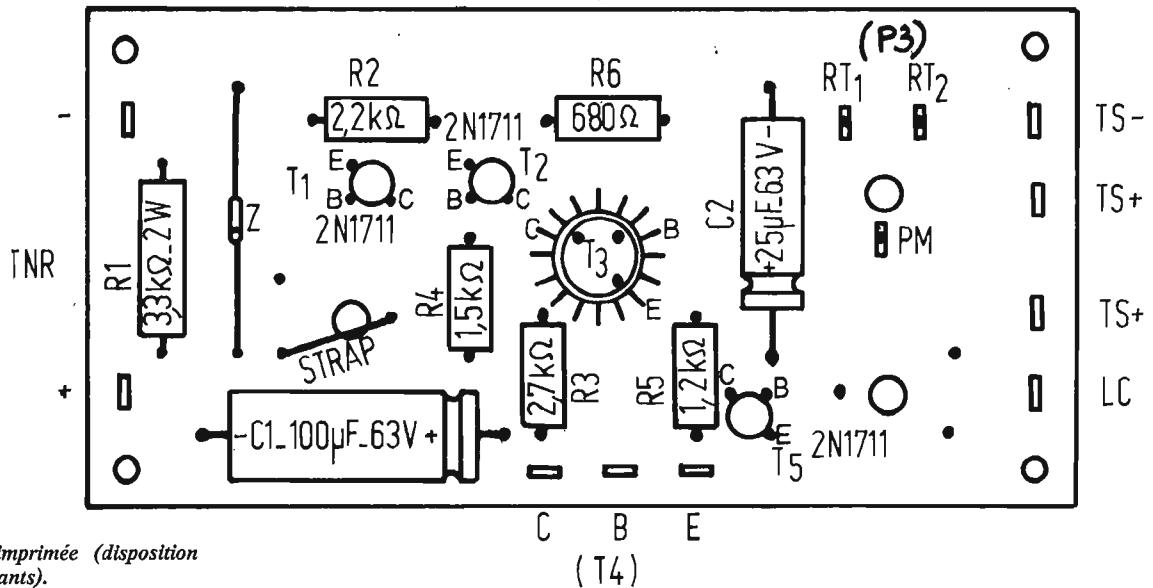


Fig. 14 B. Carte imprimée (disposition des composants).

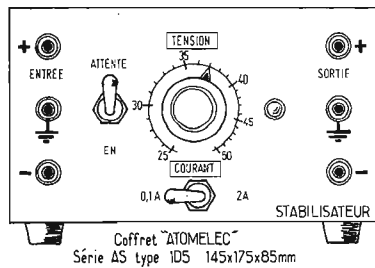


Fig. 15 a

Coffret "ATOMELEC"  
Série AS type 1D5 145x175x85mm

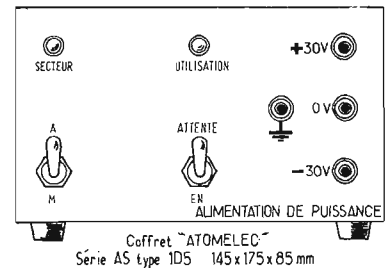


Fig. 15

Coffret "ATOMELEC"  
Série AS type 1D5 145x175x85mm

Fig. 15. — Mise en coffret de l'alimentation et du stabilisateur de puissance.

Enfin, en utilisant séparément les deux secondaires, avec deux ponts redresseurs et deux condensateurs, on pourrait constituer deux alimentations totalement indépendantes (sans point commun) de 30 V. Cette dernière disposition conviendrait particulièrement à deux stabilisateurs identiques mais distincts, de façon à obtenir des tensions régulées symétriques, par exemple.

### STABILISATEUR DE PUISSANCE

Le complément de l'alimentation précédente peut être constitué par un ou deux stabilisateurs dont le schéma est présenté sur la figure 14/A.

On reconnaîtra le principe déjà retenu pour l'alimentation 5 à 15 V. Quelques modifications ont, cependant été apportées pour tenir compte de l'augmentation du débit maximal et, surtout des tensions plus élevées.

La variation peut atteindre 25 à 50 V avec une intensité maximale de 2 A, ce qui nécessite une ten-

sion d'attaque de 60 V, obtenue entre les bornes + et - 30 V de la source non régulée.

Les transistors  $T_1$ ,  $T_2$  et  $T_5$  sont des 2N1711 qui ont une tension de claquage et une dissipation plus importantes que celles des 2N2222.  $T_3$  sera obligatoirement un NPN de 1 W (2N3053 sur radiateur ou équivalent). La diode Zener, de 12 V, doit pouvoir dissiper 500 mW, enfin, quelques valeurs de résistances ont été changées.

La limitation de courant peut intervenir à 2 A ou à 100 mA suivant la position d'un commutateur; les sorties peuvent être court-circuitées pendant quelques secondes, sans qu'il en résulte un dommage pour le circuit.

La carte imprimée est rigoureusement la même que celle du circuit stabilisateur de la figure 11. La disposition des composants est, pour ce cas précis, indiquée sur la figure 14/B. On pourra noter que les ajustables  $P_1$  ont été supprimés.

Comme on peut le voir, les sorties du stabilisateur sont flottantes et peuvent donc convenir à une

alimentation ayant le + ou le - à la masse, mais seule la borne masse du stabilisateur sera utilisée pour définir la polarité, et la sortie non régulée, branchée à l'entrée du stabilisateur, devra rester flottante.

Nous n'avons pas représenté le plan de câblage qui est simple et que les lecteurs intéressés pourront élaborer eux-mêmes.

Nous indiquons sur la figure 15 l'allure de coffrets équipés pour recevoir l'alimentation de puissance et le stabilisateur. Il va de soi que ces éléments pourraient être réunis dans un coffret unique de plus grandes dimensions. Toutefois, nous estimons que la souplesse d'emploi en souffrirait puisque chacun des circuits a la possibilité d'être utilisé indépendamment de l'autre.

France-Électronique, 54, avenue Victor Cresson, 92130 Issy-les-Moulineaux,

Coffrets ATOMELEC, 35, rue Aristide Briand, 92300 Levallois, Semi-conducteurs SESCOSEM, Les Composants Électroniques, 64-70, avenue A. Morizet, 92100 Boulogne,

RTC, TEXAS,... Radio Voltaire, 150-155, avenue Ledru-Rollin, 75011 Paris,

Condensateurs, résistances, commutateurs, interrupteurs, voyants, etc. disponibles chez la plupart des détaillants spécialisés.

J. C.

(à suivre)

### QUELQUES RÉFÉRENCES DE FOURNITURES

Transformateurs DYNATRA, 41, rue des Bois, 75019 Paris, Coffrets TEK0 ou ARABEL,

## LIMITEURS ET MODULATION AUTOMATIQUE DES MAGNETOPHONES

**L**ES cassettes de bandes magnétiques sont de plus en plus utilisées et la proportion des magnétophones à cassettes augmente constamment; mais, initialement, les cassettes, comme les cartouches, ont été surtout étudiées pour reproduire spécialement la parole ou équiper des appareils portatifs autonomes. Les constructeurs voulaient les utiliser dans les machines à dicter, ce qui constitue, d'ailleurs, une de leurs applications importantes.

Leur succès a amené également leur emploi pour l'écoute de la musique et même les auditions de qualité méritant le terme de haute-fidélité; en quelques années, les magnétophones à cassettes ont ainsi atteint souvent de véritables normes de haute-fidélité, ce qui n'a pas évidemment supprimé l'intérêt des magnétophones à bobines. Ces derniers ont des résultats musicaux équivalents ou supérieurs dans des conditions plus faciles au point de vue technique, mais présentent aussi de plus grandes difficultés d'utilisation pratique pour une grande partie des « amateurs moyens ».

Les progrès techniques de ces magnétophones sont dus, en particulier, à deux perfectionnements principaux et, tout d'abord, on le sait déjà, aux modifications de l'enduit magnétique de la bande de faible largeur placée dans les cassettes. Jusqu'ici, on utilisait uniquement des oxydes de fer, en s'efforçant d'obtenir, d'ailleurs, des cristaux de dimensions de plus en plus réduites et orientées.

Il existe maintenant des bandes dopées au cobalt et surtout avec des enduits au bioxyde de chrome; elles permettent d'obtenir des enregistrements à un niveau plus élevé avec une dynamique plus importante, sans risque de saturation, ni de distorsion, ce qui, par là même, permet d'améliorer le

rapport signal/bruit et, par suite, de réduire le bruit de fond ou bruit de souffle, qui se manifeste essentiellement au moment des pianissimi de l'audition.

Les bandes à oxyde de fer dites L-H ou Low-Noise, c'est-à-dire à faible bruit présentent déjà des caractéristiques très améliorées sous ce rapport. Elles peuvent être utilisées sur tous les magnétophones sans aucun réglage et sans aucune modification; il en est de même pour les bandes dopées au cobalt. Par contre, les bandes au bioxyde de chrome ne peuvent être utilisées que sur des magnétophones récents permettant un réglage spécial de la polarisation ultra-sonore correspondant à leurs caractéristiques.

Malgré tout, l'utilisation de ces bandes perfectionnées sur les appareils à cassettes ne suffit pas, à elle-seule, à supprimer complètement le bruit de souffle provenant d'un défaut d'orientation des petits aimants de la bande et se présentant comme un bruit désagréable dans l'aigu.

Les difficultés proviennent essentiellement de la réduction de la vitesse de défilement de la bande ramenée à 4,75 cm / seconde, en général, et aussi de la diminution de la largeur des pistes inférieure désormais au millimètre.

Pour obtenir ce résultat, il faut recourir, en outre, à des montages électroniques spéciaux et, d'ailleurs, les études entreprises pour les réaliser ont permis également désormais d'améliorer, en général, la qualité musicale, non seulement des magnétophones à bobines libres, mais des autres montages électro-acoustiques, car les dispositifs réalisés peuvent être montés sur les différents amplificateurs.

### LE CONTROLE DU NIVEAU ET LES SYSTÈMES AUTOMATIQUES

L'automatisme électronique porte, de son côté, évidemment sur les montages amplificateurs d'enregistrement et de lecture. Il s'agit essentiellement d'obtenir d'une manière automatique un niveau d'enregistrement optimum, quelles que soient les conditions d'utilisation assurant une audition

d'un niveau convenable, agréable, et sans distorsion.

Un dispositif automatique de ce genre est fort utile dans de nombreux cas; le réglage du niveau d'enregistrement microphonique présente généralement plus de difficultés, que lorsque le magnétophone est relié à des transducteurs électro-acoustiques, tels qu'un phonocapteur, un tuner ou un téléviseur.

Les sources sonores directes qui agissent sur le microphone peuvent avoir des intensités très diffé-

The advertisement features a central image of a man in profile, wearing a white shirt and tie, talking on a telephone. To his right is a vintage-style cassette player with a large speaker and a prominent white 'Infra' logo. The background is dark with several 'Infra' logos scattered around. Text elements include 'tournez la page' in a speech bubble pointing to the right, and 'infra vous informe' at the bottom. The overall design is clean and professional, typical of mid-20th-century advertising.

rentes et être placées à des distances différentes ou même variables au cours de l'enregistrement. Pour obtenir des niveaux de modulation convenables, on est aussi amené à déplacer constamment le microphone, ou à faire varier les positions des sources sonores, par exemple, des speakers par rapport à ces microphones.

Il faut, en outre, observer constamment les indications de modulomètre, et agir en conséquence sur le bouton de réglage du potentiomètre assurant le réglage du gain d'amplification d'enregistrement, de façon à compenser les variations de niveau des signaux qui parviennent à l'entrée du magnétophone, et à obtenir toujours une intensité optimale, ni trop faible, ni trop forte.

Un niveau trop faible produit un enregistrement « plat », sans contraste, sans dynamique pouvant même présenter un bruit de fond gênant, parce que le rapport signal utile / parasites devient insuffisant; un niveau trop élevé risque de produire de la saturation et de la distorsion.

Les interlocuteurs ou les speakers dont on veut enregistrer la voix parlent souvent en accentuant brusquement certains mots ou certaines phrases, les intensités et les timbres de leur voix sont également différents. La difficulté est encore plus grande lorsqu'il s'agit d'enregistrer des paroles provenant de plusieurs speakers à la fois, placés dans des positions différentes par rapport au microphone, dans des assemblées, des salles de classe, des salles de cours, au cours de conférences etc. On constate ainsi très souvent des variations plus ou moins rapides et imprévisibles des niveaux des sons qui viennent frapper le microphone, ce qui rend très difficile un réglage moyen constant du niveau de modulation.

Une solution automatique et intéressante, appliquée sur un certain nombre de magnétophones industriels, consiste à utiliser un dispositif destiné à compenser automatiquement les variations du niveau sonore, en augmentant dans une proportion inverse, autant que possible, le gain d'amplification.

Le principe est le même que celui des dispositifs « anti-fading » ou contrôle automatique de volume qui a pour but de faire varier automatiquement l'amplification de façon à maintenir un niveau d'audition moyen, quelle que soit l'intensité des émissions reçues par l'appareil, en raison des variations dues au phénomène de propagation, d'évanouissement,

ou de fading, au cours du trajet des signaux dans la haute atmosphère.

Le montage appliqué sur le magnétophone doit ainsi faire varier l'amplification produite par le montage électronique d'enregistrement, en raison inverse de l'intensité du signal sonore; si le signal est faible, l'amplificateur doit agir plus fortement, si le signal est intense, l'amplification doit être plus faible.

Ces dispositifs de réglage automatique ou contrôle de gain sont de plus en plus employés; ils permettent de supprimer le réglage de l'amplification pendant l'enregistrement dans certaines limites en laissant généralement, bien entendu, la possibilité d'employer, si on le désire, le réglage manuel, en agissant sur le bouton de contrôle habituel du niveau de modulation.

Ces dispositifs sont particulièrement intéressants sur les magnétophones à cassettes plus ou moins simplifiés, ou même de haute qualité. En effet, la surcharge qui peut se manifester dans toutes les formes d'enregistrement magnétique est particulièrement à craindre avec les cassettes, car tous les paramètres du support de la cassette: bande très mince, piste enregistrée très étroite, vitesse de défilement très lente se combinent pour assurer l'emploi d'une quantité très faible d'oxyde magnétique sur une certaine longueur de bande et l'utilisation d'une masse de matière très réduite par unité de temps d'enregistrement.

Tous ces faits augmentent les risques de saturation magnétique et ce phénomène peut se produire, en particulier, le plus souvent pour les fréquences élevées, ce qui est dû au renforcement des sons aigus appliqué pour compenser des pertes inévitables des fréquences élevées et pour combattre les bruits de souffle, toujours plus ou moins sensibles avec des cassettes.

Les têtes combinées enregistrement-lecture de la plupart des cassettes constituent une complication supplémentaire; une tête qui présente des caractéristiques favorables pour la lecture peut être, par elle-même, sensible à la saturation, lorsqu'elle enregistre inversement des signaux à niveaux élevés.

### LES DÉFAUTS DES MODULOMÈTRES

Beaucoup d'amateurs et, en particulier, ceux qui veulent enregistrer directement de la musique au moyen d'appareils à cassettes

n'opèrent pas toujours dans des conditions rationnelles et ne peuvent connaître réellement le niveau de réglage d'enregistrement en observant simplement les indications données par le modulomètre à aiguille.

Cette imprécision provient de ce que des appareils de mesure du niveau d'enregistrement, qui doivent indiquer spécialement les niveaux limites de distorsion, ne sont pas toujours suffisamment fidèles. Le nombre de décibels indiqués peut être valable dans une situation et inexact dans une autre pour un grand nombre de raisons.

Par exemple, beaucoup d'appareils de mesure ont des caractéristiques de réponse analogues à celles de véritables vumètres et donnent des indications utilisables par les professionnels; mais, en fait, malgré les apparences, ce type d'appareil de contrôle n'est pas, en réalité, approprié à l'enregistrement du type à cassette.

Les vumètres de qualité comportent un amortissement balistique standard bien défini. Ils « répondent » au signal d'enregistrement avec un certain retard et un certain trainage; ce fait est un avantage, parce qu'il permet de « lire » facilement les indications données par l'appareil.

Un appareil de mesure non amorti et qui répond aux variations de pointe les plus brèves de l'onde musicale a une aiguille instable et sautillante sur toute l'étendue du cadran de l'échelle de repère. Cette caractéristique est également gênante, parce qu'un vumètre est incapable d'indiquer les pointes d'intensité momentanées juste assez longues et assez intenses pour produire des troubles audibles; il y a donc là tout un ensemble de difficultés.

Le vumètre est recommandable pour sa tendance à éliminer, en quelque sorte, une petite quantité de phénomènes rapides, puisque l'oreille est tolérante vis-à-vis des très courts phénomènes de distorsion. Pour indiquer à l'ingénieur du son, des surcharges de fractions de seconde, il ne faut pas supprimer des informations présentant une beaucoup plus grande importance.

Mais, ces règles sont applicables seulement aux matériels d'enregistrement de très haute qualité et, en outre, il faut une certaine expérience pratique pour interpréter rationnellement et avec précision les indications d'un vumètre dans tous les cas qui peuvent se présenter.

Avec les cassettes, et spécialement pour l'enregistrement direct,

un vumètre classique de studio ne peut être, en réalité, l'instrument idéal de mesure à adopter. La cassette est, en effet, susceptible de présenter très facilement des surcharges gênantes, qui ne peuvent être décelées avec le matériel d'enregistrement de studio. Les « pointes » de signaux de très courte durée doivent entrer en ligne de compte; elles peuvent produire des distorsions très gênantes et des variations d'amplitude très importantes se produisant fréquemment dans l'enregistrement direct.

Lorsqu'on veut, au contraire, reporter sur la bande magnétique de la cassette un enregistrement déjà inscrit sur un disque, un programme de radio-concert à modulation de fréquence, ou une sorte quelconque de programme en quelque sorte « de seconde main » et indirect, il faut utiliser un « matériau » sonore; qui a déjà été, en quelque sorte, contrôlé et limité, et toutes les pointes et variations importantes gênantes ont été éliminées.

Cela est évident lorsque nous considérons, d'une part, les caractéristiques de la musique « directe » avec une gamme dynamique qui peut dépasser 80 dB, tandis que l'enregistrement sur disque et sur bande est réalisé, dans les meilleures conditions, avec une gamme dynamique qui ne dépasse pas 60 dB.

En fait, la plupart des platines des magnétophones à cassettes sont étudiées en vue surtout des copies de ce genre et, pour cette application, des déviations très brèves de l'appareil de contrôle jusqu'à 0 dB et même un peu au-dessus, ne posent pas habituellement de problèmes en employant des bandes magnétiques standard de bonne qualité.

Mais, l'opérateur qui désire, au contraire, effectuer des enregistrements microphoniques directs s'aperçoit rapidement que pour éviter des déviations folles de l'aiguille au moment des fortissimi, il doit choisir des niveaux qui font rester l'aiguille à des niveaux très faibles à la base de l'échelle pendant de longues périodes. Et même s'il ne succombe pas à la tentation d'élever graduellement le niveau de contrôle, ce qui peut amener des désastres, s'il se produit des signaux forts, il n'est pas à l'abri des troubles de fonctionnement, si les appareils de mesure ne sont pas assez rapides.

La nouvelle catégorie des bandes magnétiques de haute qualité au cobalt ou au bioxyde de chrome, exige encore des précautions plus grandes et des niveaux



plus élevés. Si notre magnétophone ne comporte pas un contacteur de polarisation qui permet, en même temps, de modifier des indications du modulomètre pour les rendre aussi efficaces que s'il s'agissait d'enregistrer une bande magnétique standard avec la polarisation normale, les gradations musicales seront inscrites avec des déviations de l'aiguille de mesure se déplaçant profondément sur la partie rouge interdite de l'échelle, c'est-à-dire avec une augmentation de + 2 dB. Un autre inverseur de polarisation souvent prévu est utilisé, on le sait, pour les bandes au bioxyde de chrome.

## LES DIFFÉRENTS MODULOMÈTRES EFFICACES

Sur les magnétophones récents, nous pouvons utiliser des dispositifs destinés cependant à éviter la plupart de ces inconvénients et éliminer les risques de saturation magnétique, tout en obtenant des inscriptions avec une profondeur d'enregistrement suffisante.

Il y a d'abord des dispositifs lumineux indiquant la production de ces pointes de modulation rapides, qui présentent cependant une importance réelle, ce sont des systèmes à décharge à éclair, ou à luminescence qui sont, en quelque sorte, des auxiliaires des vu-mètres plus ou moins conventionnels, et qui détectent la présence des effets transitoires brusques, mais pouvant être gênants, et qui ne sont pas enregistrés par les appareils de mesure trop lents.

D'une manière assez logique, les diodes émettrices de lumière, avec leur réponse virtuellement instantanée, semblent devoir être particulièrement efficaces pour cette application. Les niveaux détectés par ces indicateurs et leurs constantes de temps dépendent des études effectuées par les fabricants, et des risques de troubles et des distorsions, qui peuvent se produire suivant les types de signaux les plus capables de déterminer des distorsions audibles avec le magnétophone considéré.

Comme nous l'avons noté précédemment, un modulomètre non amorti assez rapide pour répondre avec précision aux effets transitoires musicaux très brefs, sera, au contraire, insuffisamment amorti quand l'opérateur voudra observer sur le cadran les déviations correspondant à l'enregistrement d'un

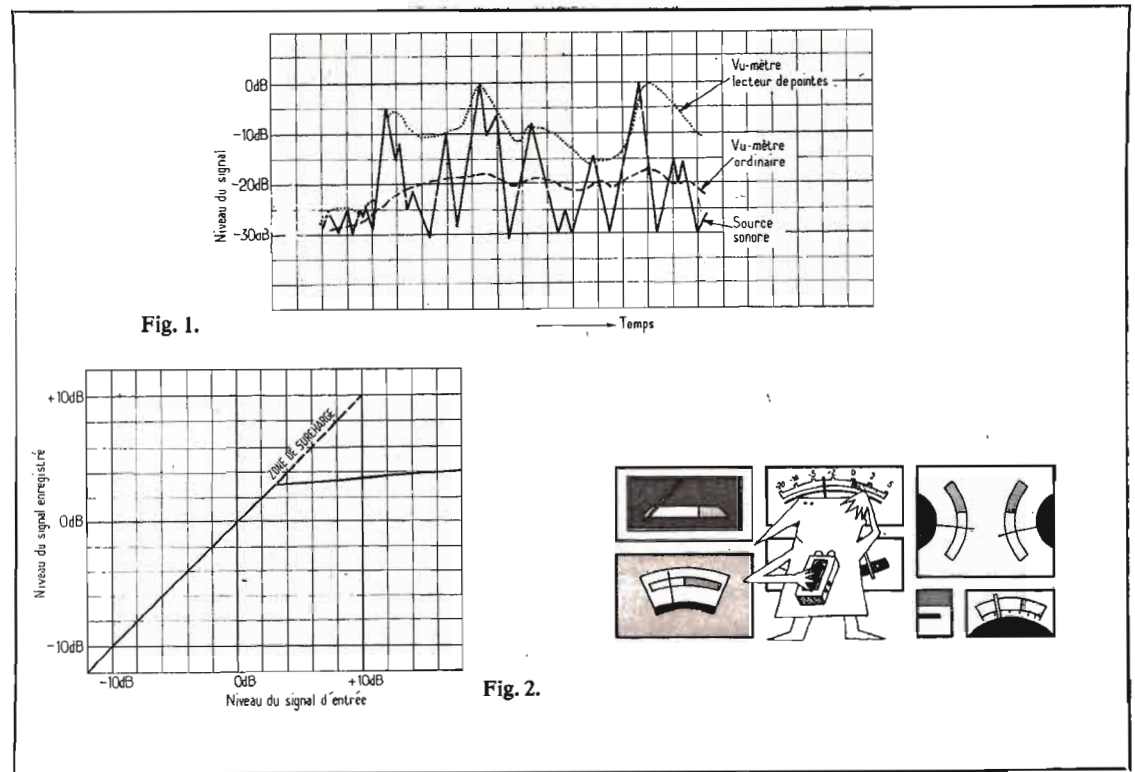


Fig. 1.

Fig. 2.

« fandango » endiablé. Mais, si un modulomètre d'un type conventionnel est actionné par son propre amplificateur de petites dimensions, les constantes de l'appareil de mesure pour le signal enregistré peuvent être contrôlées électriquement suivant les conditions envisagées.

La combinaison d'un modulomètre et d'un amplificateur destiné à le mettre en fonctionnement avec une durée d'attaque rapide et une période de retour lente permet d'étudier d'une manière valable les pointes de modulation essentielles. Le montage électronique contrôle les effets transitoires pendant une durée un peu plus longue que celle qui a lieu réellement.

On voit ainsi, sur la figure 1, les courbes de réponse de deux appareils de mesure par rapport aux variations d'un signal de musique conventionnel indiqué par un trait plein. Le vu-mètre, dont la courbe est indiquée en traits interrompus, indique d'une manière approximative le niveau moyen. En raison des attaques rapides et d'un léger retard, l'appareil permettant la lecture des transitoires dont la courbe est indiquée en traits pointillés permet de suivre les contours des pointes de modulation.

Un appareil de ce type peut ainsi donner des indications de l'ordre de 2 dB pour un signal durant seulement 50 millisecondes, alors que pour un appa-

reil ordinaire la durée des phénomènes détectés serait seulement de 2 à 4 dixièmes de seconde. Un autre type peut détecter une durée de phénomène de 20 microsecondes avec un temps de retour de 70 millisecondes, toujours en utilisant un amplificateur de mesure distinct bien étudié.

En raison de l'effet de retour plus ou moins lent ainsi produit, ces modulomètres permettant de détecter les pointes de modulation tendent à fournir une représentation un peu réduite de la dynamique obtenue; cela permet de rendre leurs indications plus lisibles. En même temps, puisqu'ils renseignent sur les pointes de modulation de l'onde musicale, ils donnent des indications utiles sur les niveaux trop élevés.

A côté de ces modulomètres ainsi modifiés et équilibrés, d'autres dispositifs sont également efficaces et, tout d'abord, des appareils de mesure compensés.

Un modulomètre d'enregistrement de type conventionnel détecte les signaux « plats » de niveau constant qui lui parviennent depuis l'entrée du magnétophone. Le signal appliqué sur la bande magnétique est cependant modifié; il est renforcé fortement sur les fréquences élevées pour compenser les pertes sur les sons aigus qui sont inévitables. Il peut donc se produire facilement des défauts d'enregistrement dus à des

niveaux excessifs des signaux à haute fréquence, alors que le modulomètre ne donne aucune indication sur ces phénomènes.

Le remède évident consiste à avoir des modulomètres qui donnent des indications sur les véritables niveaux obtenus après les étages de compensation d'enregistrement et, en d'autres termes, des **modulomètres compensés**. Suivant la règle générale, il est nécessaire d'utiliser des amplificateurs séparés pour ces appareils de mesure, qui peuvent ou non être munis de dispositifs de constante de temps pour la lecture des pointes de modulation. D'ailleurs, les mouvements de ces modulomètres doivent pouvoir supporter les quantités importantes d'énergie à haute fréquence qui leurs sont appliquées sans risque de détérioration, ni des bobinages, ni des éléments mécaniques.

Il y a enfin, les **limiteurs automatiques de niveau** dont nous avons déjà signalé plus haut l'intérêt. Un montage limiteur contrôle le gain des amplificateurs d'enregistrement. Il agit normalement seulement lorsqu'un niveau d'amplification déterminé à l'avance (habituellement un niveau qui produit de 1 à 3 % de distorsion) est atteint. Un bon limiteur de niveau ne doit pas appliquer le signal sur la bande au-dessus du seuil limite, quel que soit le niveau du signal d'entrée, toutes les pointes transitoires gênantes sont éliminées.

Comme on le voit sur la figure 2, un circuit limiteur idéal au lieu d'appliquer des signaux à haut niveau dans la zone de surcharge en traits interrompus agit sur le gain de l'amplificateur de façon à obtenir une augmentation très faible ou nulle du signal au-dessus d'un certain niveau.

Un circuit limiteur de qualité doit être construit de façon à assurer une durée d'attaque assez rapide et une durée de retour très lente, de l'ordre de plusieurs secondes. S'il n'en est pas ainsi, les sons des cymbales, par exemple, ou des appareils de musique analogues, les sons musicaux intenses, produisant des bonds déconcertants de l'aiguille indicatrice.

Tout limiteur qui doit ainsi fonctionner, en particulier, dans des conditions d'enregistrement direct, les plus importantes à considérer, produit une compression notable du signal enregistré. Puisqu'il n'y a pas toujours besoin de limiteur, comme nous l'avons montré, pour des enregistrements particuliers, tels que les reports, il est bon d'avoir un inverseur permettant de les mettre hors circuit, lorsqu'ils ne sont pas nécessaires.

Mais, comment l'oreille réagit-elle lorsque les effets transitoires musicaux à niveau élevé sont ainsi supprimés, alors que ces phénomènes assurent plus ou moins au « naturel » la musique? Sur ce point, l'oreille est généralement très accommodante.

L'action du limiteur est sensible, s'il est utilisé pour modifier le niveau général du programme enregistré, mais, si l'opérateur choisit un appareil agissant sur des niveaux qui déterminent seulement la suppression des pointes de modulation très brèves, l'effet du limiteur est à peu près impossible à détecter dans l'enregistrement final.

Comme nous le voyons, les inconvénients des phénomènes transitoires à niveau élevé sont désormais évités au moyen de différents procédés efficaces; ils ont permis d'utiliser la cassette comme un support à haute-fidélité, pour l'inscription de la musique directe, et même dans des conditions risquant de déterminer des surcharges et des saturations.

En dehors de ces limiteurs, destinés essentiellement à éviter ces phénomènes de surcharge, les systèmes réducteurs du bruit de fond qui sont encore plus complexes et

plus efficaces, constituent également des remèdes à ces phénomènes, puisqu'ils permettent des enregistrements à des niveaux plus faibles sur toute l'étendue de la gamme enregistrée en assurant un bon rapport signal/bruit.

La bande au bioxyde de chrome résiste mieux à la distorsion due à la surcharge, que la bande à oxyde de fer habituelle; mais, comme nous l'avons noté plus haut, la compensation de lecture augmente les niveaux d'enregistrement des fréquences élevées et, par suite, améliore le rapport signal/bruit. Ce fait est habituellement très apprécié par la plupart des amateurs d'appareils à cassette; l'emploi de ces cassettes au bioxyde de chrome exige cependant des précautions et peut présenter aussi les quelques inconvénients bien connus.

## PRINCIPES DE MONTAGE ET PRATIQUE DES LIMITEURS DE NIVEAU AUTOMATIQUES

Le courant de la tête magnétique BF, à pleine modulation, ne doit pas dépasser la valeur nominale. Quand cette valeur critique est dépassée, même temporairement, les distorsions non-linéaires augmentent dans de fortes proportions. Par contre, une modulation plus faible provoque une diminution du rapport signal/bruit et de la dynamique de l'enregistrement.

Une modulation optimale est donc difficile à réaliser; par contre, en effectuant l'enregistrement par l'intermédiaire d'un système de modulation automatique, une modulation presque idéale peut être obtenue.

Ce réglage d'amplification automatique s'obtient par une variation de la tension de commande d'un transistor; ce dernier permet une régulation ascendante ou descendante.

Un bon système de modulation automatique doit remplir au moins quatre conditions :

- Limitation du courant de la tête maximum en cas de surmodulation.
- Bref temps de réponse du dispositif de régulation automatique.
- Importante constante de temps du circuit de retardement.
- Pas d'augmentation du taux de distorsion en modulation automatique.

La limitation du courant de tête peut être réalisée par un étage transistor réglable; cependant, ce mode de montage peut présenter des inconvénients. Selon la position du point de travail sur la ligne de résistance. Il résulte des variations différentes, asymétriques du courant collecteur en attaquant le transistor.

Pour une amplification à transistor, il faut donc chercher une autre solution, nous allons en signaler qui sont appliquées par les constructeurs, **Grundig**, en particulier.

Un diviseur de tension, composé de  $R_{11}$  et  $R_D$  peut être disposé ainsi entre deux étages à transistors 12 et 13 (Fig. 3).

La valeur de la résistance  $R_D$  est modifiée par l'intermédiaire d'un montage automatique. En augmentant la tension d'entrée ( $V_2$ ) la tension de sortie ( $V_A$ ) augmente d'abord aussi. Il en résulte une diminution de la valeur de la résistance  $R_D$  par l'intermédiaire du montage automatique. Le rapport  $R_{11}/R_D$  diminue la tension issue de  $T_2$ , jusqu'à ce que la tension  $V_A$  ait atteint sa valeur initiale. La tension  $V_e$  diminuant, cette variation s'effectue inversement.

A la place du circuit de réglage  $R_D$ , on peut utiliser maintenant la résistance de passage différentiel d'une diode. En modifiant le courant de passage de la diode, il est possible de faire varier la résistance, par exemple de  $400 \Omega$  à  $1 M\Omega$ . Cependant, en utilisant une seule diode, le signal BF serait déformé à cause de la courbe caractéristique non linéaire de la diode.

En utilisant un montage bien étudié, cet inconvénient peut être évité; on utilise donc deux diodes, montées en opposition, en courant alternatif, et en série en courant continu comme on le voit sur la figure 4.

Les amplitudes BF doivent être très faibles par rapport à la tension de coude de la diode (0,8 V). Aussi, ce circuit de réglage ne peut-il être inséré dans le montage d'une façon quelconque.

Pratiquement, le temps de réponse du montage automatique doit être très réduit; une augmentation brutale de plus 20 dB du signal d'entrée ne doit provoquer aucun changement de la tension de sortie ( $V_A$ ).

En pratique, cela n'est pas réali-

sable, car, au début la tension  $V_A$  augmentera aussi avant que sa régulation ne commence à agir; le laps de temps est désigné comme « temps de réponse ». Ce temps est très bref, de 200 ms par exemple et il n'est pas audible comme signal BF supplémentaire; la figure 5 montre ces relations.

La tension de sortie pour 1 kHz est de  $6 V_{eff}$  par exemple (correspondant au courant de tête maximum). Au moment  $t_1$ , le signal d'entrée est augmenté de 20 dB, ce qui produit la même augmentation de  $V_A$ ; au moment  $t_2$ , la régulation est pleinement efficace et  $V_A$  est de nouveau réduit à  $6 V_{eff}$ . L'intervalle entre  $t_1$  et  $t_2$  est  $t_r$  temps de réponse du système automatique.

Au moment  $t_3$ , le signal est encore une fois augmenté de 20 dB (+ 40 dB par rapport à  $t_1$ ), cette augmentation est également ramenée à environ  $6 V_{eff}$  au moment  $t_4$ .

La fréquence est maintenant portée de 1 kHz à 12 kHz; à l'instant  $t_5$ ,  $V_A$  est toujours de plus 40 dB. Étant donné que pour cette nouvelle fréquence, la correction d'enregistrement entre en action (soit + 15 dB), il en résulte pour  $V_A$  une augmentation totale de 55 dB au moment  $t_5$ .

Cette augmentation aussi doit être absorbée par le montage automatique. Cependant, au moment  $t_6$ , l'amplitude du signal sera élevée de 6 à  $6,6 V_{eff}$ , c'est-à-dire, l'amplification pour 12 kHz et 40 dB de variation de la dynamique, avec relèvement des aigus même de + 55 dB, augmente seulement de 1 dB.

Cependant, cette amplification de tension par le facteur 1,12 suffit déjà à provoquer une surmodulation. Par conséquent, le plein niveau 1 kHz doit se situer de cette même valeur au-dessous de la pleine modulation. Donc, l'amplitude de la tension de sortie  $V_A$  n'est pas tout à fait constante en cas de variations d'amplitude du signal d'entrée. En étudiant exactement l'enveloppe de la figure 5; on s'aperçoit qu'elle indique une légère montée de gauche à droite. Cette pente doit être aussi faible que possible et constitue un autre critère du système automatique.

Un système automatique de modulation doit présenter une importante constante de temps pour assurer des enregistrements

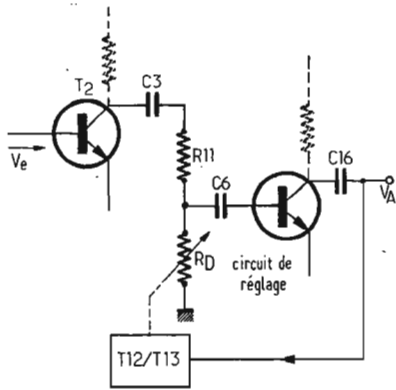


Fig. 3.

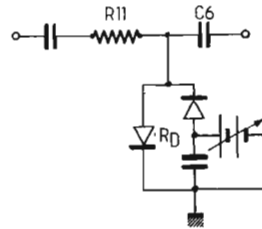


Fig. 4.

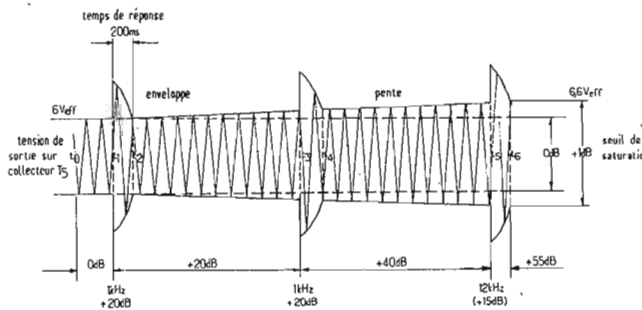


Fig. 5.

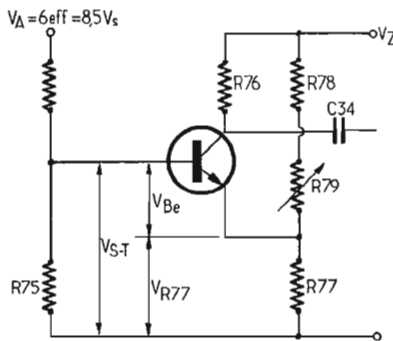


Fig. 6.

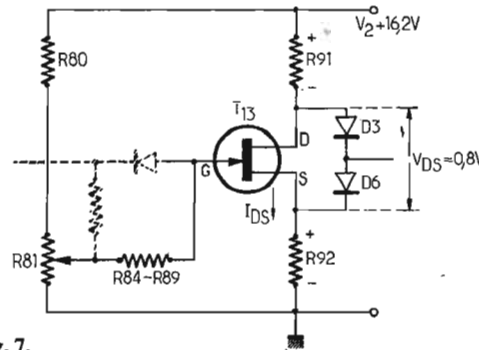


Fig. 7.

d'une dynamique fidèle. Pour un enregistrement musical, l'automatisme est réglé sur la pleine modulation lors des passages « fortissimo », donc un passage « piano » d'une durée prolongée, doit être enregistré à un niveau faible.

L'amplificateur d'enregistrement ne doit pas ainsi se régler sur une amplification élevée, pour assurer une dynamique de l'enregistrement conforme à l'original. Cette constante de temps de régu-

lation est déterminée par un condensateur sans pertes en liaison avec des résistances de décharge de haute impédance.

La modulation est brutalement réduite de 40 dB ( $t_0$ ); ce n'est qu'après 100 sec en  $t_1$ , que le niveau est augmenté de 8,6 dB (ou de 3 dB après 25 s). L'oreille humaine ne pouvant distinguer des différences de volume inférieures à 3 dB, l'augmentation de puissance reste inaudible, par suite de

cette importante constante de temps.

Il en est autrement pour les enregistrements au microphone. Dans ce cas, les variations de niveau lors d'enregistrements de paroles doivent être compensées le plus vite possible. Le résultat est obtenu en réduisant la résistance de décharge totale; la constante de temps est réduite par le facteur 6, ce facteur représentant purement une valeur d'expérience.

En utilisant deux diodes montées en opposition (Fig. 4), leurs courbes caractéristiques sont neutralisées et le signal BF appliqué n'est pas déformé; cette condition se trouve elle aussi remplie.

## LE SYSTÈME DE MODULATION AUTOMATIQUE

Provenant du dernier étage amplificateur, le signal BF est appliqué, à travers  $C_{16}$ , les contacts 14, 15, et divisé par  $R_{74} / R_{75}$ , à l'étage automatique proprement dit (voir Fig. 10). Cet étage est composé du transistor NPN  $T_{12}$  (étage seuil), du transistor à effet de champ  $T_{13}$  (étage de charge), de la diode de charge  $D_2$ , et des diodes  $D_3$  et  $D_4$  (circuit de réglage).

## L'ÉTAGE SEUIL

Il agit de sorte que la régulation ne commence qu'au dépassement de la pleine modulation. La tension émetteur du transistor  $T_{12}$  est fixée sur une valeur positive par l'intermédiaire du diviseur de tension  $R_{78} / R_{79}$  et  $R_{77}$  (circuit type B) (Fig. 6). La valeur seuil de cet étage est réglée par  $R_{79}$ ; pour qu'une tension puisse débloquent le transistor, elle doit être supérieure à  $V_{Be}$  et appliquée à la base.

En pleine modulation avec courant de tête maximal, il en résulte une tension de sortie à 6  $V_{eff}$ , ou 8,5  $V_{crête}$  ( $V_A$ ).

Cette tension est réduite à la valeur  $V_{ST}$  par l'intermédiaire de  $R_{74}$  et  $R_{75}$ . Les rapports sont les suivants :

$$\frac{V_{ST}}{V_A} = \frac{R_{75}}{R_{74} + R_{75}}$$

Tension divisée par rapport à tension totale égale résistance divisée par rapport à résistance totale.

$$V_{ST} = \frac{R_{75} \times V_A}{R_{74} + R_{75}}$$

$$= \frac{33 \times 8,5}{120 + 33} = 1,83 \text{ V crête}$$

La résistance d'entrée de  $T_{12}$  peut être négligée car aucun courant de base ne circule puisque le transistor est bloqué.

Or, la tension de commande totale  $V_{ST}$  se compose de la chute de tension sur  $R_{77}$  et de la tension base-émetteur de  $T_{12}$

$$V_{ST} = V_{R_{77}} + V_{Be}$$



Pour des transistors au silicium, à l'état de blocage, la tension  $V_{be} + 0,50 \text{ V}$ ; il en résulte une chute de tension sur  $R_{17}$  réglable par  $R_{79}$ .

$V_{R77} - U_{ST} - V_{be} = 1,83 \text{ V} - 0,50 \text{ V} = 1,33 \text{ V}$ . Si  $V_A$  devient supérieur à  $6 V_{eff}$ , ses crêtes d'amplitude positives sont découplées à travers  $C_{34}$  et appliqués sur l'étage suivant.

## L'ÉTAGE DE CHARGE

L'étage de charge, composé de la diode  $D_2$  et du transistor à effet de champ  $T_{13}$ , a pour mission de charger un condensateur  $C_{35}$  aussi vite que possible (temps de réponse : 200 ms) et de maintenir la charge pendant un temps prolongé (constante de temps importante de l'étage de réglage). De plus, l'amplificateur est réglé à travers un circuit de réglage à diodes (Fig. 4).

Pour que les transistors  $D_3$  et  $D_4$  du circuit de réglage soient à la limite de blocage, une tension « Drain-Source » de 0,8 V sur  $T_{13}$  est nécessaire. Le transistor à effet de champ est traversé par un courant de :

$$I_{DS} = \frac{V_z - V_{DS}}{R_{91} + R_{92}}$$

$$= \frac{16,2 - 0,8}{2,7 + 2,7}$$

$$= \frac{15,4}{5,4} = 3 \text{ mA}$$

Ce point de travail peut être réglé par  $R_{81}$ .

Les impulsions négatives de l'étage seuil sont appliquées à travers la diode de charge  $D_2$  sur le « Gate » du transistor à effet de champ  $T_{13}$  et le bloquent. La valeur ohmique du transistor augmente avec pour conséquence une élévation de la chute de tension. Il en résulte deux effets :

a) La résistance différentielle des diodes  $D_3/D_4$  est mise en évidence et la BF est divisée à travers la résistance série  $R_{11}$ .

b) Le condensateur de filtrage  $C_{35}$  (Fig. 8) est chargé à travers  $R_{90}$ . Grâce à un détail de montage, une extrémité du condensateur est reliée à la connexion Drain du transistor  $T_{13}$ , et une charge encore plus élevée est obtenue. L'important temps de décharge est obtenu par les résistances  $R_{84}$  à  $R_{89}$ , ce qui consti-

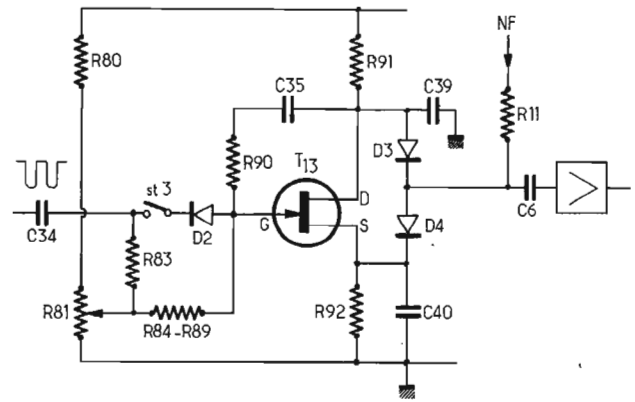


Fig. 8.

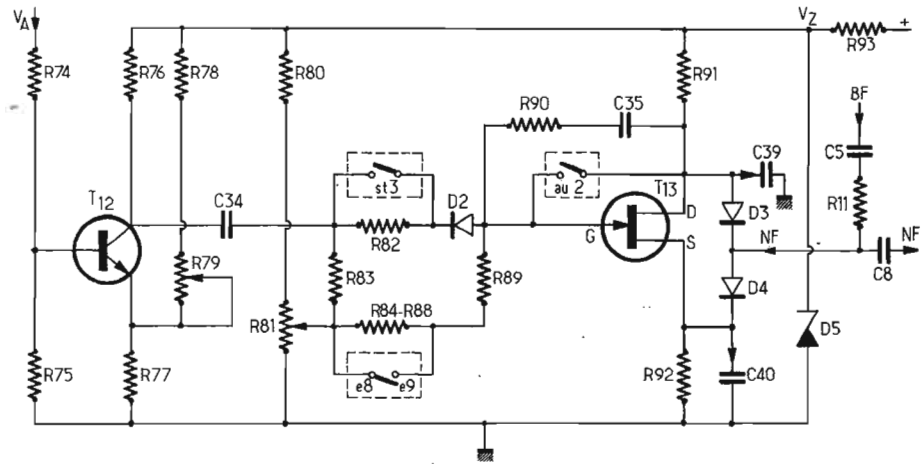


Fig. 9.

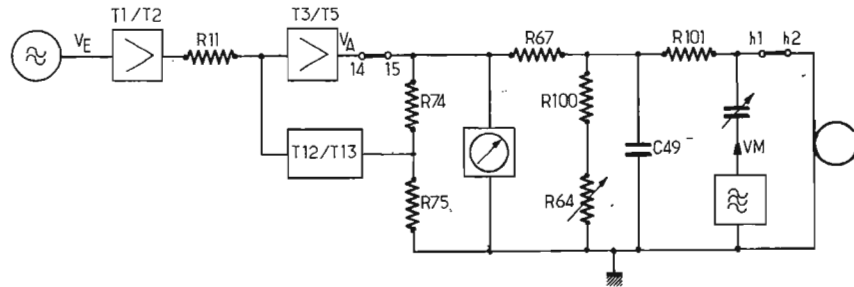


Fig. 10.

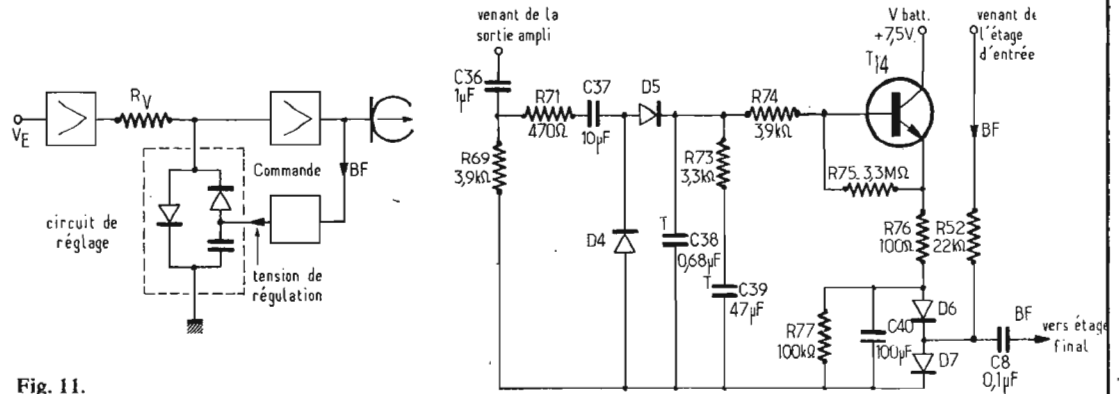


Fig. 12.

Fig. 11.



partout  
des amis  
vous  
attendent!

# devenez radio-amateur

pour occuper vos loisirs tout en vous instruisant.

Notre cours fera de vous un  
EMETTEUR RADIO passionné et  
qualifié.  
Préparation à l'examen des P.T.T.

RAPY

**GRATUIT!**

DOCUMENTATION SANS ENGAGEMENT  
Remplissez et envoyez ce bon à

**INSTITUT TECHNIQUE ELECTRONIQUE**

ENSEIGNEMENT PRIVÉ A DISTANCE

35801 DINARD

HPA 47

NOM : \_\_\_\_\_

ADRESSE : \_\_\_\_\_

tue le point 3 des conditions à remplir avec une importante constante de temps du circuit de retardement).

La résistance  $R_{90}$  produit un retard de charge de  $C_{35}$ . La constante de temps  $T_L$  est avec :

$$T_L = R \times C \text{ (sec);}$$

$$R_3 \text{ (}\Omega\text{); } C \text{ (F);}$$

$$T_L = R_{90} \times C_{39}$$

$$= 22 \times 10^3 \times 4,7 \times 10^{-6}$$

$$= 103 \times 10^{-3} = 0,1 \text{ sec.}$$

La constante de temps  $T_L$  a été choisie de sorte qu'elle soit à peu près aussi grande que la somme des constantes de temps des condensateurs chimiques  $C_{39}$  et  $C_{40}$  en liaison avec leurs résistances de décharge  $R_{91}$  et  $R_{92}$  (comme  $T_E$ ) avec :

$$T_L T_E$$

(temps de réponse théorique)

$$T_E = (R_{91} \times C_{39}) + R_{92} \times C_{46}$$

$$T_E = (2,7 \times 10^3) \times (22 \times 10^{-6})$$

$$+ (2,7 \times 10^3) \times (22 \times 10^{-6})$$

$$T_E = 0,6 + 0,06 = 0,12 \text{ sec.}$$

$$T \text{ (sec), } R \text{ (}\Omega\text{); } C \text{ (F).}$$

Sans la résistance  $R_{90}$ , la régulation agirait au début trop fortement avec surrégulation; cela est évité par une adaptation des deux constantes de temps.

La diode de charge doit répondre à une exigence élevée en ce qui concerne sa résistance de blocage; sinon il n'y a aucune définition précise du temps de décharge.

Pour des enregistrements microphoniques, le temps de décharge du condensateur de filtrage  $C_{35}$  est diminué (Fig. 9). Dans ce but, les résistances  $R_{84} - R_{88}$  (110 M $\Omega$ ) sont shuntées par l'intermédiaire d'un commutateur disposé dans la prise du microphone.

La résistance  $R_{82}$  assure un prolongement du temps de réponse du dispositif automatique de régulation, si le contact St 3 est ouvert.

En repiquant un enregistrement de disque sur la bande magnétique, une impulsion peut d'abord charger le condensateur à un niveau incorrect. Ce signal perturbateur se produit lors de la pose du bras de phonocapteur sur le disque et effectuée par l'intermédiaire de la résistance série  $R_{82}$  une charge partielle de  $C_{35}$ .

Le contact St 3 ne ferme qu'en enclenchant la touche Start et l'automatisme fonctionne avec un temps de réponse normal. En position « Arrêt », le condensateur  $C_{35}$  est déchargé à travers le jeu

de contacts « au 2 », pour créer des conditions toujours égales lors de nouveaux enregistrements.

Avec condensateur de charge déchargé, l'amplification BF est importante; avec condensateur de charge chargé, l'amplification BF est faible.

Par suite de la présence de l'étage de seuil, l'automatisme ne fonctionne que pour un niveau déterminé; le temps de réponse calculé est d'environ 100 ms et il est placé largement au-dessus du seuil de 200 ms. L'étage de charge règle le courant de tête à travers un circuit à diodes et le limite à partir d'une valeur déterminée de 64  $\mu$ s grâce à la constante de temps importante de 60 secondes du circuit de décharge; la dynamique d'un morceau de musique n'est pas modifiée.

Dans certains magnétophones à piles, la constante de temps du circuit de retardement est plus réduite par suite d'un montage automatique plus simple, et la constante de temps de 600 sec. n'est pas nécessaire; elle a surtout de l'intérêt pour la musique symphonique.

Les figures 11 et 12 donnent les principes des montages employés. Le contrôle automatique de gain est réalisé par une résistance série et un circuit de réglage à diodes commandé par une tension continue provenant du signal BF (Fig. 11).

Le circuit complet de contrôle automatique est formé d'un seul étage à transistor qui remplit deux fonctions d'étage de seuil et d'étage de charge. Le signal de régulation est découplé du circuit de tête à travers les contacts et appliqué au circuit de contrôle à travers le condensateur  $C_{36}$ . Le condensateur fait partie d'un circuit passe-haut de telle sorte que les impulsions de basse fréquence ne peuvent produire un effet de régulation (Fig. 12).

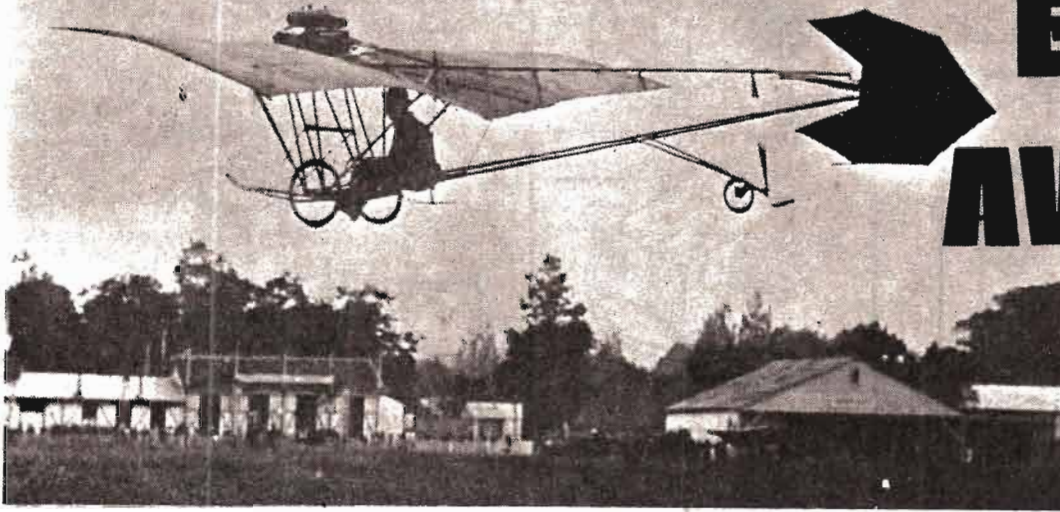
Nous donnerons dans un prochain article la description de différents montages limiteurs récents, dans lesquels ces principes sont appliqués.

R. S.



# ELECTRONIQUE

# ET AVIATION



## La radionavigation

### § 7. — PILOTE AUTOMATIQUE

Le pilote automatique est un ensemble électronique et électromécanique dont le rôle principal est de maintenir l'avion à l'altitude et au cap magnétique déterminés par le pilote. Des dispositifs complémentaires permettent de l'utiliser aussi pour les évolutions de l'avion en montée, en descente, ou en virage, et permettent également de l'asservir à des signaux de radionavigation fournis par les récepteurs VOR et ILS notamment.

Trois chaînes principales de servo-commandes (direction, roulis et profondeur) reçoivent des signaux de manœuvre, de stabilisation et d'asservissement, les transforment et les amplifient pour alimenter les servo-moteurs qui actionnent les gouvernes correspondantes de l'avion.

En ce qui concerne les signaux

exploités par le pilote automatique, nous avons donc les trois groupes suivants :

a) — Les signaux de manœuvre. Déterminés manuellement par le pilote à partir du panneau de commande, ils permettent l'exécution des évolutions désirées (montées, descentes, virages à gauche ou à droite).

b) — Les signaux de stabilisation et de référence. Ils sont fournis par les accéléromètres, le gyro vertical (roulis et tangage) et le gyro directionnel pour le maintien de l'avion sur son cap.

c) — Les signaux d'asservissement. Le contrôleur d'altitude fournit un signal qui permet d'asservir le pilote automatique (on dit aussi le P A) à une pression barométrique constante. Les récepteurs de radionavigation VOR et ILS fournissent également des signaux d'écart qui, après adaptation par un coupleur radio, asservissent le pilote automatique

sur les axes VOR et ILS. En outre, pour l'ILS., nous l'avons vu, on peut distinguer deux phases : Localizer et Glide Path; dans la première, l'avion vole dans l'alignement de l'axe de la piste; dans la seconde, il vole, en plus, sur la trajectoire de descente « glide slope ».

Il va sans dire qu'un pilote automatique peut également être asservi à partir d'une plate-forme à inertie (§ 13)... D'ailleurs, en principe, il y fait tout naturellement suite.

Un pilote automatique complet et bien conçu se compose essentiellement des éléments suivants :

- Un panneau de commande installé sur le pupitre (pilote).
- Un indicateur installé sur la planche co-pilote.
- Six accéléromètres linéaires répartis en différents points de l'avion.
- Un gyro vertical.
- Un calculateur de commande de vol installé dans le rack radio et comportant les sous-ensembles ci-après :

- un calculateur de pression;
- un calculateur de lacet;
- un calculateur de roulis;
- un calculateur de tangage;
- un coupleur radio;
- un bloc d'atténuateurs;
- un châssis d'alimentation et de verrouillages.

— Un calculateur de stabilisation comportant les sous-ensembles ci-après :

- un servo-amplificateur de direction;
- un servo-amplificateur ailerons;
- un servo-amplificateur de profondeur;
- un coupleur de correction de profondeur (trim);
- un bloc de débrayage automatique.

— Trois servo-moteurs agissant sur :

- la direction;
- les ailerons;
- la profondeur.

— Deux boutons d'arrêt (un sur chaque volant de manche).

Tout cela est illustré d'une façon simplifiée par les figures III-12 et III-13.

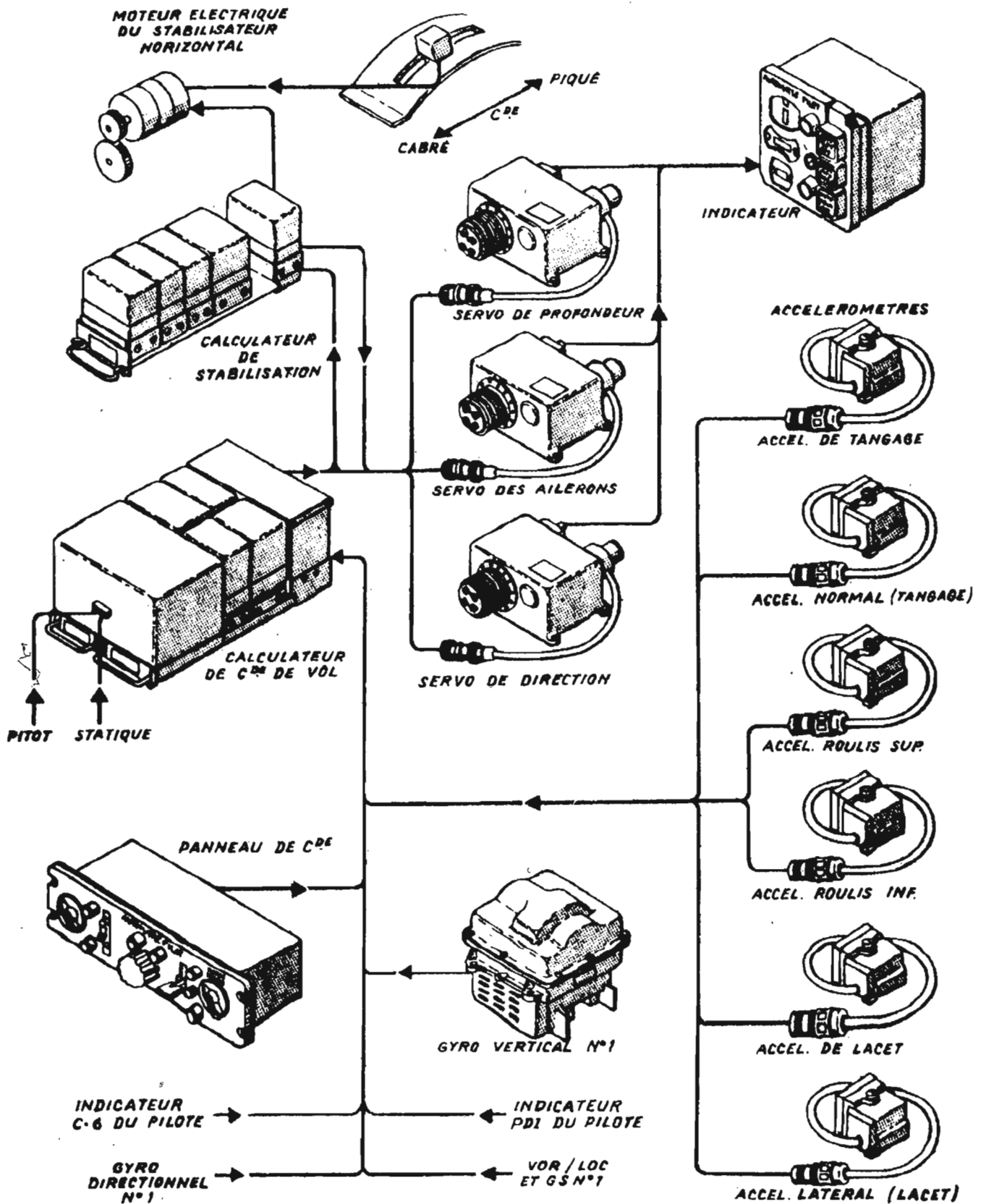


Fig. III - 12

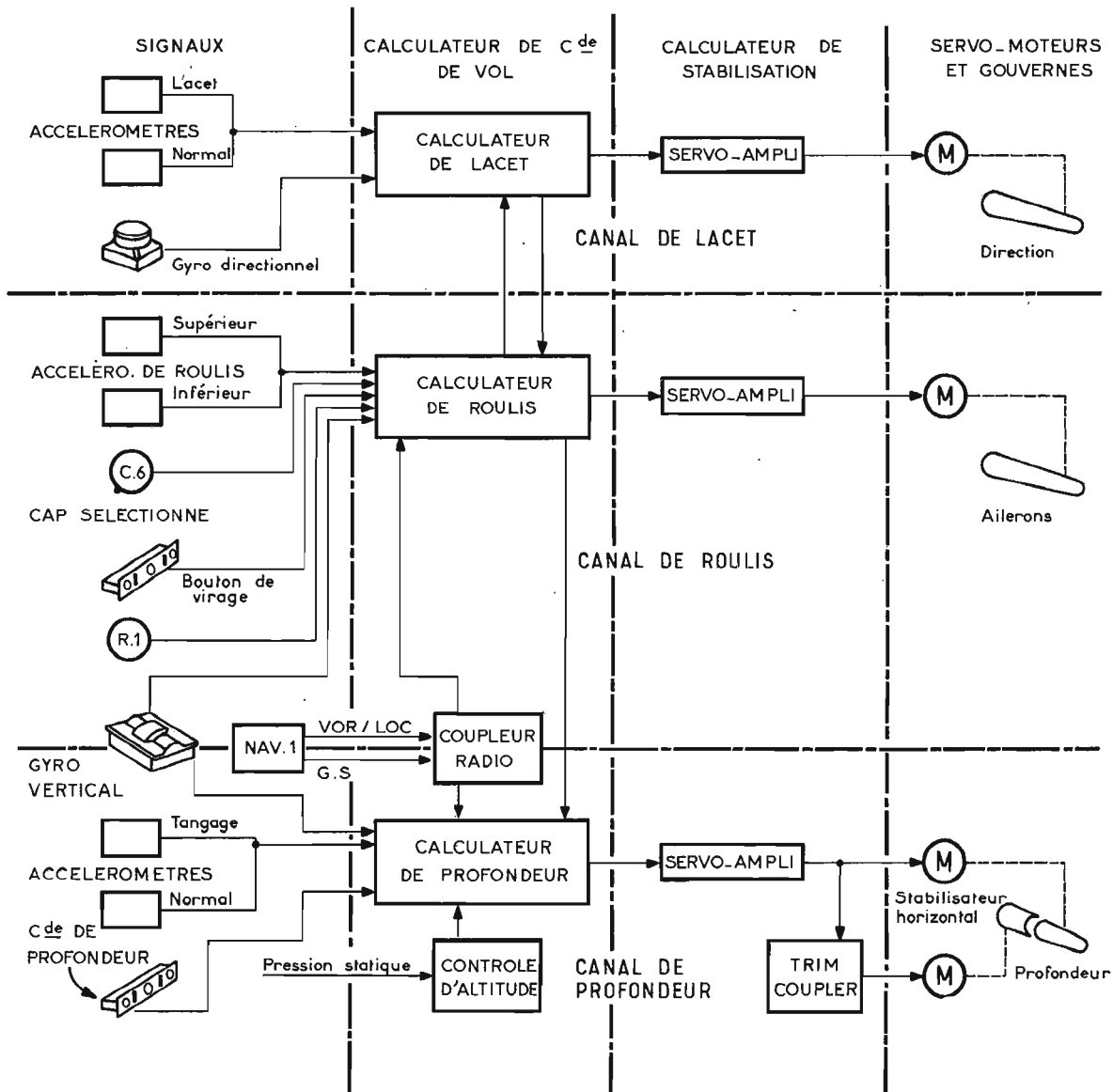


Fig. III - 13

### § 8. — Le D.M.E.

Le D.M.E. (Distance Measuring Équipement) sera sans doute obligatoire dans les années à venir dans de nombreuses T.M.A., c'est-à-dire dans de nombreuses régions de contrôle terminales d'aérodromes, et en tout cas partout où le trafic à l'approche d'un aérodrome sera intense.

Le principe de base du D.M.E. est simple : l'avion émet un signal dit d'interrogation à destination d'une station au sol, qui le reçoit, le code, et le ré-émet. Le temps qui s'écoule entre l'émission du signal par l'avion et la réception à bord du nouveau signal émis par la station au sol peut être traduit en « distance ».

Ce même D.M.E. peut aussi

comparer les différences de distances pour un temps donné, et donc chiffrer la vitesse de rapprochement de la station au sol; comme en général, la route de l'avion aboutit à ladite station, on peut donc obtenir directement la vitesse de l'avion par rapport au sol.

Enfin, puisque le D.M.E. dispose des informations « distance » et « vitesse », il peut aussi indiquer le temps nécessaire pour rejoindre la verticale de la station. Tout (ou presque...) est possible en électronique!

Les stations au sol (D.M.E. ou TACAN) sont généralement implantées aux mêmes endroits que les stations V.O.R.; le point est alors facile à faire en traçant le relèvement et la distance. On dispose, en plus, d'une « estimée »

exacte (sans erreur possible de calcul). On peut aussi faire un « circuit d'attente » sur un point précis seulement défini par un axe et une distance.

Le D.M.E. utilise la partie « standard de fréquences » du récepteur V.O.R. déjà installé à bord, avec en plus un bloc de commande (interrogation) et un instrument (indicateur). En fait, le channel (ondes décimétriques) du D.M.E. ou du TACAN est lié directement à la fréquence du V.O.R. implanté au lieu géographique considéré. Si bien que, dans de nombreuses installations de bord, lorsque le pilote affiche la fréquence d'un V.O.R., il obtient automatiquement le channel D.M.E. ou TACAN correspondant.

Les services rendus par un D.M.E. sont tout aussi spectaculaires en VFR qu'en IFR. On peut, en effet, rejoindre n'importe quelle destination, pourvu qu'elle soit à portée d'un V.O.R. / D.M.E. Il suffit, pour cela, d'afficher sur le récepteur V.O.R. le relèvement passant par la destination et de surveiller les indications du D.M.E. donnant la distance par rapport à la station...

Disons qu'à l'heure actuelle, il existe en France une bonne quarantaine de balises V.O.R. utilisables pour le D.M.E. de bord; ce sont les balises D.M.E. (bien sûr) et les TACAN (ou VOR-TAC) qui sont nombreux en France (comme à l'étranger d'ailleurs), et qui permettent cette utilisation courante et efficace du D.M.E. en VFR comme en IFR.

## RADAR OU DÉTECTION ÉLECTROMAGNÉTIQUE

La détection électromagnétique a fait ses débuts vers 1938-39; mais ce n'est qu'au cours des hostilités de 1939-1945 qu'elle s'est rapidement développée sous le terme abrégé de radar. Le principe de fonctionnement est le suivant : si l'on effectue une émission très brève d'ondes électromagnétiques, ces ondes se réfléchissent partiellement sur les obstacles qu'elles rencontrent sur leur trajet et une faible partie de l'énergie réfléchie revient vers le point d'émission et peut être captée par un récepteur approprié sous forme d'un écho radioélectrique. Si l'on peut évaluer la différence entre l'instant d'émission et l'instant de retour, on peut, connaissant la vitesse des ondes électromagnétiques, déterminer la distance de l'obstacle réfléchissant.

Pour effectuer cette mesure, on utilise des ondes très courtes qui peuvent facilement être concentrées en un pinceau très fin un peu analogue au faisceau d'un projecteur optique. Dans ces conditions, le radar peut non seulement indiquer la distance de l'obstacle, mais aussi son gisement, c'est-à-dire l'angle que fait sa direction par rapport au nord géographique et son site, c'est-à-dire l'angle que fait sa direction par rapport au plan horizontal. Si l'obstacle est, par exemple, un avion repéré par un radar au sol, on voit qu'il est aisé de déterminer sa position sur une carte et de calculer son altitude.

L'emploi d'ondes très courtes (1 à 20 cm) permet d'effectuer une concentration importante du faisceau, dont l'ouverture n'est que de quelques degrés, mais la portée de ces ondes est pratiquement égale à la portée optique. Dans le cas des avions, la portée dépend de leur altitude : un avion volant à 1 000 m sera détecté à une centaine de kilomètres et celui qui vole à 10 000 m sera détecté à 300 km. Mais il faut en outre que la puissance émise soit très élevée, car ce n'est qu'une très faible partie de la puissance émise qui revient sous forme d'écho; l'étude du rayonnement montre que la portée est proportionnelle à la racine quatrième de la puissance; donc pour doubler la portée, il faut multiplier la puissance par 16.

Ceci explique que dès les débuts de cette technique, on a cherché à produire en impulsions des puissances très élevées dans le domaine des hyperfréquences. Cette recherche a conduit à la réalisation de tubes spéciaux à l'émission tels que les magnétrons et à la réception : klystrons, puis tubes à ondes progressives.

En outre, cette centrale doit fournir le « point » sous la forme « longitude et latitude ».

Le principe simplifié de base de l'ensemble est le suivant :

1° Des accéléromètres  $A_N$  et  $A_E$  sont placés sur la plate-forme, leurs axes étant respectivement parallèles aux axes  $N_p$  et  $E_p$  du trièdre de ladite plate-forme. L'asservissement de stabilisation fonctionnant convenablement, ces axes doivent rester horizontaux et les signaux accélérométriques correspondants ne seront pas perturbés par le champ de gravitation ambiant.

2° A partir des signaux accélérométriques ainsi obtenus, le calculateur de la centrale détermine :

a) le « point » (longitude et latitude);

b) les composantes  $\omega_N$ ,  $\omega_E$ ,  $\omega_V$ , de la vitesse de rotation du trièdre géographique « local » en fonction des déplacements de la centrale et de la rotation de la Terre.

3° Des gyroscopes  $G_V$ ,  $G_N$ ,  $G_E$ , montés sur la plate-forme ont leurs axes respectivement parallèles aux axes  $V_p$ ,  $N_p$ ,  $E_p$ , du trièdre de ladite plate-forme. Les moteurs-couples de ces gyroscopes reçoivent des signaux proportionnels aux composantes  $\omega_V$ ,  $\omega_N$ ,  $\omega_E$ , afin que la condition « précession plate-forme = « précession du trièdre géographique local » soit réalisée.

L'orientation initiale (ou « érection ») de la plate-forme étant correcte, nous sommes alors certains de conserver une plate-forme orientée, en toute indépendance des mouvements de l'avion qui la supporte.

Un tel dispositif est donc simultanément :

— un repère de verticale (puisque  $V_p$  est asservi à la verticale);

— un repère de cap (puisque  $N_p$  est asservi au Nord géographique);

— un indicateur de « point », de position, fournissant la latitude et la longitude du lieu de la centrale.

Cependant, pour être complet et pour tenir compte de la gravitation, le système qui vient d'être

succinctement décrit doit généralement être assisté par un dispositif lui fournissant l'altitude; d'où, chaîne de calcul supplémentaire. Et l'on arrive ainsi à ce qui a été appelé « centrales à inertie assistées ».

En fait, cette assistance intervient généralement aussi dans des domaines autres que celui de l'altitude. Si l'on examine l'évolution des erreurs susceptibles d'intervenir sur une plate-forme à inertie, on s'aperçoit en effet, que ces erreurs risquent de devenir prohibitives dans le cas d'un déplacement vertical (ou ascensionnel rapide) et dans le cas d'une navigation de très longue durée.

On a donc cherché à améliorer cet état de fait en « assistant » la centrale par des dispositifs extérieurs susceptibles de parfaire la précision.

C'est ainsi que l'on utilise généralement :

— une aide altimétrique supprimant la divergence des erreurs verticales (nous l'avons dit) par correction permanente de l'altitude « inertielle »;

— une aide tachymétrique, issue d'un anémomètre-badin corrigé ou d'un radar-doppler, assurant une correction de la vitesse indiquée et un amortissement des oscillations d'erreur;

— un recalage de la centrale par mesures extérieures du « point », de la position, généralement effectuées à l'aide des stations de radio-navigation au sol.

La figure III-26 représente schématiquement une plate-forme à suspension « 3 axes »; nous y retrouvons :

a) — la plate-forme stabilisée proprement dite (cœur du dispositif) supportant les organes détecteurs (notamment gyroscopes et accéléromètres, ces derniers n'étant pas représentés);

b) — trois gyroscopes  $G_1$ ,  $G_2$ ,  $G_3$ , dont les axes forment un trièdre rectangle;

c) — trois moteurs d'asservissement  $M_1$ ,  $M_2$ ,  $M_3$ , respectivement placés sur les axes de cardan (1), (2) et (3);

d) — un amplificateur  $A_1$  reliant  $G_1$  à  $M_1$ , cet assemblage fonctionnant exactement comme dans le cas de la stabilisation « 1 axe » vue précédemment;

e) — un ensemble électronique reliant  $G_2$  et  $G_3$  aux moteurs  $M_2$  et  $M_3$  via les amplificateurs  $A_2$  et  $A_3$ , mais aussi par l'intermédiaire d'un résolveur  $R$  placé sur l'axe de cardan intérieur (1).

Ce dernier point nécessite une explication. L'axe du moteur  $M_1$  reste parallèle à l'axe du gyroscope  $G_1$  quels que soient les évolutions du véhicule; la stabilisation autour de (1) se fait donc toujours normalement. Par contre, les axes des moteurs  $M_2$  et  $M_3$  ne restent pas toujours forcément parallèles aux axes des gyroscopes  $G_2$  et  $G_3$  soient valables, il est nécessaire de leur faire subir, si besoin est, une certaine correction correspondante; c'est le rôle du dispositif électromécanique appelé résolveur monté sur l'axe (1).

La plate-forme est directement asservie aux directions des toupies des gyroscopes. Les tensions « erreur » des asservissements sont les signaux fournis par les détecteurs d'écart (axe de toupie / axe de boîtier).

La précession de la plate-forme est obtenue en appliquant les couples voulus aux toupies des gyroscopes au moyen de leur moteur-couple.

Dans une plate-forme « 3 axes », la meilleure disposition des axes de cardan (1, 2, 3) supportant la plate-forme est fonction des évolutions possibles du véhicule et de la liberté autorisée à l'articulation autour de chacun de ses axes (voir figure III-27). Les axes (1) et (3) permettent en principe une liberté complète; par contre, la liberté de l'axe (2) est toujours limitée. C'est ainsi que dans un avion où le tangage est minime, on pourra choisir : (1) = axe de lacet; (2) = axe de tangage; (3) = axe de roulis.

L'articulation est en position idéale lorsque l'avion vole horizontalement. Mais le fonctionnement devient de plus en plus délicat au fur et à mesure que l'angle formé par la direction de l'axe du cardan intérieur avec la direction de l'axe du cardan extérieur diffère de 90° (angle entre axes 1 et 3).

Cet inconvénient interdit l'utilisation d'une stabilisation « 3 axes » à bord d'un véhicule susceptible d'effectuer des évolutions rapides et importantes; or, c'est précisément souvent le cas d'un avion. On a donc tourné la difficulté en créant la suspension ou articulation dite « 4 axes ».

Pour cela, on a ajouté un troisième anneau porteur (AP), donc un quatrième axe de cardan, autour d'une stabilisation « 3 axes »; voir figure III-28.

Sur l'axe (2), est monté un organe de calcul  $C$  fournissant un signal  $S$  qui s'annule lorsque l'axe de cardan « 3 axes » est en posi-



tion idéale, c'est-à-dire lorsque les axes (1) et (3) sont orthogonaux.

Enfin, l'anneau extérieur AP d'axe (A) est soumis au couple correctif d'un moteur M placé sur la structure porteuse du véhicule, moteur alimenté par le signal S après amplification adéquate par A.

D'autre part, il va sans dire :

— que l'ex-plate-forme « 3 axes » fonctionne exactement comme nous l'avons exposé précédemment;

— que les éléments d'asservissement se rapportant à la stabilisation normale « 3 axes » de la figure III-26, n'ont pas été représentés ici;

— que le fonctionnement de l'ensemble dit « 4 axes » est tel que l'anneau extérieur AP prend simplement la position angulaire requise pour faire fonctionner la plate-forme « 3 axes » dans la configuration idéale, c'est-à-dire dans d'excellentes conditions. En bref, il s'agit donc bien d'une stabilisation de la plate-forme dans les trois axes de l'espace schématisés sur les figures III-25 ou 26, mais avec une suspension, une articulation, à quatre axes.

Notre exposé progressif étant terminé, il est bon de préciser que toutes les plates-formes à inertie montées sur avions sont du type à « 4 axes ».

## RADAR A IMPULSIONS

Ce sont les plus classiques et les plus répandus, destinés aux grandes portées. Ils comportent :

— Un émetteur, équipé d'un magnétron pouvant délivrer en crête des puissances allant de 10 kW à plusieurs milliers à des fréquences de l'ordre de 3 000 à 30 000 MHz; le déclenchement de l'impulsion s'effectue à l'aide d'un modulateur qui fournit des impulsions de 0,2 à 2  $\mu$ s à la cadence de 500 à 5 000 par seconde suivant la portée;

— Une antenne reliée à l'émetteur par l'intermédiaire de guides d'ondes; la directivité de l'antenne est élevée dans les deux directions, ou bien dans une seule; dans ce dernier cas, on observe une tranche verticale du ciel, comme c'est le cas pour les radars de surveillance d'aérodrome.

A la réception, on utilise presque toujours la même antenne qu'à l'émission que l'on commute de l'émetteur au récepteur à l'aide de tubes duplexeurs.

— Un récepteur du type superhétérodyne à très grand gain et à large bande; après détection, les signaux reçus sont envoyés sur un tube cathodique.

Dans le système le plus ancien, on déclenche le balayage à l'instant du départ de l'impulsion et on enregistre l'écho (Fig. III-14); l'évaluation du temps  $t$  sur l'écran permet de déduire la distance de l'obstacle; chaque microseconde représente une distance de 150 m (car l'onde parcourt l'aller plus le retour).

Dans le cas de l'aide à la navigation aérienne, l'antenne tourne de façon continue autour d'un axe vertical pour explorer tout l'horizon et, dans ce cas, le balayage du tube part du centre en décrivant une série de rayons qui correspondent à toute la série des directions autour du radar; on peut ainsi tracer le « panorama radar ».

Sur un aérodrome, on percevra les échos des différents avions qui se trouvent dans la région.

## ÉLIMINATION DES ÉCHOS FIXES

Les ondes électromagnétiques se réfléchissent parfaitement bien sur les surfaces métalliques et partiellement sur les mauvais conducteurs; néanmoins lorsqu'on « explore » autour du radar, on perçoit des échos sur les maisons, les cheminées d'usine, les montagnes, et si on veut suivre tout spécialement un mobile, on constate que souvent son écho est « noyé » dans les échos fixes; c'est pourquoi sur les radars d'aérodromes, il est nécessaire de disposer d'un système qui permette d'éliminer à volonté les échos sur les obstacles fixes. On y parvient en utilisant l'effet Doppler-Fizeau qui fait apparaître, dans le cas de la réflexion sur un obstacle fixe, une fréquence d'autant plus différente de celle de l'onde incidente que la vitesse de l'obstacle est élevée. La séparation entre les échos d'obstacles fixes et mobiles s'effectue à l'aide d'un filtre spécial qui ne laisse passer que ces derniers échos.

Ce système est particulièrement intéressant dans les radars d'aide à l'atterrissage (G.C.A.) où l'écho de l'avion, au moment de l'approche de la piste, risque de se confondre avec les échos fixes du paysage.

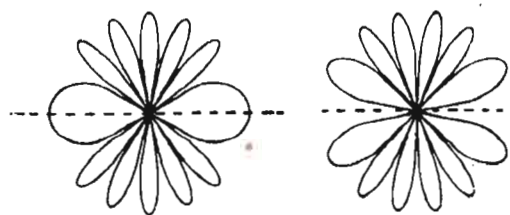
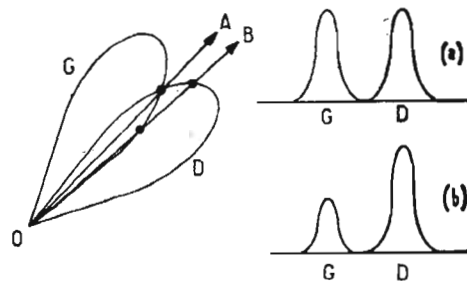
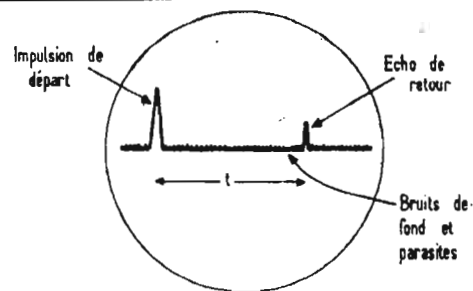


Fig. III - 16

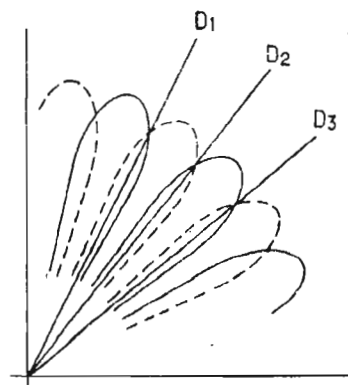


Fig. III - 17

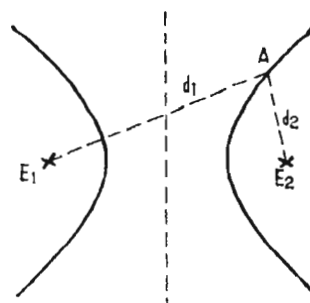


Fig. III - 18



## POURSUITE AUTOMATIQUE

Il peut être utile pour le radariste qui surveille une région autour de l'aérodrome, de surveiller tout spécialement le vol d'un avion. Pour cela, il arrête la surveillance panoramique et cale l'antenne sur l'écho désiré, puis il passe en « poursuite automatique » pour suivre l'avion.

Le principe de cette méthode est le suivant : si l'on peut par commutation (ou tout autre procédé) produire deux faisceaux qui occupent successivement les positions « gauche » et « droite » de la figure III-15, on constate qu'un avion placé dans la direction OA produira des échos de même amplitude, tandis que si l'avion est placé dans la direction OB il produira des échos d'amplitudes différentes (au moment de la commutation, une petite tension permet de décaler les deux échos). Un système de servomécanisme permet d'utiliser la différence d'amplitude comme tension d'erreur pour recentrer les faisceaux et conserver l'égalité des échos : si l'avion se déplace, l'antenne suit sa direction.

Jusqu'ici, nous avons supposé qu'il s'agissait de radars installés au sol, soit à longue portée (pour surveillance de zones), soit à portée moindre (pour l'aide à l'atterrissage au G.C.A.). Mais, nous avons aussi les radars « embarqués », c'est-à-dire installés à bord des avions; ils portent généralement le nom de « radar météo » et sont notamment utilisés pour détecter à une distance suffisante les importantes masses nuageuses et plus spécialement les « cumulonimbus » particulièrement dangereux pour la navigation aérienne.

## RADAR — DOPPLER

Il s'agit d'un appareillage destiné à mesurer la vitesse réelle d'un avion par rapport au sol. Nous avons respecté cette appellation de « radar-doppler » devenue très usuelle, et nous avons classé ce matériel dans ce paragraphe réservé aux radars... Néanmoins, nous nous empressons de dire que cette terminologie, bien qu'acceptée et adoptée de toutes parts, n'est pas tout à fait correcte;

en tout cas, le principe mis en œuvre est très différent de celui du radar conventionnel.

En effet, comme nous l'avons vu, le radar est un système radioélectrique avec lequel on produit une émission de micro-ondes dirigées qui reviennent ensuite à leur point de départ (antenne) après réflexion sur un ou plusieurs « obstacles » éventuellement situés sur leur trajet. L'émission étant constituée d'un train d'impulsions, le récepteur recueille une série d'impulsions décalées d'une quantité proportionnelle à la distance séparant le radar de l'obstacle réfléchissant; on obtient ainsi des indications sur la position, la distance, de ces obstacles (ou avions). C'est aussi ce principe qui est mis en œuvre dans les radio-sondes-radars vues au paragraphe 6.

Pour le radar-doppler, il nous faut remplacer l'émission en impulsions par une émission continue; l'onde réfléchie permet alors, par exploitation de l'effet Doppler, de déterminer la vitesse de déplacement de l'obstacle, ou bien, si le radar-doppler est monté sur un mobile, de déterminer la vitesse de ce mobile par rapport à un obstacle. Voyons cela de plus près et rappelons brièvement ce qu'est l'effet Doppler.

Il existe une relation bien définie entre la fréquence des ondes émises par une source mobile et la vitesse de déplacement de cette source. Chacun de nous a pu entendre la sirène d'une locomotive lancée à grande vitesse et passant près de soi : la tonalité du sifflement semble varier au fur et à mesure du déplacement. Pourtant la fréquence de la sirène ne varie pas, c'est la fréquence apparente du son reçu qui varie. Ce phénomène valable pour les ondes sonores l'est aussi pour les ondes électromagnétiques; en outre, le phénomène est réversible, c'est-à-dire que la source peut être fixe et l'obstacle mobile.

Ces phénomènes sont d'autant plus importants et sensibles que la fréquence de l'onde émise est plus élevée et que la vitesse du mobile est grande.

Dans tous les cas, la fréquence différentielle apparente (ou fréquence Doppler) est proportionnelle à la vitesse radiale du mobile, et c'est ce qui nous intéresse ici.

Dans l'exemple donné précédemment, remplaçons la locomotive par un avion, et la sirène par un émetteur de micro-

ondes produisant un signal continu de fréquence  $F_0$  rayonné par une antenne directionnelle. Si la faisceau (mobile, puisqu'issu de l'avion) se heurte à une « cible », à un obstacle, à un point fixe (au sol), une partie du signal est réfléchi et est captée par une antenne réceptrice voisine (ou par la même antenne, mais avec duplexeur). Le signal reçu est alors appliqué à un circuit mélangeur; dans ce dernier, la fréquence  $F_r$  de l'onde réfléchi est comparée à la fréquence  $F_0$  du signal direct provenant de l'émetteur.

Il se produit donc dans le mélangeur un phénomène de battement entre  $F_0$  et  $F_r$ , générant un nouveau signal dont la fréquence est égale à la différence entre  $F_0$  et  $F_r$ . Cette fréquence différentielle est alors proportionnelle à la vitesse radiale du mobile, c'est-à-dire de l'avion.

Ce signal est amplifié, puis appliqué à un convertisseur « fréquence/tension » et à un compteur analogique. Le convertisseur produit un courant dont l'amplitude est proportionnelle à la fréquence du signal, c'est-à-dire finalement à la vitesse de l'avion. On peut ainsi obtenir des lectures de vitesse précises à 1 ou 2 %.

Une remarque en passant : nous avons dit que le procédé était facilement réversible; si l'appareillage est fixe et la « cible » mobile, le fonctionnement est le même, et c'est le principe exploité dans les cinémomètres de contrôle routier pour la mesure instantanée de la vitesse des automobiles.

## § 10. — TRANSPONDEUR ET ALTICODEUR

Les vols dans les zones terminales encombrées des aérodromes nécessitent un positionnement exact et rapide de la part du pilote, et une localisation instantanée par l'organisme de « Contrôle ». L'équipement D.M.E. (vu au § 8) est en cela d'un grand secours pour aider le pilote dans son travail.

Quant à l'organisme de « Contrôle », il peut être aidé à son tour par un appareil appelé transpondeur monté à bord des avions.

Le transpondeur est un dérivé de l'I.F.F. militaire (Identification Friend or Foe; c'est-à-dire identification « ami » ou « ennemi »). Cet appareil est destiné, en accablant une « marque » particulière à l'écho de l'avion sur l'écran-radar, à rendre cet avion plus particulièrement visible pour le contrôle.

Il y a donc simplification du travail tant pour les contrôleurs que pour les pilotes, et diminution du risque d'erreur d'interprétation sur l'écran-radar. La circulation aérienne aux abords des aérodromes devient plus fluide, et des facilités d'approche sont généralement accordées de préférence aux avions équipés d'un transpondeur.

Le principe général d'un transpondeur peut s'exposer de la façon succincte suivante :

Un radar secondaire, couplé au radar primaire, émet une « interrogation » composée de deux impulsions espacées de 8 microsecondes. Le transpondeur de bord reçoit cette interrogation, la transforme en fonction du code affiché au tableau de bord et indiqué par le contrôleur; le transpondeur renvoie (2  $\mu$ s après la réception de l'interrogation) un train d'impulsions dont la durée totale est de 20,3  $\mu$ s; puis 3,35  $\mu$ s après, une autre impulsion d'identification lorsque le pilote (à la demande du contrôleur) appuie sur le bouton marqué « Identification ». Cette identification, sur une seule et brève pression du pilote sur le bouton, dure 20 secondes.

Afin que l'avion ne réponde seulement qu'au passage du lobe principal de rayonnement de l'antenne-radar, un signal est émis en permanence par une autre antenne, omnidirectionnelle cellulaire. Le transpondeur ne répond alors que dans le cas où les deux impulsions d'interrogation sont plus puissantes que le signal omnidirectionnel.

Sur l'écran-radar, l'opérateur voit à côté de l'écho de l'avion (transmis par le radar primaire), un signal ressemblant au signe = (égal); ce signal devient un seul trait épais en cas d'identification.

L'écho des avions dont le transpondeur est codé d'une façon différente du code affiché par le contrôleur au sol, apparaît souligné d'un simple tiret. Celui des avions codés 7700 (code de détresse) est souligné d'un signe =, mais beaucoup plus gras que le signal normal.

Le contrôleur au sol a donc, d'un seul coup d'œil, une vue de tous les avions qui l'intéressent. Les appareils nécessitant une surveillance ou une procédure particulière se détachent d'une manière différente sur l'écran.

Les organismes de Contrôle ont également besoin de connaître en permanence le niveau de vol des avions se trouvant dans leur zone.

Pour cela, on utilise le transpondeur normal et on lui demande de répondre à une interrogation supplémentaire.

La boîte de commande est alors sélectionnée sur le mode A + C [A (Alpha) = position; C (Charlie) = altitude]. Le codage C, au lieu d'être affiché par le pilote, est effectué par un altimètre qui le change tous les 100 pieds.

L'interrogation ressemble à celle dont l'exposé a été fait précédemment; mais elle dure 21  $\mu$ s. Elle suit l'interrogation de position. La réponse codée dure 20,3  $\mu$ s, 4,3  $\mu$ s après une impulsion d'identification.

Sur l'écran-radar, le contrôleur voit alors en clair le niveau de vol indiqué à 100 pieds près; il dispose aussi, en lecture directe, de l'indicatif de l'appareil concerné.

Avec de tels instruments, le rapport de position devient superflu; en outre, l'erreur éventuelle d'altitude devient décelable par le contrôleur qui peut alors, le cas échéant, la signaler au pilote.

LORAN —  
CONSOL —  
DECCA

Les trois systèmes de radionavigation faisant l'objet de ce titre sont utilisés pour la navigation à grande distance, disons de l'ordre de 1 000 km, voire davantage.

Le système Consol utilise trois antennes verticales situées dans un même plan vertical, les antennes latérales étant alimentées en phase ou en opposition avec l'antenne centrale. On constate que le diagramme directif prend l'aspect d'une rosace à plusieurs folioles; mais lorsqu'on inverse les phases des antennes latérales, la rosace se modifie: à l'emplacement des maxima, on trouve un axe de zéro, et inversement (Fig. III-16). L'émission s'effectue en télégraphie: sur l'une des rosaces, on émet des points; sur l'autre qui lui succède, des traits. Suivant que le pilote entend les uns plus forts que les autres, ou les deux signaux égaux, il sait s'il se trouve sur un quelconque axe tel que D (D<sub>1</sub>, D<sub>2</sub>, D<sub>3</sub>, etc.; Fig. III-17) ou sur le côté de cet axe. En fait, il lui suffit de percevoir l'égalité de réception pour suivre l'axe prévu.

Il existe plusieurs stations Consol en Europe pour la navigation transatlantique, en particulier à Plonéis, près de Quimper.

Le réseau Consol utilise des fréquences comprises entre 195 et 405 kHz.

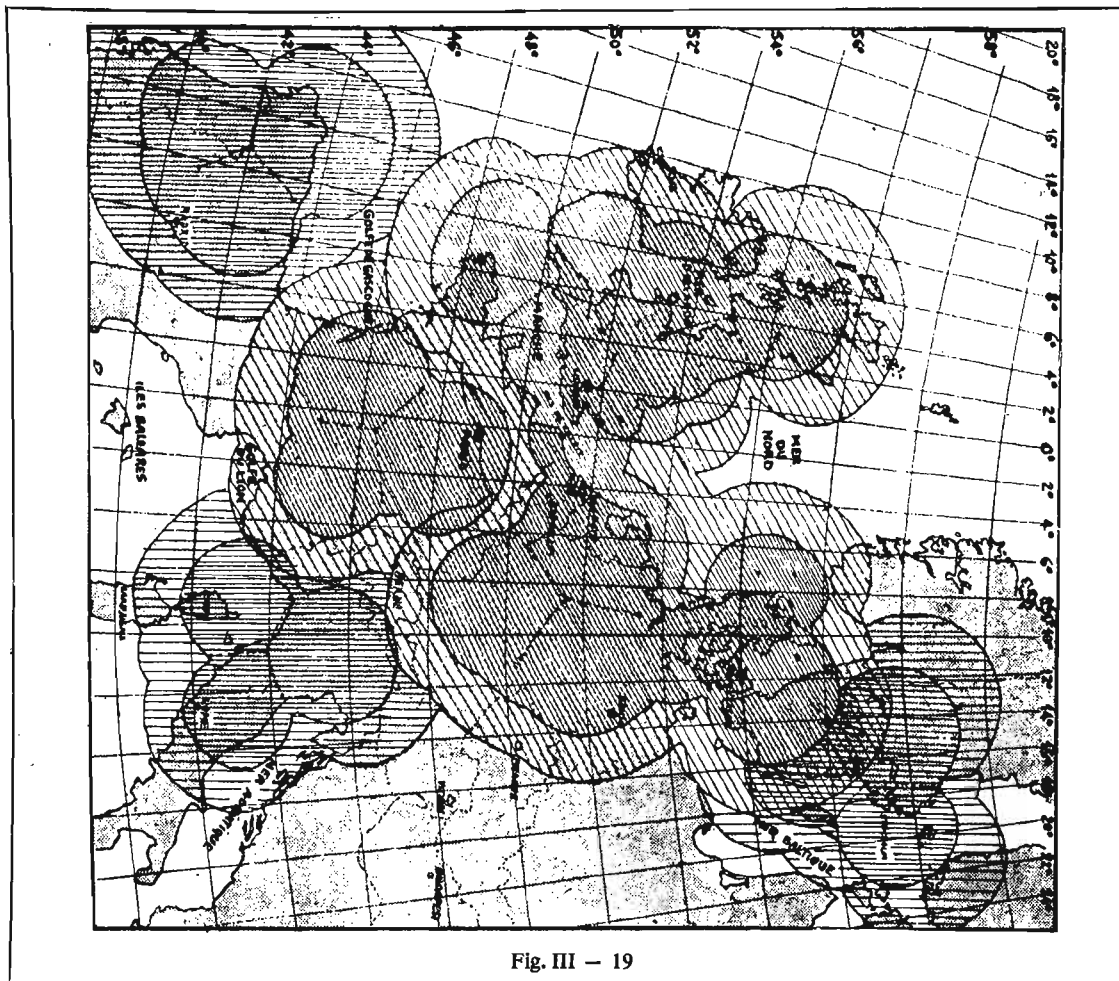


Fig. III - 19

Le Loran est un procédé qui utilise l'émission en impulsions; le principe est le suivant: si deux stations émettent au même instant une impulsion, l'avion les recevra décalées l'une par rapport à l'autre (sauf s'il est à égale distance des deux stations) et le lieu géométrique des points qui reçoivent les impulsions avec un même décalage dans le temps est une hyperbole (Fig. III-18). On peut donc, sur une carte, tracer les hyperboles correspondant à toute une série de retards déterminés. Si l'on utilise deux autres stations, on déterminera une autre famille d'hyperboles et le pilote peut ainsi déterminer sa position d'après la lecture des retards sur chacune des deux familles de Loran.

Ce procédé a fait l'objet de divers perfectionnements connus sous le nom de Loran standard (ou Loran A) et le Loran basse fréquence (ou Loran C). Le Loran est actuellement utilisé sur un grand nombre de parcours aériens d'Europe, d'Amérique et d'Orient.

Le réseau Loran utilise des fréquences de la bande 1,9 MHz.

Dans beaucoup d'équipements, les impulsions reçues par le récepteur sont appliquées à un tube cathodique qui permet la nette

séparation de l'onde réfléchie et de l'onde directe et, par conséquent, donne la possibilité d'utiliser le système à très grande distance dans de bonnes conditions (même en propagation de nuit où la gêne produite par l'onde réfléchie sur l'onde directe est bien connue).

•

Un autre système de radionavigation, souvent classé dans les systèmes pour moyenne distance, est le procédé DECCA. Il est d'origine anglaise et son nom (tout au moins) est bien connu, car le procédé fut utilisé avec succès pour le débarquement en 1944 en Normandie.

Le système DECCA est apparenté au procédé Loran en ce sens qu'il utilise, lui aussi, le système de navigation hyperbolique; mais les fréquences émises sont plus élevées et les impulsions plus courtes. Le récepteur est équipé d'un système à cadran qui permet de compter les hyperboles, l'aiguille faisant un tour lorsque la différence de phase augmente de  $2\pi$ . En combinant la réception sur cadran de deux familles d'hyperboles, le pilote lit directement son emplacement sur les cartes spéciales.

Ce système a une précision élevée de l'ordre de 30 m de jour et 100 m de nuit (à courte distance).

La figure III-19 montre la zone de couverture DECCA pour l'Europe Occidentale.

Examinons ce procédé avec un peu plus de détails.

Dans ce système, on compare les phases des ondes entretenues reçues de deux stations synchronisées, en ondes longues.

Une chaîne Decca comprend généralement une station émettrice principale et trois stations asservies produisant trois réseaux d'hyperboles, repérés par les couleurs conventionnelles rouge, vert et violet.

Comme il serait impossible de séparer dans un récepteur des ondes entretenues de fréquences égales, les différentes stations émettent des ondes dont les fréquences sont des multiples entiers d'une même fréquence de base; dans chaque station asservie, cette fréquence de base est fournie par un récepteur démultiplicateur recevant l'émission de la station principale.

(suite page 137)

# CONTRÔLE ET DÉPANNAGE DE T.V. COULEUR

## MISE AU POINT DE L'IMAGE COULEUR

### DÉFINITION DES PROBLÈMES

Le technicien assurant le service après-vente des téléviseurs se trouve fréquemment confronté à des difficultés de mise au point d'une image couleur, par suite d'une dérive importante des caractéristiques du téléviseur, dans les premières semaines de fonctionnement.

L'origine de ces dérives se situe surtout dans les dérives du secteur car l'utilisateur n'emploie pas toujours de régulateur ferromagnétique (spécial « couleur ») pour stabiliser la tension du réseau; les étages de puissance du téléviseur ainsi que la platine de convergence souffrent beaucoup de ses sautes d'humeurs.

Autre cas extrême : le changement du tube cathodique sur un téléviseur un peu ancien. Après cette opération, une mise au point complète est à faire et il faut bien connaître alors les réglages de convergence de cadrage, de pureté, etc. On ne se lancera pas dans des retouches intempestives si l'on ne connaît pas la nature des réglages manœuvrés ou si l'on ne possède pas la documentation technique du téléviseur.

Le but de cet article est de familiariser le dépanneur à la manipulation classique des réglages accessibles sur le col du tube et sur la platine de convergence.

Nous n'avons pas choisi volontairement des techniques récentes, mais le tube cathodique trichrome à masque perforé, plus classique, actuellement, surtout dans le domaine du dépannage

Notamment, les opérations à pratiquer sur les réglages de convergence se font dans un ordre précis, auquel il ne faut pas déroger; tout sera donc évoqué. Pour les tubes plus récents cela se concrétisera par des simplifications qui seront développées à mesure que l'on avancera dans l'exposé.

### CIRCUITS DE CONVERGENCE

L'écran des tubes cathodiques actuels sont plats et rectangulaires... Par conséquent, le chemin parcouru par les faisceaux cathodiques est différent au centre et dans les coins de l'écran... Par ailleurs, les 3 canons ne sont pas centrés dans l'axe du tube. Cela fait que les déviations de chaque canon ne sont pas semblables et des déformations inévitables apparaissent.

Pour éviter la distorsion on fait appel à quatre systèmes de corrections :

- 1/ réglage de pureté,
- 2/ convergence statique,
- 3/ convergence dynamique
  - a) latérale,
  - b) horizontale,
  - c) verticale,
- 4/ Correction de la distorsion en coussin.

Ces réglages se font au moyen d'aimants ou de bobinages traversés par des courants de formes particulières. Ces éléments sont accolés au déviateur comme l'indique la figure 1.

Les éléments utilisés dans ce montage sont fabriqués par OREGA, mais la figuration peut être légèrement différente pour d'autres marques.

### PURETÉ

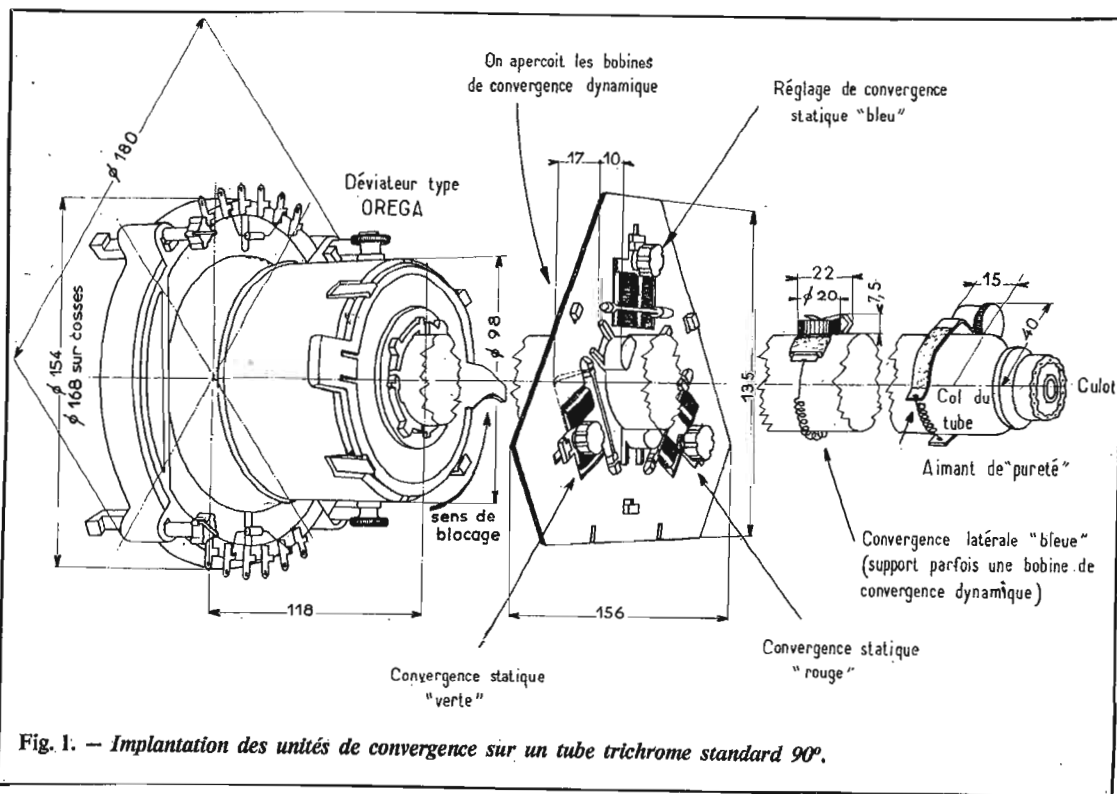
L'aimant de pureté crée un champ qui a pour fonction de faire tourner les 3 faisceaux d'une manière concentrique autour de l'axe du tube; en fait ce n'est pas tout à fait réalisé, mais l'on se contente des résultats obtenus; la figure 2 donne le détail de l'action du réglage de « pureté », s'il s'applique à des aimants dont l'orientation réciproque influe sur la position des faisceaux comme il est indiqué sur la figure,

la rotation de l'ensemble fait effectivement tourner à peu près concentriquement les trois faisceaux.

En ce qui concerne le système de la figure 1, la même correction s'obtient en dosant l'orientation du flux dans les « jambes » qui enserrment le col du tube ou en tournant l'ensemble autour de ce col.

Ce réglage s'effectue en principe en premier et les traces verte et bleue éteintes : on recherche alors l'obtention d'une tache rouge aussi grande que possible au centre, on glisse ensuite les bobines vers l'avant en observant bien l'image; on les positionnera de telle sorte que l'on obtienne un « rouge » bien uniforme sur tout l'écran.

cette opération ne se pratique que si l'on est sûr que l'écran est convenablement démagnétisé (voir plus loin). En principe, la bobine de « dégaussage » contenue à un





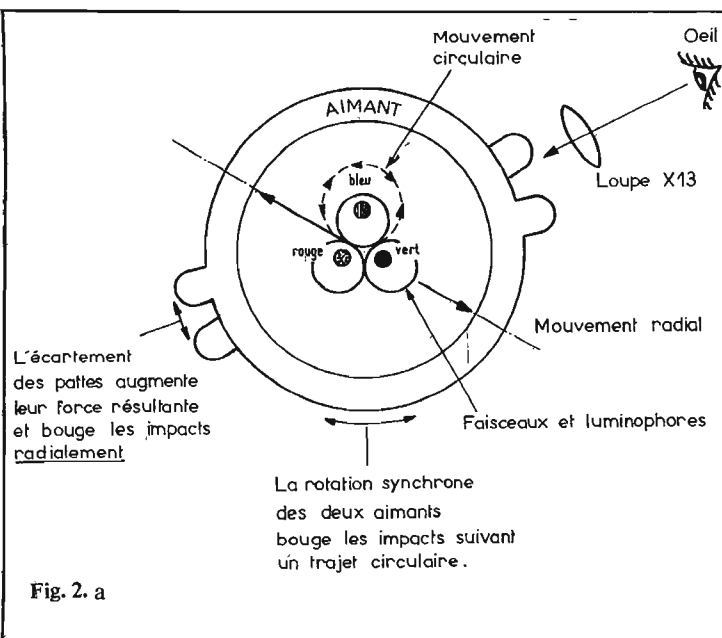


Fig. 2. a

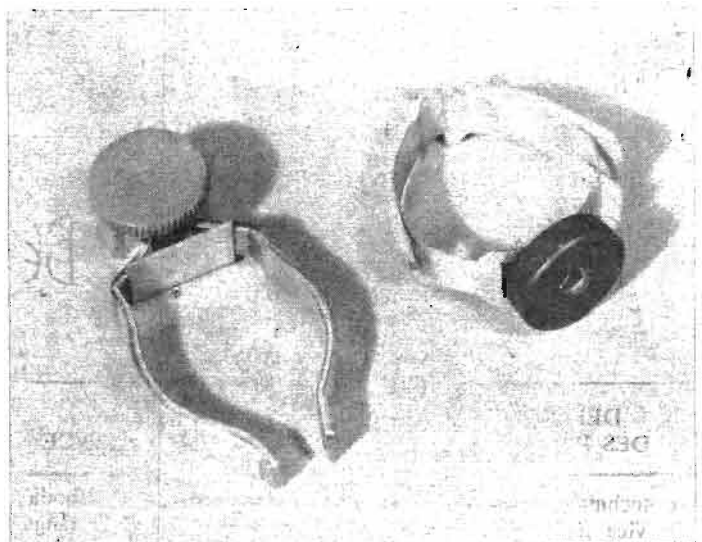


Fig. 2b. — Réglage de pureté et correction latérale du bleu (matériel OREGA).

effet suffisant à la mise en route du téléviseur; Sinon on pratiquera une démagnétisation de l'écran en promenant devant le téléviseur un cadre de 400 mm de diamètre, comportant 1200 tours de fil de 50/100<sup>e</sup> et parcouru par un courant de 1 A alternatif 50.Hz (Valeur = 220 V); ce cadre sera éloigné en tournoyant de plusieurs mètres avant de couper le courant d'alimentation.

### CONVERGENCE STATIQUE

Les unités de convergence statique font au contraire déplacer les faisceaux selon une direction

radiale. Elles sont constituées par des aimants placés en regard de lames profilées qui dans le col même du tube conduisent le champ magnétique au voisinage même du canon intéressé (figure 3) La manière de procéder au réglage est relativement compliquée et l'on ne s'écartera pas du processus préconisé par le constructeur.

En général, on commence par couper le canon bleu, le téléviseur étant attaqué par une mire à carreaux standard, on s'efforce d'obtenir des carreaux jaunes au centre de l'écran en retouchant aux aimants rouge puis vert.

En substituant le canon bleu au

canon vert on agit ensuite sur l'aimant bleu pour obtenir des carreaux mauves; durant ce réglage on ne retouche pas aux réglages des aimants rouge et vert.

### CONVERGENCE LATÉRALE

Pour parfaire ce dernier réglage on utilise une unité de convergence latérale bleue constitués par un aimant qu'on oriente autour du col et dont on fait varier l'intensité du champ. Après cette intervention et en rétablissant les trois faisceaux, les carreaux du centre de l'écran doivent être parfaitement blancs.

### CONVERGENCE DYNAMIQUE

#### a) Théorie

Les dispositifs de convergence dynamique se justifient par le fait que la déviation s'incurve à mesure qu'on s'éloigne du centre, cette distorsion varie en forme et en direction selon le faisceau considéré. Ainsi, figure 4, on peut voir pour le canon « Vert » que le phénomène est surtout marqué à gauche en haut et en bas de l'image. En fait au lieu de se croiser au niveau des trous du masque les 3 faisceaux convergent un peu avant ce masque (fig. 5A). Pour

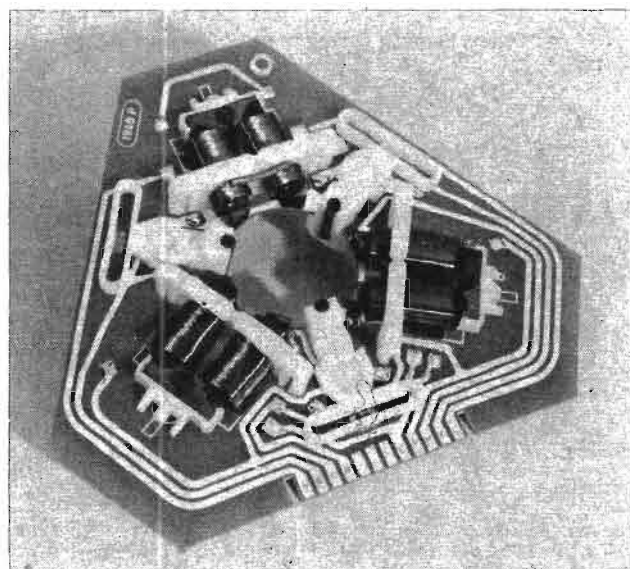


Fig. 3b. — Bloc de convergence OREGA pour tube 90°.

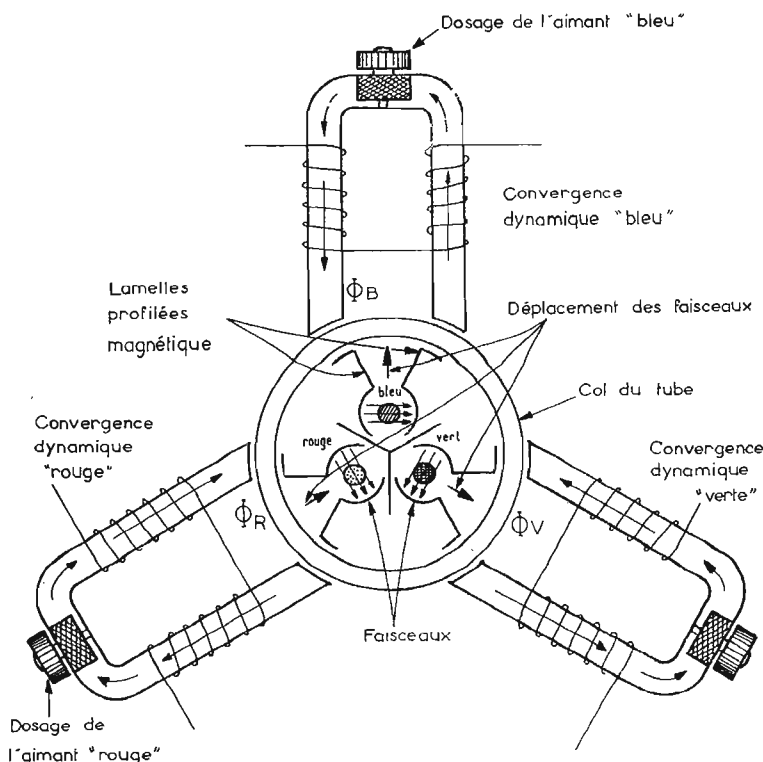


Fig. 3. — Unité de convergence statique radiale.

Coin gauche

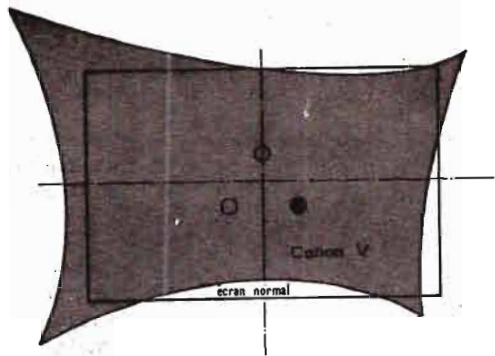


Fig. 4. — Déformation sur la trace verte en absence de convergence et de correction de coussin. On observerait un phénomène analogue sur les autres traces, la déformation s'orientant à l'opposé du canon en fonctionnement.

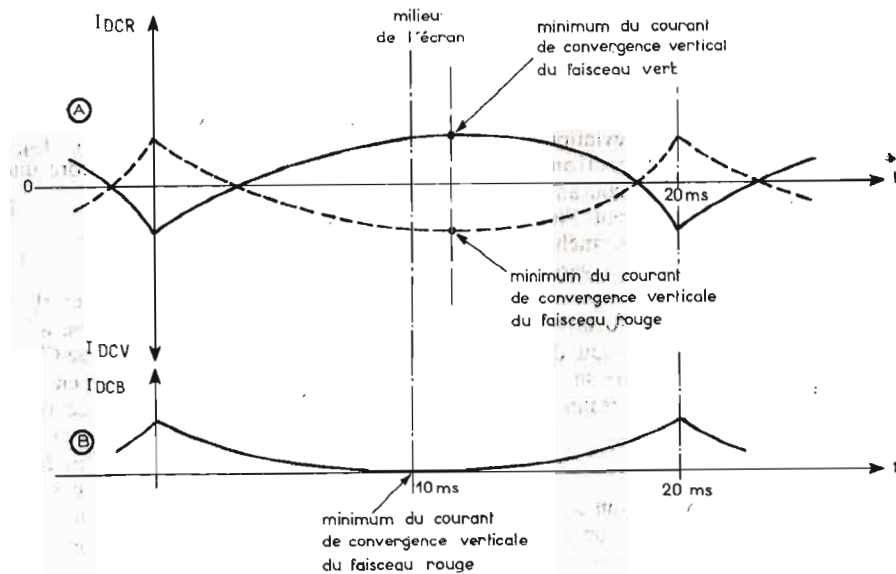


Fig. 6. — Allure théorique des courants de convergence dynamique verticale.

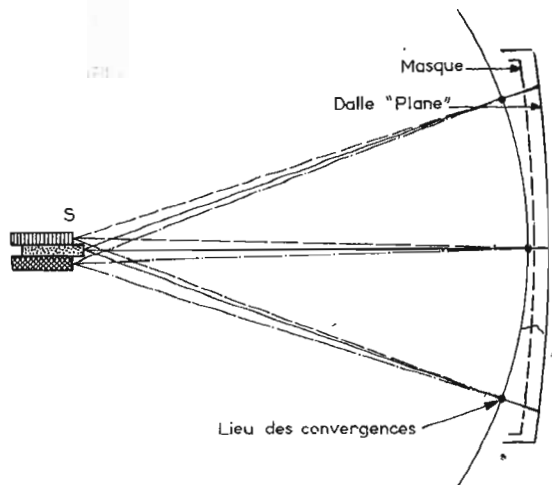


Fig. 5a. — Sans correction de convergence, les trois faisceaux convergent un peu avant le masque.

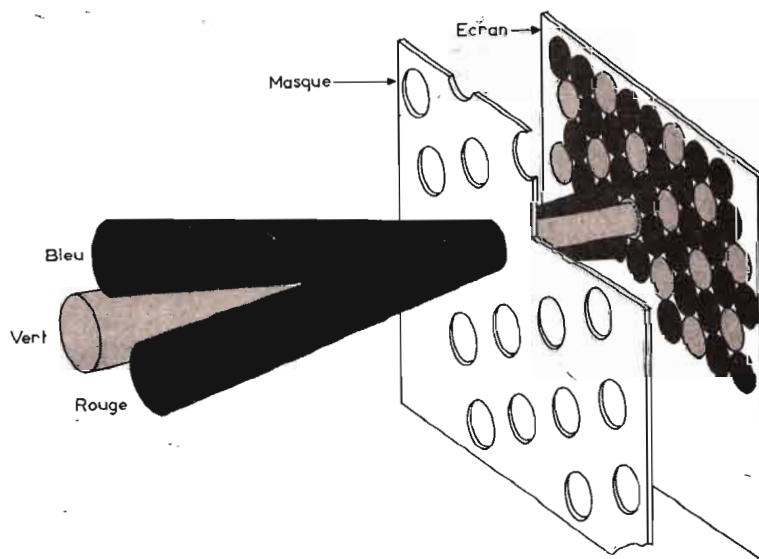


Fig. 5b. — Une convergence parfaite concentre les 3 faisceaux sur les 3 luminophores respectifs.

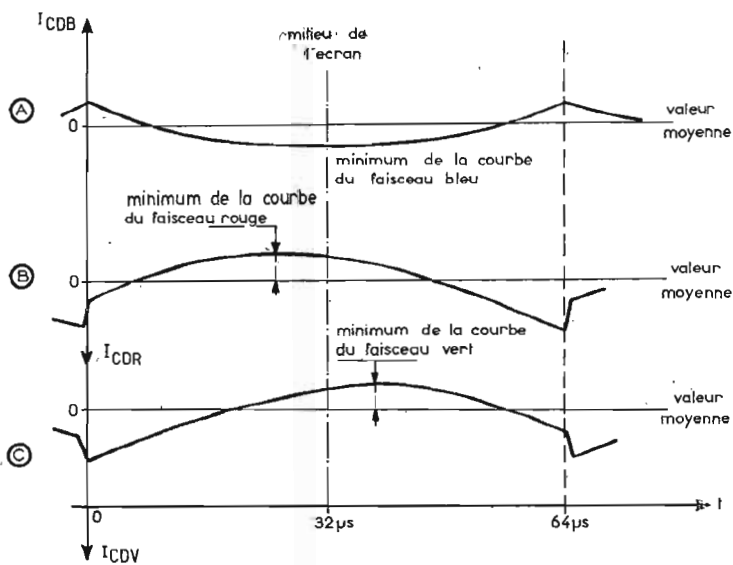


Fig. 7. — Allure théorique des courants de convergence dynamique horizontale.

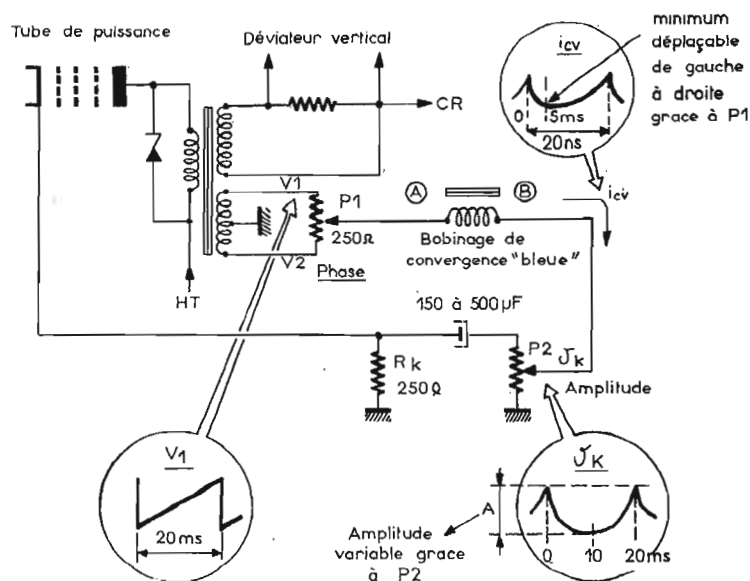


Fig. 8. — Processus de création de courant de convergence parabolique pour la déviation horizontale « bleue » (cas d'un TV à tubes).



éviter cela, il faudrait modifier l'amplitude et la forme du balayage à mesure qu'on s'éloigne du centre de l'écran. C'est une chose à peu près impossible à réaliser directement sur la déviation, on imagine des corrections annexes obtenues par des courants de forme particulière, dont l'influence s'ajoute ou se retranche, de l'action de la déviation verticale ou horizontale. Le but à atteindre sera la parfaite focalisation des faisceaux au niveau du masque (voir figure 5B); les luminophores sont alors convenablement excités.

Les bobinages en question sont disposés sur l'unité de convergence statique. Chaque canon possède donc deux corrections : une pour la déviation horizontale, l'autre pour la verticale (voir figure 3). La forme même de la distorsion obtenue sans convergence dynamique nous renseigne sur l'allure que doivent présenter les courants de convergence. Ceux-ci sont paraboliques; les figures 6 et 7 donnent le détail des courants relevés dans chaque système de correction : C'est le courant de la correction bleue qui se révèle le plus facile à réaliser. Les autres traces nécessitent des courants paraboliques au minimum excentrés. Ces formes de courant sont obtenues de façon différentes selon que la déviation est horizontale ou verticale. (Nous en verrons des exemples dans un prochain article.)

### b) : CONVERGENCE VERTICALE

Ainsi, pour la déviation verticale et dans le cas de la convergence dynamique bleue, on utilise le montage de la base de la figure 8 : le courant de convergence  $I_{CV}$  résulte de l'addition d'une dent de scie et d'une tension parabolique. La première tension provient d'un secondaire symétrique du transformateur de sortie « images » : Selon que le potentiomètre  $P_1$  est à un bout ou à l'autre de sa course, on obtient donc en A une tension linéaire qui croît ( $V_1$ ) ou qui décroît ( $V_2$ ).

La tension parabolique est développée, par exemple aux bornes du circuit de polarisation de cathode du tube de puissance, on pourrait imaginer un circuit indépendant utilisant des transistors. Le découplage étant insuffisant ( $C_K$  de valeur nettement insuffisante) le courant en dent de scie qui parcourt le tube et l'ensemble  $R_K C_K$  se trouvent intégrés par ce

dernier, d'où la forme de  $V_K$  en B.  $P_2$  règle l'amplitude du courant «  $I_{CV}$  » tandis que  $P_1$  déplace le minimum de la parabole à gauche ou à droite de  $T/2$  selon que le curseur va vers  $V_1$  ou  $V_2$  : c'est le réglage de phase.

Les corrections de convergence pour les traces verte et rouge sont calquées sur la précédente. Toutefois, comme les courants correspondants sont de même forme mais de phases inverses (voir figure 9A) on conjugue les réglages d'amplitude et de phase (voir les potentiomètres  $P_4, P_5, P_6$ , figure 10).

### C) Convergence horizontale

La déviation horizontale ne délivre pas, à proprement parler des dents de scie, aussi il n'est pas possible de recréer des courants paraboliques de la façon indiquée précédemment.

On dispose, ici, d'impulsions rectangulaires négatives encadrées par les tops de retour de ligne (front AB de l'oscillogramme  $V_1$  de la figure 9) et fournies par un secondaire du transformateur de THT.  $C_1$  et  $C_3$  (figure 9) ne sont que des éléments de liaison dont l'intérêt est secondaire; ôtons, ensuite du schéma le circuit correcteur « Z »; il reste la bobine  $L_1$ , la résistance  $R_2$  et en parallèle, les bobines de convergence horizontale « bleue »;  $R_2$  est très faible devant l'impédance présentée par les bobines; de telle sorte que la tension qui apparaît entre M et N (c'est-à-dire, à peu de chose près, vues les approximations précédentes, aux bornes de  $R_2$ ) est l'intégrale quasi-parfaite de la tension  $V_H$ .

L'intervalle OA constituant le temps de descente, celui AB se transforme en dent de scie. En ajoutant aux bornes de MN les bobinages de convergence, le courant  $I_{CH}$  qui les traverse est encore une fois intégré :

$$i_{CH} = \frac{1}{L_B} \int U_{MN} dt$$

... et il apparaît sous la forme d'une allure sensiblement parabolique (l'intégrale d'une dent de scie est en effet une parabole...).

Le réseau correcteur « Z » permet en outre de déplacer le minimum de la parabole comme le fait le réglage de « phase » dans le système de convergence verticale. C'est  $L_2$  qui est, ici, variable... On obtient ainsi des courants paraboliques très facilement modelables (voir oscillogramme  $i_{CH}$ ).

On emploie des circuits analogues pour les faisceaux rouge et vert. Toutefois, le circuit correcteur « Z » n'est pas alors indispensable. De plus les réglages sont différentiels et symétriques, exactement comme pour la déviation verticale... ainsi  $L_1$  est constitué d'une bobine commune Y4004 (voir figure 10) et d'un réglage différentiel Y4005; la résistance  $R_2$  comporte aussi deux réglages —  $P_8$  et  $P_9$  (ou  $P_{10}$  et  $P_{11}$  en 819 l).

Les diodes utilisées dans le schéma général (fig. 10) assurent à la fois une protection des circuits et une non-linéarité du signal.

Enfin, toujours dans le domaine de la convergence dynamique, signalons l'existence d'une correction d'appoint facultative sur

l'unité de convergence latérale bleue. Celle-ci supporte parfois deux bobines disposées en série parcourue par un courant de forme également intégrée : ce sont les bobines Y4006 qui assurent cette intégration (figure 10). Leur action ne se situe qu'à gauche et à droite de l'écran ainsi qu'on le signalera plus loin.

On remarquera, également, dans le schéma général de la figure 10 que tous les réglages sont dédoublés en horizontale, puisque les téléviseurs comportent en général deux standards (définitions 819 et 625 lignes).

### RÉGLAGES PRATIQUES

L'ensemble des bobines et potentiomètres assurant la convergence du tube à masque perforé est disposé en général sur une seule plaquette (figure 11) : ainsi, tous les réglages sont groupés et il suffit de s'armer de patience afin d'aboutir à la création des courants paraboliques voulus dans les unités de convergence dynamique (voir, pour exemple ceux de la figure 12 lesquels correspondent à la platine dont le schéma est indiqué figure 7). Malheureusement, le processus de réglage qui consiste à obtenir les signaux de la figure 12 n'est jamais employé car il n'est pas précis... chaque tube cathodique est un cas particulier en soi.

On a donc recours à des tâtonnements longs et fastidieux dont le déroulement suit une sorte de rite propre à chaque marque de téléviseur (ou de matériel de déviation) et auquel il ne faut pas déroger.

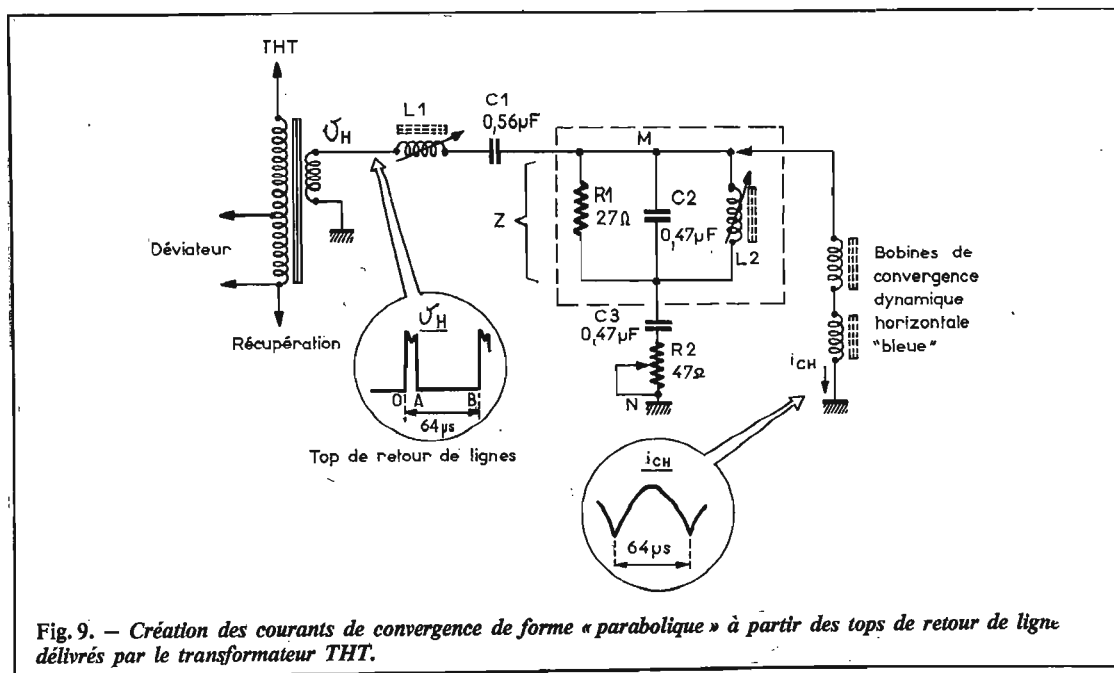


Fig. 9. — Création des courants de convergence de forme « parabolique » à partir des tops de retour de ligne délivrés par le transformateur THT.

Il est donc difficile d'être précis quant à l'exposé du mode opératoire; nous ne dégagerons que l'ordre approximatif; dans un prochain article, on considérera le cas d'une marque précise. Quand au dépanneur, il doit normalement se reporter à une brochure qui, livrée avec le téléviseur, résume ce mode opératoire.

Malheureusement, ce n'est pas une généralité, et il ne possède souvent que le carton sur lequel est représentée l'action de chaque réglage sur la mire de barres employée pour ce genre de mise au point (voir photographie fig. 13). Il serait inutile de se dérober toutefois, car il est rare que « l'homme de l'Art » soit obligé de revoir entièrement tous les réglages : quelques retouches s'avèrent suffisantes dans la plupart des cas et il suffit de bien connaître le rôle de chaque réglage.

A titre d'exemple, nous donnons, figure 14, les indications que le constructeur oppose sur une maquette identique à celle de la figure 10.

On comprend assez facilement les symboles stylisés jouxtant chaque réglage. Si l'on constate sur l'écran une erreur de convergence qui s'apparente à l'une des figurines explicatives, il est facile de remédier au défaut par l'action du réglage correspondant.

#### Mode opératoire

D'une façon générale on pourra suivre l'ordre suivant :

#### Convergence « trame » (Verticale)

a. On éteindra tout d'abord la trace bleue...

b. Agissant sur  $P_3$  et  $P_4$ , on s'efforcera de superposer les barres verticales rouges et vertes centrales.

c. Retoucher aux aimants de convergence statique radiale pour parfaire la superposition des barres précédentes.

d. On recherche ensuite le parallélisme des barres horizontales vertes et rouges qui viennent couper au centre la barre finalement jaune obtenue précédemment (réglage  $P_5$  et  $P_6$ ).

e. Avec les aimants de convergence statique correspondants, superposer les barres horizontales précédentes. Refaire au besoin les réglages b, c et d.

f. Allumer la trace bleue et éteindre la verte.

g. Amener la barre bleue centrale en superposition avec celle rouge précédemment bien centrée.

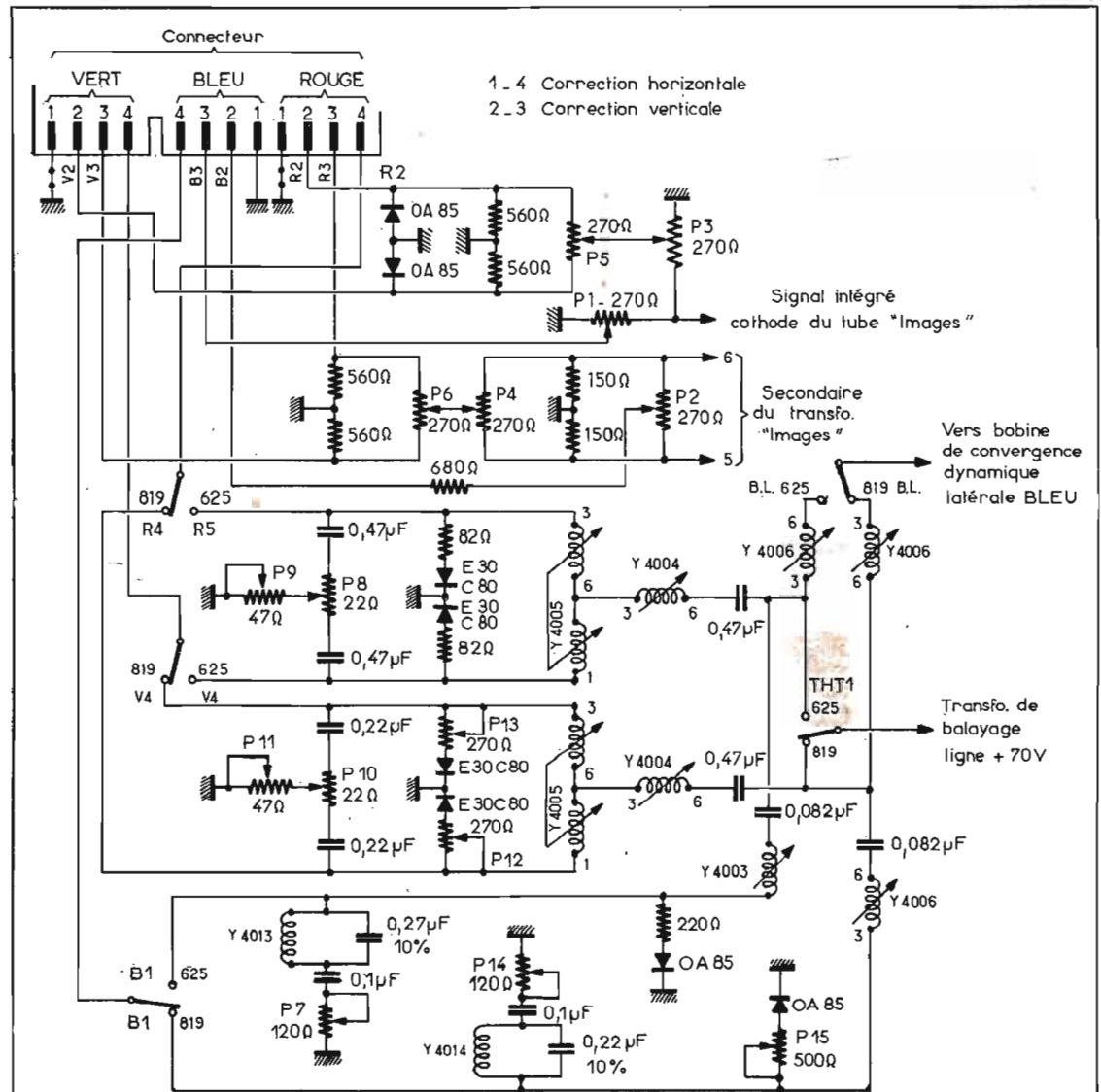


Fig. 10. — Circuit complet de convergence dynamique passive (déviation 90° standard).

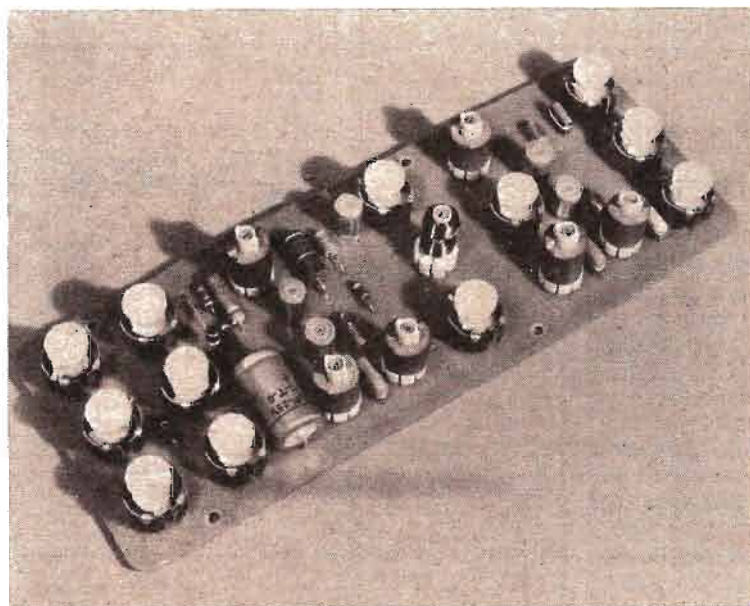


Fig. 11. — Platine de convergence OREGA.



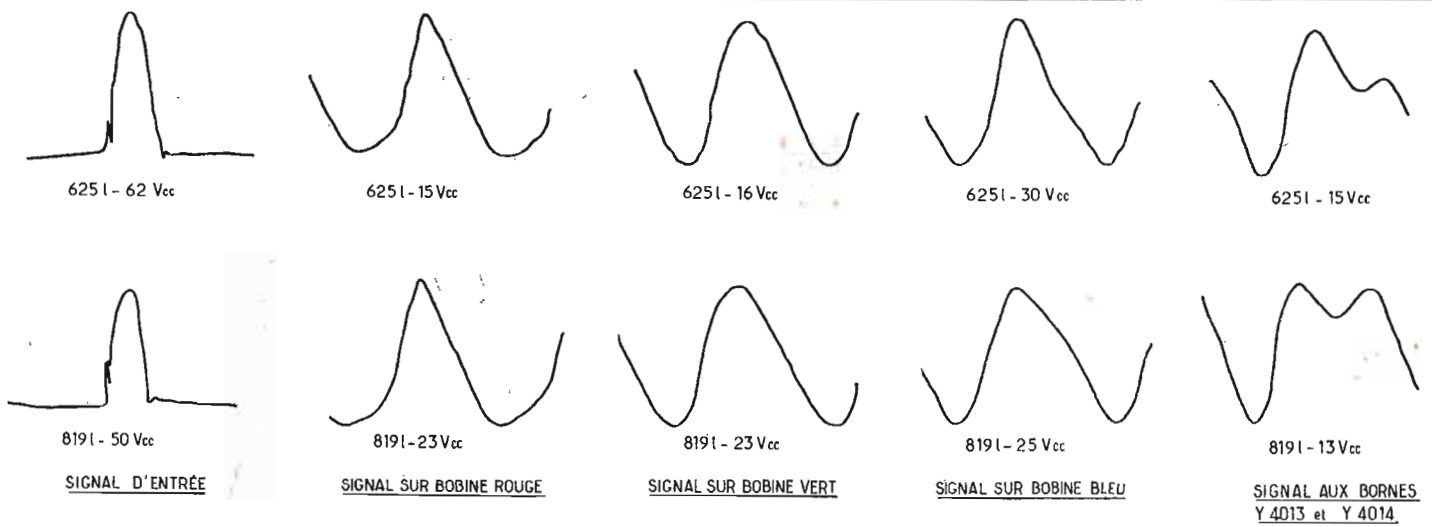


Fig. 12. — Oscillogrammes des courants de convergence horizontale prélevés sur la platine de la figure 10.

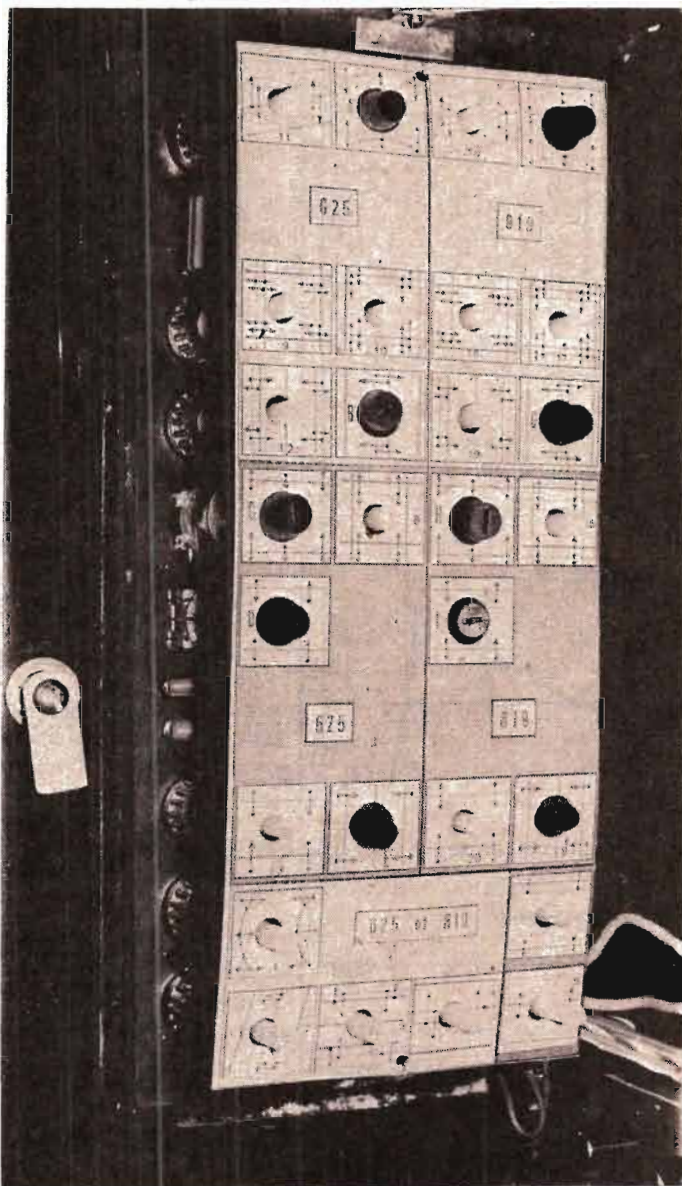


Fig. 13. — En TVC, les réglages de convergence sont toujours référencés par des symboles très précis (TV Océantc).

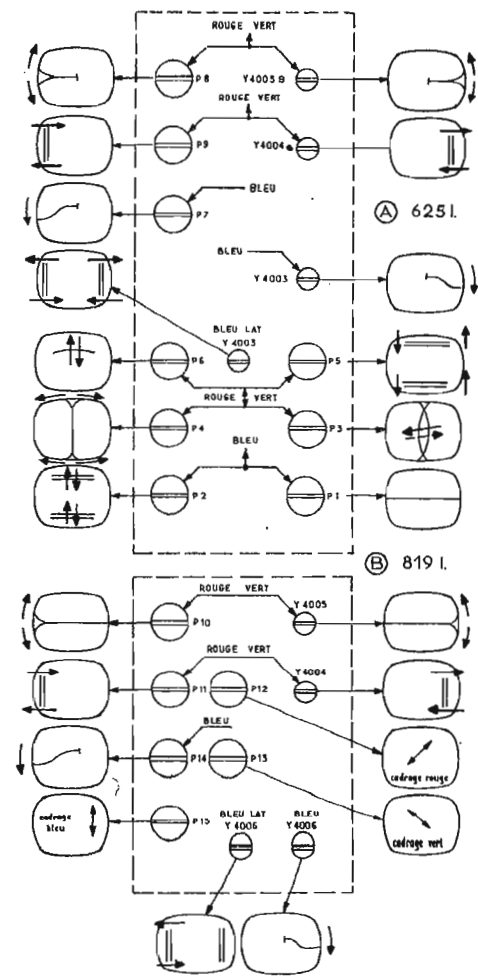


Fig. 14. — Symboles des réglages de convergence sur la platine de la figure 10.

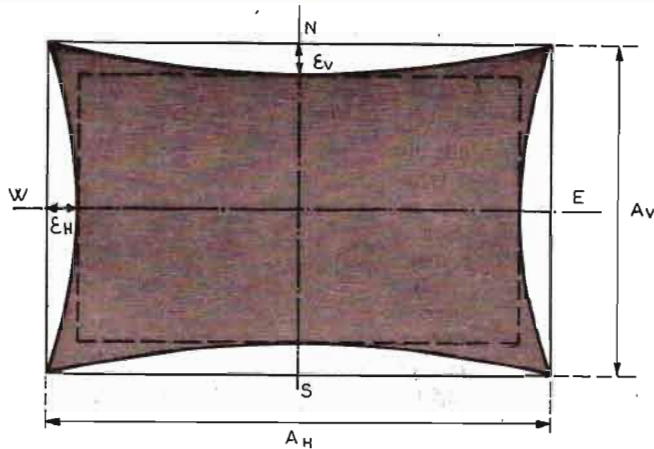


Fig. 15. — Phénomène de distorsion en coussin sur téléviseur de grand diamètre. Pour que la distorsion soit réglable, il faut que

$$\frac{\Xi V}{AV} \text{ et } \frac{\Xi H}{AH} \text{ soit très faible.}$$

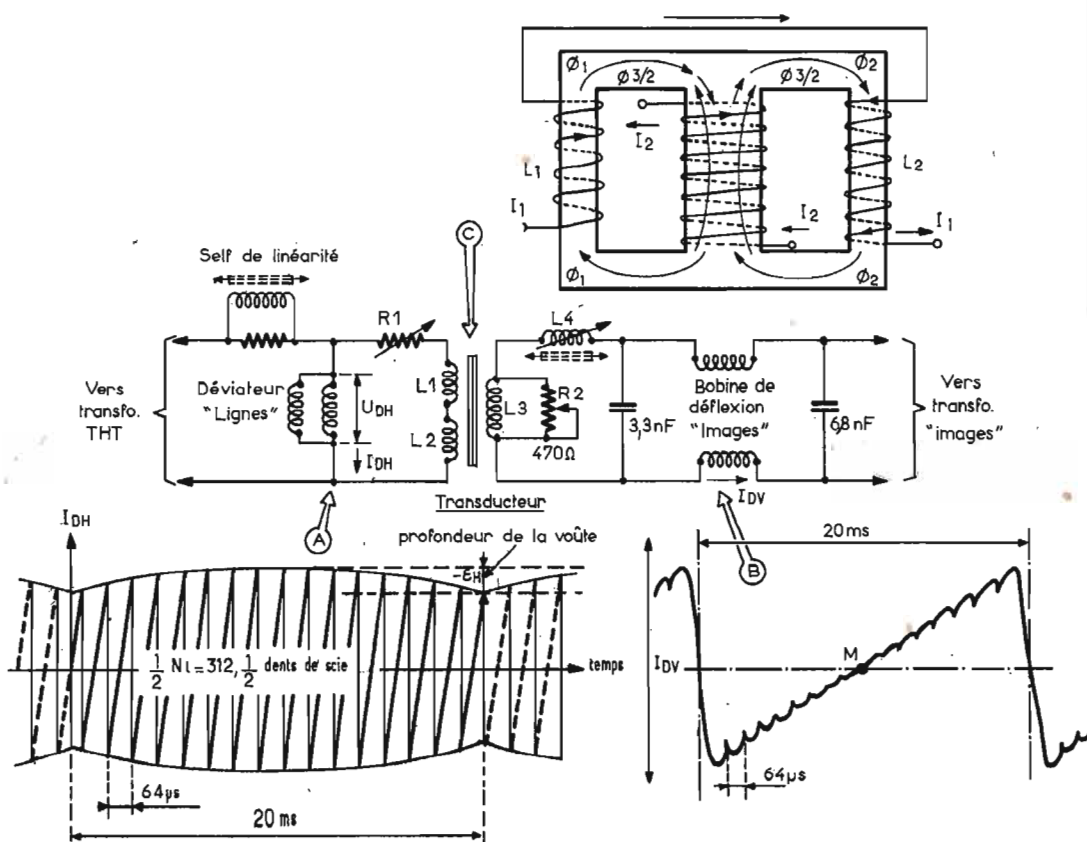


Fig. 16. — Analyse du dispositif de correction statique de la distorsion en coussin.

Pour ce faire, on retouchera uniquement à la convergence statique latérale.

h. On recherche ensuite l'égalisation des intervalles formés par les droites horizontales rouges et bleues qui croisent la barre mauve obtenue précédemment, avec les réglages  $P_1$  et  $P_2$ .

i. Avec les aimants de convergence statique radiale et latérale bleue seulement, on superposera exactement les barres précédentes.

j. En allumant la trace verte, on doit remarquer dans la zone médiane verticale de l'écran les carreaux blancs de la mire. Sinon parfaire les réglages de convergence statique.

Convergence « lignes » (horizontale)

k. On éteint à nouveau la trace bleue pour agir sur la convergence « lignes ».

l. On superpose les barres horizontales rouge et verte médianes en agissant successivement sur  $P_8$ , Y4005 B et, au besoin, sur les

aimants de convergence statique.

m. Les barres verticales rouges et vertes qui coupent la barre médiane horizontale jaune précédente sont ensuite superposées avec l'aide des réglages  $P_9$ , Y4004 et, au besoin, des aimants de convergence statique correspondants. Ceux-ci étant souvent retouchés, il conviendra d'établir un compromis de telle sorte que les premiers réglages ne soient pas trop perturbés.

n. On agit ensuite sur la trace bleue restante après avoir éteint la trace verte.

o. Pour ce faire, on agit successivement sur les réglages  $P_7$  et Y4003 de telle manière que les barres bleu et rouge médianes soient bien horizontales.

p. Retoucher — si le réglage existe — le circuit correcteur Z du circuit bleu. (voir la figure 9 ou Y4013 figure 10). Il n'existe pas dans la maquette de la figure 14.

q. Amener les barres verticales de gauche et droite à la superposition grâce au réglage Y4006. retoucher au besoin la convergence statique latérale et radiale bleue. Ne pas retoucher au centre.

r. Parfaire la convergence en reprenant tout depuis le début si, après avoir réallumé la trace verte, les carreaux de la mire ne sont pas parfaitement blancs sur toute la surface de l'écran.

s. Ce qui a été fait pour le « 625 lignes » doit être refait pour le 819 lignes.

Le mode opératoire est le même; toutefois, comme il n'est pas possible de retoucher aux aimants de convergence statique, on imagine 3 réglages supplémentaires:  $P_{12}$ ,  $P_{13}$  et  $P_{15}$  qui fait le même effet sur les trois faisceaux.

Certains réglages se feront plus rapidement puisque le compromis convergence « trame » convergence « lignes » n'est plus à faire.

Correction de coussin — (Système simplifié)

Dans un texte précédent il a été évoqué, en passant, la notion de correction de « coussin » et de « transducteur ».



Dans le récepteur de bord, les deux ondes à comparer sont, par des opérations de division ou de multiplication, ramenées à une même fréquence dite de comparaison. Plus cette fréquence de comparaison est élevée, plus faible est la distance séparant deux hyperboles successives de même différence de phase et la précision plus grande.

Comme à une même différence de phase correspond un grand nombre d'hyperboles, un procédé d'identification de celles-ci a été réalisé. Il consiste à remplacer périodiquement les fréquences émises par des fréquences plus basses, c'est-à-dire à substituer au réseau normal d'hyperboles un réseau beaucoup plus écarté. Une comparaison des lignes de positions possibles dans les deux réseaux permet de lever le doute en ce qui concerne la position dans la zone séparée par deux hyperboles du réseau écarté. Le dégrossissage de zone doit être effectué par un autre procédé de navigation.

La fréquence de base est de 14 kHz environ; les fréquences des émetteurs s'échelonnent de 70 kHz à 129 kHz.

La portée, qui est de l'ordre de 240 milles, peut atteindre plus du double avec une précision, de jour, de l'ordre de 1 000 m à 300 milles. La nuit, la précision est moins grande; des variations apparaissent à grande distance en particulier.

Le relief peut avoir aussi une influence et apporter des perturbations dont il faut tenir compte.

Dans ce but, des corrections sont indiquées sur les cartes spéciales éditées par la Société Decca.

Pour l'utilisation de ses appareils en navigation aérienne, cette Société a été conduite à étudier l'enregistrement continu de la route suivie. C'est ce qui a été réalisé à l'aide d'un traceur de route que l'on a appelé aussi « flight log ».

Ce système bénéficie de perfectionnements apportés au cours d'une exploitation déjà longue qui en garantit la sécurité et d'une infrastructure en constant développement.

A la première chaîne d'émission de la Tamise, ont succédé dans les îles britanniques, une chaîne en Écosse et une autre en Cornouailles.

La couverture du nord de l'Europe occidentale a été complétée par la mise en service d'une chaîne au Danemark et d'une chaîne en Allemagne.

Enfin, en France, une chaîne a

été érigée avec la station principale près de Montluçon, les stations asservies au voisinage de Tours (rouge), Chalon-sur-Saône (verte), Aurillac (violette).

Quelles satisfactions peuvent apporter ces moyens de radionavigation à longue et moyenne distances? En d'autres termes, quels sont leurs avantages et leurs inconvénients?

A grande distance, le LORAN est intéressant; mais aux inconvénients déjà cités, il faut ajouter le travail de lecture sur l'écran oscilloscopique exigeant plusieurs minutes et qui est une charge non négligeable pour le navigateur.

Le CONSOL est également intéressant; mais il a contre lui, par rapport aux grandes vitesses des avions, la durée de la période de rotation ne permettant d'effectuer qu'une mesure en 40 secondes.

A moyenne distance, le DECCA offre, nous l'avons vu, outre une infrastructure importante, l'avantage de son traceur de route. Mais il a contre lui, pour les parcours terrestres, les influences qu'il subit de la part du relief du sol.

Il présente aussi cet inconvénient qui est l'ambiguïté de position. Le système d'identification des « channels » ne lève que partiellement cette ambiguïté, puisqu'il se contente de définir des groupes de 18 à 30 « channels » (suivant le réseau), la largeur de ces « super-channels » correspondant à la fréquence de 14 kHz (soit 10,7 km) — largeur mesurée sur l'axe focal. Ainsi, plusieurs avions espacés l'un de l'autre d'une dizaine de kilomètres sur un axe focal peuvent enregistrer les mêmes indications sur leurs appareils de bord, sans aucune possibilité de lever cette ambiguïté de position.

Certes, l'ambiguïté n'existe pas, si certaines conditions sont remplies, en particulier si l'avion a pris le départ à l'intérieur d'une chaîne DECCA. Mais un avion venant de l'extérieur dans une chaîne DECCA ne peut l'utiliser sans crainte d'erreur que s'il connaît, par un procédé différent, sa position précise à quelques kilomètres près.

Pour en terminer avec la radionavigation à grande distance, disons que présentement, on fonde de grands espoirs aux U.S.A. sur un nouveau mode de navigation à ondes ultra-longues, dit « Système Oméga », qui donne des portées extraordinaires à un nouvel appareil récepteur de radionavigation, si bien qu'il suffirait d'un nombre très réduit d'émetteurs...

(à suivre)

Cette distorsion résulte du fait que les coins du tube cathodique sont nettement plus éloignés des canons que ceux-ci vis-à-vis du centre de l'écran : la déviation est donc plus grande d'où l'apparition d'une distorsion en forme de coussin (voir fig. 15). Ce phénomène existe sur tous les tubes cathodiques à fond plat de grand diamètre, mais, si ce n'est pas gênant en N et B, cela le devient en télévision couleur car les réglages de convergence ne sont pas quelques fois réalisables sans que la compensation de distorsion en coussin soit effectuée auparavant.

Pour supprimer ce défaut, on peut utiliser un transducteur monté comme l'indique la figure 16. Les enroulements  $L_1$  et  $L_2$  branchés en série sont soumis à la différence de potentiel  $U_{OH}$  appliquée aux bornes de la bobine de déviation lignes. Ces enroulements sont branchés de telle sorte que leurs flux s'annulent dans la « jambe » centrale. Ainsi l'action des flux de  $L_1$  et de  $L_2$ , est relativement réduite dans  $L_3$  malgré l'amplitude importante de la tension  $U_{OH}$  précédente.

Par ailleurs, les dimensions de la carcasse magnétique ont été choisies de façon que le courant traversant  $L_3$  sature très vite le noyau de ferrite. Cette matière possède, par surcroît, une courbe de saturation d'allure parabolique.

Ainsi, lorsque le courant de déviation verticale s'annule, c'est-à-dire quand les faisceaux évoluent au milieu de l'écran, l'inductance totale  $L_1 + L_2$  est maximale; en effet, c'est à ce moment là que le circuit magnétique se trouve le moins saturé.

Comme  $L_1 + L_2$  sont placées en parallèle sur le déviateur horizontal, le courant dans celui-ci est alors maximum. Si le courant « trame » n'est plus nul, quel que soit le sens de l'augmentation, le circuit magnétique se sature et l'inductance  $L_1 + L_2$  diminue. Le courant de déviation dérivé dans cette branche  $L_1 + L_2$  s'accroît sensiblement, phénomène qui se produit au détriment du courant dans le déviateur. Il est évident que pour les crêtes du courant « trame » l'amplitude du courant dans la déviation horizontale aura diminué proportionnellement à la saturation.

Donnons à la courbe de saturation de la ferrite une allure parabolique et nous obtenons l'enveloppe du signal de la figure 16 A. Il suffit d'ajuster un peu la résistance série  $R_1$ , pour creuser plus

ou moins la voûte de cette enveloppe. Avec ce procédé, on pourrait facilement passer de la distorsion en coussin à la distorsion en tonneau en passant par l'absence totale de distorsion puisqu'on augmente à volonté la déviation horizontale dans la zone médiane de l'écran. La correction dans le plan horizontal s'avère plus délicate car elle doit conditionner très exactement la phase, l'amplitude et la forme du signal complexe de la figure 16 B.

Nous avons vu que le circuit magnétique et les enroulements  $L_1$  et  $L_2$  étaient réalisés de telle sorte que lorsque le courant dans  $L_3$  s'annulait (faisceaux au milieu de l'écran) les flux engendrés précisément par  $L_1$  et  $L_2$ , s'opposaient dans la « jambe » centrale du transformateur. Lorsque le courant dans  $L_3$  apparaît, le flux correspondant s'ajoute avec l'un des flux précédents et se retranche de l'autre. Ce phénomène s'inverse au point M du signal  $I_{DV}$  de la figure 16 B et c'est avec l'autre flux que le flux de  $L_3$  s'ajoute. Le déséquilibre du flux dans la « jambe » centrale fait qu'il s'induit dans  $L_3$  un courant à la fréquence ligne et dont la phase s'inverse manifestement au centre de l'écran. Enfin, parce que la forme des signaux superposés au courant « images » est parabolique, alors qu'elle est initialement en dent de scie, on réalise avec  $C_1$  et  $L_4$  un circuit résonnant qui intègre les pointes.

En agissant sur  $L_4$  et  $R_2$ , on arrive ainsi assez facilement à rendre parallèles les bords supérieurs et inférieurs de l'image puisque chaque ligne est arrondie de telle sorte qu'on compense la forme voûtée due à la distorsion.

## CONCLUSIONS

Tous ces systèmes sont un peu anciens et correspondent aux premières versions de TV couleur que les dépanneurs entretiennent ou perfectionnement à ce jour.

Actuellement, des versions un peu différentes apparaissent tant dans le domaine de la correction de coussin que dans celui de la convergence. Leur mise au point s'avère plus aisée.

Ils seront exposés ainsi que leurs méthodes de réglage dans un prochain article.

Roger ch. HOUZÉ  
Professeur à l'E.C.E.



# LA TRANSMISSION TÉLÉPHONIQUE DES IMAGES

La téléphotographie est un procédé de transmission des images à distance et, en particulier, des photographies, qui date des débuts du vingtième siècle. En fait, le mot est assez mal choisi, on le sait, puisqu'il servait déjà à définir des photographies prises à grande distance au moyen de téléobjectifs. La transmission électrique d'épreuves photographiques ou de dessins devrait plutôt, comme le faisait remarquer le grand savant français André Blondel, s'appeler « iconotélégraphie », ou « télé-iconographie. »

Malgré les apparences, le problème de la transmission des images fixes et des documents à distance est très différent de celui de la télévision. Dans l'un ou l'autre procédés, il s'agit de transmettre des images; mais, dans le premier, elles doivent être animées et, dans le second, elles sont fixes; cette différence correspond essentiellement à une différence de durée de transmission.

En télévision, il faut transmettre une suite d'images qui doit donner l'impression du mouvement en une durée strictement limitée, et qui ne dépasse pas normalement 1/25 de seconde, en raison des caractéristiques de persistance de l'impression rétinienne. Au contraire, en téléphotographie, la durée de transmission de chaque image peut atteindre plusieurs minutes, sinon plusieurs heures, par exemple, pour la transmission des images spatiales, provenant de millions de kilomètres.

Cette différence essentielle permet d'envisager plus facilement la transmission des images par téléphotographie; les signaux permettant cette transmission peuvent être envoyés le long des lignes

téléphoniques ordinaires, comme s'il s'agissait de transmission de paroles, et il n'est pas nécessaire, comme pour la transmission des images de télévision par câbles ou télédistribution, d'avoir recours à des réseaux de câbles spéciaux.

Dans ce domaine, comme dans la plupart des procédés d'enregistrement et de reproduction des images et des sons, les transformations et les progrès sont profonds et nombreux. Les premiers systèmes de transmission et de reproduction des documents par lignes téléphoniques réalisés par des bélinographes datent des débuts du vingtième siècle; mais, la mise à la portée des bureaux ou même des simples particuliers des appareils de télécopie, c'est-à-dire des matériels de facsimilés est récent.

Les appareils modernes permettent la réception des images à distance d'une manière plus ou moins automatique, et beaucoup plus rapidement. C'est la firme Rank-Xerox, qui, la première, a mis sur le marché, il y a quelques années,

les premiers appareils commerciaux de ce genre; ils ont été introduits en Europe il y a deux ou trois ans.

Il y a actuellement aux États-Unis plus de cinquante mille machines de facsimilés de tous genres et le nombre des appareils de télécopie de bureau atteindra sans doute 75 000 en 1975; 250 000 en 1980; mais, on n'en prévoit guère en France que 2 500 au minimum en 1975 et 10 000 en 1980, ce qui est déjà appréciable, sans doute, mais encore cependant limité surtout aux grandes entreprises.

Ce genre de matériel est d'abord employé à l'intérieur même des firmes, pour transmettre des documents d'un service à un autre et d'un bâtiment à un autre, mais on peut envisager la transmission courante des facsimilés d'une entreprise à une autre, comme s'il s'agissait d'un message télex de plus en plus répandu.

Sans doute, faut-il cependant réaliser d'abord dans ce but des

matériels compatibles et la vitesse de transmission des documents utilisés dans l'appareil émetteur doit correspondre à la vitesse de réception de l'appareil récepteur disposé au bout de la ligne.

Le marché des appareils de transmission des documents et de messages de télex peut être transformé par l'utilisation de ces systèmes particuliers de télécopieurs. Les facsimilés ont un prix de revient inférieur de moitié ou des trois quarts à ceux des messages télex pour les communications locales, pour un nombre de messages supérieur à 500 par mois, le prix de revient serait, par exemple, de l'ordre de 2 à 3 F contre 5 à 7 F pour le télex. Le problème est assez différent pour les communications à assez longue distance, et le système télex peut alors présenter un avantage au moins temporaire sur les systèmes de transmission de facsimilés actuels.

Dans les appareils les plus courants, on utilise un système de lecture ou d'analyse du document à

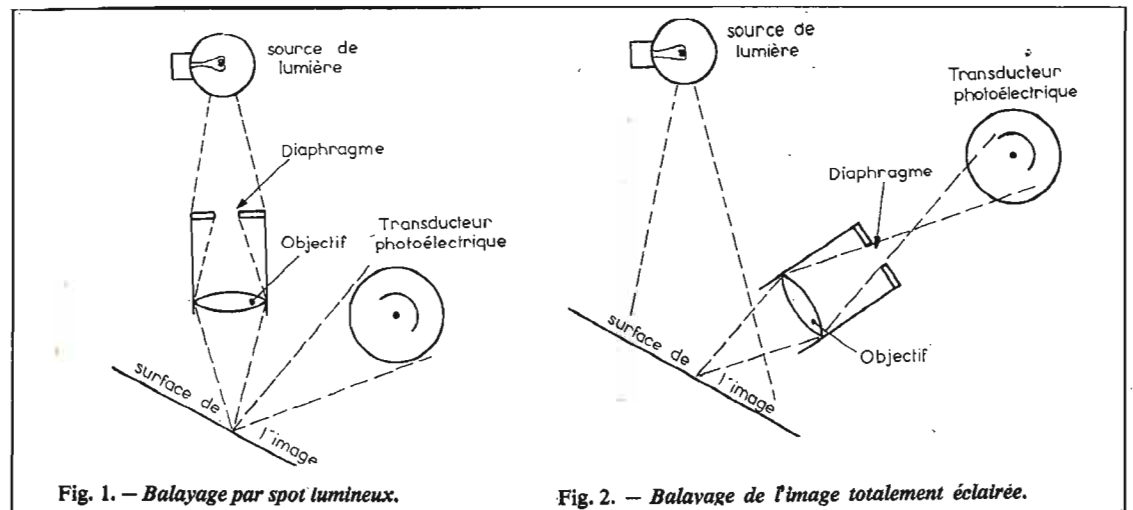


Fig. 1. — Balayage par spot lumineux.

Fig. 2. — Balayage de l'image totalement éclairée.

transmettre, qui balaye, en quelque sorte, la surface, et la durée de transmission est encore relativement longue, du même ordre que celle des bélinographes, de 4 à 6 minutes, ce qui augmente le prix de revient, parce qu'il faut tenir compte des dépenses des communications téléphoniques interurbaines qui peuvent constituer 80 % du prix de revient total. Des procédés récents de télécopie permettent de réduire la durée de transmission à quelques secondes ou quelques dizaines de secondes.

Par ailleurs, les systèmes de transmission peuvent désormais être assez divers et employés dans des buts également diversifiés; ils peuvent être combinés avec des téléviseurs permettant la réception à domicile de documents, dessins, signatures, microfiches etc., de véritables petits journaux d'informations illustrés et peuvent aussi être mis en relation avec des ordinateurs centraux permettant d'obtenir rapidement la solution des problèmes les plus divers, dans les conditions les plus faciles et les plus rapides.

La nouvelle technologie est basée sur la transmission des documents sur lignes téléphoniques par des procédés électroniques; toutes les machines de facsimilés classiques fonctionnent, sans doute, suivant le même principe de base qui a été découvert dès 1850, mais les nouveaux modèles comportent des perfectionnements importants.

Le document est placé dans la machine et l'indicatif caractéristique du correspondant est formé de la manière habituelle sur le cadran téléphonique; et lorsque le correspondant a été averti, il actionne un commutateur pour transférer la transmission téléphonique destinée habituellement aux écouteurs téléphoniques à la machine de facsimilé.

Du côté de l'émetteur le document est analysé et balayé de la manière habituelle ligne par ligne de la gauche vers la droite habituellement par un objectif qui concentre la lumière réfléchie par le document sur une cellule photo-électrique. Le mouvement mécanique du document pour assurer ce balayage est obtenu en enroulant le papier autour d'un cylindre qui tourne en se déplaçant de la gauche vers la droite ou par une technique avec une surface plate sur laquelle le papier se déplace lentement le long de la machine tandis que la cellule photo-électrique se déplace elle-même transversalement. Les standards varient suivant la finesse désirée, mais, dans les machines de transmission

de bureau on utilise généralement un balayage de 180 lignes par minute.

Le signal provenant de la cellule photo-électrique est transmis ainsi avec une tonalité porteuse modulée en fréquence ou en amplitude de façon à pouvoir être transmise par la ligne téléphonique, par exemple, sur une fréquence de 1 800 Hz.

Du côté du récepteur, un cylindre ou un support plat permet habituellement de recevoir un papier d'enregistrement convenablement préparé, qui se déplace en synchronisme avec les mouvements du document disposé sur l'appareil émetteur; les signaux recueillis sont démodulés et le courant résultant est utilisé pour impressionner le papier à un degré dépendant du niveau du courant reçu, qui dépend, à son tour, de la tonalité lumineuse de la surface équivalente du document original.

Le temps nécessaire pour transmettre un document complet dépend de la dimension du document, de la vitesse à laquelle il est analysé, et de la résolution désirée. Le facteur essentiel demeure toujours la largeur de bande de fréquences disponible; plus cette bande est large, plus on peut transmettre d'informations dans un temps donné.

Dans le cas des appareils de facsimilés coûteux utilisés dans le passé, la largeur de bande était seulement limitée par le prix de revient; mais, pour les appareils actuels de bureau, qui sont destinés essentiellement à transmettre des images ou des documents sur des réseaux téléphoniques publics, il n'est pas possible d'envisager des bandes de fréquence supérieures à 3 kHz.

Avec les standards de communications habituels et les systèmes classiques, car les procédés

récents codés permettent, comme nous le verrons, de transformer le problème, cette bande de fréquences est insuffisante pour transmettre un document de résolution raisonnable pendant la durée de 6 minutes prévue au maximum pour la plupart des machines et facsimilés de bureaux.

Cependant, grâce à une série de compromis rationnels, un document mesurant quelque 22 cm x 30 cm peut être transmis d'une manière convenable sur cette bande limitée.

Pendant de nombreuses années, la transmission des facsimilés a été associée avec l'emploi de lignes de transmission louées particulièrement ou d'ondes radio-électriques; la transformation importante actuelle consiste, non seulement dans la modification des appareils utilisés pour l'impression et des dispositifs d'enregistrement, mais dans l'emploi comme ligne de liaison de réseaux téléphoniques ordinaires.

Pendant longtemps un grand obstacle à la diffusion des procédés de facsimilés a constitué, comme nous venons de la voir plus haut dans l'utilisation très coûteuse des lignes téléphoniques spéciales, l'emploi des réseaux habituels de transmission téléphonique, modifie les conditions du problème.

Dans ces nouvelles conditions, les systèmes de facsimilés peuvent ainsi remplacer en quelque sorte les télé-scripteurs, en particulier, et les utilisateurs qui n'ont pu jusqu'ici employer un appareil de ce genre pourront faire l'acquisition ou louer un système de télécopieur pour l'envoi des messages, des documents, et des photographies; en comparaison avec un télé-scripteur, ces nouveaux appareils de facsimilés sont plus faciles à manœuvrer, moins coûteux et per-

mettent plus facilement la transmission des messages de longue durée.

Le développement le plus important concerne, rappelons-le, l'augmentation de la résolution des images, la réduction de la durée de transmission et du prix de revient.

## LES TRANSMETTEURS TÉLÉPHONIQUES DE FACSIMILÉS

Les émetteurs de facsimilés transforment le document ou la photographie en signaux électriques capables d'être envoyés au correspondant au moyen d'une ligne téléphonique ordinaire, et l'opération comporte généralement quatre phases successives.

Le document est analysé par balayage de sa surface pour produire des signaux électriques analogiques représentant, en quelques sortes, des informations optiques inscrites sur la surface du document (Fig. 1 et 2).

Grâce à cette analyse, il est possible de produire une série de signaux de balayage et de synchronisme qui servent ensuite à moduler des signaux à fréquence musicale de support transmis à la ligne téléphonique (Fig. 3).

Le signal reçu est traité au moyen d'une série de filtres pour bandes latérales et pour élimination de bruit, et le signal composite final est transmis à un appareil téléphonique par l'intermédiaire d'un système de couplage acoustique (Fig. 4).

Les émetteurs portables et de prix réduits comportent deux sortes de systèmes d'analyse mécanique de l'image; un disque ou un tambour. Dans les deux cas le principe consiste à combiner des mouvements mécaniques, des dis-

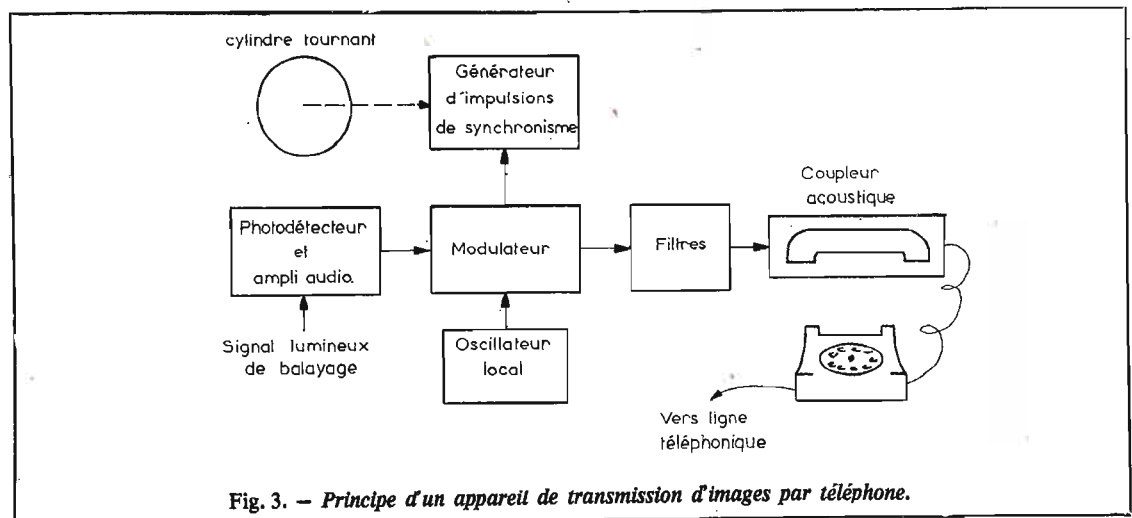


Fig. 3. — Principe d'un appareil de transmission d'images par téléphone.



positifs optiques, et des circuits électroniques, pour produire des signaux électriques, ligne par ligne, correspondant aux signaux optiques imprimés sur le document original.

Le système à disque d'analyse représenté sur la figure 5 comporte un objectif projetant sur le disque une image très lumineuse du document à transmettre. Le disque comporte une fente en spirale, de sorte qu'à chaque instant il est traversé seulement par une petite partie du flux lumineux correspondant à un élément de l'image projetée. Une fente fixe disposée en arrière du disque d'analyse limite la partie transmise de la lumière, et on obtient finalement une petite tache lumineuse, qui se forme sur la surface du document, et le balaye horizontalement.

Un autre moteur déplace le document lui-même dans une direction verticale, et un montage à engrenages synchronise le mouvement du disque et l'entraînement du document, de sorte qu'à chaque tour du disque correspond un petit déplacement du document.

Le spot lumineux produit par le disque et la fente mobile vient se projeter sur une cellule photoélectrique ou sur un tube photomultiplicateur. Ce dispositif transforme « l'information de lumière » contenue dans le spot lumineux en signaux électriques correspondants, ce qui complète la première phase du procédé de transmission du facsimilé.

Ce dispositif, d'analyse simple est évidemment de principe bien connu, puisqu'il s'agit, en fait, du disque de Nipkov utilisé dans les débuts de la télévision électromécanique.

Le tambour cylindrique de balayage mécanique peut aussi être employé sous deux formes différentes. Dans la première, le document se déplace suivant un axe, très lentement, tandis que le dispositif optique est tourné rapidement sur le cylindre. L'autre dispositif est différent; le document tourne rapidement, tandis que le dispositif optique effectue le balayage lentement. Les deux procédés permettent d'effectuer le même genre d'analyse, et les autres éléments; source lumineuse,

objectif et miroir, avec une cellule photoélectrique permettent de terminer l'opération (Fig. 6, 7, 8).

Comme dans un appareil de télévision, les opérations de balayage dans un émetteur et récepteur de facsimilé doivent être synchronisées avec précision. L'émetteur de facsimilé a un générateur d'impulsions de synchronisme couplé avec le disque ou le tambour rotatif; le générateur produit des impulsions de synchronisme quelques secondes avant la transmission des signaux d'image et, bien entendu, pendant la durée complète de la transmission.

L'analyseur à disque produit généralement des impulsions de synchronisme par un procédé optique; la fente en spirale a une forme telle qu'elle ne laisse pas passage à la lumière pendant une durée correspondant à 10 degrés à la fin de chaque tour.

Le photodétecteur traduit cet arrêt de lumière comme un signal de synchronisme par impulsion. Un analyseur à tambour tournant, d'un autre côté, comporte souvent un contacteur, sur l'arbre d'un petit générateur couplé méca-

quement au tambour tournant. Lorsque le tambour tourne, le contacteur ou le générateur produit des impulsions électriques de synchronisme.

Les signaux d'analyse et les impulsions de synchronisme sont transmis simultanément au circuit modulateur acoustique. La plupart des systèmes téléphoniques de facsimilé fonctionnent avec la modulation en fréquence; les fréquences centrales sont choisies normalement aux alentours de 1 700 Hz avec des limites de fréquences pour le blanc et le noir de 1 300 et 2 100 Hz. Cette solution permet de mieux résoudre les problèmes de largeur de bande de déphasage et de distorsion en fréquence, qu'avec la transmission acoustique à modulation d'amplitude.

Quelques constructeurs seulement choisissent la modulation en amplitude, mais avec un circuit de contrôle de gain automatique solidaire de l'amplitude des impulsions de synchronisme, ce qui permet de compenser les affaiblissements du signal, d'éviter les effets des bruits parasites de l'environnement, avec combinaison de filtres sélectifs pour les parasites de ligne.

La transmission en modulation de fréquence permettrait, cependant, d'utiliser une largeur de bande plus réduite et, avec la modulation en fréquence, il n'est pas possible d'échanger les signaux de contrôle entre l'émetteur et le récepteur, en particulier, lorsqu'il se produit des troubles ou pannes quelconques de transmission.

Les émetteurs de facsimilé à modulation en amplitude utilisent des fréquences porteuses de l'ordre de 2 kHz, tandis que les signaux de balayage envoyés au modulateur contiennent des composantes de fréquences sur la gamme de 0 à 1 kHz. En employant un filtre pour la bande latérale supérieure, les fréquences transmises sur la gamme de lignes téléphoniques sont comprises entre 1 et 2 kHz; la largeur de bande est ainsi de l'ordre du quart seulement de celle qui correspond aux appareils comparables à modulation de fréquences, et permet d'envisager les transmissions à grande vitesse de l'avenir.

### LES ENREGISTREURS TÉLÉPHONIQUE DE FACSIMILÉS MODERNES

Le rôle de l'enregistreur d'un système de facsimilé consiste à transformer le signal composite de

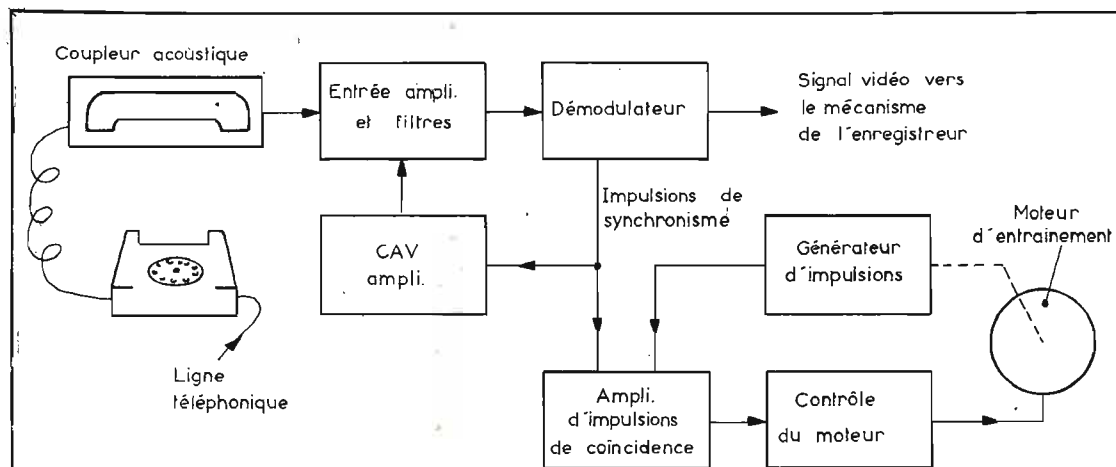


Fig. 4. — Principe d'un bloc de réception d'images par téléphone.

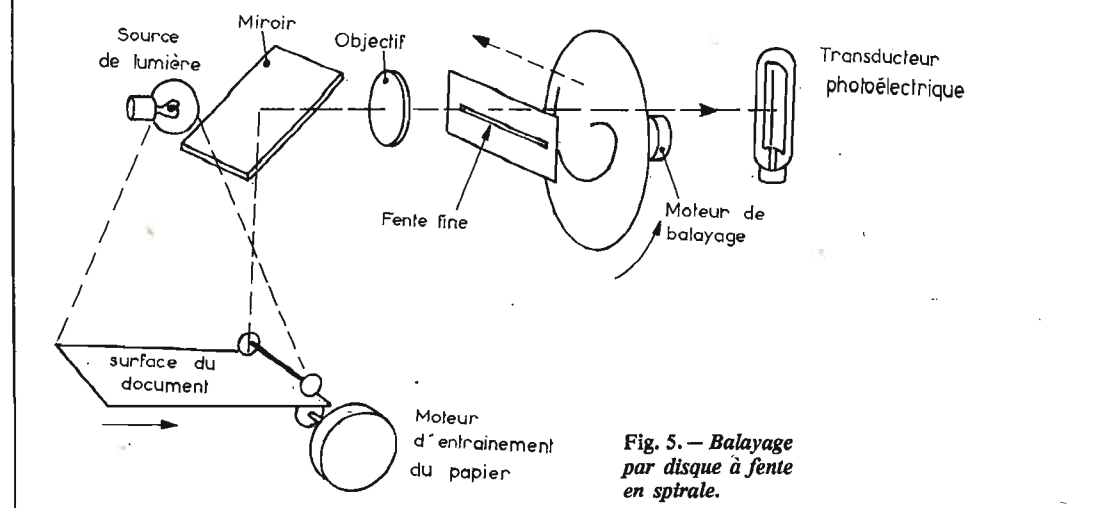


Fig. 5. — Balayage par disque à fente en spirale.

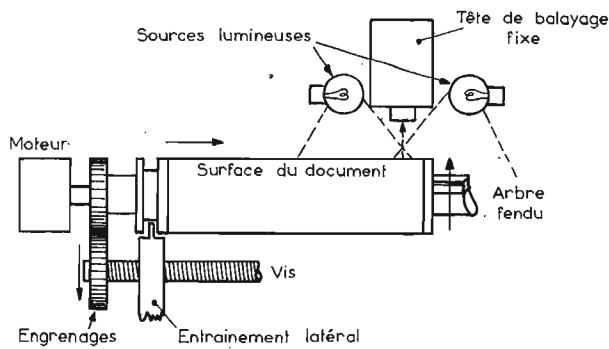


Fig. 6. — Dispositifs de balayage à tambour avec tête de balayage à déplacement axial et avec tête de balayage fixe.

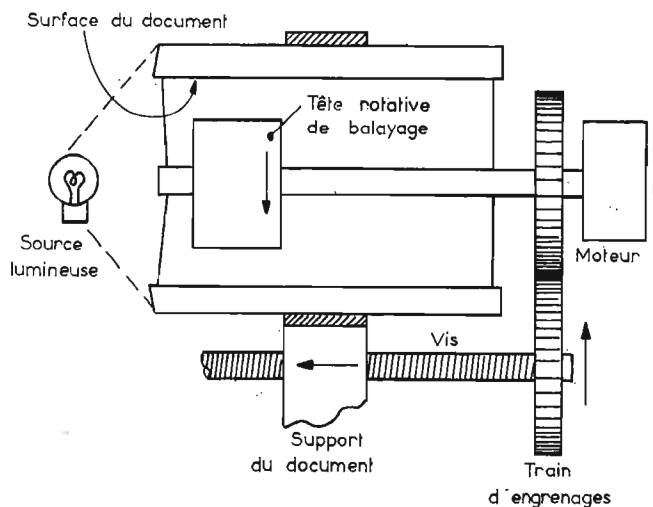


Fig. 7. — Système de balayage avec document enroulé sur un demi-cylindre et tête de balayage rotative.

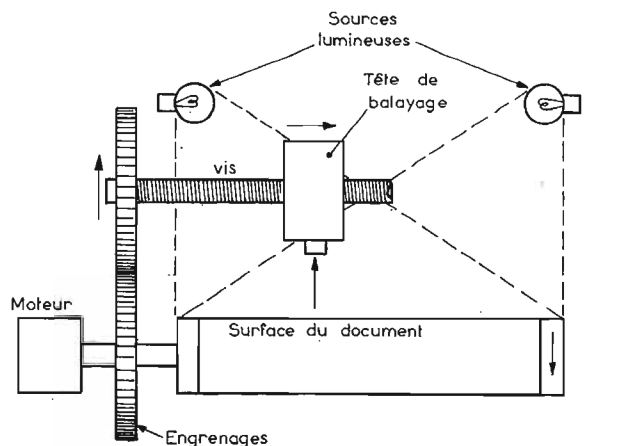


Fig. 8. — Balayage à miroir.

facsimilé provenant des lignes téléphoniques et à l'utiliser pour fournir un document ressemblant le plus possible au document original. Les procédés utilisés consistent encore à démoduler le signal composite de facsimilé, à synchroniser le mécanisme de balayage de l'enregistreur avec celui de l'émetteur, et à reproduire les informations optiques sur une feuille de papier ou par projection.

Du côté du récepteur, un opérateur humain répond, la plupart du temps, au téléphone, et place le combiné téléphonique dans un système de couplage acoustique, mais la mise en marche de l'appareil récepteur peut aussi être réalisée automatiquement (Fig. 4).

Le coupleur acoustique transmet le signal à des filtres éliminant les bruits de ligne et, si l'appareil est du type à modulation d'amplitude, un amplificateur à contrôle automatique du gain règle le niveau du signal à une valeur déterminée à l'avance. Un autre circuit permet de démoduler le signal composite; il transmet les signaux de synchronisme à un cir-

cuit à coïncidence d'impulsions, et les signaux analogiques d'images au mécanisme inscripteur.

Les systèmes téléphoniques de facsimilés simplifiés actuels comportent, en particulier, trois variétés différentes de papier enregistreur et de systèmes inscripteurs; un papier électrolytique humide et un tambour d'enregistrement à râcleur, un papier sec électrosensible avec un inscripteur thermoélectrique, ou une combinaison de papier blanc et de papier carbone, utilisée avec une pointe vibrante venant frapper le papier (Fig. 9 et 10).

Dans les enregistreurs utilisant le papier électrolytique humide, le papier passe entre un tambour tournant rapidement et un râcleur métallique fixe. Le tambour comporte une seule spire de fil enroulée sous la forme hélicoïdale; le râcleur métallique fixé parallèlement à l'axe du tambour presse le papier contre le fil sur une petite surface seulement. Lorsque le système tourne, le point de contact se déplace horizontalement transversalement par rapport au papier, et

chaque tour correspond à un balayage horizontal.

Si le système de râcleur est synchronisé convenablement avec le mécanisme d'analyse de l'émetteur, l'hélice et le bras râcleur sont en contact avec le bord gauche du papier, à l'instant exact où l'émetteur commence une nouvelle analyse du document sur le bord gauche de celui-ci.

Le papier électrolytique humide est saturé avec une solution liquide, qui noircit sous l'action d'un courant qui le traverse. Le noircissement est proportionnel à la valeur du courant; en appliquant le signal de facsimilé de modulé entre l'hélice et la lame de contact, le point mobile de contact assure le noircissement des lignes de balayage sur le papier.

Pour obtenir le meilleur résultat, les papiers électrolytiques doivent être maintenus humides jusqu'après l'inscription et sont préparés avec soin; puis, après l'inscription, un élément chauffant les sèche immédiatement et permet leur emploi.

L'utilisation de la technique de papier sec permet cependant d'obtenir des appareils plus économiques et plus faciles à employer; ils utilisent des papiers de facsimilé électrosensibles en feuilles de 21 x 27,5 cm avec une couche d'encre noire recouverte ensuite avec une mince couche de poudre blanche d'oxyde de zinc. Les rayures du papier font ainsi apparaître la couche de support noire mais en pratique, les enregistreurs de facsimilé font apparaître l'enduit noir par brûlage de l'oxyde par un petit courant électrique (Fig. 10).

Ces papiers secs de facsimilé sont fournis en feuilles relativement réduites, et non en rouleaux de grande longueur, ce qui permet de simplifier le mécanisme d'enregistrement et de rendre sa manœuvre plus rapide. Le papier tourne ainsi sur un cylindre animé d'une vitesse relativement élevée, et le système inscripteur est composé simplement d'un morceau de fil conducteur fin attaché à un dispositif à vis hélicoïdale à mouvement lent. Le fil s'applique très légè-



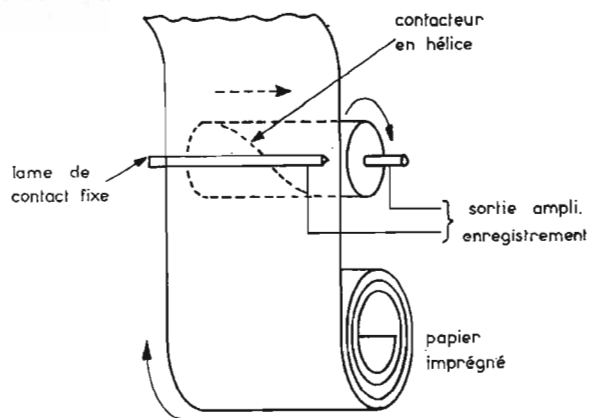


Fig. 9. — *Inscription électrolytique.*

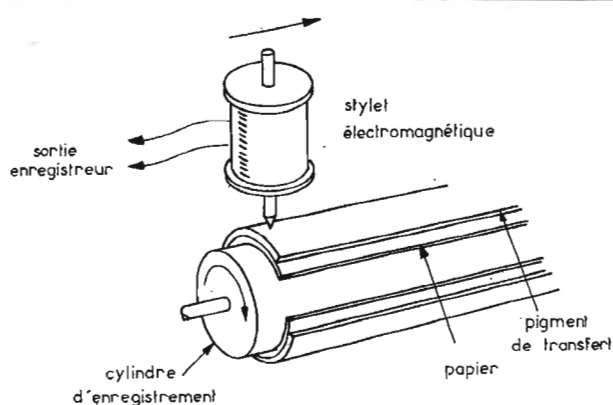


Fig. 10. — *Inscription de l'image par stylet vibrant.*

ment sur la surface du papier en produisant un courant à travers le papier vers le tambour métallique; plus le courant est élevé, plus le spot résultant sur le papier est noir.

Le dispositif d'inscription sur papier-carbone présente aussi l'avantage de fonctionner à sec; mais il a l'inconvénient d'exiger deux rouleaux de papier séparés, le papier blanc ordinaire et en papier carbone. Ces deux papiers sont entraînés ensemble par un moteur et le mécanisme d'inscription consiste dans une pointe qui balaye rapidement, horizontalement, la surface du papier et, en même temps, vibre, avec une fréquence déterminée par le signal de facsimilé. A chaque impact de la pointe, il se produit un transfert d'une petite quantité d'encre depuis le papier carbone sur le papier blanc; plus la fréquence de l'impact est élevée, plus la ligne tracée sur le papier paraît noire.

Il faut encore envisager des systèmes de synchronisation de balayage analogues sur tous les modèles; on se base sur la fréquence du courant de distribution des lignes électriques interconnectées, et l'on emploie ainsi habituellement simplement des moteurs synchrones; le seul risque qui puisse se produire consiste dans une différence de phase. Dans le cas d'un mouvement axial de balayage plus lent, généralement suivant l'axe vertical, la différence de phase n'a pas grande importance et les légères différences de fréquences peuvent avoir seulement une influence sur la distorsion verticale. Les différences de phase dans le balayage horizontal, cependant, peuvent produire un effet semblable à la perte de synchronisme horizontal sur un téléviseur.

Pour assurer la mise en phase du moteur d'entraînement hori-

zontal du récepteur, l'émetteur envoie une série de signaux de synchronisme avant de commencer la transmission des signaux d'images. Le moteur du récepteur est ainsi mis en phase pendant quelques secondes et il n'est pas nécessaire d'avoir un signal de phase en retour du récepteur. Pour éviter une perte possible du synchronisme pendant une longue transmission, cependant, l'émetteur continue à envoyer les impulsions de synchronisme horizontal comme une partie du signal vidéo acoustique d'image.

Un circuit à impulsion de coïncidence disposé dans le récepteur compare la phase du moteur d'entraînement du récepteur avec les impulsions de synchronisme et, lorsqu'il se produit un trouble quelconque, le circuit transmet immédiatement au moteur d'entraînement le signal de correction nécessaire.

Le procédé photographique, enfin, a toujours été associé traditionnellement à la distribution des photographies de presse. Il diffère mécaniquement de l'inscription directe par deux caractéristiques: l'enregistrement doit être effectué dans une enceinte étanche à la lumière, le dispositif inscripteur n'est pas directement en contact avec la surface photosensible du papier ou du film. Mais on peut désormais employer dans les procédés récents des fibres optiques, qui assurent indirectement le contact avec le support d'enregistrement.

Les appareils classiques exigent ainsi le développement en chambre noire de l'image photographique latente; mais, on a vu réaliser, cependant, récemment des enregistreurs photographiques à traitement automatique du papier. Le procédé le plus simple pour obtenir ce résultat consiste à employer des films Polaroid, mais il y a aussi des enregistreurs plus

complexes, dans lesquels le papier portant l'image latente est plongé automatiquement dans un bain chimique et éjecté automatiquement de la machine. Toute l'opération ne dure ainsi que quelques secondes.

Le système inscripteur pour l'enregistrement photographique peut être constitué par une lampe de projection classique combinée avec une valve de lumière modulatrice, par exemple, une cellule de Kerr ou une lampe spéciale, dont la brillance peut varier rapidement suivant les fluctuations du signal d'image.

Le procédé le plus récent consiste à employer un tube modulateur de lumière ou à cratère, qui produit une source lumineuse à décharge de gaz concentré, dont l'intensité varie directement sous l'action des courants des signaux amplifiés.

Il y a, enfin, des systèmes d'enregistrement électronique des surfaces photographiques employés depuis 1970, mais qui ne sont pas encore utilisés couramment. Ce dispositif, on le sait, a recours à un tube cathodique à « canon électronique » produisant un faisceau d'électrons, et il est déjà utilisé en microcopie. Il est capable de produire une résolution beaucoup plus fine que les techniques habituelles de balayage, mais l'inconvénient essentiel consiste dans le fait que le support d'enregistrement film ou papier, doit être placé dans le vide (Fig. 11).

#### LA TRANSMISSION DES DESSINS ET GRAPHIQUES

Il existe, dès à présent, des systèmes de télécopieurs téléphoniques d'utilisation facile et assurant des résultats très satisfaisants. Le problème n'est, d'ailleurs, pas récent, en 1893, l'une des principales attractions de l'exposition

internationale de Chicago était déjà un appareil permettant de transmettre instantanément à distance des croquis et documents rédigés manuellement. Inventé par Elisha Gray, le Téléautographe est employé aujourd'hui par milliers d'exemplaires dans le monde, avec des modifications, d'ailleurs continues. La transmission des signatures, manuscrits et dessins devient facile.

L'Auto-writer, le dernier de cette série, permet à un ou plusieurs correspondants de recevoir au fur et à mesure de leur inscription des messages éventuellement accompagnés de croquis; l'appareil peut aussi délivrer des copies à l'émetteur et au récepteur; la position verticale des récepteurs permet une lecture aisée à distance.

L'Électro-writer est un appareil similaire transistorisé; il permet la transmission instantanée des messages écrits, quelle que soit la distance, par l'intermédiaire des lignes téléphoniques et peut être installé sur réseau intérieur ou sur réseau PTT.

Il reproduit toutes sortes de graphiques, dessins et signatures, conserve les messages en archives, la transmission est silencieuse et son emploi est très simple. Avec l'Électro-writer, le message à transmettre est écrit de façon normale sur l'émetteur avec un stylo à billes ordinaire, qui n'est pas relié à des fils électriques, mais couplé mécaniquement à l'émetteur. La plaque écriture à une hauteur de 10 cm à l'avant et de 14 cm à l'arrière; les dimensions de l'appareil sont seulement de 30 x 30 cm; la largeur utile d'écriture est de 90 mm.

Le récepteur de 34 x 24,4 x 29,5 cm occupe encore moins de place; il est placé verticalement et la réception se fait au moyen d'un stylo à bille, la réserve d'encre est



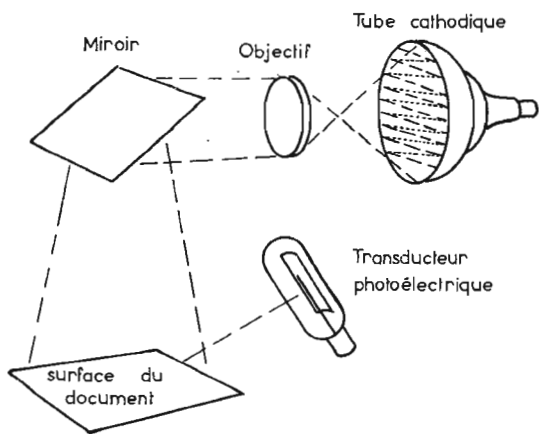
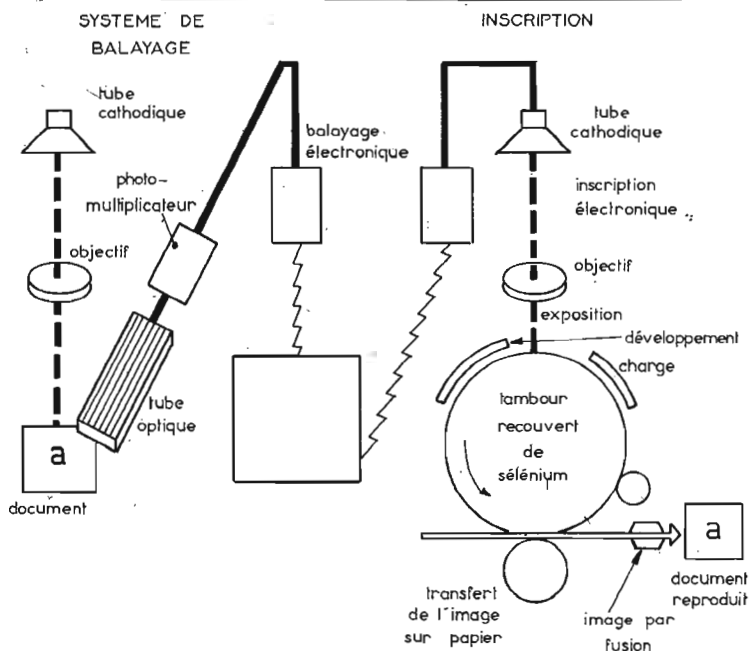


Fig. 11. — Balayage du document par le procédé « flying spot ».

Fig. 12. — Système émetteur et récepteur Xerox à inscription électrostatique.



suffisante pour un emploi normal de 6 à 12 mois. L'installation peut être raccordée sans difficulté, et un seul émetteur peut normalement être connecté à un réseau de 1 à 10 récepteurs.

L'Électro-writer est, en quelque sorte, un stylographe télécommandé assurant la reproduction à distance du mouvement d'un pantographe solidaire d'un stylographe utilisé pour écrire; ce pantographe porte une plume, et le mouvement est transmis électriquement au récepteur par une ligne bifilaire.

Le fonctionnement est assuré ainsi par l'envoi d'un ensemble de deux signaux électriques de fréquences variables, qui caractérisent respectivement l'abscisse et l'ordonnée d'un point de la surface d'écriture; les valeurs de fréquences sont  $2\,200 \pm 140$  Hz pour la fréquence horizontale et  $1\,400 \pm 90$  Hz pour la fréquence verticale. La commande d'application de la plume est transmise sous forme de modulation en fréquence de la fréquence horizontale, sans courant continu, ce qui permet l'utilisation des lignes des PTT et conjointement avec le téléphone sur les lignes à commutation automatique, les liaisons spécialisées, les lignes d'intérêt privés.

Le papier est fourni en rouleaux ou en pliage accordéon; on utilise une encre liquide spéciale, la réserve permet d'écrire sans arrêt pendant environ 80 heures.

## LES TÉLÉCOPIEURS

Nous venons d'indiquer des appareils permettant la transmission des graphiques et des dessins; les télécopieurs correspondent plutôt à la gamme des appareils de facsimilé modernes. Le Télécopieur Rank-Xerox 400 est ainsi un émetteur-récepteur très complet de facsimilé permettant de transmettre tout document, manuscrit, texte dactylographié, schéma, ou dessin. Agréé par les Postes et Télécommunications, il fonctionne encore sur les lignes de téléphone ordinaire et se branche à côté d'un poste téléphonique. Le format maximum de l'original et de la télécopie est de  $21 \times 29,7$  cm, et la vitesse de transmission est de 7,2 cm à la minute. Cet appareil offre ainsi une solution rapide du problème de la communication graphique entre deux correspondants disposant d'un simple téléphone.

Le télécopieur émetteur récepteur, Citefax 101 de C.I.T. Alcatel permet aussi de transmettre sur lignes téléphoniques tout document d'un format inférieur ou égal au format A4, c'est-à-dire  $210 \times 297$  mm, à la vitesse lente de 6 minutes ou à la vitesse normale de 3 minutes, ce qui le rend particulièrement utile à la transmission des documents de bureau. De mise en service et d'emploi simples, son raccordement au réseau téléphonique s'effectue par un connecteur normalisé.

L'émetteur-récepteur comporte

un bloc mécanique et un châssis électronique avec organe d'adaptation au réseau téléphonique et tous les éléments électroniques de traitement des informations.

C'est un appareil à tambour à analyse spirale par système optique, avec les signaux modules en fréquence, une porteuse entre 1 300 et 1 900 Hz.

Le récepteur comportant également un tambour synchronisé reçoit les signaux d'images qui actionnent un stylet inscripteur; les organes mis en œuvre sont successivement un détecteur de télé-démarrage, un détecteur de prise de phase, le récepteur associé au scripteur, et le détecteur de télé-arrêt. Les dimensions du papier sont encore de  $210 \times 297$  mm; la vitesse du tambour est de 280 ou 270 tr/mn; la définition atteint 3,85 lignes par millimètre.

Toujours dans cette même catégorie d'appareils téléphoniques simplifié, mais sous une forme déjà cependant un peu plus complexe, l'appareil graphico-sciences à tambour d'analyse et de réception permet aussi d'envoyer ou de recevoir entièrement ou en partie par lignes téléphoniques toutes les illustrations et graphiques, en plaçant simplement le combiné téléphonique dans la boîte acoustique de la machine, et l'utilisation de l'appareil n'est pas plus compliquée que celle d'un poste téléphonique ordinaire.

Les dimensions maximales du papier sont de  $22,5 \times 35$  cm; la feuille électro-sensible ne nécessite, ni carbone, ni produit chimique; la résolution est de 35 lignes par centimètre...

## UNE NOUVELLE MÉTHODE LES TÉLÉCOPIEURS DIGITAUX

Comme nous l'avons noté plus haut, en dehors de ces appareils modernes et simplifiés, on envisage maintenant l'utilisation de dispositifs de caractère nouveau qui permettraient de réduire à quelques secondes la transmission des graphiques, grâce à une nouvelle méthode; la transmission digitale ou réduite, consistant à transmettre uniquement les éléments utiles inscrits, et non les surfaces blanches. La proportion des télécopieurs digitaux devrait atteindre 50 % en 1980 aux États-Unis et 90 % en 1985; on pourrait, dit-on, évaluer les possibilités d'emploi en France en 1985 de 50 000 à 100 000 appareils.

Les techniques digitales offrent, en effet, des avantages remarquables pour les communications électroniques de toutes sortes. Un signal digital, consistant en impulsions distinctes au lieu de signaux analogiques complexes habituels peut, en effet, être régénéré à des intervalles plus ou moins éloignés dans les circuits à longue distance avec des dispositifs plus simples et moins coûteux que les amplificateurs de précision nécessaires dans les circuits habituels téléphoniques, par exemple.

En outre, le signal peut ainsi être régénéré un certain nombre de fois sans risque d'accumulation du bruit parasites et des distorsions, comme cela se produit pour les signaux analogiques répétés habituels de téléphonie ou de télévision.



Cela ne signifie pas, sans doute, que les dispositifs de transmission et de réception, tels que les appareils téléphoniques et les télécopieurs de facsimilés, qui sont analogiques, par nature, doivent être abandonnés; mais, lorsqu'on emploie ces appareils, la conversion des signaux en mode digital et inversement devra être assurée au moyen d'un système de support commun. Dans le cas des appareils de facsimilés, cependant, l'utilisateur pourra effectuer sa propre conversion, ce qui lui permettra de bénéficier de l'efficacité de transmission et de la fidélité de reproduction obtenues par ce procédé.

De nombreux systèmes de facsimilés comportent normalement deux niveaux, ou un système binaire blanc et noir, les matériaux alphanumériques, les textes, les tableaux, et certains graphiques en constituent un bon exemple; d'autres exemples, sont constitués par les cartes météorologiques, les graphiques, les dessins industriels, une fois établies les facilités de transmission des signaux digitaux, il devient possible d'envoyer des signaux d'images à deux niveaux beaucoup plus rapidement et plus économiquement que si ces niveaux étaient transmis par les procédés habituels.

Les appareils Infotex sont déjà des matériels de ce genre et la vitesse de transmission peut être abaissée dans des conditions de qualité admissible avec une durée de 35 secondes par image, pour tout document en noir et blanc jusqu'au format A4 à des milliers de kilomètres, en utilisant des lignes de téléphonie ordinaires. Cet appareil est ainsi sept fois plus

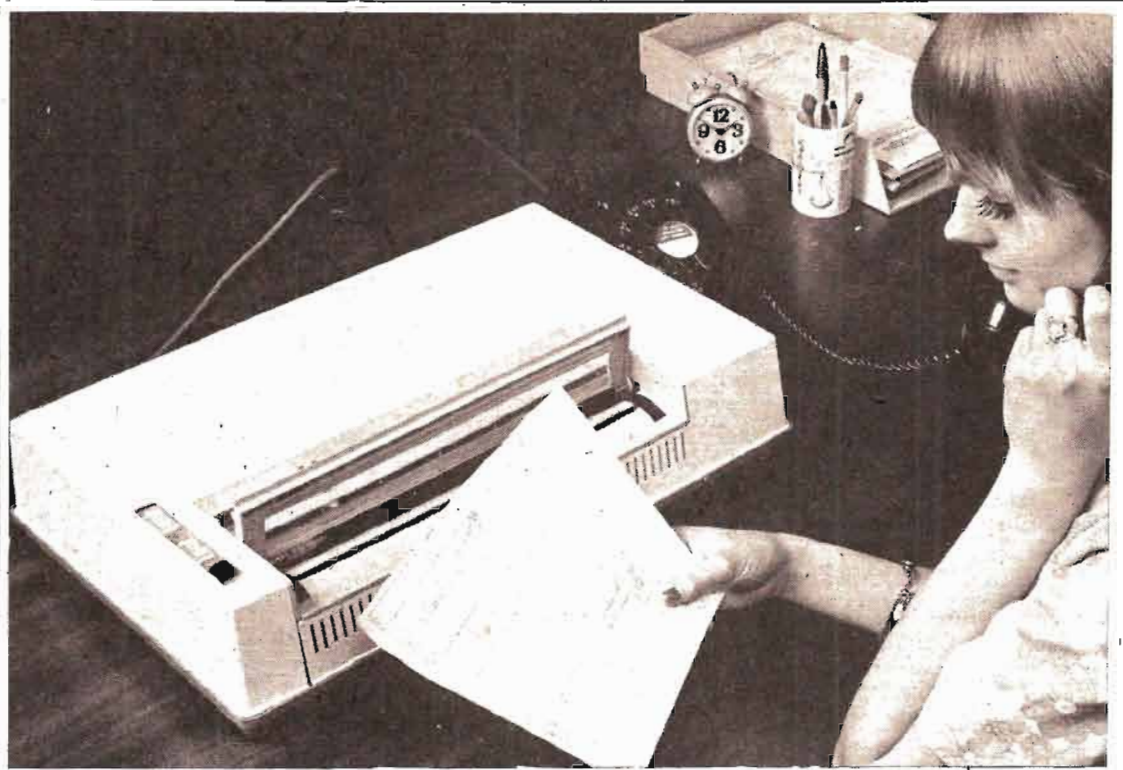


Fig. 12a. — Télécopieur Rank Xerox pour la transmission par ligne téléphonique.

rapide que les autres systèmes de télécopie habituels, ce qui réduit les frais de communications téléphoniques. C'est ainsi que de Paris à Bordeaux, la communication téléphonique nécessaire pour envoyer un document de format A4 revient à 15 F avec un appareil traditionnel, et n'est plus que 2,80 F avec cet appareil.

De Paris à New York, toujours pour un document A4 avec un appareil traditionnel, les frais de liaison téléphonique s'élèvent à 120 F, tandis qu'avec cet appareil les frais sont réduits à 15 F; en même temps, la finesse de résolution est doublée.

La méthode de codage permet ainsi d'envisager de nouveaux progrès importants des systèmes de télécopie; mais, la transmission des images peut aussi être étudiée désormais en utilisant comme récepteurs des dispositifs de télévision, ce qui permet, en particulier,

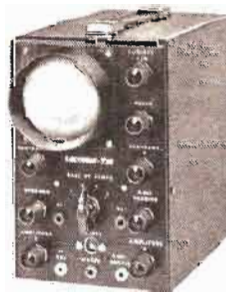
d'envisager à domicile la liaison avec un ordinateur central, mais c'est là une autre question qui mérite aussi d'être étudiée, ainsi que la transmission des journaux à domicile ».

P. HÉMARDINQUER

# découvrez l'électronique

notre méthode : **faire et voir**

sans connaissances théoriques préalables,  
sans expérience antérieure sans "maths"



LECTRONI-TEC est un nouveau cours complet, moderne et clair, basé sur la PRATIQUE (montages, manipulations, etc.) et l'IMAGE (visualisation sur oscilloscope)

- 1 Vous construisez un oscilloscope qui restera votre propriété et vous familiarisera avec tous les composants électroniques.
- 2 Vous comprendrez les schémas de montage et circuits fondamentaux employés couramment en électronique.
- 3 Avec votre oscilloscope, vous ferez de nombreuses expériences et vérifierez le fonctionnement de plus de 40 circuits.

## LECTRONI-TEC

Enseignement privé par correspondance

REND VIVANTE L'ÉLECTRONIQUE

**GRATUIT!**

Recevez sans engagement notre brochure 32 pages en envoyant ce bon à

LECTRONI-TEC, 35801 DINARD

NOM (majuscules SVP) \_\_\_\_\_

ADRESSE \_\_\_\_\_

UN CADEAU  
- SPÉCIAL  
à tous nos  
étudiants

HPS 47

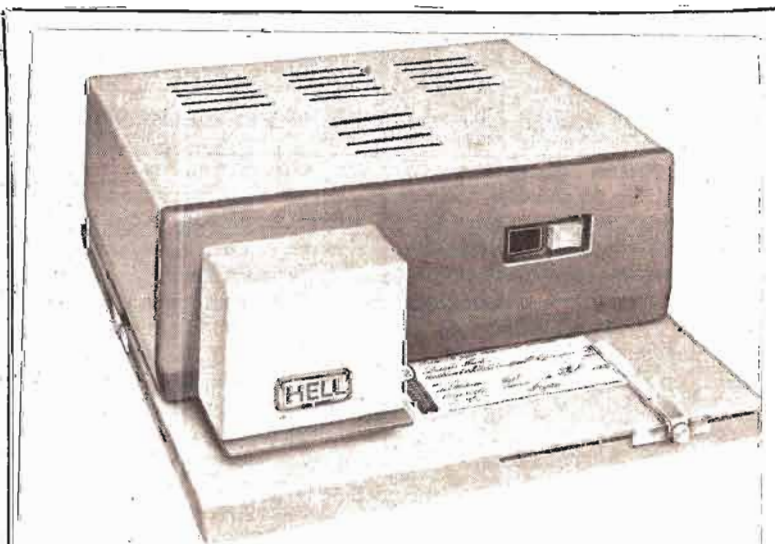
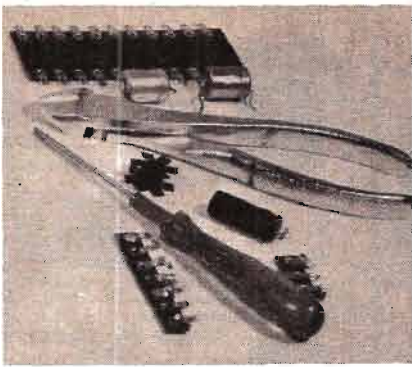


Fig. 12b. — Transmetteur à documents à plat par ligne téléphonique.



# ABC de L'ELECTRONIQUE

## APPLICATIONS DU CI 2556

### GÉNÉRALITÉS

Le circuit intégré type 556 se compose de deux 555 en un seul boîtier. Plusieurs fabricants proposent des 556, dont les deux suivants : SIGNETIC et EXAR, ce dernier fabrique le type XR 2556 dont le brochage est différent du 556 de SIGNETIC.

A la figure 1, on donne le brochage du boîtier du XR 2556 EXAR, rectangulaire à 14 broches, vu de dessus, dont les dimensions sont celles habituelles des boîtiers de ce genre.

Voici les applications proposées par EXAR (voir référence à la fin de cet article).

### MULTIVIBRATEUR MONOSTABLE

A la figure 2, on donne le schéma simplifié de l'une des sections du XR 2556.

La capacité extérieure C de temporisation se décharge dans le transistor interne  $T_0$ . Le flip-flop est déclenché et fait diminuer le niveau au point 2 (ou 12) qui devient inférieur à  $1/3$  de  $V_{cc}$ . Ensuite, le circuit déclenche une impulsion négative. Après le déclenchement, le flip-flop passe à un de ses états, qui effectue le court-circuit aux bornes de la capacité et, de ce fait, la sortie passe du niveau des points 1 (ou 13) à celui de  $V_{cc}$  (le + alimentation).

La tension aux bornes de la capacité, toutefois, commence à croître exponentiellement avec une constante de temps  $T = R_A C$ . Ensuite, le comparateur à haute impédance est référencé à  $2/3 V_{cc}$  en utilisant trois résistances à intervalles égaux.

Lorsque la tension sur la capacité atteint ce niveau, le flip-flop est remis à zéro, le condensateur se décharge rapidement et le niveau de sortie tend vers celui de la masse. Dès que le circuit est déclenché, il reste insensible à des impulsions additionnelles de déclenchement, tant que la période de temporisation n'est pas achevée.

Cette période peut être interrompue en utilisant la commande de RESET (remise à zéro). Lors-

que le point RESET est au niveau bas, le transistor interne de décharge est à l'état conducteur et empêche le condensateur de se charger. Tant que la tension de RESET est appliquée, le niveau numérique de la sortie reste inchangé.

Si l'on ne veut pas utiliser le RESET, il faut brancher au  $V+$  la broche RESET. Ainsi, le circuit sera immunisé contre un faux déclenchement.

A la figure 3, on donne le

schéma du monostable, dont on vient de décrire le fonctionnement.

On utilise qu'une section de XR 2556 ce qui permettra d'utiliser la section restante pour une autre application dans le même appareil, généralement.

A gauche, on a indiqué la forme du signal de déclenchement et celle du signal de sortie dont la durée est :

$$T = 1,1 R_A C$$

A la figure 4, on donne la forme des signaux :

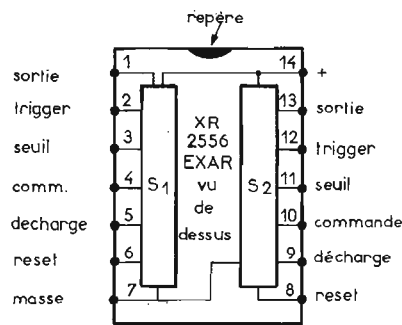


Fig. 1.

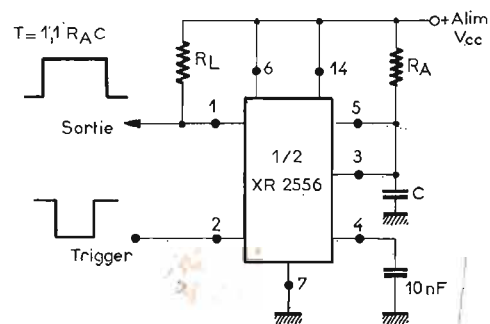


Fig. 3.

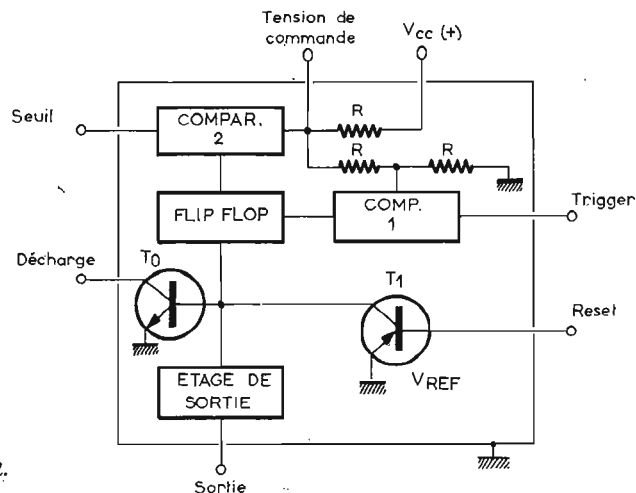


Fig. 2.



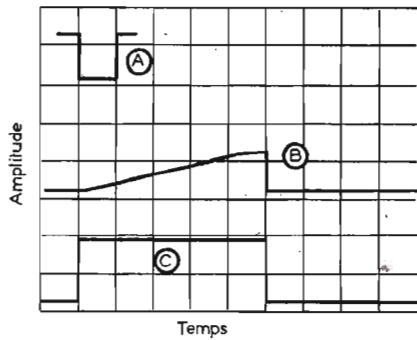


Fig. 4.

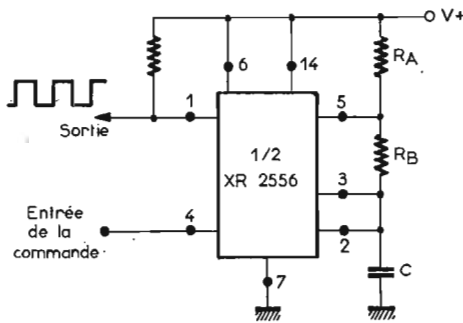


Fig. 6.

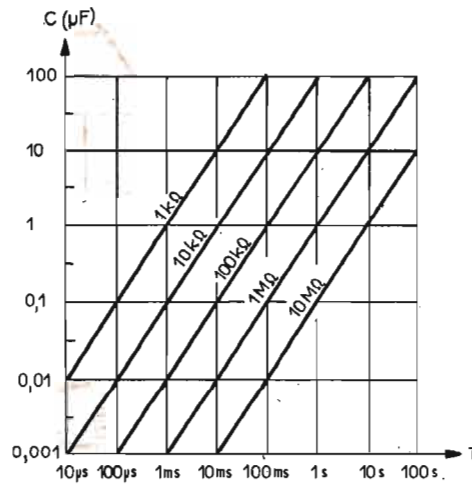


Fig. 5.

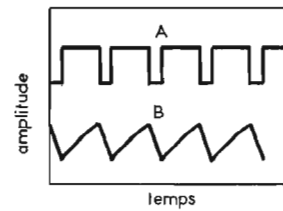


Fig. 7.

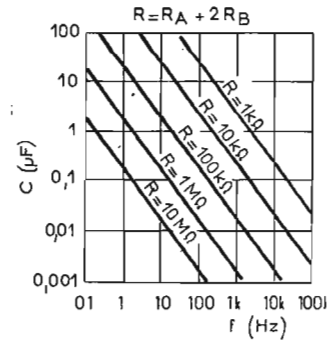


Fig. 8.

en A : l'impulsion de déclenchement; en B la croissance exponentielle de la tension aux bornes de la capacité de temporisation; en C, la tension de sortie. Pour un bon fonctionnement du circuit, il faut que la durée de l'impulsion de déclenchement soit inférieure à celle de la période T de temporisation, ce qui est visible sur la figure 4.

Voici un exemple de calcul en utilisant la formule donnée plus haut. Soit à obtenir  $T = 1$  ms. Prenons  $C = 0,1 \mu\text{F}$ . La formule donne :

$$R_A = \frac{T}{1,1 C} = \frac{10^{-3}}{1,1 \cdot 10^{-7}} = 9\,090 \Omega$$

La figure 5 permet de déterminer  $R_A + R_L$ . Avec ces données de l'exemple, on trouve :

$$R_A + R_L = 10\,000 \Omega$$

$$\text{donc } R_L = 990 \Omega.$$

### MONTAGE EN ASTABLE

Des oscillations libres peuvent être obtenues à l'aide du montage de la figure 6, ne nécessitant qu'une section de XR 2556. Dans ce montage, le déclenchement est automatique. Le condensateur extérieur C se charge à  $2/3$  de  $V_{cc}$  par la combinaison parallèle de  $R_A$  et  $R_B$  et se décharge jusqu'à  $1/3$  de  $V_{cc}$  dans  $R_B$ . ( $V_{cc} = +$  alimentation).

De cette façon, la tension de la

capacité varie périodiquement entre  $1/3$  et  $2/3$  de  $V_{cc}$ , selon une loi exponentielle montrée à la figure 7 : en haut, la tension de sortie, en bas, celle aux bornes de C.

La durée de la charge de ce condensateur est donnée par la formule :

$$t_1 = 0,695 (R_A + R_B) C$$

et celle de la décharge :

$$t_2 = 0,695 R_B C$$

La période totale est donc :

$$T = t_1 + t_2$$

$$T = 0,695 (R_A + 2 R_B) C$$

donc, la fréquence f correspondante est :

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1,44}{(R_A + 2 R_B) C}$$

La figure 8 donne f en fonction de C (en ordonnées) avec  $R = R_A + 2 R_B$  comme paramètre.

Exemple : soit  $f = 10$  kHz avec  $R_A + 2 R_B = 10$  k $\Omega$ .

Le graphique donne  $C = 0,0144 \mu\text{F} = 14,4$  nF.

La formule donne également :

$$C = \frac{1,44}{(R_A + 2 R_B) f},$$

de laquelle on déduit, avec les valeurs numériques :

$$C = \frac{1,44}{10^4 \cdot 10^4} = 10^{-8} \cdot 1,44 \text{ F}$$

c'est-à-dire

$$C = 14,4 \text{ nF}$$

Reste à déterminer séparément  $R_A$  et  $R_B$  dont la somme seule est connue.

Pour cela on utilisera la formule ci-après :

$$D = \frac{R_B}{R_A + 2 R_B}$$

qui donne le rapport cyclique du signal. Pour le maximum de D, on prendra  $R_A$  aussi petite que possible, mais il faudra qu'elle reste suffisamment grande pour limiter le courant de décharge dans le transistor de décharge (point 5) au-dessous de 200 mA. Si l'on prend, par exemple :

$$R_B = 10 R_A,$$

il vient :

$$D = \frac{10}{21} = 0,476$$

et, comme  $R_A + 2 R_B = 10\,000 \Omega$  il vient  $21 R_A = 10\,000 \Omega$  d'où  $R_A = 476 \Omega$  et  $2 R_B = 9\,524 \Omega$  donc  $R_B = 4\,760 \Omega$

### DEUX SECTIONS INDÉPENDANTES

Avec le 2556, on peut réaliser deux temporisations indépendantes en utilisant les deux sections, celles-ci étant identiques.

Le schéma à adopter est celui de la figure 9. Chacun des montages est du type monostable. On obtient ainsi des temporisations  $T_1$  et  $T_2$  pour les sections respectives, avec :

$$T_1 = 1,1 R_1 C_1$$

$$T_2 = 1,1 R_2 C_2$$

Le calcul se fait comme dans le cas du monostable en s'aidant du graphique de la figure 5 où  $R_1$  ou  $R_2$  est  $R_A$ .

### TEMPORISATION SÉQUENTIELLE

Le montage permettant d'obtenir une temporisation séquentielle est donné à la figure 10. Il correspond à un monostable retardé. Le temporisateur 1 (section 1) est connecté par capacité au trigger du deuxième temporisateur. On voit que le condensateur de 1 nF relie la sortie 1, point 1, de la première section au point 12, trigger, de la section 2. Lorsque le temporisateur 1 est déclenché par le point 2, sa sortie au point 1, donne un temps  $T_1$  au niveau « haut » comme on le montre sur la figure. Sa durée est :

$$T_1 = 1,1 R_1 C_1$$

A la fin de la période de temporisation,  $T_1$ , le point 1 revient à l'état « bas », ce qui correspond à une impulsion négative, permettant, par l'intermédiaire de  $C_c = 1$  nF, de déclencher le deuxième temporisateur, pour une période :

$$T_2 = 1,1 R_2 C_2.$$

Le signal de sortie est au point 13.

Dans ce montage, on a relié ensemble les points 6, 14 et 8 d'une part au  $V+$ . Ce  $V+$  est relié par  $R_1$  au point 3 et par  $R_2$  au point 9. Chacun de ces points est



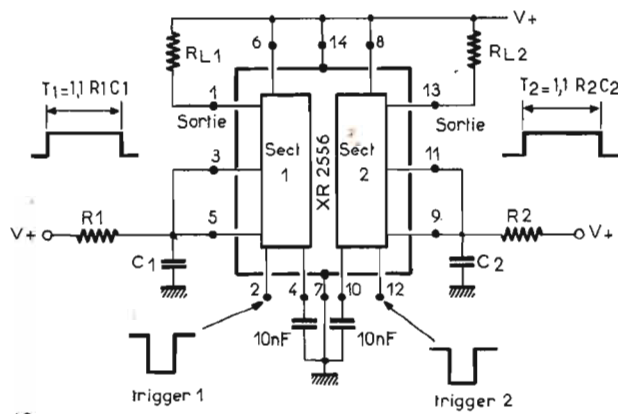


Fig. 10.

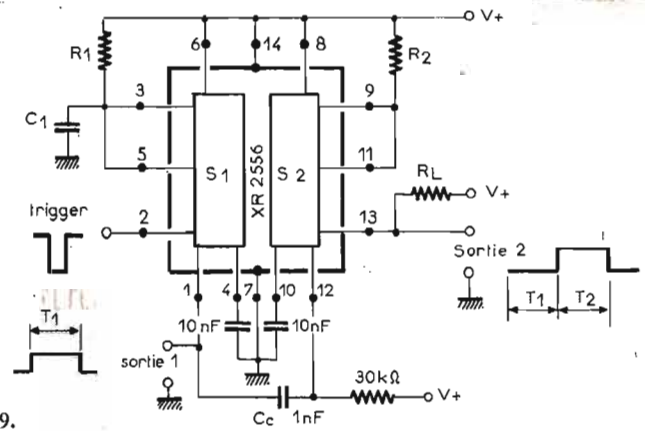


Fig. 9.

connecté par un condensateur  $C_1$  ou  $C_2$ , à la masse. Les constantes de temps de temporisation sont  $T_1 = 1,1 R_1 C_1$  et  $T_2 = 1,1 R_2 C_2$ .

Les entrées des signaux de déclenchement sont en 2 et 12. Celle en 2, de la première section reçoit l'impulsion négative, tandis que le deuxième (point 12) reçoit le signal de temporisation de la première section par le circuit RC constitué par  $30\text{ k}\Omega$  et  $1\text{ nF}$  ( $C_c$ ).

Les points 4 et 10 sont connectés, par des condensateurs de  $10\text{ nF}$ , à la masse à laquelle est relié le point 7, commun aux deux sections. Ce point est aussi le - alimentation. La tension d'alimentation de ces montages peut être choisie entre  $5\text{ V}$  et  $15\text{ V}$ .

### OSCILLATEUR VERROUILLÉ

En adoptant le montage à deux sections de la figure 11, on réalise un oscillateur verrouillé. Une des deux sections du XR 2556 fonctionne comme multivibrateur astable, tout comme dans le montage décrit plus haut. La deuxième section de temporisation est utilisée comme verrouilleur pour les états conducteur et bloqué.

Dans le branchement de la figure 11, le temporisateur section 2 est utilisé comme oscillateur. Sa fréquence d'oscillation dépend des valeurs de  $R_A$ ,  $R_B$  et de la capacité  $C$ . D'autre part, le temporisateur de la section 1 fonctionne comme un monostable et sa sortie, au point 1 est connectée par une résistance de  $30\text{ k}\Omega$  au point 8 de RESET (remise à zéro) de la section 2 oscillateur. Lorsque ce circuit est remis à zéro de cette manière, la sortie du temporisateur 1 est à l'état « bas ».

Ce montage se calcule à l'aide des formules :

$$T_1 = 1,1 R_1 C_1$$

$$\text{et } f = \frac{1,46}{(R_A + 2 R_B) C_2}$$

et on pourra utiliser avec profit les graphiques donnés précédemment pour les montages de la figure 11, le + alimentation est au point 14. Le - et la masse, au point 7 pour les deux sections. Sont connectés ensemble, les points 3 et 5 d'une part, 11 et 12 d'autre part. Remarquons  $R_A$  montée entre 14 ( $V+$ ) et 9, le point 6 étant connecté au  $V+$ .

L'entrée du signal à impulsion négative est au point 2 et la sortie

de l'oscillateur verrouillé au point 13 où l'on obtient la tension de période  $T_1$ .

### DIVISEUR DE FRÉQUENCE

Lorsque la fréquence du signal appliqué à l'entrée est connue, chaque section de temporisation du XR 2556 peut être utilisée comme diviseur de fréquence, en ajustant la durée de la période de temporisation.

Si  $T_1 = 1,1 R_1 C_1$  est supérieure à la période de l'impulsion de déclenchement, seules les impulsions espacées entre elles de plus de  $1,1 R_1 C_1$  déclencheront le circuit.

La fréquence du signal de sortie est égale à  $1/N$  fois la fréquence du signal d'entrée,  $N$  étant le facteur diviseur. On limitera  $N$  selon les inégalités :

$$\left(\frac{T}{T_p} - 1\right) < N < \frac{T}{T_p}$$

dans lesquelles  $T_p$  est la période du signal d'entrée à impulsions.

Voici à la figure 12 la forme des signaux. On montre en (A) les signaux d'entrée et en (C) ceux de sortie dont la période de temporisation est cinq fois celle du signal

d'entrée. On a par exemple, une fréquence du signal d'entrée de  $5\text{ kHz}$  et à la sortie une fréquence de  $1\text{ kHz}$ . Au milieu, on donne la forme de la tension aux bornes de la capacité.

Comme les deux sections du circuit intégré sont indépendantes électriquement (sauf les deux points d'alimentation 7 et 14 respectivement - et +), chacune peut être utilisée comme diviseur de fréquence.

Ainsi, si les points trigger (2 et 12) sont connectés ensemble à une entrée commune, le XR 2556 produira deux signaux, aux sorties, de fréquences  $f_1$  et  $f_2$ .

$$f_1 = f_s / N_1$$

$$f_2 = f_s / N_2$$

où  $N_1$  et  $N_2$  sont les facteurs diviseurs de chaque temporisateur.

La section 1 du montage de la figure 13 est montée en diviseur de fréquence. Sa sortie est au point 1. L'autre section sera montée de la même manière en tenant compte des points de branchement homologues.

Voici un autre montage de diviseur de fréquence.

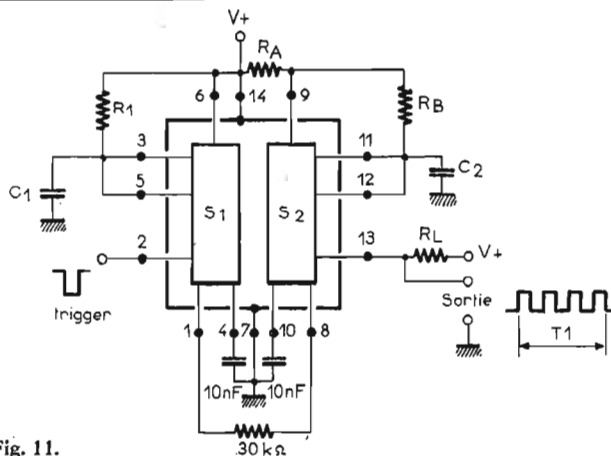


Fig. 11.

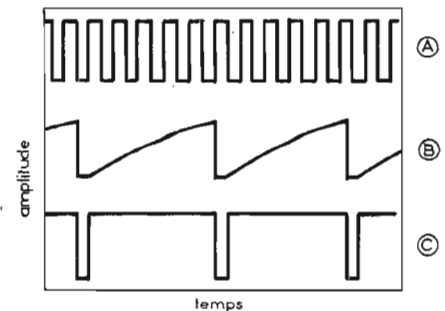


Fig. 12.

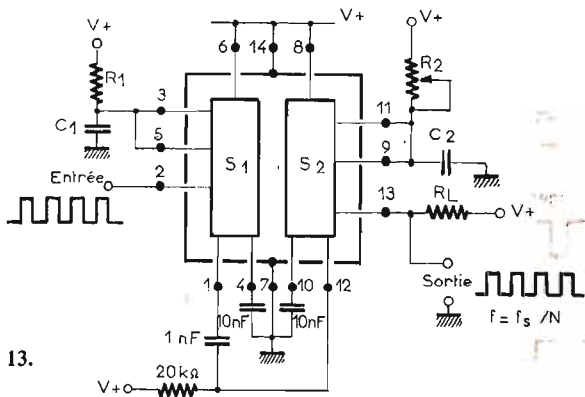


Fig. 13.

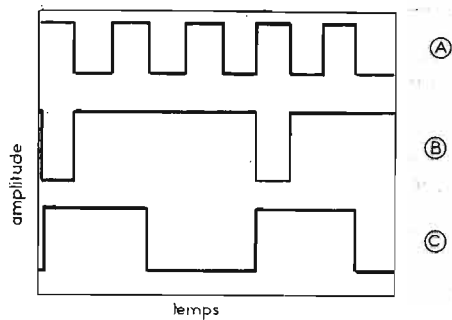


Fig. 14.

### DIVISEUR DE FRÉQUENCE ET « CHAPER »

D'après le schéma de la figure 13, il est possible d'effectuer une division de fréquence avec la section 1. Avec la section 2, on pourra effectuer un circuit de mise en forme en ajustant le rapport cyclique du signal de sortie.

Le signal de sortie de la section 1, obtenu au point 1, déclenche le temporisateur de la section 2, par le point « trigger » 12, de manière à produire des impulsions de sortie dont la fréquence soit la même que celle de sortie de la section 1 et dont le rapport cyclique soit commandé par la résistance de temporisation et la capacité associée du temporisateur 2.

Le rapport cyclique, du signal de sortie du temporisateur 2, au point 13, peut être ajusté de 1 % à 99 % en faisant varier la valeur, en service, de  $R_2$ .

A la figure 14, on montre les formes des signaux en trois points de l'ensemble.

Le signal représenté en (A) est celui d'entrée de fréquence  $f_s$ , appliqué au point trigger 2 du temporisateur 1. Le signal représenté en (B) de la même figure est celui obtenu à la sortie du temporisateur 1. On voit que ce signal est le résultat d'une division par 10. Le signal indiqué en (C) de la figure 14, est un signal à impulsions mises en forme, obtenues au

point 13 du temporisateur réalisé avec la section 2 du CI.

Ce montage se réalise pratiquement comme suit : les points 6, 14 et 8 sont reliés ensemble au  $V+$  (+ alimentation, de 5 à 15 V), le point 7 étant à la masse et au - de l'alimentation du montage.

Les circuits RC sont disposés aux points 3 et 5 d'une part et aux points 11 et 9 d'autre part. Remarquons que  $R_2$  est variable, réalisable avec un potentiomètre. Sa valeur dépend de la constante de temps choisie pour  $R_2 C_2$ .

Au point 2, on applique le signal à la fréquence  $f_s$  et au point 13 on obtient le signal de sortie.

Aux points 4 et 7, sont connectés des condensateurs de 10 nF vers la masse. Les points 1 (par 1 nF) et 10 (directement) sont réunis au  $V+$  par l'intermédiaire d'une résistance de 20 kΩ.

A noter que lors d'un montage pratique, on devra tenir compte de la disposition des broches du CI, conforme à celle indiquée par la figure 1. Ces broches sont distantes entre elles de 2,54 mm seulement, ce qui oblige le réalisateur à prendre certaines précautions pour éviter qu'il y ait des faux contacts dus à des soudures trop étendues en surface.

### OSCILLATEUR A FRÉQUENCE FIXE ET RAPPORT CYCLIQUE VARIABLE

Ce montage est réalisable

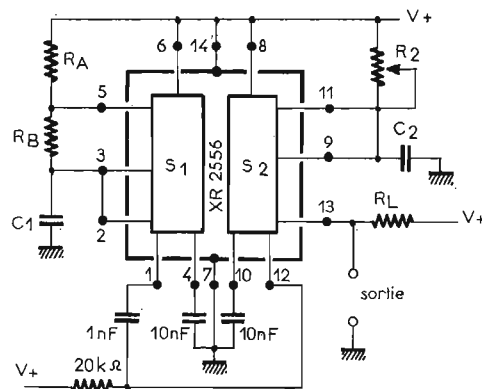


Fig. 15.

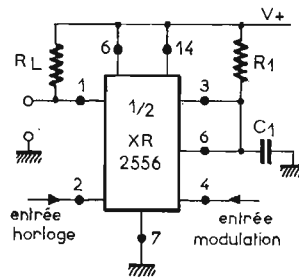


Fig. 16.

d'après le schéma de la figure 15 dans lequel on utilise les deux sections d'un XR 2556.

On reconnaît aisément, le montage de la section 1, avec  $R_A$  et  $R_B$  en oscillateur et celui de la section 2 en monostable, avec  $R_2$  variable.

Le temporisateur de la section 1 engendre des signaux périodiques utilisés pour le déclenchement de la section 2. Si le temps de retard  $T_2$  du temporisateur 2 est inférieur à la période d'oscillation du temporisateur 1, le signal du point de sortie 13 sera à la même fréquence que celle du temporisateur d'entrée, mais son rapport cyclique sera déterminé par la durée de temporisation du second temporisateur.

Le rapport cyclique sera ajusté avec  $R_2$  entre 1 % et 99 %. La fréquence et le rapport cyclique sont donnés par les formules :

$$f = \frac{1,44}{(R_A + 2 R_B) C_1}$$

$$D = \frac{1,6 R_2 C_2}{(R_A + 2 R_B) C_1}$$

Ce montage ressemble à celui de la figure 13, en ce qui concerne les points 6, 14, 8, 11, 9, 13, 7. Les capacités aux points 1 et 10 sont de 10 nF et la résistance de 20 kΩ.

La différence entre les deux montages est aux points 2, 5 et 3. On doit réunir les points 2 et 3 à  $C_1$  et  $R_B$ , celle-ci est montée entre les points 3 et 5 et ce dernier est réuni par  $R_A$  au + alimentation, point 14.

### OSCILLATEUR AVEC SORTIES SYNCHRONISÉES

En adoptant le montage de la figure 15, également, on pourra l'utiliser comme oscillateur à sorties de signaux de synchronisation de fréquences multiples.

Le temporisateur 1 engendre à sa sortie, point 1, un signal à la fréquence  $f_1$ , obtenu grâce aux valeurs convenables de  $R_A$ ,  $R_B$  et  $C_1$  calculables comme indiqué plus haut.

Le temporisateur 2 est utilisé comme diviseur de fréquence et donne la temporisation de durée  $T_2$  qui doit être plus longue que la période  $T_1$  du temporisateur 1, voir à ce sujet les montages des diviseurs de fréquence.

On obtient à la sortie de la section 2, au point 13, un signal à la fréquence :

$$f_2 = f_1 / N$$

où  $N$  est le rapport diviseur obtenu grâce aux valeurs du réseau RC constitué par  $R_2$  variable et  $C_2$  fixe, comme dans le montage de la figure 13.

### MODULATION A IMPULSIONS DE DURÉE VARIABLE

Ce montage se réalise selon le schéma de la figure 16. Le fonctionnement de ce circuit est en monostable et il est déclenché par

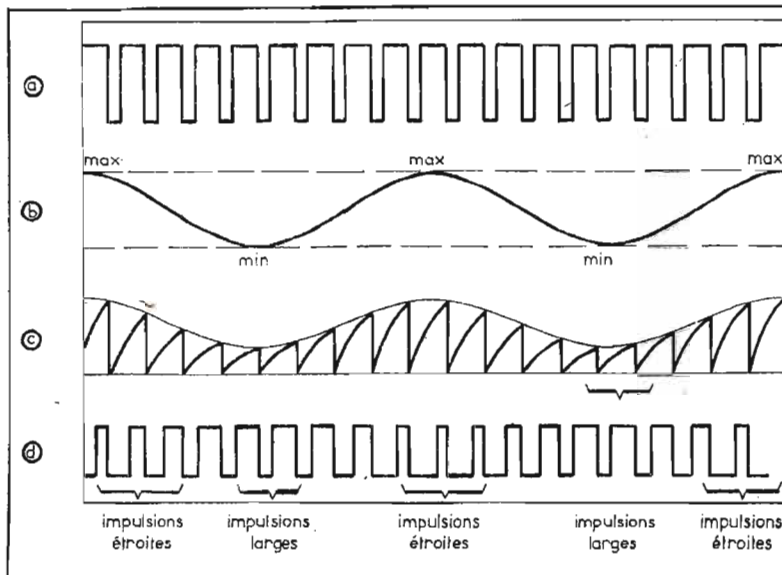


Fig. 17.

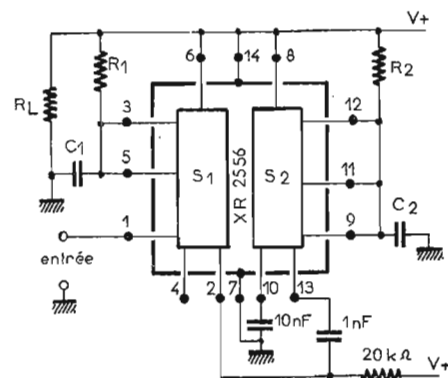


Fig. 18

un signal à impulsions successives. Les impulsions engendrées à la sortie sont à la même cadence que celles d'entrée sauf que leur largeur (durée) est déterminée par les valeurs des composants  $R_1$  et  $C_1$ .

Dans ce mode de fonctionnement, le cycle de temporisation, c'est-à-dire les largeurs des impulsions peuvent être modulées en appliquant à l'entrée « modula-

tion » (point 4) un signal de modulation. Le point homologue du 4 dans l'autre section est le point 10.

A la figure 17, on montre les formes des signaux de ce montage très intéressant et très simple.

En (a) la forme du signal régulier d'entrée, à impulsions, appliquée au point 2 de la section 1 utilisée.

En (b) la tension de modulation.

En (c) la tension aux bornes de

la capacité, au point 3, donc entre ce point et la masse.

En (d) les impulsions de sortie à point 1 à largeur variable. On voit que lorsque le signal de modulation est aux maxima positifs, les impulsions de sortie positives, ont des largeurs plus grandes que lorsque la tension de modulation est aux minima. Les durées varient progressivement.

A la figure 18, on montre un

montage à XR 2556 utilisant les deux sections, ce qui permet de passer d'un générateur extérieur d'impulsion, comme dans le cas de la figure 16. Dans ce cas, le temporisateur 2 est utilisé comme générateur « horloge » et le temporisateur 1 comme modulateur de la largeur des impulsions de sortie.

Référence : Document EXA... Ce matériel est disponible chez TEKELEC à SÈVRES.

F.

**►►►** **PRIX QUANTITATIFS**  
Expédition Paris-Provence  
CATALOGUE SUR DEMANDE

**CONTROLEC**  
7 bis, rue Robert-Schuman  
94-ABLON (près Orly) 922.20.78

- RAYONNAGES
- MEUBLES METALLIQUES POUR OUTILLAGE
- ETABLIS

2 à 24 BACS "TYPE 4" 154 x 139 x 84 mm (Utiles)	4 à 60 TIROIRS "TYPE 2" 156 x 139 x 38 mm (Utiles)	8 à 120 TIROIRS "TYPE 1" 157 x 69 x 38 mm (Utiles)
--	---	---

pour vos objets et petites pièces

**CONTROLEC**

L'ORDRE... transparent!

27 CLASSES RATIONNELLES INTERCOMBINABLES

**R.A.M.**

131, BD DIDEROT - PARIS-12° - Métro NATION  
TÉL. : 307-62-45

**SERA FERMÉ EN AOUT**

HATEZ-VOUS POUR COMMANDER !

RADIO

**Robur** VOUS SOUHAITE D

**BONNES VACANCES**

ET VOUS INFORME QU'IL SERA FERMÉ  
DU 4 AOÛT AU 3 SEPTEMBRE

RADIO

**Robur**  
HAUTE FIDELITE

102, bd Beaumarchais, PARIS-



# RADIOCOMMANDE



des modèles réduits

La rubrique  
des F1000

## DETECTEUR DE TENSION pour planeurs

### INTRODUCTION

L'UNITÉ de mise au ralenti moteur en cas de décharge des batteries n'est pas utilisable dès qu'on veut l'appliquer à un planeur. Pourtant, les importantes durées de vol de ceux-ci les exposent davantage à une panne d'alimentation que les motomodèles.

Nous nous sommes penchés sur la question et vous proposons un montage agissant par « détrimage » (déplacement du neutre) d'une commande quand la tension d'alimentation chute au-dessous d'une valeur préchoisie.

### PRINCIPE

Il s'agit de rallonger d'une valeur constante les créneaux de la commande qu'on veut détrimer. On aura encore le monostable 74121 fabriquant la rallonge, des portes d'addition du créneau de commande et du créneau local, un système détecteur de tension.

### SCHEMA

Le détecteur de tension qu'on trouve ici est différent de celui adopté pour l'unité de mise au ralenti. Si l'on se souvient que la dé-

charge d'une batterie est irrégulière, sa tension non absolument constante et que si l'on examine les figures 1 et 2 on comprend pourquoi le détecteur a été modifié.

Appelons 1 et 2 les états : fonctionnement normal et fonctionnement avec détrimage. Les barres de passage d'un état à l'autre montrent que dans le cas de la figure 1 ce passage peut se faire plusieurs fois au voisinage de la tension critique, ce qui est impossible dans le cas de la figure 2.

L'écart entre ces deux barres doit être judicieusement choisi. Trop étroit, on a des basculements multiples d'où instabilité

de la gouverne. Trop large on manque de précision dans la détection de fin de décharge.

L'instabilité qui n'avait pas d'importance quand il s'agissait de mettre un moteur au ralenti est ici bien évidemment inacceptable.

Disons tout de suite que cet écart dépend dans une très large mesure du 2N 2926 vert dont le gain peut varier d'un modèle à l'autre. Les amateurs de perfection choisiront dans leur lot le 2926 qui leur donne les meilleurs résultats.

Ce transistor est bien sûr suivi d'un trigger utilisant 2 parties NOR puisque c'est de celui dont



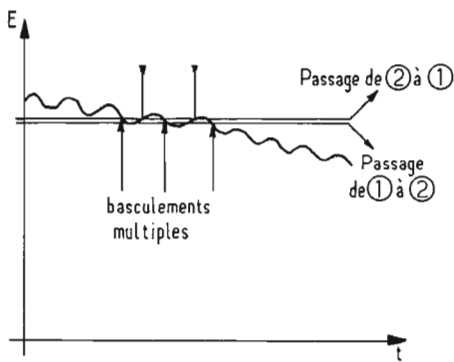


Fig. 1.

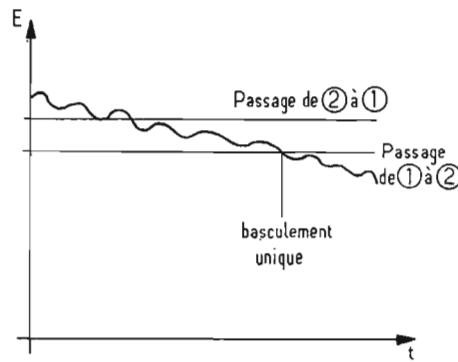


Fig. 2.

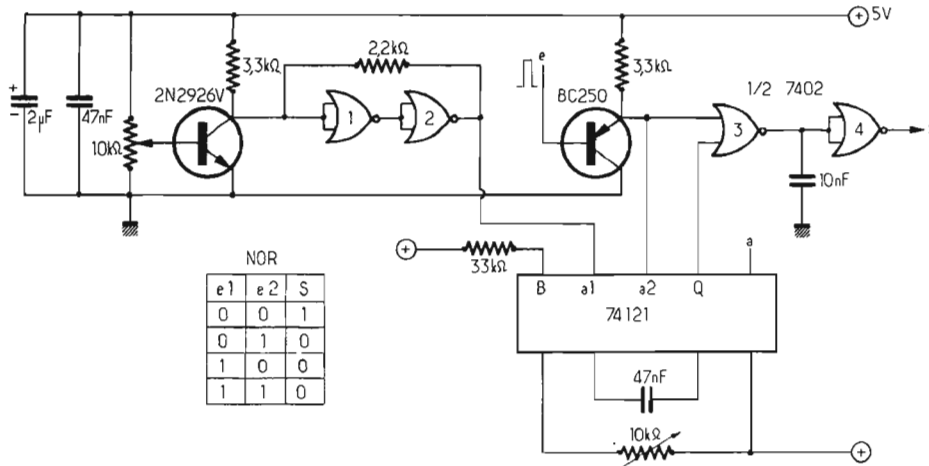


Fig. 3.

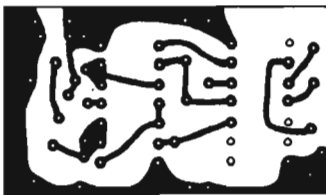


Fig. 4.

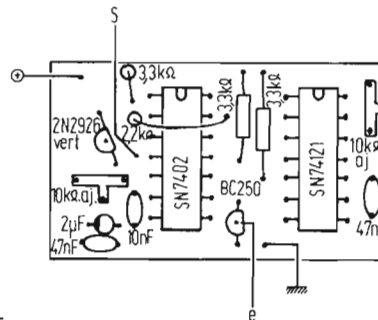


Fig. 5.

on a besoin par la suite. Il commande le fonctionnement ou le non fonctionnement du monostable.

Le signal d'entrée est envoyé sur un BC 250 qui sert d'abaisseur d'impédance d'une part, mais surtout, il empêche le NOR (3) de fournir à  $a_2$  une fraction de tension positive qui bloquerait en permanence le monostable si le niveau du 0 du signal d'entrée n'était pas exactement 0. Le problème ne s'était pas posé pour nous dans l'unité de mise au ra-

lenti moteur mais on peut y adjoindre un tel transistor en cas d'ennuis. De plus, en choisissant un NPN et en polarisant éventuellement la base le dispositif doit pouvoir s'appliquer aux créneaux d'entrée négatifs en récupérant le signal à la sortie du NOR (3).

Le NOR (3) reçoit donc e et Q. Q est un créneau positif dont le début coïncide avec la fin de e puisque c'est un flanc descendant qui déclenche le monostable.

La table de vérité du NOR

montre qu'à la sortie du NOR (3) on a e + Q et S : e + Q.

Entre NOR (3) et NOR (4) un condensateur de 10 nF élimine l'accord de quelques nanosecondes entre les deux signaux e et a. Sa valeur est peu critique et on peut parfois s'en passer.

### RÉALISATION MISE AU POINT

Sur CI de 42 x 24 mm on peut placer facilement tous les compo-

sants. Finir par la 2,2 k $\Omega$  qui passe sur le 7402. Retourner la base du BC 250, on la laisse en l'air et on y soude le fil d'entrée du signal. Tous les condensateurs excepté le 2 $\mu$ F tantale sont des GFO 12 V. Les résistances des 1/4 W.

La mise au point est du même genre que celle de l'unité de mise au ralenti moteur, elle consiste à régler le détrimage par l'aj. de 10 k $\Omega$  du monostable et le point de basculement du système par le potentiomètre ajustable de 10 k $\Omega$ . A son propos ne rapprochez pas trop au cours du réglage le curseur du +. Il s'en suivrait un échauffement puis la destruction du 2N2926. La position du curseur se situe au 2/3 du + environ (1/3 du moins).

La maquette fonctionne très bien avec le TF3 et le TF6. En cas de difficulté, relever les oscillogrammes, les tensions, essayer de modifier le 3,3 k $\Omega$  d'émetteur de BC 250 mais il ne doit y avoir aucun problème.

S. LICHTENBERGER

## POUR LES MODÉLISTES PERCEUSE MINIATURE DE PRÉCISION



indispensable pour tous travaux délicats sur BOIS, MÉTAUX, PLASTIQUES

Fonctionne avec 2 piles de 4,5 V ou transformateur 9/12 V. Livrée en coffret avec jeu de 11 outils permettant d'effectuer tous les travaux usuels de précision : percer, poncer, fraiser, affûter, polir, scier, etc. et 1 coupleur pour 2 piles

de 4,5 V (franco 85,00) ..... **82,00**

Autre modèle, plus puissant avec 1 jeu de 30 outils.

Prix (franco 128,00) ..... **125,00**

Facultatif pour ces deux modèles :  
Support permettant l'utilisation en perceuse sensitive (position verticale) et touret miniature (position horizontale) ..... **35,00**  
Flexible avec mandrin ..... **31,00**

Notice contre enveloppe timbrée

EXCEPTIONNEL : Moteur FUJI, 0,8 cc. (Valeur 65 F) pour ..... **34,90 F**

LES CAHIERS de RADIO-MODÉLISME  
Construction par l'image de A à Z (36 pages) :

D'un avion radiocommandé ..... **10 F**

D'un bateau radiocommandé ..... **10 F**

INITIATION A LA RADIO-COMMANDE ..... **10 F**

L'électricité au service du modélisme (à nouveau dispon.) Tome 1 (fco 17) .. **14 F**

Unique en France et à des prix compétitifs : toutes pièces détachées MECCANO et MECCANO-ELEC en stock. (Liste aux prix contre enveloppe timbrée.)

TOUT POUR LE MODÈLE RÉDUIT (Train - Avion - Bateau - Auto - R/C)

Toutes les fournitures : bois, tubes colles, enduits, peintures, vis, écrous, rondelles, etc.

CATALOGUE GÉNÉRAL franco contre 5 F en timbres

RENDEZ-NOUS VISITE  
CONSULTEZ-NOUS  
Le meilleur accueil vous sera réservé !

**CENTRAL-TRAIN**

81, rue Réaumur - 75002 PARIS  
C.C.P. LA SOURCE 31.656.95

En plein centre de Paris, face à «France-Soir»  
M<sup>e</sup> Sentier et Réaumur-Sébastopol  
Tél. : 236-70-37 et 231-31-03

Ouvert du lundi au samedi de 9 à 19 h.

# L'AMPLIFICATEUR PACHÉ - MARCONI

## PA 428

### CARACTÉRISTIQUES

Puissance de sortie :  $2 \times 80$  W eff. sur  $8 \Omega$  à 1 kHz.

Distorsion harmonique :  $\leq 0,1\%$  à  $2 \times 80$  W eff. sur  $8 \Omega$  à 1 000 Hz,  $\leq 0,2\%$  pour  $2 \times 80$  W eff. sur  $8 \Omega$  entre 20 Hz et 20 kHz.

Rapport signal/bruit :  $\leq 60$  dB non pondéré sur P.U. magnétique.

Séparation des canaux :  $\leq 50$  dB à 1 kHz sur P.U. magnétique.

Correcteurs de tonalité : séparés pour chaque canal, variation par plots de 3 dB, plage contrôlée  $\pm 15$  dB à 80 Hz et à 10 kHz.

Correction physiologique commutable : + 6 dB à 100 Hz et 10 kHz.

Filtres : à double point d'inflexion, passe-haut - 3 dB à 15 Hz et 70 Hz; passe-bas - 3 dB à 8 kHz et 10 kHz.

Entrées : P.U. magnétique, 2 mV/47 k $\Omega$ ; P.U. céramique, 200 mV/1 M $\Omega$ ; magnétophone, 250 mV/150 k $\Omega$  (DIN et CINCH); AUX. 1 : 10 mV/40 k $\Omega$  ajustable; AUX. 2 : 100 mV/100 k $\Omega$  ajustable; Tuner, 200 mV/470 k $\Omega$ ; Microphone, 1 mV/1 k $\Omega$ .

Sorties : 2 paires d'enceintes  $8 \Omega$  à fonctionnement alterné; casques 400-600  $\Omega$  sur prise DIN et jack standard, magnétophone, 3 mV/3 k $\Omega$ , DIN, 100 mV/100 k $\Omega$  CINCH.

Protection : électronique par l'alimentation, disjonctant en cas d'incident ou de surcharge.

Alimentation : 115 - 230 V, 50 Hz, avec consommation maximale de 250 VA pour  $2 \times 80$  W. Prises réseau arrière, commutée, délivrant 50 VA, directe, 100 VA.

Encombrement : 460  $\times$  160  $\times$  395 mm, pour un poids de 18,5 kg.

### PRÉSENTATION

Une recherche sérieuse a permis de déterminer une ligne s'apparentant à certaines productions japonaises du haut de gamme. L'aspect est d'une esthétique très agréable, la face avant est particulièrement soignée et équilibrée, avec son fini aluminium satiné.

Les flancs du coffret sont habillés en bois, le radiateur est disposé horizontalement sur le dessus de l'appareil, le profilé employé est monté sur charnières, ce qui permet un accès facile aux circuits. La façade comporte à gauche, les commutateurs de mode et de sélection des entrées; la partie centrale reçoit deux vu-mètres à grande lisibilité, et dont la graduation en dB est simplement indicative. Sous les vu-mètres, quatre petits boutons mettent en action, par bonds de 3 dB, les correcteurs de tonalité graves et aiguës sur chaque canal, et quatre interrupteurs à levier, symétriquement installés sous les commutateurs correcteurs, contrôlent le monitoring, les points d'inflexion des filtres passe-haut et passe-bas, avec une position hors circuit médiane, et la mise en service des correcteurs de tonalité ou de la correction physiologique. Fonctions non commutées, les leviers sont horizontaux, ce qui permet, d'un simple coup d'œil à distance, de voir si la reproduction est linéaire. La disposition adoptée pour l'inverseur correcteur physiologique, correcteurs de tonalité en service avec hors-circuit central est judicieuse, on ne peut dans ce cas,

mettre ces deux circuits simultanément en service, et troubler involontairement l'audition.

À droite, deux rangées de boutons contrôlent la balance, le volume, la mise en route et la sélection des enceintes. Ce dernier commutateur signale par voyant lumineux, le raccordement exploité; HP 1, HP 2, ou casque, et un voyant rouge s'allume en cas de surcharge de l'amplificateur.

Le bandeau inférieur comporte des glissières à ses extrémités, qui dévoilent à gauche, une prise micro, à droite, une prise casque.

À l'arrière, toutes les entrées sont munies de prises DIN doublées par des prises CINCH, ce qui permet l'exploitation couplée à des matériels de toute provenance. Seule exception, la prise microphone est au standard DIN. Les prises casque permettent également le raccordement sur jack standard, à l'arrière, ou DIN sur la face avant.

Le raccordement aux enceintes est facilité par bornes à ressort, dans lesquelles on peut insérer instantanément des câbles de section importante.

Deux potentiomètres ajustables permettent l'équilibre du niveau d'entrée sur les prises AUX. 1 et 2. Toutes les entrées ne sont pas munies de ce réglage, car actuellement, de nombreux appareils que l'on raccorde à un amplificateur sont munis de dispositifs d'ajustage de leur niveau de sortie.

Les possibilités de raccordement sont très étendues (Fig. 1). Le constructeur a installé une prise télé, qui peut être remplacée par un magnétophone à cassette ou à cartouche, et en outre, on

LA présentation par le groupe Thomson, d'un amplificateur stéréo de grande classe au festival du Son 1974 a constitué une surprise pour la clientèle Hi-Fi.

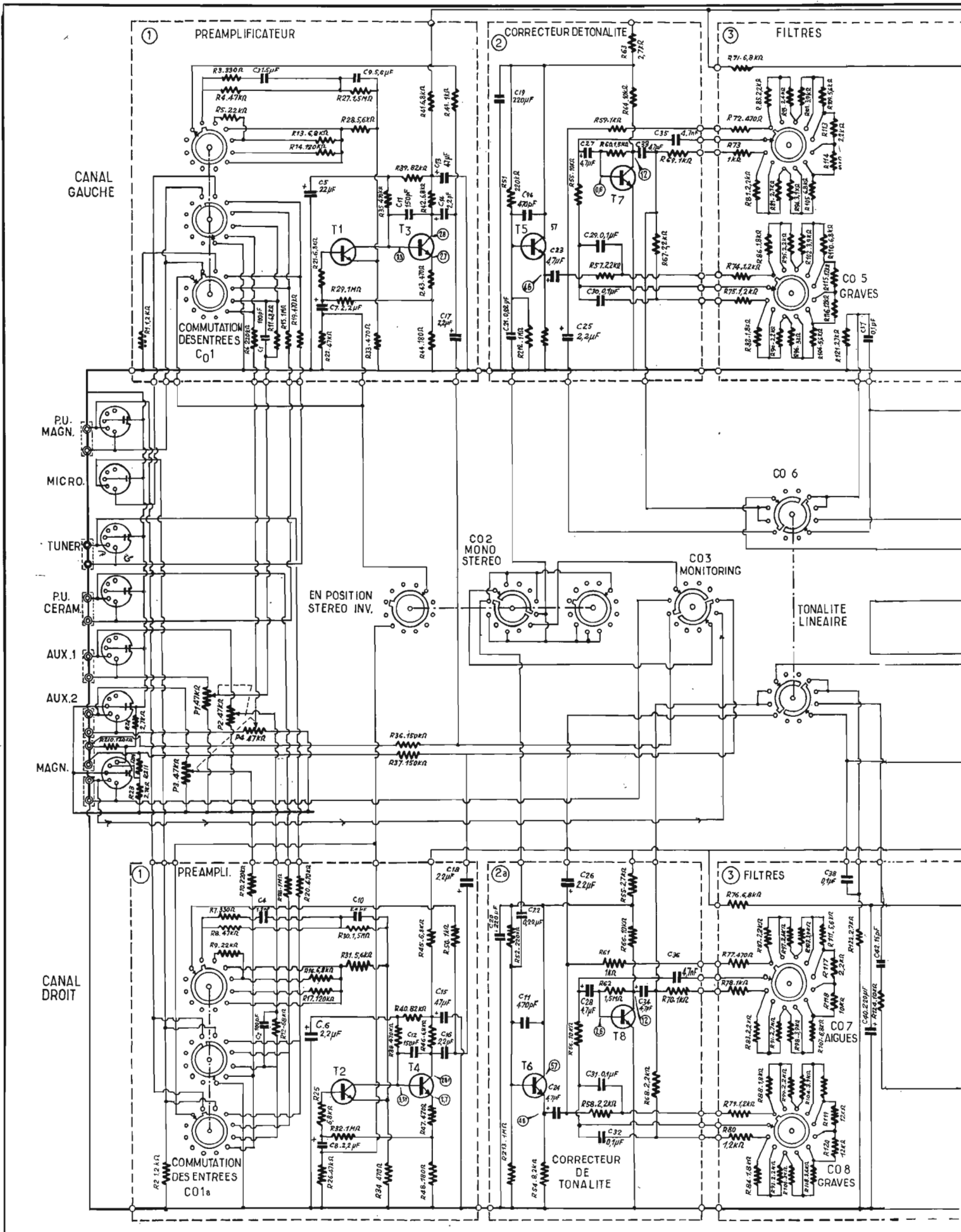
Traditionnellement, les gammes exploitées par cette firme étaient orientées vers les électrophones et les appareils de petite ou moyenne puissance depuis 1971.

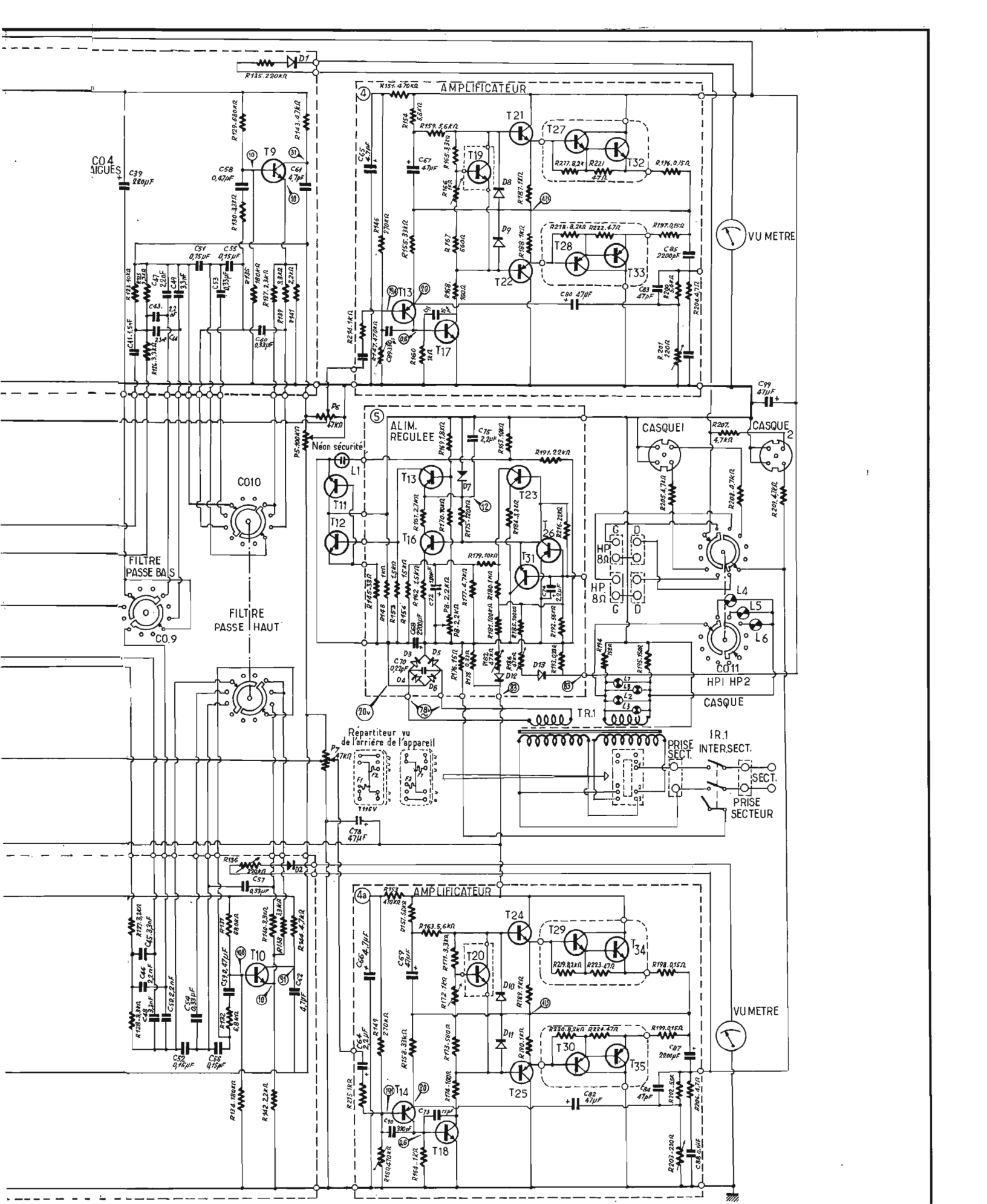
La venue de cet amplificateur affirme la volonté de ce constructeur décidé à s'attaquer au marché de la Hi-Fi, avec des moyens

importants et la technicité que lui confère sa position de leader en matière électronique professionnelle en France.

L'amplificateur PA 428 est une réalisation d'un niveau semi-professionnel, et sa présentation est particulièrement soignée.

Pour exploiter celui-ci, des enceintes de grande qualité sont produites par ce constructeur, permettant de tirer le parti maximum des performances de l'amplificateur.







peut utiliser un microphone et un casque supplémentaire.

Comme nous l'avons noté ci-dessus, la réalisation est semi-professionnelle. Les composants ont été tous sélectionnés pour permettre une exploitation sûre, sans défaillance dans le temps. Toutes les résistances sont à tolérance 5 %, les accessoires comme les inverseurs et commutateurs sont garantis par leurs fabricants pour plusieurs dizaines de milliers de manœuvres. L'étude du PA 428 a été optimisée en vue d'offrir des caractéristiques au minimum égales à celles annoncées, ce qui permet de rencontrer différents appareils de performances supérieures à ce qui est annoncé par le constructeur.

Les circuits sont répartis en sous-ensembles, par fonction sur des circuits imprimés séparés, liés entre eux à l'aide d'un toron de câbles.

La répartition des divers circuits emploie 4 types de cartes, préamplis correcteurs, correcteurs de tonalité, amplificateurs de puissance, et alimentation régulée.

## EXAMEN DES CIRCUITS

Il n'est pas fait appel ici à des circuits sophistiqués, ou spécialement conçus pour obtenir les performances rencontrées ici. Les circuits utilisés sont excessivement classiques, mais leur étude a été très sérieusement réalisée, ce qui prouve que les montages les plus simples sont capables de concurrencer les plus évolués, si leur étude comporte un pourcentage important de matière grise.

Les signaux sont tous ramenés à un niveau compatible avec la sensibilité d'entrée du préamplificateur correcteur RIAA, où ils sont amplifiés après commutation et sélection de la source choisie.

Les potentiomètres d'ajustage du niveau des voies AUX. 1 et 2 sont disposés directement sur ces entrées (PA - P4).

Le préamplificateur est classique, deux transistors  $T_1$ - $T_3$  canal du haut, sont employés en liaison continue avec réseau de correction commuté selon la source injectée sur l'entrée. Ces transistors sont du type MPSA 18, à faible bruit, ils autorisent l'obtention d'un bon rapport

signal/bruit, et une surcharge d'entrée importante, associée à un très faible taux de distorsion harmonique.

Les différentes commutations de mode, la sortie enregistreur, et le monitoring sont situés en sortie de ce circuit préamplificateur correcteur.

Les signaux attaquent ensuite les correcteurs de tonalité, disposés entre les étages  $T_5$  -  $T_6$ , ce dernier est disposé en émetteur follower, isolant les circuits en aval des correcteurs. Les filtres passe-haut et passe-bas, sont associés au transistor  $T_9$ , monté également en émetteur follower.

Les signaux sont ensuite contrôlés par les circuits de volume et de balance, puis injectés dans le bloc de puissance.

Celui-ci est du type complémentaire pur, à Darlington de sortie, d'un schéma rencontré maintes fois dans nos colonnes sur des appareils de bas de gamme, et comportant un condensateur de liaison vers les enceintes. Le circuit fait appel à un étage d'entrée,  $T_{13}$ , recevant sur son émetteur le signal de contre-réaction globale, issu du réseau  $R_{200}$  -  $C_{83}$  -  $C_{80}$ . Le prédriver comporte le bootstrap  $C_{73}$ , et  $T_{20}$  symétrise la polarisation des deux circuits.

La liaison est assurée à travers le condensateur  $C_{85}$  de 2 200  $\mu F$  vers les enceintes, et il s'avère que sa présence ne trouble en rien la réponse aux fréquences les plus basses, ce qui est dû à la contre-réaction très soigneusement définie. Les vu-mètres sont disposés en sortie, le signal BF est appliqué à celui-ci à travers  $R_{135}$  et  $D_1$ .

La protection est assurée par l'alimentation stabilisée, qui comporte une disjonction en cas de dépassement d'un débit pré-régulé, correspondant à la puissance maximale en sortie.

L'alimentation stabilisée comporte le ballast  $T_{11}$ , avec  $T_{12}$  le contrôlant, montage en Darlington. La boucle de régulation comporte le transistor  $T_{15}$ , dont l'émetteur est verrouillé par diode Zener, et l'étage de déclenchement de la protection  $T_{16}$ , recevant son information à travers  $T_{23}$  -  $T_{26}$  -  $T_{31}$ , eux-mêmes sollicités par une information parvenant sur la base de  $T_{26}$ , à travers les réseaux  $R_{181}$  -  $R_{182}$  -  $D_{12}$ , pour la voie de droite et  $R_{185}$  -  $R_{186}$  -  $D_{13}$ , pour la voie gauche.

Toute variation de débit supérieur à celui nécessaire au fon-

ctionnement à la puissance maximale entraîne une baisse de la tension, immédiatement transmise sur la base de  $T_{26}$ , entraînant via la chaîne de protection et la boucle de correction, le blocage de  $T_{11}$ . A ce moment, le néon  $L_1$  se trouve avec une tension à ses bornes provoquant son ionisation, ce qui signale que la protection a fonctionné.

Pour réarmer le système, il faut ouvrir l'interrupteur réseau, puis le refermer, ce qui ouvre le contact de remise en route de l'alimentation, disposée en série avec  $R_{176}$ . Toute surcharge provoque donc la coupure de la tension d'alimentation, ce qui assure la protection de l'amplificateur.

## MESURES

Nous avons pu mettre en évidence les grandes performances du PA 428, pratiquement toutes supérieures à celles communiquées par le constructeur. La puissance maximale délivrée est de 2  $\times$  84 W eff. / 8  $\Omega$  à 1 kHz, les deux voies chargées simultanément. Pour une faible augmentation de l'excitation sur l'entrée, l'alimentation disjoncte, ce qui évite toute surcharge, même avant qu'une déformation du signal n'intervienne.

Pour rester dans les valeurs annoncées par le constructeur, nous avons procédé aux relevés des mesures, appareil délivrant exactement 2  $\times$  80 W efficaces sur 8  $\Omega$ .

Dans ces conditions, le taux de distorsion harmonique mesuré pour toutes les fréquences entre 20 Hz et 20 kHz, est inférieur à 0,2 %, valeur maximale 0,17 %.

La linéarité en fréquence pour cette puissance est excellente, 0 dB entre 20 Hz et 20 kHz, - 1 dB entre 10 Hz et 40 kHz.

La distorsion par intermodulation a été déterminée pour les fréquences 50/6 000 Hz en rapport 4/1. A 2  $\times$  80 W eff., celle-ci est de 0,3 %. Cette mesure n'est pas aisément reproductible si elle se situe à la puissance maximale, car la variation de cette distorsion, dans la région de la puissance maximale croît brutalement, et les différents équipements de mesure ont une classe de précision de quelques %, ce qui amène un écart de la puissance lue, correspondant à une notable différence du taux d'intermodulation.

Les séries de mesures ont été répétées sur chaque canal, les écarts relevés sont insignifiants, que ce soit en linéarité ou distorsion I.M. ou harmonique. Le déséquilibre en puissance est de 0,8 W, valeur non significative si elle est traduite en dB.

La correction RIAA est très bonne, l'écart est inférieur à 0,2 dB sur toutes les fréquences, sauf aux très basses fréquences où il atteint 1 dB à 40 Hz.

Les plots des correcteurs de tonalité entraînent tous des variations de 3 dB par bond, l'erreur est inférieure à 0,15 dB pour l'écart maximal. La correction atteint  $\pm$  18,5 dB à 40 Hz,  $\pm$  17 dB à 15 kHz, mais à correction réduite, la plage 400 - 1 000 Hz est altérée.

Les filtres ont une action conforme à ce qui est annoncé, l'utilité de celui coupant à - 3 dB à 15 Hz est peut-être superflue.

La correction physiologique creuse bien le médium au niveau - 30 dB.

Le rapport signal/bruit sur entrée pick-up magnétique est bon, 65 dB non pondéré et le temps de montée d'un signal carré à 1 000 Hz est de peu inférieur à 4  $\mu s$ .

Toutes les sensibilités des entrées sont conformes aux chiffres publiés.

## CONCLUSION

Nous sommes en présence d'un appareil de grande classe, dont la réalisation est excellente en tous points. Aucun reproche à adresser sur aucun détail.

A l'écoute, nous l'avons utilisé conjointement aux enceintes EA 428, conçues pour l'appareil. Incontestablement, l'ensemble est capable de satisfaire les mélomanes exigeants.

Il est heureux de rencontrer ici, un appareil français rivalisant sans peine les meilleures productions internationales de haut de gamme Hi-Fi.

J. B.

# Systemes à contrôle de phase (1)

La simple rotation d'un cadre permet de retrouver assez facilement la direction d'un émetteur, dès lors qu'on associe au récepteur, un contrôle de niveau de champ. Un mesureur de champ peut convenir très correctement s'il est prévu pour la fréquence à capter et si le collecteur d'ondes est directif.

Un relevé de situation d'un mobile se pratique par « visée électromagnétique » vis-à-vis d'une station connue; mais, hélas, bien qu'on prévoit toutes sortes d'astuces — dont le lever de doute, par adjonction d'une antenne — il se produit toujours une imprécision de quelques degrés, erreur qui s'accroît la nuit venue.

Les systèmes que nous allons exposer sont plus complexes, car on part du principe, qu'une rotation de cadre entraîne des erreurs vis-à-vis de la topographie locale et sa situation, vis-à-vis du système de lever de doute.

Par ailleurs, les dimensions du cadre n'étant pas négligeables vis-à-vis de la longueur d'ondes, le fait que les brins latéraux du cadre possèdent un effet d'antenne non négligeable et que, ces réflexions des couches ionisées entraînent une onde parasite de nuit, qui fausse le relevé, on imagine des Radiogoniomètres qui sont construits à seules fins de réduire ces défauts.

## RADIOGONIOMÉTRIE BELLENI-TOSI

Le radiogoniomètre BELLENI-TOSI repose sur le même principe qu'un cadre orientable; toutefois le système se trouve fixé dans l'espace. Il se compose de deux cadres en croix, en relation avec un dispositif rotatif appelé « chercheur inductif » qui rétablit la direction de l'émetteur : figure 1.

Les deux cadres, blindés obligatoirement pour éviter les diaphonies, sont disposés verticalement sur un même axe, d'une façon orthogonale et orientés dans les plans Nord-Sud et Est-Ouest.

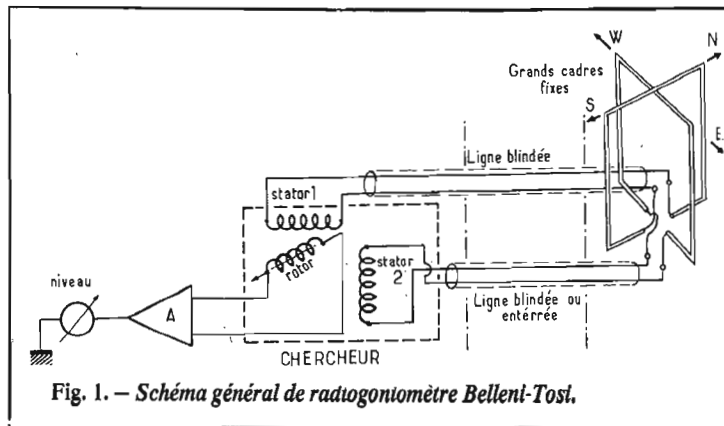


Fig. 1. — Schéma général de radiogoniomètre Belleni-Tosi.

Les sorties à basse impédance de ces cadres sont connectées sur deux stators fixes, eux-mêmes orthogonaux et disposés dans les plans Nord-Sud et Est-Ouest (voir Fig. 2). Au centre des deux stators, est disposé un enroulement mobile, le rotor, fortement couplé aux bobinages des stators. Ce rotor recueille les composantes magnétiques induites par les stators. Or, comme ces derniers reproduisent les tensions recueillies par les cadres, sous forme de champs orientés, ces derniers

auront la même orientation que ceux des composantes projetées sur les axes géographiques du vecteur de propagation (voir Fig. 3).

Le rotor capte l'énergie en fonction de celle recueillie par chaque cadre; cette énergie sera maximum lorsque le cadre mobile épousera un angle identique à l'azimuth de la direction de l'émetteur avec le plan Nord-Sud.

Du point de vue mathématique, chaque cadre recueille une tension de valeur.

$$\text{Cadre 1 : } e_1 = h_1 E \sin \alpha \text{ (O-E)}$$

$$\text{Cadre 2 : } e_2 = h_2 E \cos \alpha \text{ (N-S)}$$

Formules dans lesquelles h est la hauteur effective de chaque

$$\text{soit } |e_s|^2 =$$

$$k^2 (h_1^2 E^2 \sin^2 \alpha + h_2^2 E^2 \cos^2 \alpha)$$

En prenant la valeur moyenne des hauteurs effectives et en mettant en facteur, il vient :

$$e_s^2 = k^2 h_{\text{eff.}}^2 E^2 (\sin^2 \alpha + \cos^2 \alpha)$$

$$\text{or, comme } \sin^2 \alpha + \cos^2 \alpha = 1$$

$$\text{Il reste : } e_s = k h_{\text{eff.}} E$$

En conséquence, si le rotor présente le même angle  $\alpha$  d'azimuth vis-à-vis des stators que l'angle  $\alpha$  d'azimuth réel de l'émetteur, la tension recueillie sera rigoureusement proportionnelle au champ donné par cet émetteur et la direction du rotor indiquera celle de l'onde captée.

En superposant à un système une antenne de lever de doute on est revenu au cas du cadre orientable ordinaire et, suivant la position du rotor, on remarquera un maximum ou un minimum.

Ce système présente un avantage très net quant à la maniabilité, surtout si les cadres sont de grandes dimensions. Toutefois, ce système requiert davantage de précautions contre les diaphonies entre voie, contre les effets d'antenne et contre les jeux dans les pièces et les raccordements mécaniques, en particulier le chercheur inductif doit être réalisé avec le plus grand soin et, par surcroît, convenablement blindé; ce dispositif sera décrit en détail dans le paragraphe suivant.

Mais comme on peut le voir, ce système n'apporte en soi qu'une commodité d'emploi; aucune amélioration, quant au système lui-même, ne peut être signalée. Les sources d'erreurs restent également les mêmes, notamment en ce qui concerne les erreurs dues aux réflexions sur les couches ionisées

(1) Voir le Haut-Parleur de mai, page 172.

$$|e_s|^2 = |k e_1|^2 + |k e_2|^2$$

(effet de « nuit ») et celles dues à l'induction sur les bras latéraux du cadre (effet « antenne »). Ce dernier phénomène apporte une imprécision dans le minimum puisqu'il subsiste une tension induite résiduelle; quant à l'effet de nuit, il déplace ce minimum d'un angle de  $\pm 10^\circ$  — en moyenne — vis-à-vis de la bonne direction, ce qui est évidemment trop.

Pour supprimer ces défauts, deux suppositions viennent à l'esprit :

- Remplacer le cadre par des antennes.
- Réduire la surface offerte aux champs en utilisant un brin vertical.

Nous abordons ainsi les systèmes à contrôle de phase.

### CONSTITUTION DU « CHERCHEUR »

Ce système, destiné à reconstituer la direction de l'émetteur, utilise une sorte de « Selsyn » monophasé : deux cadres sont placés en croix, solidairement sur un axe, de telle sorte qu'ils prennent exactement les directions Nord-Sud et Est-Ouest (Fig. 2). Un tambour intérieur supporte un rotor, sorte de cadre de largeur essentiellement plus réduite, qui prélève les composantes axiales des champs captés par les cadres fixes situés sur une hauteur.

Chacun des cadres engendre un champ d'induction dont l'amplitude reproduit les relations mathématiques de la figure 3. Il se produit une composition vectorielle des flux dont la résultante s'oriente exactement dans la direction de l'émetteur.

On a :

$$B_s = \frac{e_s}{NS \omega}$$

où  $B_s$  a la même direction que  $e_s$  dans les figures 2 et 3.

Il en résulte que le rotor recueillera un maximum de tension lorsque l'orientation prise coïncidera avec le maximum de flux. Il suffit de disposer une aiguille sur le rotor pour qu'elle donne directement la direction de l'émetteur. Pratiquement une telle réalisation doit être rigoureusement blindée si l'on ne veut pas que les cadres du « chercheur » soient sollicités par des inductions parasites. Dans ce même esprit, il s'avère préférable

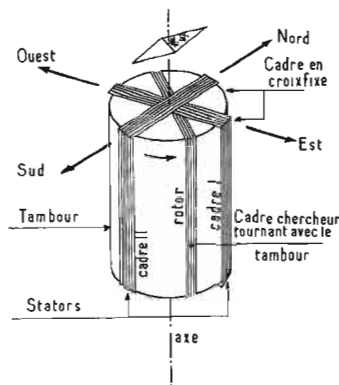


Fig. 2. — Système Belleni-Tosi à enroulements croisés orientés selon les axes géographiques et constituant un chercheur simplifié.

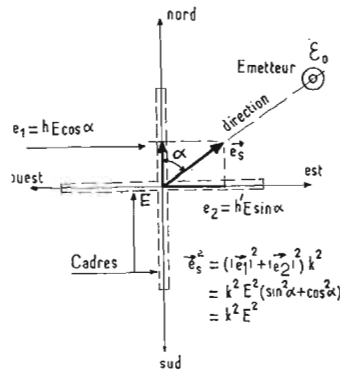


Fig. 3. — Projection du vecteur « champ » sur les directions Nord Sud et Ouest. Est prise par les cadres récepteurs.

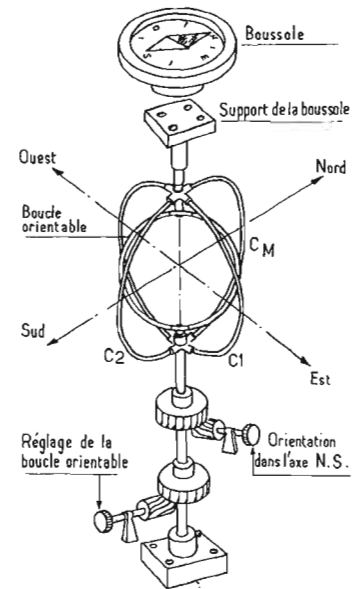


Fig. 4. — « Chercheur » à bandes blindées.

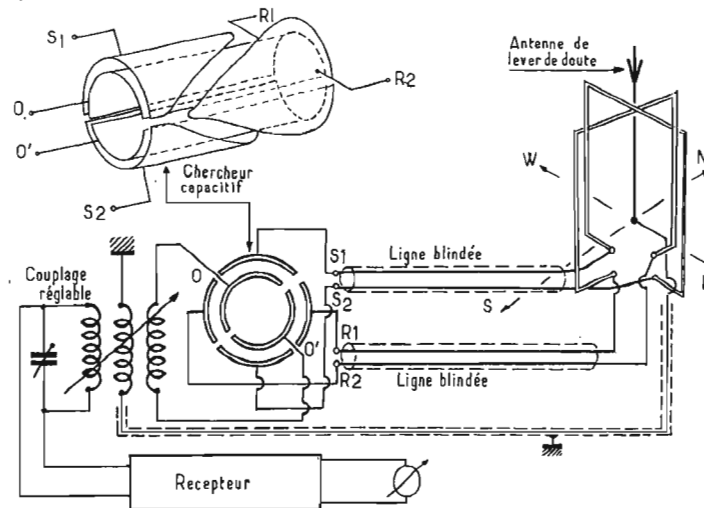
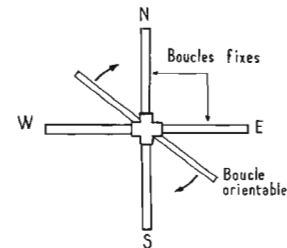


Fig. 5. — Dispositif de Belleni-Tosi muni d'un « chercheur » capacitif.

de réduire la surface latérale des enroulements et l'impédance de travail. Pour ces raisons, on peut utiliser le système de la figure 4, constitué de tubes renfermant un nombre plus réduit de fils. Le système mécanique est, ici, évident, ainsi que l'adjonction de la boussole permettant l'orientation des boucles fixes. Enfin, le tout est encore blindé par un tube de matériau ferreux et un revêtement supplémentaire en cuivre.

On peut aussi imaginer un chercheur capacitif (Fig. 5), composé de deux secteurs tubulaires OO' évoluant à l'intérieur de lames triangulaires incurvées disposées en croix.

Le montage fait état d'un branchement similaire de celui d'un condensateur différentiel; à la différence près, toutefois, que les lames fixes opposées sont alimentées par chacun des cadres : les secteurs centraux s'orientent donc,

aussi, de telle sorte que le receptr accue un maximum (si l'on ne retient pas au contraire la solution de l'extinction, puisqu'on utilise, ici aussi, une antenne de lever de doute). L'orientation prise reconstitue ainsi la direction de l'émetteur, si l'on a pris soin de tourner les lames triangulaires dans les axes géographiques. En fait, on constate que cette orientation est fautive, car on n'arrive jamais à usiner très correctement

le profil des lames, aussi, un étalonnage préalable s'impose.

Les « chercheurs » quels qu'ils soient ont une importance primordiale en radiogoniométrie car ils permettent de fixer les collecteurs d'ondes, solution intéressante dès lors qu'ils présentent des dimensions importantes.

## RADIOGONIOMÉTRIE ADCOCK MOBILE

Les radiogoniomètres à cadre présentent tous le même et grave défaut d'être faux si la propagation n'est plus orthodromique. Il s'en suit des erreurs de site et même d'azimut de  $\pm 10^\circ$  au moins lorsque cette propagation n'est plus parallèle au sol, et, surtout des erreurs notables de nuit car le radiocadre se dirige vers les couches ionosphériques suivant des inclinaisons qui leur sont propres. On conçoit aisément ce qui peut se produire lorsque le collecteur d'ondes reçoit à la fois l'onde directe venant de l'émetteur et l'onde réfléchié par les hautes couches de l'atmosphère : le centre s'oriente alors vers une direction résultant de la combinaison géométrique de ces ondes, tout à fait différente de celle de l'émetteur.

En résumé, les radiogoniomètres à cadre ne seront donc utilisés qu'à courte distance et uniquement de jour.

Ils sont toutefois tout à fait valables dans la gamme d'ondes supérieures à 2 000 m, l'effet de nuit étant ici négligeable. On peut alors utiliser des modèles mobiles à ferrite ou bien des cadres fixes de grandes dimensions.

Dans la gamme d'onde moyenne (entre 100 et 1 000 m) on préfère utiliser le système ADCOCK qui n'est pas très sensible à l'effet de nuit, tout au moins pas au point de vue directivité.

Le radiogoniomètre ADCOCK est constitué de deux antennes de hauteur égales au quart de longueur d'onde et disposées verticalement sur un plan mobile (voir Fig. 6, un exemple de dipôles  $\lambda/2$  séparés par une distance  $L = d + d'$ ).

Chaque antenne présente un diagramme de réception omnidirectionnel et, du fait qu'elles sont absolument identiques, elles captent la même source d'énergie lorsque la source de radiation E.M. (électromagnétique) est à des distances égales des deux aériens. Ainsi, lorsque l'émetteur se trouve dans le plan TOU les deux antennes recueillent la même tension :

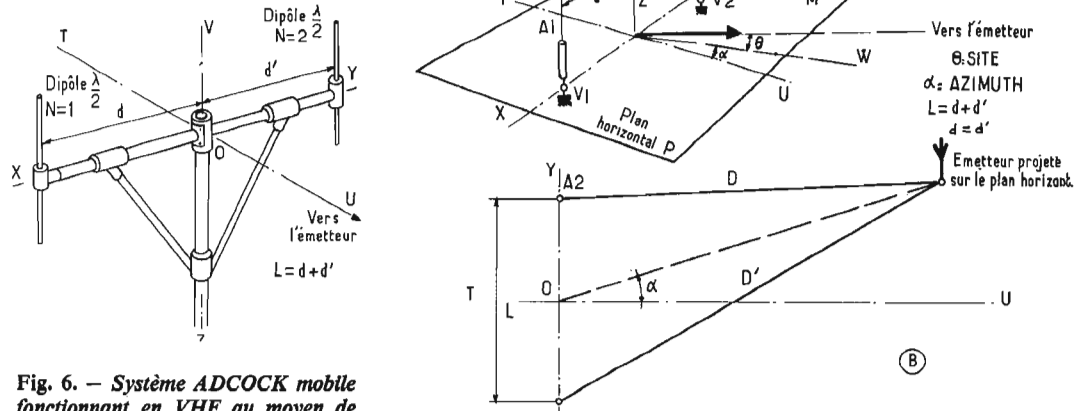


Fig. 6. — Système ADCOCK mobile fonctionnant en VHF au moyen de dipôles.

Fig. 7. — Principe du radiogoniomètre ADCOCK.

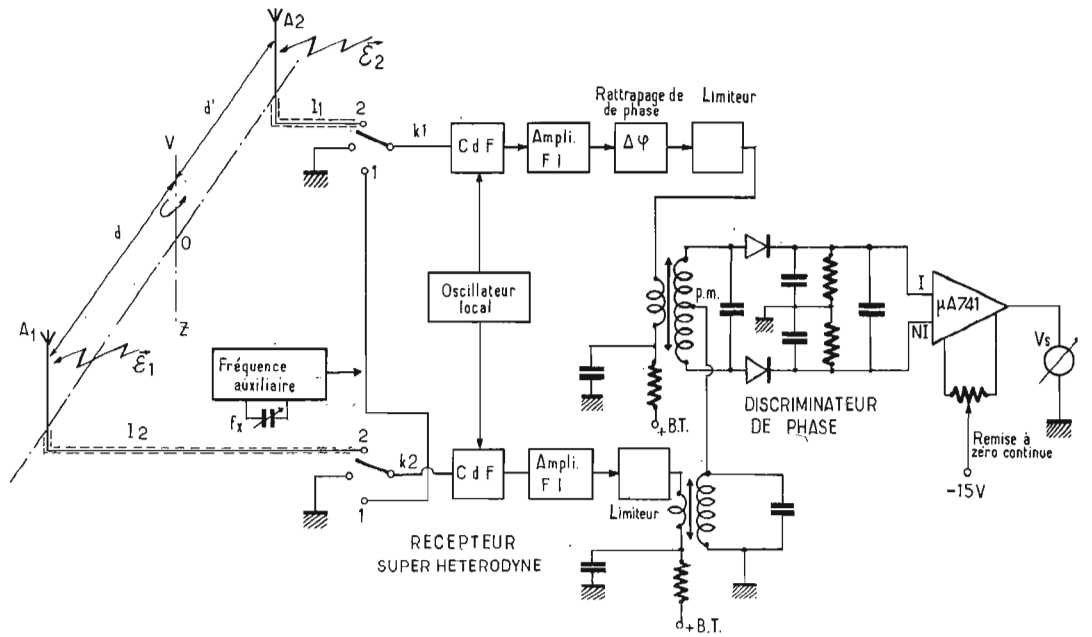


Fig. 8. — Schéma de principe du contrôle de phase dans le système ADCOCK mobile.

$$V_1 = V_2 \text{ (voir Fig. 7A)}$$

Ces tensions seront exploitées dans un phasemètre haute fréquence (voir Fig. 8).

Il est assez logique d'affirmer que les tensions captées seront différentes lorsque le plan P aura tourné autour de son centre O. Si l'on se reporte à la figure 7B, on peut remarquer, en effet, que les distances D et D' des antennes  $A_1$  et  $A_2$  à l'émetteur E ne concordent pas lorsque la direction de cet émetteur vis-à-vis du centre O présente un angle  $\alpha$ . Dans ce cas, la tension reçue par l'antenne sera supérieure à celle de  $A_1$  :

$$V_2 > V_1$$

Une étude approfondie de la propagation des ondes E.M. montrerait (théorie et équations de Maxwell) de la phase du champ, donc de la tension induite dans le collecteur, est fonction de la distance parcourue de la source au récepteur.

En conséquence, la tension  $V_1$  sur l'antenne  $A_1$  est déphasée par rapport à celle de  $V_2$ , sur l'antenne  $A_2$ .

## PHASEMÈTRE HAUTE FRÉQUENCE

Les deux constatations concernant l'amplitude et la phase conduisant à deux dispositifs usuellement employés. Le premier

consiste à amplifier séparément les tensions recueillies par chacune des antennes (voir Fig. 8).

Un discriminateur de phase est placé à la sortie des deux voies et met en évidence sous forme d'une tension mesurable la différence de phase existant entre les deux signaux.

Dans cette version, les tensions  $V_1$  et  $V_2$  étant identiques et en phase lorsque l'émission reçue se place dans le plan TOU, la direction de la source d'onde E.M. sera indiquée par une annulation de la tension de détection.

Le phasemètre n'indique toutefois O que si les voies HF demeurent absolument identiques; or, rien n'est moins sûr : il faut donc symétriser l'installation par un



étalonnage préalable. L'étalonnage se pratique en trois étapes :

1)  $K_1$  et  $K_2$  étant sur O, le zéro « continu » du galvanomètre est effectué avec la compensation d'« off-set » du micro-circuit  $\mu A$  741.

2)  $K_1$  et  $K_2$  étant sur 1, puis que l'attaque est faite simultanément sur un même oscillateur interne, délivrant la même fréquence que celle à recevoir, on rattrape les différences de phases par un circuit correcteur ajouté dans une des 2 voies FI. Le voltmètre de sortie — un appareil à zéro central — doit encore indiquer O si le déphaseur  $\Delta$  est bien réglé.

3) En ayant pris soin de symétriser les câbles  $l_1$  et  $l_2$  et de donner la même hauteur aux dipôles capteurs  $A_1$  et  $A_2$ , les contacteurs  $K_1$  et  $K_2$  seront placés sur 2 pour faire apparaître sur le voltmètre  $V_s$  la phase différentielle des champs reçus.

En orientant le bras XOY autour de son axe VOZ, le phase-mètre verra son indicateur  $V_s$  varier autour de O selon que l'on tournera le pylône OZ (Fig. 6) à gauche ou à droite de la direction de l'émetteur. On a, ainsi, un moyen assez facile de repérer la bonne direction, lorsque l'aiguille du voltmètre  $V_s$  passera sur zéro.

Ce système n'est guère employé aux fréquences faibles, car il est relativement sensible aux erreurs de site, la direction du plan pouvant s'ajuster quelquefois suivant trois dimensions pour avoir l'extinction complète au voltmètre de sortie. Ceci s'opère, d'ailleurs, sans difficulté si le bras est asservi dans les deux plans comme ce peut être le cas aux VHF. Ce montage, au contraire, présente quel-

que intérêt pour le guidage d'un engin mobile vers un point fixe. Le système fut notamment utilisé dans certaines fusées « sol-sol » (engins « A.D.R. ») dont l'auteur fut l'un des artisans il y a une vingtaine d'années.

### SYSTÈME DE ZÉRO A DÉTECTION D'AMPLITUDE

La version de récepteur habituellement choisie est indiquée figure 9. Il s'agit d'une forme de réception d'amplitude détectée autour d'un zéro. Ce système n'est pas sensible à l'inclinaison des rayons incidents, du moment qu'ils se trouvent dans le plan vertical passant par la ligne OZ. Il en découle que l'erreur de site et celle de nuit sont considérablement minimisées.

Le mode de réception est tout à fait différent du montage précédent, puisque le montage ne comporte qu'un récepteur à haute fréquence. De plus, les antennes sont utilisées en opposition, ce qui transforme le système en méthode de zéro. Le sérieux du système A est uniquement fonction du soin avec lequel on a construit le transformateur T. Ce dernier doit comporter un primaire absolument symétrique si l'on veut que la tension secondaire soit nulle lorsqu'on a exactement :  $i_1 = i_2$

Dans ce dernier cas, les flux  $\Phi_1$  et  $\Phi_2$  émis par le primaire sont égaux et opposés. On peut aussi croiser les feeders dans l'axe du bras afin de réaliser dès le départ une opposition des f.e.m. captées (cas B); il conviendra de choisir un emplacement précis du

boîtier de croisement de telle sorte qu'on obtienne une symétrie parfaite des deux dipôles. Le diagramme de rayonnement d'un tel ensemble s'avère très caractéristique (voir Fig. 1) : il affecte la forme de deux demi-sphères accolées englobant chaque antenne et situées dans le prolongement des aériens. Il doit en être signalé les deux faits marquants suivants :

a) La réception est nulle à la normale en OZ du plan P et dans la direction où est sensé se trouver l'émetteur après réglage.

b) Le radiogoniomètre est donc peu sensible aux signaux très inclinés par rapport à l'horizontale, c'est-à-dire venant du ciel.

Cette dernière remarque implique sa non-sensibilité aux signaux réfléchis sur les couches ionisées car très souvent verticaux, ou tout au moins inclinés, phénomène qui vient encore s'ajouter au fait que la réception est totalement symétrique.

Sur le plan mathématique nous nous bornerons à signaler que la théorie servant de base aux calculs est évidemment la théorie de Maxwell et qu'elle conduit à l'expression suivante :

$$\Delta V = h \cdot E \frac{\pi L}{\lambda} \cos^2 \theta \sin \alpha$$

avec

- $\Delta V$  : différence des tensions d'antenne
- $h$  : hauteur effective des antennes
- $L$  : écartement des aériens
- $\theta$  : inclinaison vis-à-vis du plan P.
- $\alpha$  : angle d'azimuth de l'émetteur.

D'après l'observation de cette formule nous pouvons voir, en effet, que la tension est nulle pour  $\theta = 90^\circ$  et  $\alpha = 0$ .

D'autre part, comme conclusion pratique, nous remarquerons que la sensibilité du système sera d'autant meilleure que l'écartement

« L » des aériens sera important et qu'elle décroît d'autant plus vite que l'angle de site croît (le cosinus de l'angle  $\theta$  apparaît au carré dans la formule).

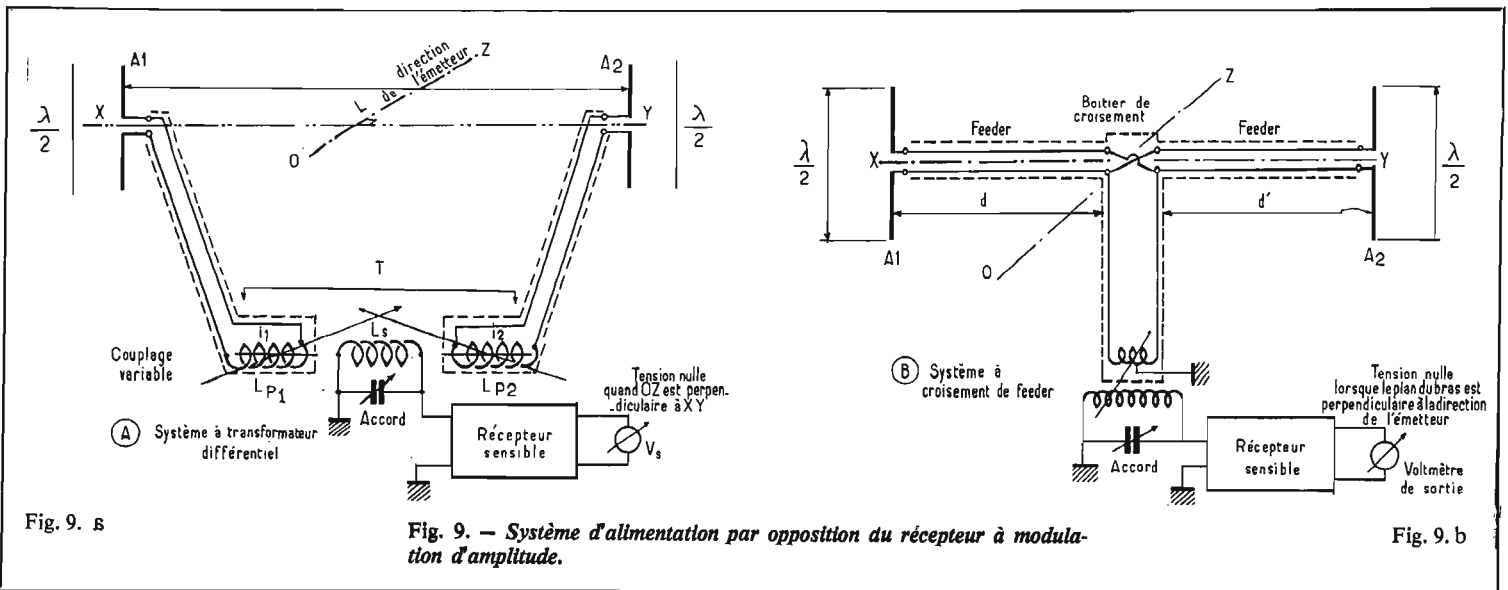
Ainsi, pour une inclinaison de  $45^\circ$ , la baisse de sensibilité s'élève à 6 dB. Elle atteint 12 dB pour  $60^\circ$  et croît très vite ensuite.

Le système mobile n'est applicable que pour les bandes d'ondes courtes étant données les prohibitives dimensions des antennes dans les gammes d'ondes plus longues.

Généralement, les réalisations ne sont rationnelles que pour des «  $\lambda$  » inférieures à dix mètres. Ils trouvent leur plein emploi dans les bandes HF et VHF entre 0,1 et 10 m) pour des installations mobiles de navires ou d'avions.

Les montages pratiques se présentent souvent sous la forme de deux dipôles disposés en forme de sommet de pylône rotatif (voir Fig. 6).

Une remarque très importante doit être faite : une observation sommaire de la figure 10 montre qu'il existe une incertitude quant à la direction exacte de l'émetteur; il se trouve bien dans le plan TOU, mais le système n'est pas capable de lever le doute quant au sens OU ou OT de cet émetteur. Il n'est pas commode de combiner une antenne comme dans le montage à cadre et à lever de doute, aussi on procédera comme avec une antenne directive en se réglant sur un maximum. Pour ce faire, on court-circuite une antenne qui agit alors en brin « réflecteur ». Le dipôle non court-circuité indique alors la direction de l'émetteur puisqu'on a affaire à une simple antenne de type YAGI. On se méfiera, malgré tout de l'inévitable « gain avant » de l'antenne retournée (brin « directeur »).



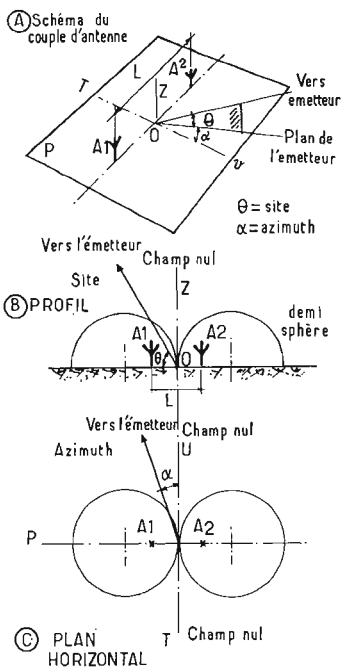


Fig. 10. — Diagramme de rayonnement d'un couple ADCOCK.

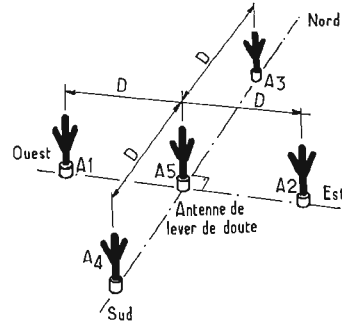


Fig. 11. — Implantation du système ADCOCK.

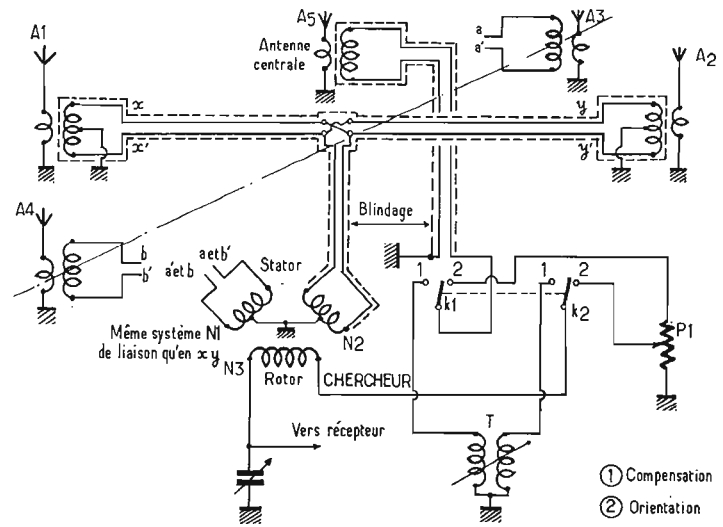


Fig. 12. — Branchement du Radiogoniomètre ADCOCK et système de compensation d'amplitude (levé de doute).

## RADIOGONIOMÈTRE ADCOCK FIXE

Il se compose de deux couples d'antennes ADCOCK disposés dans des plans perpendiculaires et avec les antennes disposées sur les sommets d'un carré parfait (voir Fig. 11). Généralement, les antennes sont constituées de nappes de plusieurs fils verticaux dont le nombre est fonction de la longueur d'onde à recevoir.

Du fait que le radiogoniomètre est fixe, il y a lieu d'imaginer un « chercheur » de direction et le système qui semble le plus judicieux est encore le chercheur inductif de Belleni-Tosi vu précédemment ou la version capacitive.

Les collecteurs d'ondes sont disposés dans des axes géométriquement repérables, par exemple Nord-Sud et Est-Ouest.

Les boucles fixes du chercheur sont centrées également suivant les mêmes coordonnées (avec l'aide de la boussole (voir Fig. 4). Comme les feeder's sont également croisés au niveau de la liaison, l'extinction du signal se fera pour une position du rotor qui correspondra à la direction de l'émetteur. Il suffira de graduer correctement une échelle placée en regard d'une aiguille fixée sur le rotor, pour avoir directement l'azimut de l'émetteur.

Étant donné la symétrie du système, le levé de doute est chose commodément réalisable. On peut imaginer une cinquième antenne

située dans l'axe du réseau ADCOCK ou un prélèvement identique d'énergie dans chaque antenne, pour supprimer une extinction sur deux. Toutefois, il y a lieu d'effectuer un étalonnage par comparaison avec un émetteur de situation géographique connue, pour situer l'orientation du minimum réel.

On constate effectivement un décalage qui fausserait l'indication du chercheur si l'on ne prenait garde à l'influence du levé de doute sur le diagramme de rayonnement. Le couplage s'effectue comme l'indique la fig. 12 par voie magnétique, lorsque la solution de la cinquième antenne est adoptée.

On utilise dans le système de la figure 12 des couples d'antennes dont les feeder's sont croisés; les tensions détectées sont nulles lorsque l'émetteur se trouve dans un plan perpendiculaire aux axes des antennes. Les primaires — stators — du chercheur sont symétriques afin d'éviter les inductions parasites. On remarquera que les contacteurs  $K_1/K_2$  sont solidaires; ils ont pour but de passer d'une réception compensée de type cardioïdale direct (2) à une réception ADCOCK classique (1) ou vice versa. Ceci permet de lever l'indécision de 180° du système ADCOCK puisque le maximum en 2 se trouve décalé de sa position primitive à gauche ou à droite, selon que le relèvement est dans le bon sens ou dans le sens

inverse. Ici un étalonnage préalable s'impose sur une station connue.

Comme dans le système Belleni-Tosi, des précautions draconiennes doivent être prises pour éviter l'influence du rayonnement direct sur les câbles de liaison. Entre autres, signalons que les câbles — quoique blindés — sont toujours enterrés dans le sol; avec cette solution, on arrive à obtenir des précisions de direction de l'ordre de quelques degrés. Il subsiste néanmoins des sources d'erreurs propres au système ADCOCK double. En particulier, il existe une erreur dite « instrumentale » qui est fonction de l'écartement entre les antennes. On remarque en effet, un fait paradoxal : plus l'écartement entre les aériens est grand plus la sensibilité du système est importante, la formule ci-dessus en fait foi; mais, en même temps, l'orientation du « chercheur » devient imprécise car devenant, dans une certaine mesure proportionnelle à l'inclinaison des ondes reçues vis-à-vis du sol.

Ce défaut n'existe pas dans le système ADCOCK mobile puisque ne comportant pas de « chercheur ».

En dehors des sources d'erreurs propres à la propagation (dispersion, diffraction etc. du rayonnement), il faut également signaler une autre erreur propre au système ADCOCK double. Il s'agit de l'erreur de « polarisation ».

Cela consiste à la réception du rayonnement horizontal de la composante électrique, vecteur d'amplitude faible vis-à-vis du vecteur vertical normal, qui provoque un « flou résiduel » dans les minimum. Lorsque les aériens sont bien adaptés, convenablement symétriques et soigneusement blindés, cette erreur se réduit à 1 ou 2 degrés seulement.

Roger Ch. HOUZÉ  
Professeur à l'ECE.

## BIBLIOGRAPHIE

- R. Mesny : Usage des Cadres en Radiogoniométrie (Éditions CHIRON).
- Pressey : Chercheurs pour radiogoniomètre (IEE).
- Barfield : Principes de base des systèmes ADCOCK (IEE).
- Busignies : Erreurs de Nuit dans les Radiogoniomètres à cadre et à aériens espacés — onde électrique).
- André Violet : Radiogoniométrie (Techniques de l'Ingénieur).

# Amplificateur à disjonction électronique 50 W MAGNÉTIQUE - FRANCE



**L**ES groupes ou formations musicales utilisent toujours pour leur sonorisation des amplificateurs à tubes qui se révèlent d'une fiabilité certaine et d'une musicalité très « ouatée ». Les amplificateurs à transistors de grande puissance commencent cependant à attirer l'attention de ces amateurs en raison des systèmes de protection électronique et de leur sécurité de fonctionnement désormais établie offrant les mêmes possibilités d'utilisation qu'un amplificateur à tubes au volume près.

Il est intéressant pour ces formations musicales de disposer d'appareils peut encombrants et très maniables en raison de leurs fréquents déplacements. Les Établissements Magnétique France comprennent parfaitement ces problèmes, et proposent en conséquence aux amateurs des amplificateurs de puissance en coffret compact ou unité d'amplification.

Dans ces conditions l'utilisateur dispose de nombreuses possibilités par adjonction de modules préamplificateurs séparés ou d'unité d'amplification.

## PRÉSENTATION

L'appareil se présente sous la forme d'un coffret très robuste doté d'une face avant en aluminium brossé et anodisé et d'un capot en tôle grise givré comportant sur sa partie supérieure une poignée de transport.

Sur la face avant sont regroupées toutes les prises d'entrée et de

sortie aux standards et normes DIN. Ces prises sont placées sur la partie droite de l'appareil tandis qu'à proximité se trouve la commande de volume unique puisqu'il s'agit d'une unité d'amplification.

De l'autre côté de cette face avant et afin d'établir un équilibre parfait dans la présentation, sont disposés de haut en bas, le fusible secteur, l'interrupteur arrêt, marche et son, voyant lumineux et

légèrement décalée, la prise secteur.

Les dimensions du coffret  $200 \times 120 \times 250$  mm sont essentiellement dictées par l'emploi d'un transformateur d'alimentation très largement calculé.

Le capot peut facilement s'enlever en dévissant les quatre vis de maintien, afin d'accéder au répartiteur de tension faisant partie intégrante du transformateur.

## LE SCHÉMA DE PRINCIPE

Le schéma de principe général de cette unité d'amplification est donné figure 1 et fait appel comme on peut en juger à une technologie désormais classique mais éprouvée.

Le module amplificateur comporte un dispositif de disjonction électronique évitant la des-

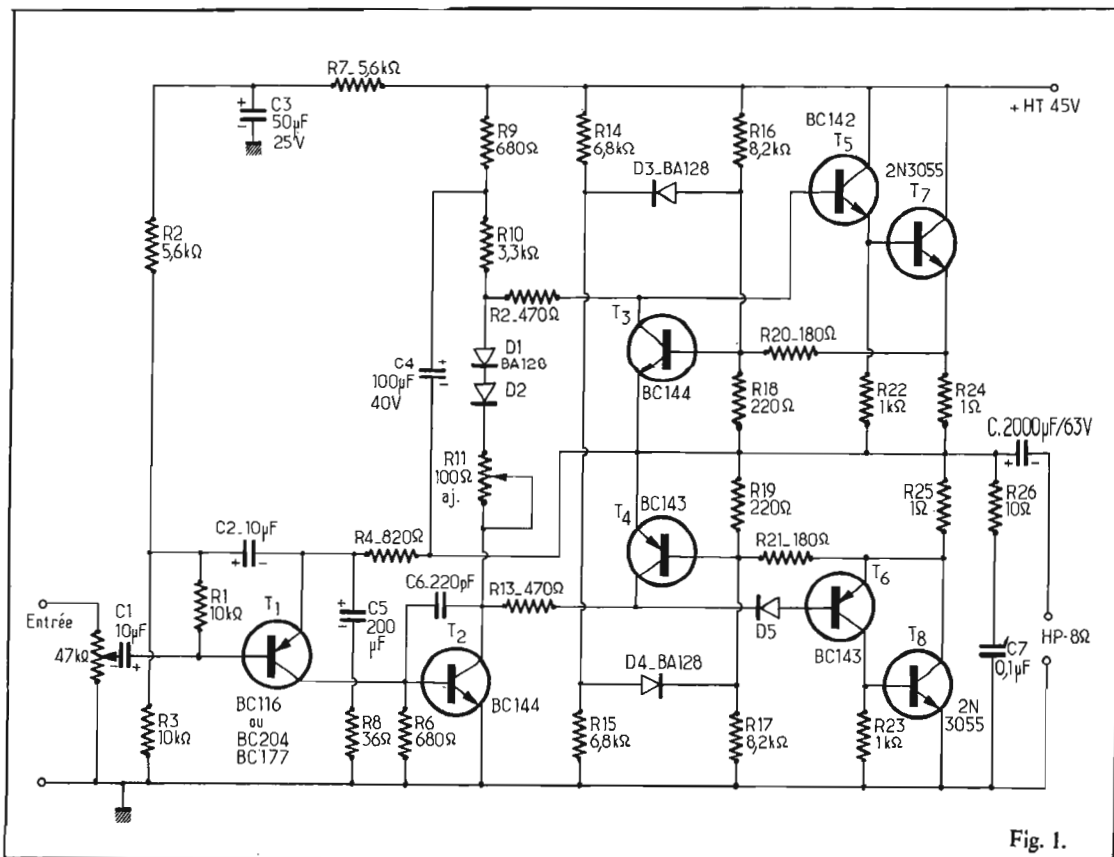


Fig. 1.

truction des transistors de puissance.

La sensibilité d'entrée de l'amplificateur est de 100 mV pour une sortie de 50 W eff sur  $8 \Omega$  d'impédance.

Les signaux BF de modulation sont appliqués à l'entrée du module au niveau de la base du transistor  $T_1$  modèle au silicium à très faible souffle genre BC204 ou BC177. Ce dernier assume les fonctions de « pré-driver » et reste du type PNP afin d'assurer une liaison directe avec le driver du type NPN,  $T_2$ .

Comme il est d'usage le transistor driver comporte dans son circuit collecteur les bases des transistors déphaseurs  $T_3$  et  $T_6$  du type complémentaires BC142 et BC143.

La distorsion de croisement et le courant de repos de cet amplificateur du type quasi-complémentaire s'ajuste au moyen de la résistance  $R_{11}$  de  $100 \Omega$ .

Les diodes  $D_1$  et  $D_2$  assurent une compensation en température et la stabilité du montage.

En sortie sont disposés les transistors de puissance  $T_7$  et  $T_8$  du type 2N3055 qui permettent de délivrer une puissance de 50 W efficaces, alimentés sous 45 V de tension.

Le dispositif de disjonction électronique comporte les éléments actifs  $D_3$ ,  $D_4$ ,  $D_5$  et les transistors  $T_3$  et  $T_4$  complémentaires BC144 et BC143.

En effet, si les transistors de puissance sont surexcités, leur courant collecteur augmente dangereusement d'où la nécessité, dans le cas d'appareils soumis à rude épreuve, de disposer d'une protection électronique.

Un système limiteur de courant protège ainsi les transistors, le rôle du transistor  $T_3$  est de surveiller les conditions de travail du transistor de puissance  $T_7$ , et même chose pour  $T_4$  et  $T_8$ .

L'état du transistor  $T_3$  par exemple dépend essentiellement de sa tension émetteur - base. Cette dernière est déterminée par l'intensité qui traverse la résistance d'émetteur du transistor de puissance  $T_7$ .

Plus le transistor débite, plus la tension aux bornes de la résistance  $R_{24}$  augmente. La résistance  $R_{20}$  de  $180 \Omega$  permet alors de transmettre cette information.

Tant que l'intensité est faible ou normale, le transistor  $T_3$  reste bloqué.

En revanche, si l'intensité dépasse un seuil déterminé, guidé par les polarisations données, la tension aux bornes de la résistance

$R_{24}$  devient telle, que le transistor  $T_3$  devient conducteur.

L'espace émetteur-collecteur du transistor  $T_3$ , devenu conducteur bloque alors le transistor  $T_5$  déphaseur et réduit le débit du transistor de puissance à un niveau très faible.

Le même procédé protège les transistors qui amplifient l'autre demi-onde.

Ces systèmes sont très efficaces contre les surintensités, le constructeur a toutefois prévu un moyen d'éviter les surtensions en sortie dans le cas d'une résistance de charge élevée, à l'aide des éléments  $R_{26}$  de  $10 \Omega$  et  $C_7$  de  $0,1 \mu F$ .

La composante continue du push-pull série, est couplée par l'intermédiaire d'un condensateur de  $2000 \mu F$  / 63 V. Ce dernier permet d'assurer aux baffles la transmission des très faibles fréquences sans atténuation.

L'alimentation des transistors de puissance s'effectue sous 45 V de tension délivrés par une alimentation très simple mais très efficace.

La figure 2 donne le schéma de cette alimentation où l'on peut constater que le redressement, du type double alternance est réalisé

au moyen d'un pont de diodes type 1N4007.

Un filtrage est ensuite effectué au moyen d'un condensateur de  $4700 \mu F$  / 63 V qui fait office de « réservoir » permettant de tirer le maximum de puissance sans avoir recours à un circuit de stabilisation électronique.

## CARACTÉRISTIQUES TECHNIQUES

Puissance de sortie : 50 W efficaces sous  $8 \Omega$ .

Sensibilité d'entrée : 100 mV.  
Bande passante : 20 Hz à 50 000 Hz à  $\pm 1$  dB.

Rapport signal/bruit : > 60 dB.  
Alimentation incorporée.

Protection électronique des circuits de sortie.

Présentation en coffret transportable.

Dimensions 200 x 120 x 250 mm.

## LE MONTAGE

Le montage et le câblage des divers ensembles ou éléments restent très clair et aéré.

Bien entendu, le module amplificateur fait l'objet d'un circuit imprimé où tous les composants sont disposés rationnellement et à plat. Les résistances d'émetteur des transistors de sortie sont légèrement surélevées de la plaquette imprimée pour des raisons de convection.

La figure 3 précise l'emplacement de ces composants.

À l'intérieur du coffret, le module ainsi réalisé est disposé verticalement et maintenu sur le fond du châssis grâce à deux équerres métalliques.

La face avant comporte les éléments volumineux dont les connexions de sortie sont directement exploitées. Un morceau de barrettes à cosses relais permet de placer le condensateur de liaison de forte capacité vers les baffles, à proximité des prises de sortie!

Le transformateur d'alimentation, très imposant est placé sur le fond du châssis et à peu près centré.

Les cosses de sortie autorisent alors le câblage des quatre diodes du pont et la superposition du condensateur de filtrage de  $4700 \mu F$ .

La face arrière du coffret permet de disposer d'un radiateur conséquent pour les transistors de puissance. Ces derniers seront munis de canaux isolés et de plaquettes isolantes afin de permettre cette disposition.

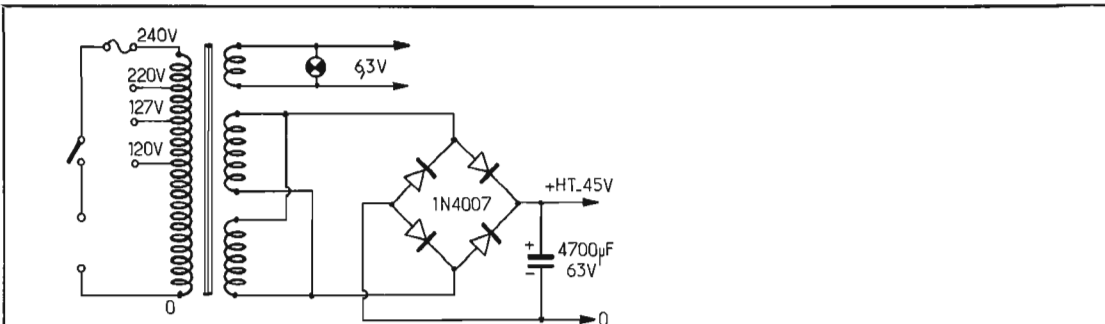


Fig. 2.

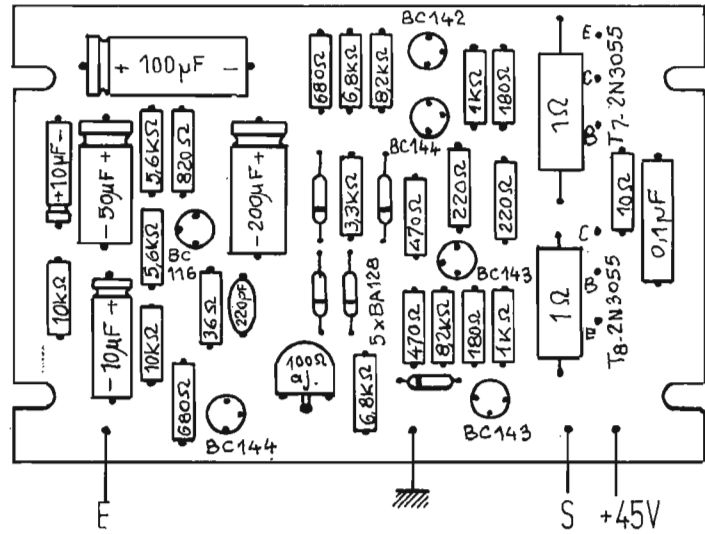


Fig. 3.



# LA PLATINE DE MAGNÉTOPHONE BST SCCA



**L**A facilité d'emploi des appareils à cassettes n'est plus à démontrer, c'est la raison pour laquelle ces appareils remportent un vif succès auprès de la clientèle. Il n'y avait qu'un pas à franchir pour introduire ces magnétophones à cassettes parmi les maillons d'une chaîne Hi-Fi.

C'est désormais possible, grâce à l'emploi de nouveaux composants et à une technologie de fabrication au niveau des têtes de lecture et d'effacement beaucoup plus élaborée. Les performances de ces magnétophones permettent l'introduction de ces appareils au niveau de la chaîne Hi-Fi. Afin de répondre aux exigences de la clientèle, c'est sous la forme de platine d'enregistrement que ces derniers sont le plus utilisés.

Conscient de cette évolution du magnétophone à cassettes, les établissements BST commercialisent

un nouvel adaptateur d'enregistrement stéréophonique à cassette, le SCCA.

Cette platine a été conçue pour l'utilisation en tant que source de modulation pour chaîne Hi-Fi au même titre qu'un tuner ou que d'une table de lecture.

## PRÉSENTATION

La présentation de tout ces adaptateurs d'enregistrement reste à peu près la même. L'utilisation d'une platine mécanique avec commande par clavier à touches s'avère très pratique.

La section mécanique occupe la partie gauche de l'appareil, tandis que la partie restante comporte les principales commandes de la section électronique.

La partie supérieure de l'appareil est réservée à l'emplacement

de deux larges vumètres entre lesquels sont disposés les témoins lumineux de couleur correspondant au réducteur de bruit, à l'utilisation des bandes à bioxyde de chrome et à la position enregistrement.

Ces vumètres sont légèrement inclinés pour une meilleure lisibilité et leur cadran éclairé constitue le voyant général de mise en service.

La partie centrale de l'appareil en aluminium satiné comporte les deux potentiomètres à déplacement linéaire qui servent de contrôle de niveau d'enregistrement séparé sur chaque canal.

Les contacteurs à levier sont très souples et du plus bel aspect, ce qui confère à l'appareil une présentation très soignée.

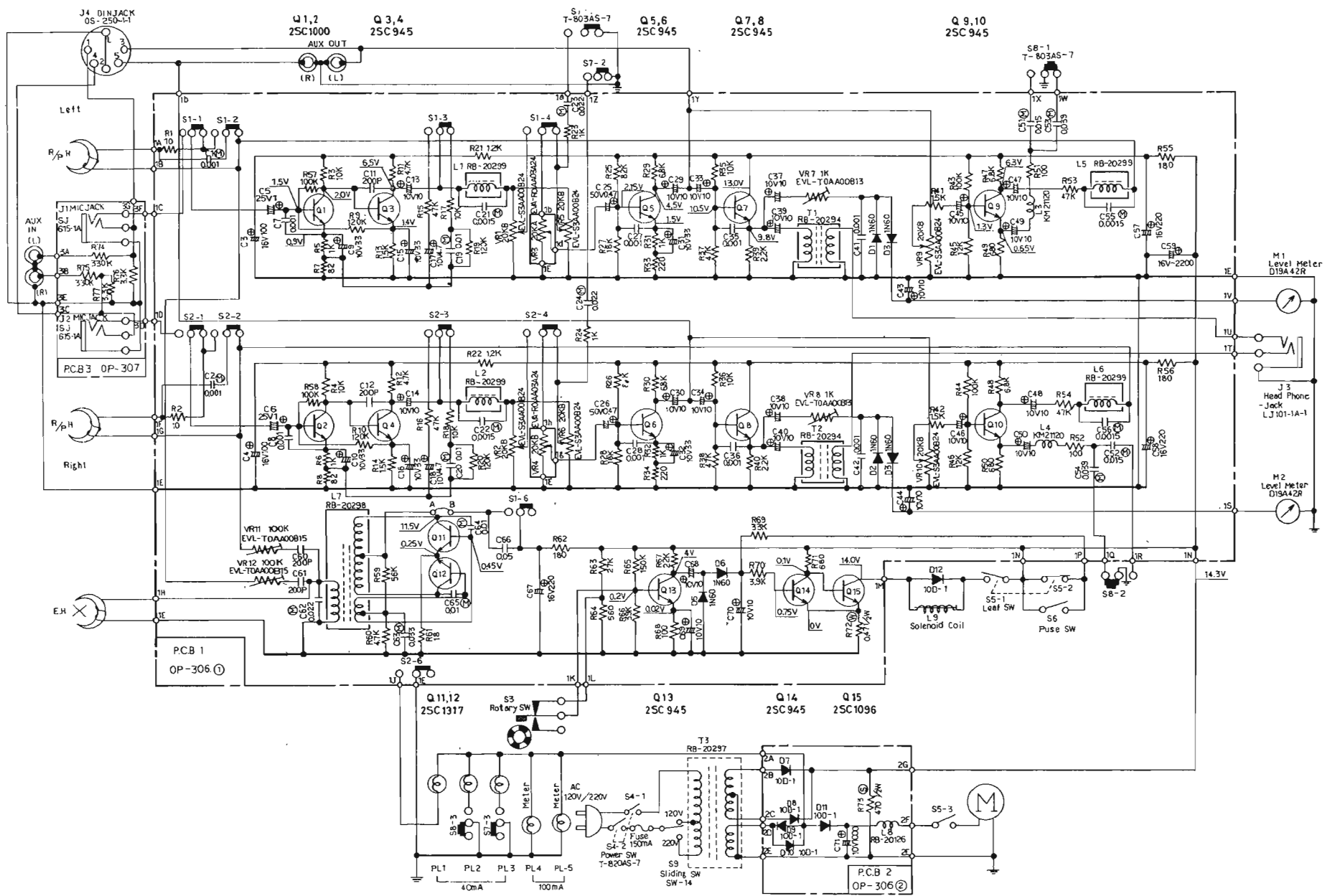
Dans le prolongement du clavier à touches de la section mécanique, sont disposées les prises

jack des entrées microphones et la prise de sortie casque stéréophonique.

L'association bois/métal est, par ailleurs, très réussie. Notons la présence d'un compteur à trois chiffres avec remise à zéro et l'utilisation d'une prise aux normes DIN sur la face arrière de l'appareil.

## CARACTÉRISTIQUES TECHNIQUES

Adaptateur d'enregistrement stéréophonique. — Utilisation cassettes : C 60, C 90, C 120. — Vitesse de défilement de la bande : 4,75 cm/s. — Pleurage et scintillement : 0,32 %. — Séparation entre les canaux : 30 dB. — Effacement par oscillateur HF. — Bobinage avant-arrière accéléré ; < à 150 secondes. — Distorsion harmonique en écoute : 2 %. — Rap-



port signal/bruit enregistrement : 40 dB; lecture : 38 dB. — Réponse en fréquence : à 100 Hz, + 8 dB; à 10 kHz, + 5 dB, - 11 dB. — Alimentation : 60/50 Hz, 120/220 V. — Sortie BF : 500 mV sous 47 k $\Omega$ . — Sortie casque : 8  $\Omega$ . — Entrées : microphone 1, niveau 0 dB, 0,78 mV; microphone 2, 0,78 mV.

## LE SCHÉMA DE PRINCIPE

Le schéma de principe général de l'appareil en question est présenté figure 1. Comme il est d'usage, il peut être scindé en plusieurs parties. On prendra pour référence qu'une seule section, le canal gauche, l'autre étant identique.

Chaque canal comporte un préamplificateur de lecture-enregistrement, un préamplificateur général, un amplificateur de sortie casque et vumètre, et un préamplificateur général d'enregistrement. L'appareil comporte, en outre, des sections communes, l'oscillateur d'effacement, la commande d'arrêt automatique et l'alimentation générale.

## LES PRÉAMPLIFICATEURS D'ENREGISTREMENT ET DE LECTURE

De la qualité des têtes d'enregistrement/lecture et de la qualité du préamplificateur d'entrée dépendent essentiellement les performances de l'appareil. Cette section doit faire l'objet d'un soin particulier, notamment au niveau du choix des transistors silicium à très faible souffle.

Les transistors  $Q_1$  et  $Q_3$  constituent le préamplificateur d'entrée. En effet, suivant la position du clavier à touches de la partie mécanique de l'appareil, le transistor  $Q_1$  reçoit sur sa base, par l'intermédiaire d'un condensateur de liaison, les signaux en provenance des prises microphones ou bien les tensions BF de quelques millivolts issues de la tête de lecture en position lecture, bien entendu.

Ces transistors  $Q_1$  et  $Q_3$  sont montés en liaison directe, ce qui améliore considérablement les performances du préamplificateur. La résistance de 10 k $\Omega$  placée dans le circuit collecteur du transistor  $Q_1$  est alors commune.

Chaque circuit émetteur de ces transistors est soumis à une contre-réaction locale grâce aux résistances  $R_4$ ,  $R_7$  et  $R_{13}$  insé-

rées. Ces dernières autorisent l'application de contre-réactions sélectives différentes, suivant la position enregistrement ou lecture guidée par le commutateur  $S_1$ .

Les signaux sont ensuite prélevés au niveau du circuit collecteur par l'intermédiaire de la résistance  $R_{11}$  et du condensateur  $C_{13}$ . D'un niveau suffisant, ces tensions, toujours en fonction de la position du commutateur  $S_1$ , sont dirigées vers le commutateur  $S_7$  de «réducteur de bruit» (noise cut) ou vers le potentiomètre de niveau d'enregistrement.

Les tensions BF parviennent alors au transistor  $Q_5$  monté en émetteur commun. La polarisation de base de ce dernier étage reste tout à fait classique. Une contre-réaction est prévue au niveau de l'émetteur, tandis que ces signaux amplifiés sont prélevés sur le collecteur de ce transistor et appliqués aux prises de sortie CINCH ou DIN.

Au niveau de cette sortie interviennent deux sections, l'étage amplificateur pour casque et vumètre et le dernier préamplificateur d'enregistrement.

En ce qui concerne l'étage pour écoute au casque et vumètre, le constructeur a employé un transistor adaptateur d'impédance monté en collecteur commun  $Q_7$ , c'est dire qu'on retrouve les signaux BF au niveau de l'émetteur de ce transistor grâce à la résistance  $R_{39}$  insérée.

Un transformateur permet de tirer le meilleur parti de cette section à l'aide d'un casque 8  $\Omega$ , tandis qu'un doubleur de tension équipé des diodes  $D_1$   $D_3$  permet de visualiser ces mêmes signaux.

Le transistor  $Q_9$  monté en émetteur commun, constitue le préamplificateur général d'enregistrement. Côté émetteur, une contre-réaction différente est prévue suivant l'utilisation de bandes normales ou au bioxyde de chrome par l'intermédiaire du commutateur  $S_8$  qui met en service les condensateurs  $C_{51}$  ou  $C_{53}$ .

La sortie des signaux vers la tête d'enregistrement s'effectue sur le collecteur de ce transistor au moyen d'un circuit bouchon RB 20299 qui évite le retour des fréquences de prémagnétisation appliquées à cette même tête.

Les transistors  $Q_{11}$  et  $Q_{12}$  forment cet oscillateur de prémagnétisation du type push-pull. L'oscillation est entretenue par l'intermédiaire d'un transformateur dont le secondaire délivre les tensions de prémagnétisation nécessaires au bon fonctionne-

ment de l'appareil. Cette prémagnétisation est dosée par les résistances ajustables  $VR_{11}$  et  $VR_{12}$ .

L'alimentation de cet oscillateur est seulement amenée en position enregistrement par le contacteur  $S_{1-6}$ .

Les transistors  $Q_{13}$ ,  $Q_{14}$  et  $Q_{15}$  forment le dispositif automatique d'arrêt de fin de bande. En effet, lorsque la cassette est terminée, le dispositif électronique agit sur un électro-aimant ou solénoïde qui libère la partie mécanique de sa position lecture, ce qui évite une usure prématurée du moteur d'entraînement et une ovalisation du galet dans le cas où l'alimentation seule serait coupée et la touche lecture toujours enfoncée.

Un dispositif palpeur, placé sur un des plateaux d'entraînement de la partie mécanique, envoie les informations nécessaires au transistor  $Q_{13}$  qui les amplifie et les applique à la base des transistors  $Q_{14}$  et  $Q_{15}$  qui passent respectivement à l'état bloqué pour le premier et conducteur pour le second en cas d'arrêt du plateau tant à l'enregistrement qu'à la lecture.

L'alimentation générale de l'appareil se réduit à sa plus simple expression, en ce sens qu'il est fait appel au niveau du premier secondaire du transformateur d'alimentation à un redressement double alternance à deux diodes, grâce au point milieu de l'enroulement.

Le filtrage nécessaire est obtenu par le condensateur  $C_{59}$  de 2 200  $\mu$ F.

Le moteur d'entraînement est du type à courant continu et régulation mécanique. L'alimentation de ce moteur fait l'objet d'un enroulement secondaire séparé et d'un redressement mono-alternance, suivie d'une bobine de filtrage destinée à éliminer les parasites provenant du moteur d'entraînement.

## CONCLUSION

On est en présence d'un appareil très soigné, d'une technologie désormais classique mais éprouvée, associé à un ensemble mécanique tout aussi performant que les caractéristiques électroniques de l'ensemble.

# ÉLECTRONIQUE PRATIQUE

Rien que des montages

simples, d'initiation

à la portée de tous

paraît chaque mois, 3 F

En vente  
chez tous les marchands de journaux

# BIBLIOGRAPHIE

**AMPLIFICATEURS HIFI  
A TRANSISTORS  
PAR R. BRAULT  
ING. ESE ET  
J.-P. BRAULT,  
ING. INSA**

**D**ANS l'abondante collection des Éditions Techniques et Scientifiques françaises, le livre de MM. Brault comble une lacune. Dans la vie moderne, les récepteurs radio et TV sont complétés par l'utilisation de disques, mini-cassettes, films, etc. qui permettent de conserver la musique avec infiniment plus de qualité que dans les télétransmissions.

Encore faut-il que la lecture de ces documents soit également parfaite, d'où l'existence des chaînes Hi-Fi. Les préamplificateurs et amplificateurs constituent une partie importante de ces chaînes, et c'est cette partie qui est exposée par MM. Brault d'une façon claire et magistrale.

Dans les chapitres I et II, les auteurs rappellent les notions sommaires sur les circuits électriques.

Aux chapitres III, IV, V le lecteur se familiarise avec le fonctionnement des transistors, des diodes, des transistors à effet de champ... ainsi qu'avec la réaction et la contre-réaction.

Le chapitre VI de beaucoup le plus important traite des amplificateurs en eux-mêmes : push-pull, transformation, distorsion, etc. tous les aspects du problème sont passés en revue.

Les chapitres VII à XI complètent le précédent par l'étude de quelques appareils dans leur intégralité et par l'étude des alimentations, préamplificateurs, mesure, etc.

Tout amateur de Hi-Fi doit posséder cette encyclopédie des amplificateurs à transistors. — 324 pages — 237 figures et schémas.

**PRATIQUE  
DU CODE MORSE**

A l'usage des radio-amateurs et des radios de bord par L. Sigrand (F 2 X S).

**L**E radio-amateur trouve dans la collection des éditions techniques et scientifiques françaises tous les renseignements qui lui sont nécessaires pour réaliser son poste émetteur-récepteur.

Mais la « phonie » reste chère et exige pour être utilisable, pratiquement des qualités dont la « graphie » peut se passer.

A budget égal le morse permet des liaisons infiniment plus sûres et plus lointaines.

Pour le radio de bord (navire ou aéronef) il en est de même. La sécurité des liaisons est primordiale.

Mais pour utiliser des liaisons en « graphie », il faut connaître non seulement le code morse mais également tout ce qui s'y rattache : manipulation, code Q, etc.

C'est à ce besoin que correspond l'excellent et clair livre de M. Sigrand.

Le sommaire de l'ouvrage est la révélation des possibilités de celui-ci.

Chapitre I : généralités sur le morse.

Chapitre II : la manipulation.

Chapitre III : l'alphabet morse — tenue du manipulateur, exercices de manipulation.

Chapitre IV : oscillateur BF.

Chapitre V : exemples d'épreuves aux examens.

Chapitre VI : manipulation électronique, contrôle sur l'air.

Chapitre VII : quelques indications sur la manipulation d'un émetteur.

Chapitre VIII : les liaisons des abréviations radio-amateur; le code Q pour le radio amateur; le code Q pour les radios de bord.

63 pages — 25 Figures.

Agence parisienne de distribution, 43, rue de Dunkerque, 75010 PARIS.

**COURS ÉLÉMENTAIRE  
DE RADIOTECHNIQUE  
PAR R. RAFFIN**

**L**A lecture de ce livre, écrit par l'amateur réputé F. 3 AV, est indispensable à qui veut s'initier à la radiotechnique.

Après le rappel de notions sommaires d'électricité et les tableaux des diverses unités utilisées, l'auteur consacre la majeure partie de cet ouvrage à l'étude des composants passifs et actifs.

Résistances et potentiomètres, lois de Kirchoff et montages en pont, code des couleurs... constituent l'essentiel du chapitre II, le chapitre III est consacré aux piles et accumulateurs, si précieux à l'époque du « transistor ».

L'étude du magnétisme, des selfs, des transformateurs, des condensateurs et de tout ce qui est lié au courant alternatif est faite aux chapitres IV à VI.

Les chapitres VII, VIII, IX traitent sommairement de la radiotechnique proprement dite : transformation du son en courant électrique et réciproquement, processus de l'émission et de la réception.

Les chapitres X et XIII donnent des notions sur la construction et le comportement des tubes radio qui sont souvent encore employés par les amateurs.

La détection et le redressement du courant alternatif font l'objet des chapitres XI et XII.

Mais le chapitre le plus important (XIV) est consacré évidemment aux semi-conducteurs : la composition et le fonctionnement des diodes, transistors, F.E.T., thyristors, triacs, diacs, diodes tunnel, etc. sont très clairement expliqués.

La compréhension de ces 307 pages illustrées de 222 figures, incitera le lecteur à s'attaquer au « cours moyen de radiotechnique » du même auteur.

En vente à la Librairie de la Radio, 43, rue de Dunkerque, PARIS 10<sup>e</sup>.

**LES MAGNÉTOSCOPES  
THÉORIE ET PRATIQUE  
par Ch. DARTEVELLE**

**T**RAITANT à la fois de la théorie et de la pratique des magnétoscopes, cet ouvrage s'adresse à tous ceux qui sont intéressés par les problèmes relatifs à l'enregistrement et à la reproduction des signaux vidéo sur bande magnétique, qu'ils soient profanes ou techniciens.

Passant en revue les différents systèmes actuellement utilisés de par le monde et notamment les appareils à vidéo-cassettes destinés au grand public, l'auteur ne se contente pas dans ce livre d'analyser les diverses techniques en présence. Il étudie, en détail, les solutions retenues par un certain nombre de constructeurs et, entre autres, les « auxiliaires » tels que : caméras électroniques, adaptateurs TV et convertisseurs V.H.F. dont les magnétoscopes ne sauraient se passer.

De plus, cet ouvrage aborde les problèmes, trop souvent négligés dans la littérature technique, relatifs au montage des bandes vidéo.

## EXTRAIT DE LA TABLE DES MATIÈRES

— Principes généraux de l'enregistrement des images sur bande magnétique.

— Les divers procédés d'enregistrement des images.

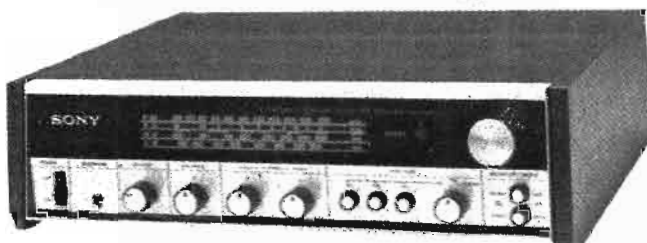
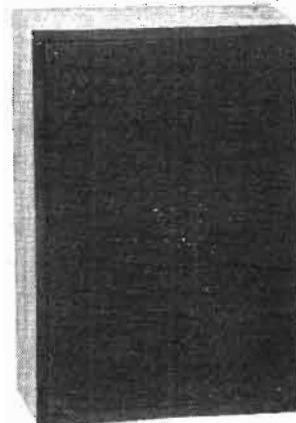
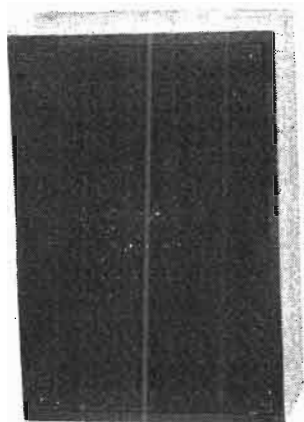
— Les auxiliaires des magnétoscopes : caméras électroniques, adaptateurs TV et convertisseurs V.H.F.

— Schémas pratiques de magnétoscopes grand public.

— Technique de montage des bandes vidéo.

Cet ouvrage édité par les Éditions Radio est en vente à la Librairie Parisienne de la Radio, 43, rue de Dunkerque, Paris 10<sup>e</sup>.





## CHAINES COMPACTES

### CHAINE SONY 160 L

Cette chaîne comprend : un tuner-amplificateur Sony STR 160 L, une platine Garrard SP 25 MKIV, deux enceintes Scientelec Eole 180.

Le tuner-amplificateur Sony STR 160 L. — Caractéristiques : Ampli-tuner : Gamme de syntonisation : FM 87,5 - 108 MHz, PO 530 - 1 605 kHz, OC 3,9 - 12 MHz, GO 150 - 350 kHz. Sensibilité : FM 2,2  $\mu$ V (S/B = 30 dB), PO 49 dB/m (antenne incorporée), OC 55  $\mu$ V (antenne externe), GO 52 dB (antenne incorporée). Rapport signal/bruit : FM 65 dB, AM 50 dB. Amplificateur : Puissance efficace : 2 x 5 W, 16 W puissance musicale. Entrées (normes DIN) : électrophone 300 mV, 1 M $\Omega$  (céramique); table de lecture 3,5 mV, 47 k $\Omega$  (magnétique); magnétophone, enregistrement/reproduction 400 mV, 100 k $\Omega$ . Sorties normes DIN) : magnétophone 250 mV, 100 k $\Omega$ ; enregistrement/reproduction C.I.N. 30 mV, 80 k $\Omega$  (DIN); casque > 8  $\Omega$ . Généralités : FET's : 1. Transistors : 30. Alimentation : courant alternatif 100, 120, 220, 240 V, 50/60 Hz.

Dimensions : 420 x 116 x 365 mm. Poids : 6,4 kg. Accessoires : antenne FM ruban.

La platine Garrard SP25. — Tourne-disque 3 vitesses : 33, 45 et 78 tours. Diamètre du plateau : 26,7 cm. Moteur asynchrone tripolaire. Pose automatique du bras. Réglage de la force d'application. Correcteur de poussée latérale. Dimensions : 383 x 317 mm.

L'enceinte acoustique Eole 180. — Système à 2 voies (2 H.P.) 1 haut-parleur 21 cm, fréquence de résonance : 30 Hz (Champ dans l'entrefer 15 000 G). — 1 tweeter (23 kHz + 3 dB). — Bande passante : 25 Hz à 20 kHz. — Recommandée pour ampli de 15 à 35 W par canal. — Impédance : 4-8  $\Omega$ . — Dimensions : 423 x 293 x 240. — Volume interne : 19 litres. — Poids : 10 kg.

### CHAINE SABA 8760

Cette chaîne comprend : le combiné platine tourne-disques ampli-tuner SABA 8760 et deux enceintes Teral 301.

Le combiné Saba 8760. — Gamme d'ondes : FM, OC, PO, GO. — Étages finals : 2 push-pulls sans transfo de sortie délivrant chacun 22 W de puissance sinusoïdale. — Touches : arrêt/marche, FM (plus 8 touches à impulsion de sélection rapide FM), OC, PO, GO, PU, magnétophone, mono, linéaire, syntonisation automatique FM, quadriphonie. — Commandes à curseurs : balance, graves, aiguës, volume sonore. — Prises : enceintes stéréo (4 à 16  $\Omega$ ), 2 HP pour quadriphonie (HPS), casque stéréo, PU stéréo, magnétophone stéréo. — Alimentation : courant alternatif 220 V, consommation minimale 20 VA, maximale 150 VA.

Tourne-disques. — Vitesses 33 1/3, 45 et 78 tr/mn. — Pleurage inférieur ou égal à  $\pm$  0,12 %. — Rapport signal/bruit : 55 dB. — Alimentation : courant alternatif 220 V, 50 Hz, consommation environ 10 W. — Tête magnétique stéréo Shure M 75 D, pointe diamant. — Dimensions : environ 68,5 x 18,5 x 36,5 cm (l x h x p).

L'enceinte Teral T 301 à système SEREA. — Enceinte 3 voies : 4/8  $\Omega$ . — Puissance N : 20 W. — Puissance Mx : 25 W. — Compréant : deux haut-parleurs de 12 cm à fréquence de résonance

décalée. L'un spécialisé dans le bas du registre et l'autre transmettant le médium — aigu — un tweeter séparé par un filtre à 3 dB par octave complète le jeu de haut-parleurs. Cette petite enceinte bien équilibrée peut être accompagnée d'amplificateurs de 8 à 25 W. — Cette enceinte est équipée du système SEREA.

### CHAINE BRAUN COCKPIT

Chaîne compacte, tuner-amplificateur et deux enceintes acoustiques. — Tuner 4 gammes : PO, GO, FM, OC. — Sensibilité FM : 1  $\mu$ V. — Distorsion harmonique : 0,5 %. — Diaphonie : 35 dB. — Amplificateur : 2 x 30 W / 4  $\Omega$ . — Distorsion harmonique : 0,1 %. — Diaphonie : > 40 dB. Rapport signal/bruit : 72 dB.

Tourne-disque équipé d'un plateau de 26 cm de diamètre, levage et descente du bras équipé d'un système d'amortissement hydraulique. — Cellule Shure M 75. — Prise antenne et prise magnétophone. — Dimensions : 57 x 35 x 25 cm.



# CHAINES MARANTZ 2230

---

## CHAINE MARANTZ 2230 - 1

---

Cette chaîne comprend un tuner amplificateur Marantz 2230, une platine Pioneer PL 12 D avec cellule Ortophon et deux enceintes acoustiques Scott S 17.

**Le tuner amplificateur Marantz 2230.** Caractéristiques : accord par volant « Gyrotouch », Silenceux interstations. Sortie pour adaptateur quadrophonique. Filtrés : passe-haut et passe-bas. Contrôles séparés du grave, médium et aigu. Prises frontales pour magnétophone et casque. Sélection de 2 groupes de haut-parleurs. Sensibilité FM (IHF)  $2,3 \mu\text{V}$ . Rapport signal/bruit : 63 dB à  $50 \mu\text{V}$ . Séparation stéréo 40 dB. Puissance  $2 \times 30 \text{ W}$  eff. de 30 Hz à 20 kHz. Distorsion totale : moins de 0,5 %. Dimensions  $43 \times 13 \times 34,5 \text{ cm}$ . Poids 14,5 kg. Accessoires ébénisterie noyer WC22.

**La platine Pioneer PL 12.** — Tourne-disque 2 vitesses : 33 tr/1/3 et 45 tr, moteur synchrone à 4 pôles, diamètre du plateau : 30 cm. Rapport signal/bruit :  $\geq 45 \text{ dB}$ . — Fluctuations :  $\leq 0,12 \%$ . Alimentation : 110 / 220 V, 50 ou 60 Hz. — Consommation : 12 W. — Dimensions :  $431 \times 153 \times 341 \text{ mm}$ . — Poids : 6 kg.

**L'enceinte Scott S 17.** — Puissance : 35 W. — Diamètre du HP graves : 200 mm. — Diamètre du tweeter : 75 mm. — Impédance :  $8 \Omega$ . — Bande passante : 40 à 2 000 Hz. — Dimensions :  $267 \times 457 \times 216 \text{ mm}$ . — Poids : 7,5 kg.

---

## CHAINE MARANTZ 2230 - 2

---

Cette chaîne comprend : un tuner amplificateur Marantz 2230, une platine Thorens TD 165 avec cellule Shure M 75, deux enceintes acoustiques SIARE C3X.

**Le tuner-amplificateur Marantz 2230** (voir chaîne précédente).

**La platine Thorens TD 165.** — Moteur 16 pôles synchrone, entraînement du plateau par courroie caoutchouc. — Vitesses : 33 1/3 et 45 tr/mn. — Plateau en alliage de zinc, diamètre : 30 cm. — Régularité de vitesse : 0,06 % selon DIN 45507, pondéré niveau de bruit (rumble) non pondéré — 43 dB — pondéré — 65 dB. — Alimentation : 110 / 220 V. — Poids : 8 kg. — Dimensions :  $440 \times 340 \times 140 \text{ mm}$ . Cette platine est équipée d'un bras TP 11 de 230 mm.

**L'enceinte acoustique Siare C3X.** — Puissance nominale : 35 W. — Puissance crête : 45 W. — Impédance : 4 à  $8 \Omega$ . — Bande passante : 30 à 22 000 Hz. — Équipement : 3 haut-parleurs — H.P. grave : diamètre 21 cm à membrane spéciale — H.P. médium : diamètre 21 cm — 15 000 gauss. — Tweeter : diamètre : 8 cm, 13 000 gauss. — Dimensions :  $540 \times 300 \times 240 \text{ mm}$ . — Poids : 9 kg. — Présentation : noyer d'Amérique.

---

## CHAINE MARANTZ 2230 - 3

---

Cette chaîne comprend : un tuner amplificateur Marantz 2230, une platine Thorens TD 160 avec cellule Shure M 65, deux enceintes acoustiques Allegretto 3A.

**Le tuner amplificateur Marantz 2230** (voir chaîne précédente).

**La platine Thorens TD 160.** — **Système d'entraînement :** Moteur 16 pôles synchrone biphasé, entraînement du plateau par courroie caoutchouc. Vitesses : 33 1/3 et 45 tr/mn. Plateau : alliage de zinc non magnétique. Diamètre : 30 cm. Poids : 3,2 kg. Régularité de vitesse : 0,6 % selon DIN 45507, pondéré. Niveau de bruit (rumble) : non pondéré : — 43 dB ; pondéré : — 65 dB, selon DIN 45539.

**L'enceinte acoustique 3A Allegretto.** — Bande passante 40 Hz - 20 000 Hz. — Distorsion inférieure à 1,5 % de 50 Hz à 20 000 Hz. — Réglage séparé du registre médium par commutateurs étalonnés (linéaire 3). — Puissance nominale permanente 40 W efficace. — Réponse aux impulsions extrêmement rapide.



# CHAINES SANSUI 1000X

## CHAINE SANSUI 1000X - 1

Cette chaîne comprend : un tuner amplificateur Sansui 1000X, une platine Lenco L75, deux enceintes Siare C3X.

**Le tuner amplificateur Sansui 1000 X.** Caractéristiques : Amplificateur 2 x 35 W sur 4 Ω. Distorsion harmonique < 0,8 %. Distorsion d'intermodulation < 0,8 %. Bande passante : 20 à 30 000 Hz. Séparation des canaux : PU : > 50 dB. Aux. : > 50 dB. Sensibilité des entrées : PU : 2,5 mV / 50 kΩ. Aux. : 150 mV / 100 kΩ. Monitoring : 150 mV / 100 kΩ. Magnéto : 150 mV / 100 kΩ. Contrôle de tonalité : Basses ± 10 dB à 50 Hz. Aiguës : ± 10 dB à 10 000 Hz. Sortie préampli : 3 V max. Partie tuner : Gamme de fréquences : 88 à 108 MHz. Sensibilité : 1,5 μV. Distorsion harmonique : < 0,8 %. Rapport signal/bruit : > 60 dB. Sélectivité : > 40 dB. Séparation

stereo : > 35 dB à 400 Hz. Impédance d'antenne > 35 dB ou 75 Ω. Dimensions : 145 x 416 x 305 mm. Poids : 10,5 kg.

**La platine Lenco L75.** — Platine tourne-disques. — Plateau lourd de 4 kg, de grand diamètre (312 mm), équilibré dynamiquement, en alliage non magnétique, coulé sous pression. — Réglage continu des vitesses. — Moteur éprouvé, à 4 pôles et à axe conique.

— L'enceinte Siare C3X (voir chaîne Marantz 2230 - 2).

## CHAINE SANSUI 1000 X - 2

Cette chaîne comprend : un tuner amplificateur Sansui 1000 X, une platine Pioneer

PL 12 — deux enceintes acoustiques KLH32.

**Le tuner amplificateur Sansui 1000 X** (voir chaîne précédente).

**La platine Pioneer PL 12.** — Tourne-disque 2 vitesses : 33 tr 1/3 et 45 tr, moteur synchrone à 4 pôles, diamètre du plateau : 30 cm. Rapport signal/bruit : ≥ 45 dB. — Fluctuations : ≤ 0,12 %. — Alimentation : 110 / 220 V, 50 ou 60 Hz. — Consommation : 12 W. — Dimensions : 431 x 153 x 341 mm. — Poids : 6 kg.

**L'enceinte acoustique KLH32.** — Suspension acoustique : 1 HP grave 21 cm, 1 HP aigu 5 cm. Puissance minimale ampli : 10 W. Puissance maximale ampli : 40 W. Coffret en noyer huilé, impédance 8 Ω, dimensions : 49,2 x 27,6 x 18 cm.

## CHAINE SANSUI 1000X - 3

Cette chaîne comprend : un tuner amplificateur Sansui 1000 X, une platine Akaï APO 04, deux enceintes acoustique Martin Supermax.

**Le tuner amplificateur Sansui 1000 X** (voir chaîne précédente).

**La platine Akaï AP004.** — Moteur synchrone 4 pôles ; 2 vitesses 33 tr 1/3 et 45 tr/mn. Fluctuations : 0,08 %. Rapport signal/bruit : 48 dB. Bras de 220 mm. Force d'appui : 0 à 3 g. Poids de la cellule : 4 à 16 g. Relève-bras hydraulique. Poids de la coquille : 3,7 g. Plateau à entraînement par courroie ; diamètre de 300 mm. Poids : 1,1 kg.

**L'enceinte acoustique Martin Super Max.** Haut-parleurs : Boomer de 25 cm à suspension pneumatique, Tweeter de 6 cm. Puissance max. : 50 W. Bande passante : 36 à 18 000 Hz. Impédance : 8 Ω. Potentiomètre de réglage d'aigus. Dimensions : 54 x 31 x 25 cm. Poids : 12 kg.

# Notre Courrier Technique

Par R.A. RAFFIN

**RR - 4.14 - M. François COULMEAU, 45 Orléans.**

Votre demande nous amène, tout d'abord, à vous conter une anecdote : récemment, un ami technicien nous assurait qu'il n'y avait guère besoin de documents pour établir la correspondance des circuits intégrés parce que dans les différentes immatriculations des divers constructeurs, on retrouvait toujours une même « racine », un même groupe de chiffres, lorsqu'il s'agissait de deux circuits intégrés identiques...

Et de nous donner comme exemple le classique  $\mu$ A 709 qui s'appelle aussi SFC 2709, TOA 1709, U 3 F 7709311, SN 52709, etc.

C'est en partie exact, et l'on retrouve bien ici la « racine » (709, dans l'exemple choisi). Mais, ce n'est pas une règle absolue, il s'en faut même de beaucoup!

C'est ainsi que le SN 15831 correspond, par exemple, au MC 209, au U 6 A 993159, au MIC 931, au SFC 124 P, au FFJ 101, etc.

Et alors là, nous ne voyons pas où est la « racine »? Or, il y a des centaines d'exemples possibles dans ce domaine...

Mais, où l'affaire se corse encore bien davantage, c'est lorsque la soit-disant « racine » semble évidente et que, pourtant, il s'agit de deux circuits intégrés totalement différents. Et là, nous en arrivons à votre demande :

Bien que l'on vous ait assuré que le circuit intégré SL 611 C (Plessey) pouvait être remplacé par le TAA 611 C (S.G.S.), ceci est absolument faux. Pourtant, il y a bien la même « racine » et elle est évidente...

En effet, le premier est un circuit intégré amplificateur HF (ou MF), alors que le second est un amplificateur BF de 3,3 W - sortie sur 8 ohms!

Que ceci constitue donc une amicale mise en garde pour les donneurs de renseignements trop rapides ou mal informés...

**RR - 4.16 - M. Jean SEVILLA, 33 Bruges.**

Le schéma que vous nous soumettez pour examen est relativement complexe, et l'on est en droit de se demander : « A quoi cela peut-il bien servir ? »

Au premier abord, nous ne pensons pas que ce schéma puisse être modifié dans le sens que vous souhaitez. De toute façon, de telles tentatives de modifications ne peuvent pas se faire uniquement d'après un schéma; il faudrait pouvoir faire des essais et des mesures directement sur le montage réalisé.

**RR - 4.17 - M. Ronan QUEMERE, 27 Quimper.**

Nous avons publié le schéma d'un carillon électronique (sonnerie électronique) à la page 148 du N° 1410, auquel nous vous prions de bien vouloir vous reporter.

**RR - 4.18 - M. Gérard THIERRY, 69 Écully.**

Vous trouverez des articles documentaires et des descriptions de montages concernant les horloges électroniques dans nos publications suivantes :

Électronique Professionnelle : 1155; 1159.

Radio-Plans : 292; 294.

Haut-Parleur : 1308 (p. 88); 1313 (p. 78); 1316 (p. 58 et 123); 1318 (p. 24); 1364 (p. 130); 1370 (p. 196); 1401 (p. 161) et 1410 (p. 172).

**RR - 4.19 - M. B. PIERRE, 92 Vanves.**

1° En ce qui concerne l'article se rapportant à une centrale clignotante avec dispositif de détresse, nous pensons qu'il s'agit de celui qui a été publié dans le N° 1410, page 240.

2° A ce propos, nous rappelons à tous nos lecteurs que nous publions chaque année dans le numéro du mois d'août la table des matières des articles de l'année (d'août à août), ce qui leur permet de retrouver rapidement eux-mêmes l'article, le sujet, le montage, qui les intéresse.

**RR - 4.20 - M. René GAMARDE, 31 Toulouse.**

Nous n'avons pas de conseils particuliers à vous donner pour la réalisation de vos dispositifs ou machines pour fabrication de circuits imprimés; il nous faudrait pouvoir expérimenter.

Ce qui frappe a priori, c'est la relative complexité de votre système... qui nous paraît peut être valable s'il s'agit de faire des circuits imprimés identiques en grande série, mais qui ne l'est certainement pas pour la fabrication de circuits à l'unité. Il y a des moyens plus rapides et plus simples.

**RR - 4.21 - M. Jacques GAL- LAND, 69 Lyon.**

Nous ne pouvons pas vous indiquer ainsi d'où proviennent les vibrations que vous constatez lors des auditions de votre auto-radio à cassette. Il vous faut faire une suite d'essais pour en déterminer le siège ou la cause.

Démontez l'appareil et faites-le tenir à la main par une tierce personne durant que la voiture roule.

Si les vibrations n'existent plus, c'est qu'elles sont transmises mécaniquement par le véhicule; il faudrait alors envisager un montage plus souple.

Si les vibrations persistent, elles peuvent être dues à l'appareil lui-même (réactions ou déformations en BF).

Ces vibrations existent-elles en radio églament, ou au contraire uniquement en audition de cassette? Dans ce dernier cas, cela peut être la bande qui porte mal, qui appuie insuffisamment, sur la tête de lecture.

Comme vous le voyez, il faut progresser point par point, et procéder par élimination.



RR - 4.22 — M. André GANDON, 53 Montsurs.

Correspondance des semiconducteurs : 2 N 2195 : BFY 51; BSX 43; BSY 46; 2 N 2193; 2 C 708 A. D 29 A 4 et TJA 117 : ne figurent pas dans nos documentations.

RR - 4.23 — M. J.-M. TURQUIN, 08 Hautes-Rivières.

Nous ne pouvons pas donner satisfaction à votre demande d'après les seuls éléments donnés par votre lettre. Il faut, en outre, nous indiquer :

a) la tension BF moyenne qui doit être appliquée à l'entrée actuelle de votre magnétophone (renseignement qui ne figure pas sur le schéma);

b) les tensions BF moyennes de sortie et les impédances de sortie des appareils (tuner, amplificateur et électrophone) que vous envisagez d'utiliser.

Nous restons à votre disposition.

RR - 4.24 — M. Christian MARCHAND, 13 Marseille.

Les caractéristiques et le brochage du tube cathodique type DG 10 — 6 ont été publiés à la page 117 de notre N° 1268 auquel nous vous demandons de vous reporter.

RR - 4.25 — M. J.-P. DROUAL, 56 Gourin.

Nous supposons que ce que vous appelez une « moyenne » est en fait un transformateur moyenne fréquence?

Dans ce cas, il vous suffit d'acquérir n'importe quel transformateur MF pour récepteur à transistors, de remplacer le transformateur défectueux, et de procéder ensuite à un ré-alignement complet du canal MF.

Attention, des problèmes d'encombrement peuvent se présenter; il vous faut donc choisir un modèle de mêmes dimensions et qui, mécaniquement, puisse se monter.

RR - 4.26 — M. Henri MAS, 11 Limoux.

1° On ne peut pas être plus ou moins radio-amateur... On est radio-amateur, ou on ne l'est pas! Amateur-émetteur, s'entend.

2° Une puissance de 100 W HF en « mobile » nous semble beaucoup; il serait étonnant que la batterie du véhicule tienne longtemps à ce régime!

3° Vous trouverez des schémas de montage correspondant à ce que vous souhaitez (mais cependant d'une puissance moindre et plus raisonnable) dans la nouvelle édition de l'ouvrage l'Émission et la Réception d'Amateur qui doit « sortir » prochainement (Librairie Parisienne de la Radio, 43, rue de Dunkerque, 75010 Paris).

RR - 4.27 — M. Serge PERIE, 31 Coulomiers.

Pour augmenter la sensibilité de déclenchement de votre modulateur de lumière, il faut changer le transformateur de liaison utilisé (TRS 105) et employer un transformateur présentant un rapport élévateur plus important.

Nous vous conseillons, par exemple, l'emploi d'un transformateur pour haut-parleur (pour appareil à lampes) : modèle pour impédances 7 000  $\Omega$  et 4 ou 5  $\Omega$ ; rapport de transformation de 38 à 40 (Audax).

Parallèlement, il faudrait aussi remplacer les potentiomètres de 1 k $\Omega$  par des modèles de 5 k $\Omega$ .

RR - 4.28 — M. Claude FORNEL, 33 Arcachon.

En ce qui concerne la glace du cadran de votre récepteur, si le constructeur vous a répondu que son stock était épuisé, nous ne voyons, hélas, absolument aucune solution valable.

RR - 4.29 — M. Octave EUSTACHE, 34 Sète.

Nous ne voyons pas très bien à quel appareil d'électricité médicale vous faites allusion... De toutes façons, nous ne disposons d'aucun schéma de ce genre.

RR - 4.30 — M. Guy NICOLAS, 92 Meudon.

1° Vous pourriez trouver des schémas de cadres de réception (dits cadres antiparasites) pour appareils à lampes sur des anciens numéros de notre revue; par exemple : N° 863 (p. 158); N° 877 (p. 678); N° 934 (p. 13).

2° A partir du numéro 1396, nous avons publié une suite d'articles concernant la modernisation des oscilloscopes. Les schémas publiés sont très intéressants et peuvent constituer (ou contribuer à constituer) le schéma d'un oscilloscope de grande qualité correspondant à ce que vous souhaitez.

RR - 4.31 — M. Francis DELVIGNE, 59 Hérin.

1° Nous ne connaissons pas la correspondance des cosses ou le schéma de branchement de l'adaptateur C.C.I.R. qui vous a été vendu. C'est à votre fournisseur qu'il convient de demander ce document.

Si, comme vous nous le dites, il s'agit d'un matériel OREGA, vous pourriez également essayer de le demander à : Oréga — Circuits et Commutations, 106, rue La Jarry, 94300 Vincennes.

2° Pour obtenir le schéma de votre téléviseur Atlantic, il convient de le demander à votre fournisseur ou à un radioélectricien local, dépositaire de cette marque.

3° Les fréquences du relais TV de la R.T.B. de Tournai ne figurent pas sur le « World Radio TV Handbook »; mais nous pensons que n'importe quel radioélectricien de votre région frontalière devrait pouvoir vous renseigner.

RR - 4.32 — M. Christian TOURET, 69 Vénissieux.

HP N° 1343, page 144 :

1° Pour que nous puissions vous répondre avec précision au sujet des valeurs des résistances d'entrée R + R', il faudrait nous indiquer la valeur moyenne de la tension BF de lecture de votre cellule; ceci a déjà été dit à plusieurs reprises dans cette rubrique.

En effet, connaissant cette tension de lecture, il est alors facile de déterminer le pont diviseur R + R' afin que la tension BF aux bornes de R' se situe entre 50 et 800 mV.

2° On ne peut pas fabriquer des « basses », ou les renforcer, si elles n'existent pas ou peu.

Ce que vous pouvez essayer de faire, pour obtenir un meilleur équilibre du registre sonore reproduit, est de réduire les aiguës en supprimant le groupe C1 + R2.

Mais une solution beaucoup plus élégante serait évidemment d'employer une cellule lectrice de meilleure qualité (si le défaut observé provient bien de la cellule).

RR - 4.33 — M. Patrick MORETTO, 59 Loos.

Le schéma que vous nous soumettez pour examen est tout à fait correct.

Nous ne voyons qu'une explication possible en ce qui concerne la destruction du transistor d'entrée, c'est un courant de fuite interne dans le condensateur de 0,1  $\mu$ F de liaison. Il faut utiliser ici un condensateur de très haute qualité et absolument sans fuite; vous pouvez également essayer de monter deux condensateurs en série.

RR - 4.34 — M. Xavier RAPAILLE, Liège (Belgique).

1° Les correcteurs de bande RIM type VZM 500 et VZS 500 (HP N° 1370, p. 223) sont d'origine allemande. Revendeur en France : Comptoirs Championnet, 14, rue Championnet, 75018 Paris (appareils montés ou en kit).

Mais, nous ne pensons pas que ces établissements puissent vous fournir uniquement les potentiomètres spéciaux à point milieu; ce serait très probablement la fourniture du kit complet.

2° Il n'est pas question pour l'amateur de tenter faire une prise médiane sur un potentiomètre ordinaire.

3° La seconde prise de sortie est simplement représentée pour indiquer le point de branchement dans le cas d'un montage stéréophonique.

RR - 4.35 — M. Paul CAMERLO, 06 La Turbie.

Nous ne sommes pas parvenus à comprendre exactement votre demande...

Toutefois, en analysant le schéma joint à votre lettre, nous pensons pouvoir vous dire que la tension d'alimentation que vous devez obtenir est certainement excessive; il faut 18 V. En conséquence, il vous faudrait très probablement augmenter la valeur de la résistance de 39  $\Omega$ , puis monter un second condensateur électrochimique de filtrage entre (+) et (-), après cette résistance.

Les facultés de déclenchement du triac dépendent de la puissance nécessaire à ce déclenchement selon le type de triac utilisé (c'est évident), mais aussi de la résistance en série dans la gâchette des caractéristiques de la résistance CTN du « testeur » (sur votre montage).

**RR - 4.36 — M. Dominique BONTEMPS, 54 Toul.**

En ce qui concerne l'appareil modulateur de lumière dont vous nous entretenez, nous vous prions de vous adresser aux établissements Magnetic-France, 175, rue du Temple, 75003 Paris, qui pourront vous fournir tous les matériels qui vous sont nécessaires pour sa réalisation.

**RR - 4.37 — M. Frédéric SIVAULT, 54 Nancy.**

Nous ne pouvons pas déceler à distance la raison pour laquelle votre liaison « sortie magnéto » vers « entrée ampli » ne vous donne pas de bons résultats.

Nous supposons que le niveau de sortie du magnétophone est réglable par un potentiomètre de gain quelconque situé sur un étage antérieur (afin d'éviter une amplitude de sortie excessive et une saturation). Si non, il conviendrait d'en prévoir un.

D'autre part, on peut fort bien connecter une sortie d'impédance donnée sur une entrée d'impédance plus élevée, alors que l'inverse n'est pas recommandé.

Il aurait été intéressant de nous communiquer le schéma de votre magnétophone, ou tout au moins le schéma de l'étage comportant la sortie pour branchement d'un amplificateur extérieur.

**RR - 4.38 — M. Michel FREMEAUX, 77 Trilport.**

1° Le montage que vous envisagez d'employer est valable. Mais si vous n'avez pas fait d'erreur en nous communiquant l'intensité, s'il s'agit bien de 14 ampères, il faudra monter de nombreux transistors ballast T 6 en parallèle (probablement huit).

2° Un rhéostat, qu'il soit à fil résistant ou électronique, règle aussi bien la tension que l'intensité, l'une dépendant de l'autre ainsi que de la résistance de la charge utilisatrice (loi d'Ohm).

**RR - 4.39 — M. Claude MILLET, 18 Asnières-les-Bourges.**

1° L'avertisseur de vitesse Avimax est construit par la société américaine D.B.A. Cet appareil est en vente en France dans les grands garages, concessionnaires

automobiles, revendeurs de pièces détachées et accessoires automobiles, etc.

2° La solution la plus simple pour utiliser un microphone dynamique 200  $\Omega$  à l'entrée haute impédance d'un amplificateur BF à lampes consiste à intercaler un transformateur élévateur de rapport 16 (200  $\Omega$  / 50 k $\Omega$ ). De tels transformateurs sont courants dans le commerce et ils se présentent souvent sous un volume de l'ordre du centimètre-cube...

Contrairement à ce que vous pensez, nous ne croyons pas qu'un tel transformateur favorise les graves; c'est plus souvent l'inverse que nous avons remarqué!

Par contre, il est fréquent que certains microphones dynamiques (bon marché) favorisent les graves et atténuent les aigus...

**RR - 4.40 — M. Pierre NOOTENS, Bruxelles (Belgique).**

Une diode type 20 ou 40 HF 10 peut se remplacer par le type BYX 42 - 300 (R).

Une diode 10 D 1 peut se remplacer par BY 126.

**RR - 4.41 — M. Gilles BALDACCHINO, 95 Garges-les-Gonnesse.**

Nous ne voyons pas d'objection à ce que vous réunissiez dans un même coffret, la boîte de distorsion (du N° 1441) et le circuit wha-wha (du N° 1446), les dispositifs étant électriquement reliés l'un à la suite de l'autre.

**RR - 4.42 — M. Joël CARIET, 95 Argenteuil.**

Il n'y a pas d'inconvénient majeur à alimenter votre préamplificateur sous 20 V (au lieu de 23).

D'autre part, l'impédance de sortie de ce préamplificateur (avant les circuits de tonalité) est de l'ordre de 5 k $\Omega$ . Vous pouvez donc parfaitement connecter votre module amplificateur à la suite puisqu'il présente une impédance d'entrée supérieure.

**RR - 4.43 — M. Serge FREUND, 76 Rouen, nous avait demandé les caractéristiques de la**

**diode 1 N 1787; M. Marcel LEBEAU, 92 Suresnes, a bien voulu nous communiquer ces renseignements. Nous l'en remercions vivement.**

1 N 1787 : diode Zener 47 V; tolérance 10%; puissance 1 W. Type de remplacement = 1 N 3036 A.

**RR - 4.44 — M. Fernand GONTIER, 84, rue Carnot, 83310 Cogolin, recherche le schéma du récepteur de radio Ducretet-Thomson type LP 472.**

Se mettre en rapport directement avec notre lecteur à l'adresse indiquée ci-dessus.

**RR - 4.45 — M. J. MERCKX, Boitsfort — Bruxelles.**

1° En dehors des périodes de grèves, la fréquence du secteur est particulièrement stable (horloge synchrone), et même, sert bien souvent d'étalon 50 Hz.

Nous ne voyons pas comment vous pourriez agir légèrement en plus ou en moins sur cette fréquence; il faudrait pouvoir modifier la vitesse de rotation des alternateurs...

2° Le transistor SDT-9201 ne figure pas dans nos documentations.

**RR - 4.46 — M. Michel THOMAS, 75020 Paris.**

Votre demande n'est pas très explicite; néanmoins, nous pensons que le montage décrit à la page 48 du N° 1366 correspond sensiblement à ce que vous souhaitez réaliser (les connexions sur les tubes au néon pouvant être remplacées par des liaisons sur les anodes d'un tube nixie à chiffres ou à lettres).

**RR - 4.47 — M. Jean-Claude BECQUERIAUX, 59 La Madeleine.**

1° Il est peut-être possible de trouver une tête d'effacement susceptible de remplacer celle qui est détruite sur votre magnétophone. Néanmoins, pour déterminer le modèle de cette tête de remplacement, il importe, tout d'abord, de

nous communiquer (ou de communiquer à un revendeur de pièces détachées) les caractéristiques complètes de la tête primitive : tension et intensité d'effacement, fréquence de fonctionnement, impédance à ladite fréquence, etc... ainsi que ses caractéristiques mécaniques (dimension) afin que le montage soit possible.

2° Il aurait fallu nous indiquer à quels montages vous faites allusion (numéros et pages de la revue).

Nous pensons que les « toc-toc » réguliers que vous constatez peuvent être dus à une réaction par les circuits d'alimentation (découplages RC d'alimentation insuffisants).

**RR - 4.48 — M. Bernard SOULA, 31 Toulouse.**

Le schéma de modulateur de lumière que vous nous soumettez ne comporte pas d'erreur.

Si les triacs claquent, c'est simplement qu'ils ne sont pas suffisants du point de vue tension... Bien que vendus pour des modèles 400 V, ils ne tiennent certainement pas à cette tension. Méfiez-vous des semiconducteurs vendus en solde ou au rabais et qui, bien souvent, sont hors caractéristiques. Ou alors, essayez des triacs 600 V!

**RR - 4.49 — M. J. MAGNE, 31 Saint-Gaudens.**

Un antiparasite secteur efficace comporte essentiellement deux bobinages et quatre condensateurs (deux cellules en  $\pi$ ). Veuillez vous reporter à la réponse RR - 11.01-F, p. 335, N° 1383.

Néanmoins, on ne peut pas affirmer qu'il existe un filtre universel convenant à tous les appareils ménagers. Bien souvent, pour tel appareil, il convient de déterminer les valeurs des condensateurs pour obtenir la meilleure efficacité du déparasitage; et cette détermination ne convient pas obligatoirement pour tel autre appareil.

**RR - 4.50 — M. Paul MUNIER, 57 Ars-sur-Moselle.**

1° L'hystérésis ou les courants de Foucault n'ont jamais provoqué des parasites dans les auditions.

# ROSELSON

## Haut-parleurs Kits pour Enceintes Tuners UHF



### 1) AF 12NG

suspension souple  
45 W - 35 à 1.500 Hz  
Ø 30 cm

### 2) AF 10DFC

double cône - 10 W  
55 à 15.000 Hz  
Ø 25 cm

### 3) AF 8GM

suspension souple  
10 W - 60 à 10.000  
Hz - Ø 20 cm

### 4) R 1T

Tweeter avec pavil-  
ion - 20 W  
1.500 à 18.000 Hz

### 5) AF2,5x5TWT

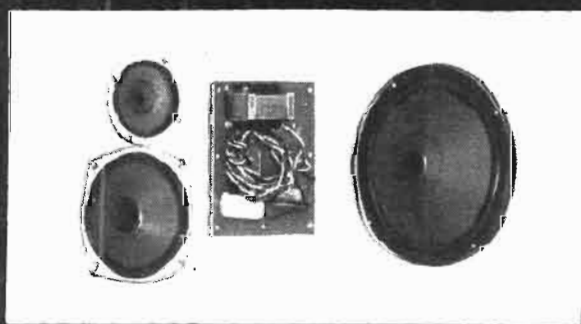
18 W - 2.000 à  
18.000 Hz -  
13 x 6,9 cm

### 6) R 3T

à dôme hémisphé-  
rique - 20 W  
2.500 à 22.000 Hz  
Ø 10 cm

### 7) RU 49T

TUNER UHF  
normes standard  
démultiplication  
incorporée



8) Ensemble de haut-parleurs et de filtres avec fils de liaisons repérés, à monter sur l'enceinte de votre choix de 15 à 60 W Série SK - BNG.

**MEILLEUR RAPPORT QUALITE/PRIX**

**sur le marché Européen**

En vente chez votre revendeur habituel  
Catalogue sur demande

**TERA-LEC**

51, rue de Gergovie - 75014 PARIS  
Tél : 734 . 09 . 00

deno

2° Lors de l'audition du « son » de la télévision, constatez-vous un bruit de fond, des parasites? Si oui, il est normal que ce bruit de fond ré-apparaisse lors d'un enregistrement.

Si non, le bruit de fond peut provenir du magnétophone lui-même ou de son branchement sur le téléviseur (détection « son » de ce dernier vers entrée du magnétophone; liaison par fil blindé avec blindage à la masse des deux appareils). A défaut des schémas de vos appareils, nous ne pouvons pas être plus précis.

RR - 4.51 - M. Pierre PEINE,  
77 Vaires-sur-Marne.

1° Puisque vous êtes abonné à nos différentes publications, nous ne pouvons que vous conseiller de vous reporter à votre collection. En effet, nous avons déjà publié de très nombreux montages de modulateurs de lumière, clignotants, gradateurs, et autres... (simples ou plus ou moins élaborés). Depuis quelques années, ces descriptions sont multiples, et nous ne voyons vraiment pas la nécessité de vous établir de nouveaux schémas à titre particulier, un article étant toujours plus détaillé qu'une consultation technique ou une réponse dans la présente rubrique.

2° La multiplicité de commandes de genres différents appliquées simultanément sur une même gâchette de triac ne peut rien donner de valable - ou alors peut-être la destruction du triac...

3° Dans une commande de gâchette de triac, on ne peut pas remplacer systématiquement le transformateur de déclenchement (parfois utilisé) par une diac; cela dépend de la conception du montage et de la valeur du signal de déclenchement nécessaire (ou disponible).

4° Le déparasitage des circuits à triacs a été examiné dans le Haut-Parleur N° 1334 et 1338, et dans Électronique Professionnelle N° 1389.

2° Du point de vue recharge, il vous faut, soit augmenter la résistance de 57 Ω, soit diminuer la résistance de 10 kΩ, afin d'obtenir une intensité de charge égale au dixième de la capacité des accumulateurs que vous allez employer. Exemple: accumulateurs de 500 mA-h; intensité de charge à ajuster à 50 mA.

3° Pour modifier l'éclairement de l'ampoule, un potentiomètre bobiné, monté en résistance variable (rhéostat) en série avec ladite ampoule, peut convenir. La valeur de ce potentiomètre dépend de la puissance de l'ampoule 12 V utilisée. Pour une ampoule de 12 V, 0,1 A par exemple, un rhéostat de 200 Ω conviendrait.

RR - 4.53 - M. Jacques FAU-  
QUET, 44 Coueron.

1° Nous ne pouvons pas vous dire ainsi quelle est l'impédance de la bobine mobile du haut-parleur que vous avez récupéré... Il faudrait la mesurer.

Vous pouvez avoir une idée de cette impédance, avec une approximation suffisante, en mesurant la résistance de la bobine mobile à l'aide d'un simple ohmmètre et en multipliant la valeur trouvée par 1,5.

Si l'impédance ainsi déterminée correspond à celle qui est recommandée pour la sortie de votre magnétophone, vous pouvez employer ce haut-parleur.

2° En ce qui concerne votre récepteur de radio simplifié (circuit d'accord suivi d'une diode), pour l'accord sur la bande maritime et les OC, il faudrait changer le bobinage... les caractéristiques de ces bobinages dépendent de la capacité (?) du condensateur variable utilisé en parallèle. Toutefois, nous ne vous conseillons même pas d'en faire l'essai, car il ne peut donner aucun résultat valable (ni sélectivité, ni sensibilité suffisantes dans les bandes de fréquences élevées).

3° Correspondances du transistor :

2N 2926 = BC 109 B; BC 184 B; MPS 2926.

RR - 4.52 - M. Martial  
LECALVE, 91 Chamarande.

1° Dans le montage dont vous nous soumettez le schéma pour une lampe 12 V, il vous faut évidemment un accumulateur de 12 V également (10 éléments cadmium-nickel).

# LE MOBILFIVE et ses accessoires sont disponibles aux conditions ci-dessous - Possibilités de crédit en 6-12-18-21 mensualités.

- <b>MOBILFIVE normal</b> 3 W AM-5 W NBFM - fonctionnement en transceiver de 144 a 146 Mcs .....	1590,00 F HT
- <b>MOBILFIVE</b> comme ci-dessus mais avec pont - 600 kHz pour trafic avec les "repeaters" étrangers ...	1755,00 F HT
- <b>Microphone 50 K</b> avec P.T.T. ....	98,00 F HT
- <b>Batterie</b> Cadmium-Nickel rechargeable 13,2 Volts, 2 A/h .....	314,00 F HT
- <b>Sacoche cuir</b> pouvant contenir le Mobilfive et la batterie .....	66,00 F HT
- <b>Étrier</b> en tôle cadmiée pour fixation du Mobilfive sous le tableau de bord - accrochage et décrochage instantanés .....	35,00 F HT
- <b>Antenne télescopique</b> 1/4 d'onde chromée avec prise PL259 pour fixation directe sur Mobilfive .....	29,00 F HT
- <b>XS 52b Wattmètre TOS/Mètre</b> - fréquences 3,5 à 150 MHz - 2 gammes 10 et 1000 watts .....	219,00 F HT

## ANTENNES VHF - UHF FRACARRO

- <b>Yagi</b> 5 éléments 144 MHz livrée avec balun 300/75 ohms .....	60,00 F HT
- <b>Yagi</b> 11 éléments 144 MHz livrée avec balun 300/75 ohms .....	105,00 F HT
- <b>Yagi</b> 10 éléments 432 MHz livrée avec balun 300/75 ohms .....	50,00 F HT
- <b>Yagi</b> 20 éléments 432 MHz livrée avec balun 300/75 ohms et entretoise .....	105,00 F HT

## ALIMENTATIONS STABILISÉES

- <b>2515</b> Alimentation stabilisée 220 V CA/13 V CC - 1,5 A .....	90,00 F HT
- <b>2525</b> Alimentation stabilisée 220 V CA/13 V CC - 2,5 A .....	118,00 F HT
- <b>2530</b> Alimentation stabilisée 220 V CA/3,5 à 13 V CC - réglable - 3 A avec voltmètre et ampèremètre ...	230,00 F HT
- <b>2550</b> Alimentation stabilisée 220 V CA/13 V CC - 5 A livrée avec Ampèremètre 0,5/2,5/5 Ampères .....	250,00 F HT
- <b>PG 327</b> Alimentation stabilisée 220 V CA/13,8 V - 3 A CC .....	129,00 F HT
- <b>MS3A</b> Alimentation stabilisée 220 V réglable intérieurement de 7 à 14 V - 3 Ampères .....	136,00 F HT
- <b>MS3B</b> Alimentation stabilisée 220 V réglage extérieurement de 4 à 15 V - 2,5 Ampères .....	158,00 F HT
- <b>MS3C</b> Alimentation stabilisée 220 V réglable extérieurement de 4 à 15 V - 2,5 Ampères - avec voltmètre .....	213,00 F HT
- <b>M35A</b> alimentation stabilisée 220 V - 13,6 V - sortie 5 A .....	264,00 F HT
- <b>MS7A</b> comme ci-dessus mais 7 Ampères .....	351,00 F HT

## AMPLIFICATEURS LINÉAIRES 144/146 MHz

- <b>30AM2</b> (pour Mobilfive) sortie 30 watts - consommation 5 A sous 13,5V switch électronique d'antenne ..	780,00 F HT
- <b>30M2</b> - entrée 10 W - sortie 30 W - consommation 4 A sous 13,5 V .....	540,00 F HT
- <b>100M2</b> - entrée 10 W - sortie 60 W - consommation 8 A sous 13,5 V .....	990,00 F HT

**N.B. :** Pour obtenir les prix taxe perçue, multiplier les prix Hors Taxes par le coefficient 1,20.

## 5 NOUVEAUTÉS !!

### Le transceiver décamétrique TRIO TS 320

Alimentations fixe et mobile - haut-parleur incorporés.

### Le TS 700 : transceiver 2 mètres - AM/CW/SSB/FM

Alimentations fixe, mobile et haut-parleur incorporés.

Pour les possesseurs de Transceivers **SOMMERKAMP**, le **TRANSVERTER "FU 60"** permettant l'Émission et la Réception 144/146 MHz - AM et SSB !!!

**ARGONAUT** nouveau modèle 5x5 à circuits enfichables au prix de F 1.800, Hors Taxe.

Les **"TRITON" 100 et 200 W - SSB/CW - 10-80 mètres.**

N'oubliez pas de vous renseigner sur la "prime licence" et "l'opération départementale".

# VAREDOC - COMIMEX COLMANT & Cie

2-3, rue Joseph-Rivière - 92400 COURBEVOIE - Tél. 333.66.38 et 333.20.38

R.C. 55 B 8001 - INSEE 733.92.026.0.202 R

Magasin ouvert le SAMEDI de 9 heures à 12 heures et de 14 heures à 17 heures.

Vous pouvez transmettre vos commandes ou demandes de renseignements, 24 heures sur 24, même le dimanche, enregistrées sur répondeur automatique au n° (16) (1) 333.66.38.





## LE RÉCEPTEUR HEATHKIT SB 313

**E**N 1971, nous avons pu analyser le récepteur de trafic Heathkit SB 303, appareil très moderne, destiné au trafic sur les bandes amateurs. Une version destinée aux bandes de radiodiffusion sur ondes courtes est apparue en 1973. Reprenant la majorité des circuits de son aîné, le SB 313 est doté de tous ses perfectionnements, et il constitue l'un des appareils les plus complets que l'on puisse souhaiter rencontrer pour l'écoute des ondes courtes.

### PRÉSENTATION

Comme tous les appareils Heathkit, le SB 313 peut être acquis en kit ou monté; le bloc de l'oscillateur variable LMO étant fourni, monté par l'usine dans les deux cas, à cause des précautions à apporter à sa réalisation, et qui conditionnent la stabilité et la précision en fréquence du récepteur. L'aspect du récepteur est agréable, il informe au premier coup d'œil sur le sérieux de la réalisation.

Les différentes commandes sont disposées de façon symétrique autour du cadran d'affichage, leur maniement est commode et rapide. Le cadran comporte une échelle linéaire avec index gradué de 0 à 5, plus un vernier tournant muni d'un bouton démultiplificateur gradué de 0 à 100. Chaque

bande est explorée en 19 tours du bouton d'accord provoquant 5 tours du vernier.

La précision de l'affichage est très bonne, 3 mm par kHz, soit 1 500 mm pour chaque bande.

La lecture est obtenue par addition de la fréquence de la bande exploitée + valeur de l'échelle linéaire + valeur du vernier.

La calibration est rapide, à l'aide des signaux de marquage interne 25 - 100 kHz et d'une touche débrayant l'entraînement mécanique des circuits du LMO.

La réalisation est d'une grande simplicité, obtenue par l'assemblage de sous-ensembles définis par leurs fonctions. La technique et la technologie employées sont sans reproches, les composants modernes sont employés dans des circuits bien élaborés.

Les performances obtenues font de l'appareil, un récepteur de classe quasi-professionnelle, le constructeur maintenant son prix à une valeur nettement inférieure.

### PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT (Fig. 1)

Les circuits détaillés figure 1 donnent une idée du nombre élevé de circuits employés. Dans ce cas,

### CARACTÉRISTIQUES

Récepteur 9 bandes, couverture par segments de 500 kHz.

1 - 3,5 - 4 MHz, 86 - 75 m; bande amateur 80 m.

2 - 5,7 - 6,2 MHz, 62,5 - 48,5 m.

3 - 7 - 7,5 MHz, 43 - 40 m; bande amateur 40 m.

4 - 9,5 - 10 MHz, 31,5 - 30 m.

5 - 11,5 - 12 MHz, 26 - 25 m.

6 - 14 - 14,5 MHz, 21,5 - 20,75; bande amateur 20 m.

7 - 15 - 15,5 MHz; 20 - 19,3 m.

8 - 17,5 - 18 MHz, 17,20 - 16,60 m.

9 - 21,3 - 21,8 MHz, 14,1 - 13,7; couverture partielle de la bande amateur 15 m.

Sensibilité : 0,5  $\mu$ V pour un rapport signal/bruit + bruit de 10 dB en SSB, pour 1,5  $\mu$ V antenne, 0,5 W BF en sortie.

Mode de réception : AM, CW, USB, LSB.

Double changement de fréquence : 1<sup>re</sup> FI variable 8 395 - 8 895 kHz; seconde FI, 3 395 kHz.

Réjection image : 60 dB.

Réjection FI : FI 2, 55 dB; FI 1, 40 dB mn à 8 595 kHz.

Sélectivité : AM, 5 kHz à 6 dB, 15 kHz à 60 dB, filtre à quartz fourni, CW, 400 Hz à 6 dB, 2 kHz à 60 dB, avec filtre optionnel, SSB, 2, 1 kHz à 6 dB, 5 kHz à

60 dB, avec filtre optionnel.

AGC : Dynamique de 150 dB en CW/SSB, blocage pour 3 V antenne, commutation lent, rapide, hors circuit.

Atténuateur d'antenne : 0 - 40 dB.

Calibrateur : 25 - 100 kHz commutable, injection dans le circuit d'antenne.

Stabilité : meilleure que 100 Hz par heure après 10 mn de chauffage, et avec variation de la tension réseau de  $\pm$  10 %.

Précision de l'affichage : de l'ordre de 400 Hz après calibration + erreur de lecture due à l'opérateur.

Température de fonctionnement : 10 + 50 °C.

Courbe de réponse BF : AM, 200 - 4 750 Hz à -6 dB; CW, 800 - 1 200 Hz à -6 dB, SSB, 350 - 2 450 Hz à -6 dB, avec filtres.

Puissance BF : 4 W avec moins de 10 % de TDH.

Impédance de sortie : HP 8  $\Omega$ , casque basse impédance.

Entrée antenne : 50  $\Omega$  asymétrique.

Raccordements à l'appareil : sur prises CINCH.

Alimentation : 105 - 130 - 210 - 260 V 50 - 60 Hz, consommation maximale 40 W.

Encombrement : 155 x 310 x 330 mm, pour un poids de 7 kg.



valeur très voisine de 3 395 kHz.

Les signaux attaquent ensuite l'atténuateur R<sub>704</sub> disposé à l'entrée des filtres de bandes accordés, de façon à réduire leur niveau, montage correct par rapport à celui que l'on doit proscrire, l'action directe sur la polarisation de l'étage d'entrée à la façon d'un CAG, qui amène d'importantes distorsions de non linéarité et accroît la transmodulation.

L'accord est obtenu à l'aide de condensateurs variables, 1 ou 2 éléments sont employés selon la gamme utilisée.

L'amplificateur HF Q<sub>101</sub> reçoit le signal filtré par le circuit antiparasite 45 - 43 sur sa porte 1, alors que la porte 2 est raccordée au signal de CAG. Le drain comporte le circuit accordé, la source est bouclée sur l'amplificateur différentiel du S-mètre.

La sortie de Q<sub>101</sub> est couplée selon la bande exploitée à un filtre en T, réjectant les signaux indésirables situés sur la valeur de la première FI, et proches des valeurs d'accord des bandes 2 - 3 - 4 - 5, pouvant créer des interférences. Les bobinages de ce filtre sont réalisés sur tores ferrite.

Le premier changement de fréquence intervient dans le transistor Q<sub>203</sub>, recevant sur la porte 1, le signal incident, et sur sa porte 2, le signal local. Le premier oscillateur HFO est à fréquence fixe piloté par quartz, le transistor Q<sub>102</sub> comporte le quartz dans sa base et un circuit accordé collecteur. Le signal FI est filtré par LC<sub>201</sub>, filtre à flancs raides, assurant la sélectivité entre 8 395 et 8 895 kHz, puis le second changement de fréquence s'effectue dans le transistor Q<sub>204</sub>, avec comme sur Q<sub>204</sub> injection du signal sur la porte n° 1 et de l'oscillateur sur la porte n° 2.

Le circuit d'accord disposé sur le drain de Q<sub>204</sub> (L<sub>202</sub> - C<sub>216</sub> - C<sub>217</sub>) est à prise capacitive pour l'attaque sous 2 kΩ des filtres FI.

Les circuits source des deux mélangeurs sont couplés au « Mute », blocage permettant le passage en émission si le récepteur est utilisé pour le trafic.

Le second oscillateur variable est un bloc livré monté par le constructeur, son schéma n'est pas indiqué, il comporte un étage dont la fréquence est rendue variable par action d'une tension continue sur une diode varicap. Un étage séparateur élimine les réactions sur l'oscillateur.

Une compensation en température et de grandes précautions sont apportées à ce circuit, de façon à obtenir une linéarité en

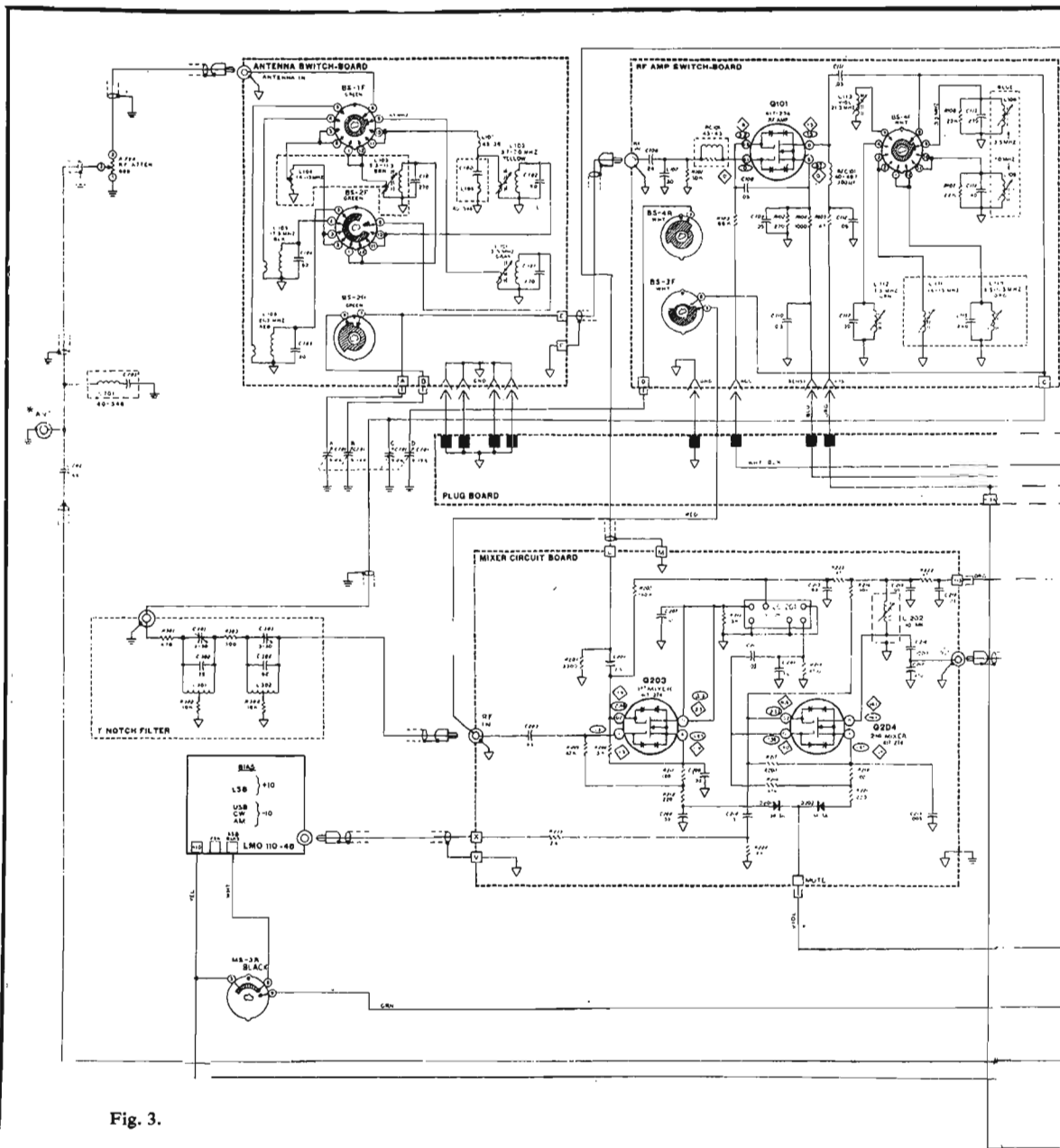


Fig. 3.

fréquence et une stabilité les meilleures. Le décadage de la fréquence du LMO est obtenu à l'aide d'une commutation de la tension continue de commande varicap (+ 10 V en LSB, - 10 V en CW-AM-USB) ce qui décale de 2,8 kHz pour conserver l'étalonnage du cadran.

Bloc FI. Trois filtres sont connectés selon le mode de réception exploité. Leur sélectivité est excellente (Fig. 2), ils permettent l'élimination des signaux voisins indésirables et autorisent la réception même en présence de stations voisines très puissantes.

L'étage d'entrée FI, le transistor Q<sub>501</sub>, reçoit le signal sur sa porte 1, la porte 2 étant contrôlée par le signal d'AGC. La source de Q<sub>501</sub> est raccordée à la base du transistor Q<sub>506</sub>, formant avec Q<sub>505</sub>, un amplificateur différentiel pour le S-mètre.

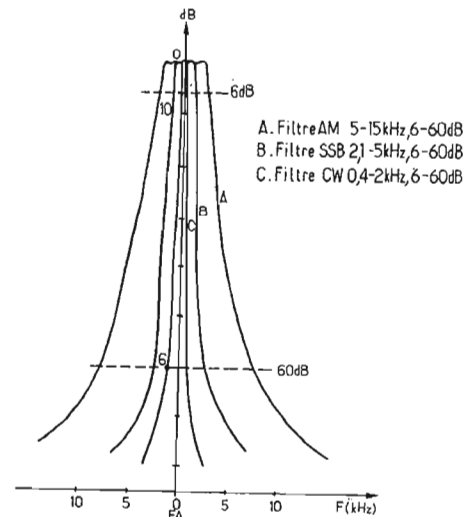
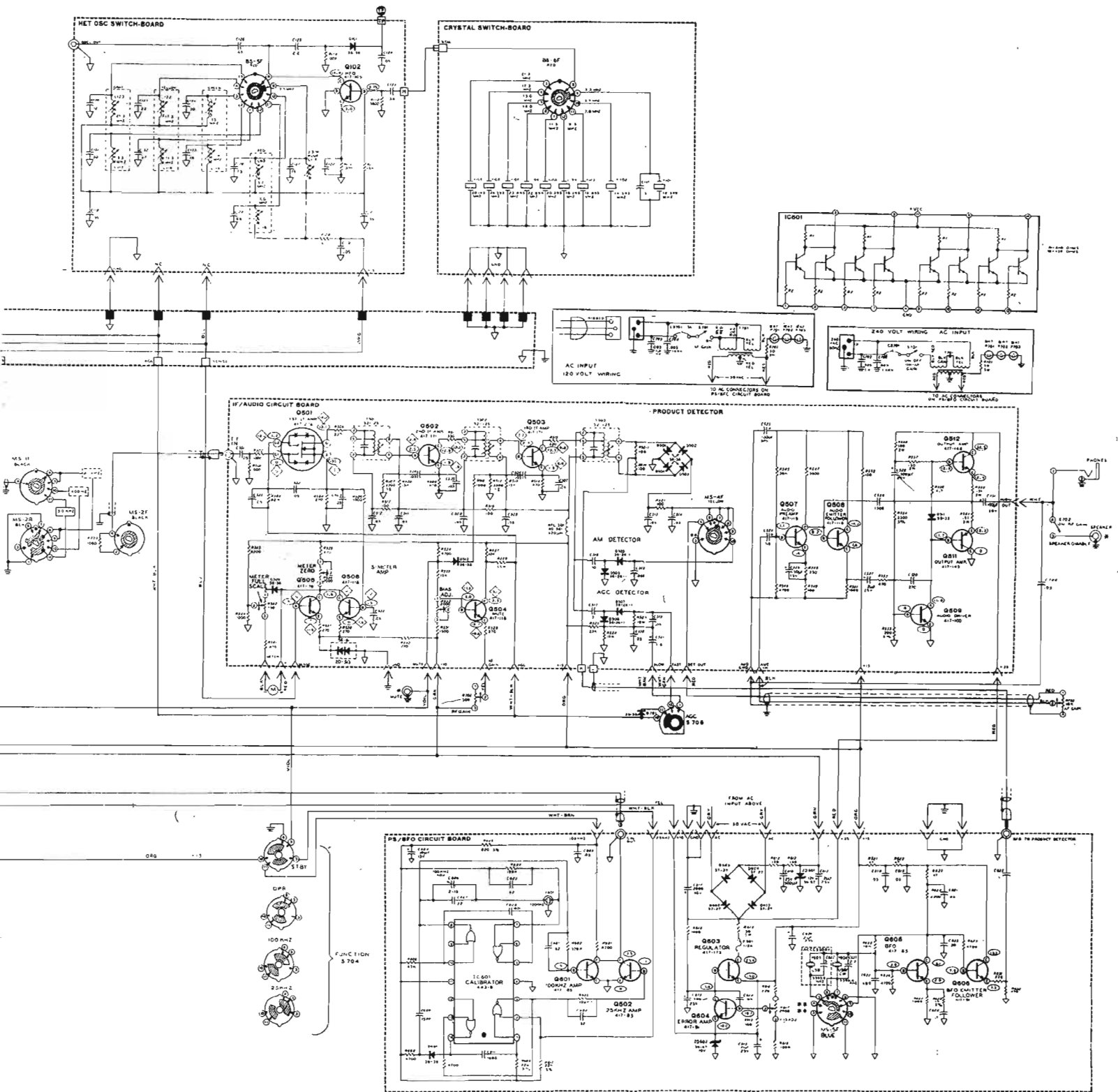


Fig. 2.



Deux étages de constitution classique  $Q_{502} - Q_{503}$  amènent les signaux à l'amplitude nécessaire à leur détection,  $Q_{503}$  recevant sur sa base la tension de blocage « Mute » comme les mélangeurs, lorsque l'on passe en émission.

Le transistor  $Q_{504}$  permet le contrôle du gain HF manuel, lors-

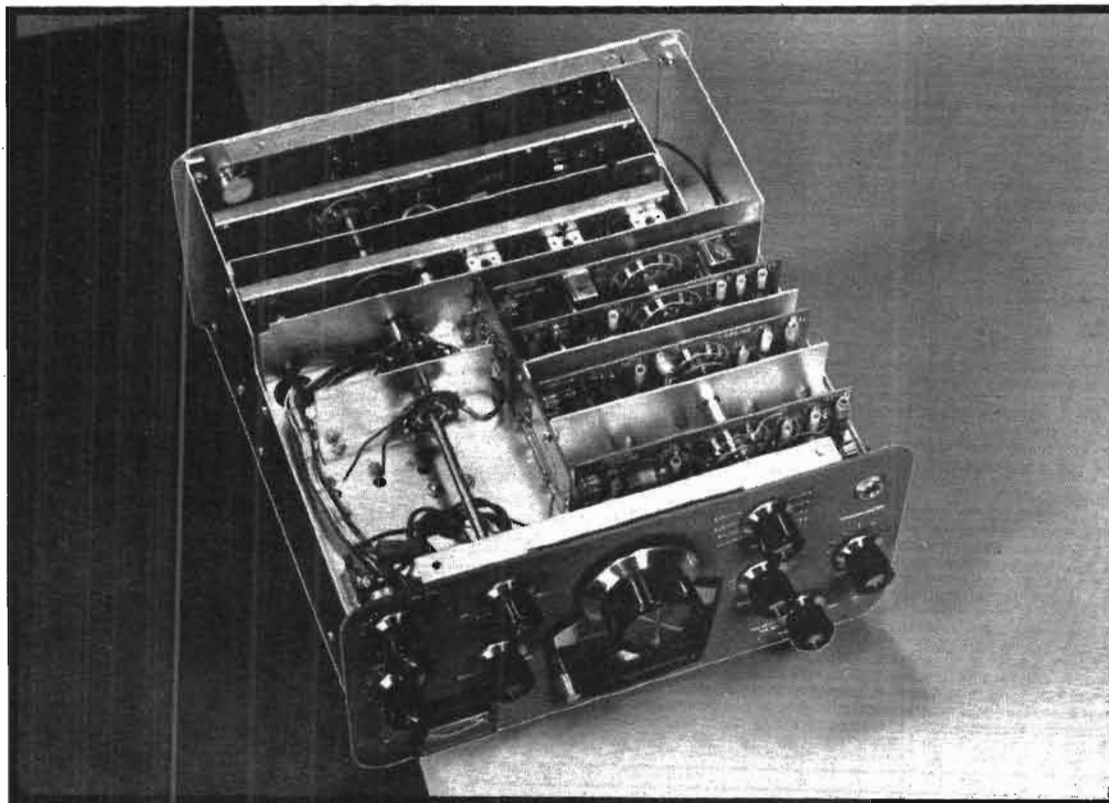
que l'AGC est hors-circuit. L'action est assurée par le contrôle à l'aide du potentiomètre  $R_{702}$  de la tension d'émetteur de  $Q_{504}$  monté en amplificateur de courant continu, entraînant le décalage du point de fonctionnement de  $Q_{101}$  ampli HF et de  $Q_{501}$  premier étage FI.

Le détecteur de produit, consiste en un pont de diodes équilibré  $D_{501} - D_{504}$ , recevant les fréquences BFO et FI, et délivrant un signal audible égal à leur différence. Le BFO est piloté par deux quartz, disposés entre base et émetteur du transistor  $Q_{605}$ , sélectionnés selon la bande choisie (LSB-USB) et utilisable

également en CW, de valeur  $3\,393,6\text{ kHz (LSB)}$   $3\,396,4\text{ kHz (USB-CW)}$ . Le BFO est suivi d'un étage séparateur, le transistor  $Q_{606}$ , monté en émetteur follower.

La détection AM est réalisée par les diodes  $D_{505} - D_{506}$  et le condensateur  $C_{515}$ , attaquant





directement  $R_{703}$ , le potentiomètre de volume après commutation.

L'AGC est obtenu par redressement et filtrage de la tension de sortie FI, par deux diodes et les circuits qui leur sont associés. En action rapide, le signal est destiné à l'AM, alors qu'en position lente, il est conçu pour la SSB. Celle-ci nécessite en effet, une attaque rapide et une constante de temps assez longue, pour éviter les désensibilisations désordonnées provoquées par ce type de modulation.

Le calibrateur comporte un quartz à 100 kHz, associé à un diviseur intégré  $IC_{601}$  et à deux transistors  $Q_{601}-Q_{602}$ .

Le circuit intégré comporte un multivibrateur astable contrôlé par le quartz, suivi d'un monostable. Le signal direct est amplifié sur 100 kHz par le transistor  $Q_{601}$ , ou divisé par 4, par le monostable dont la période est fixée par  $R_{609}$  et  $C_{611}$  et amplifié sur 25 kHz par  $Q_{602}$ .

Les signaux sont rectangulaires à fronts raides, permettant d'obtenir toutes les harmoniques jusqu'aux fréquences les plus élevées.

Le quartz  $Y_{601}$  qui fixe la période du multivibrateur astable est associé au condensateur ajustable  $C_{606}$ . Il sera nécessaire de procéder au calage exact en fréquence du calibrateur, faute de quoi l'étalonnage ne serait d'aucune utilité. Le procédé le plus simple est de provoquer un battement zéro avec la station de Droitwich, émettant avec une stabilité de l'ordre de  $1.10^{-8}$  sur 200 kHz.

L'amplificateur basse fréquence ne comporte pas de circuits particuliers, son étage de sortie est un push-pull complémentaire à liaison par condensateur vers le haut-parleur. Un casque de 8 à 600  $\Omega$  est utilisable, sa prise est en parallèle sur celle du haut-parleur. On peut noter sur l'amplificateur la contre-réaction sélective agissant au-dessus de 3 kHz, à l'aide du condensateur  $C_{526}$  ramené sur la base du transistor  $Q_{508}$ .

L'alimentation comporte un seul pont redresseur, à partir duquel sont fournies les différentes tensions : + et - 10 V stabilisées par les diodes Zener  $DZ_{601}-DZ_{602}$ , et destinées au LMO ; + 15 V régulé électroniquement par  $Q_{603}-Q_{604}$  et la Zener  $DZ_{602}$ , pour tous les étages ; + 35 V filtré par  $C_{617}$  de 2 000  $\mu F$  pour l'étage de puissance basse fréquence. La protection du

+ 15 V est assurée par un fusible, alors qu'au primaire du transformateur un bilame assure celle-ci.

## MESURES

La sensibilité est excellente. En SSB, sur toutes les bandes, elle est meilleure que 0,5  $\mu V$  pour 10 dB de rapport S + B/B. En AM, la valeur la plus basse est de 1,2  $\mu V$  pour 10 dB de S + B/B, mesurée sur la dernière gamme 21,3 - 21,8 MHz. La stabilité du LMO est excellente, comme sur le SB 303. Sur 4 heures, le  $\Delta F$  est de 79 Hz. La fidélité de la commande mécanique est également remarquable, toutes erreurs confondues, l'écart est inférieur à 500 Hz.

La sélectivité est celle indiquée par le constructeur, grâce aux filtres à quartz employés. Il est possible d'employer en AM, un filtre plus étroit, le SBA - 301-1 de 3,75 kHz, en lieu et place de celui installé.

La dynamique du CAG atteint 120 dB antenne pour 6 dB en sortie, les niveaux d'entrée supérieurs ont été limités à 2 V.

En basse fréquence, la puissance sans distorsion atteint 2,2 W eff. sur 8  $\Omega$  à 1 kHz.

Incontestablement, nous avons en main un véritable récepteur de trafic. Toutes les commodités souhaitables sont installées. On ne peut que regretter dans ce cas, qu'une commande d'accord à deux vitesses de démultiplication ne soit pas installée, il faut 19 tours pour couvrir une bande.

La stabilité et la fidélité du mécanisme d'affichage sont à remarquer. Il suffit d'afficher la fréquence de la station à recevoir pour en obtenir la réception, nous l'avons vérifié de nombreuses fois.

A ce propos, on a pu noter dans la liste des stations sur ondes courtes, que la fréquence de travail était identique pour plusieurs stations, voire plusieurs dizaines de stations. Ceci est dû aux répartitions des fréquences allouées pour chaque pays, et l'on a permis d'exploiter ces mêmes fréquences à des pays éloignés, de façon à éviter les interférences. Mais il est possible de recevoir deux stations de même puissance sur une même fréquence, il est alors conseillé de passer en LSB ou USB pour tenter d'obtenir une réception intelligible.

En présence de signaux très puissants, on évite la surcharge de l'étage HF, à l'aide de l'atténuateur d'antenne, et l'on peut également combiner cette action avec le gain HF manuel.

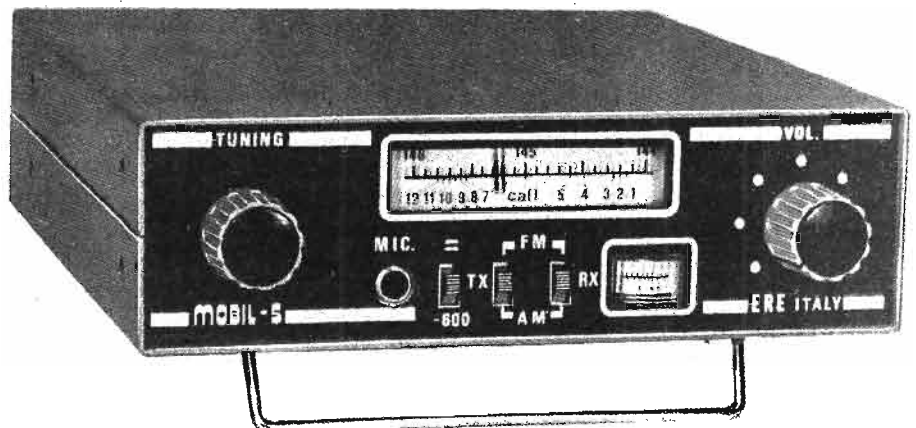
## CONCLUSION

Le SB 313 garde les caractéristiques de son aîné, le SB 303. A peine moins sensible, il procure une réception sur les bandes amateur et de radiodiffusion.

La réalisation du kit ne demande, mis à part pincettes et tournevis, qu'un contrôleur électronique et un générateur HF, ce dernier facultatif. La notice de 175 pages est complète et détaillée, et permet même à un non initié de mener à bien le montage de l'appareil.

# le nouveau transceiver

## 144 MHz



# “ mobil 5 ”

LES constructeurs, depuis quelques années, portent une attention toute particulière au matériel destiné aux radio-amateurs, qui sont devenus, par leur nombre, un marché digne d'intérêt. Après la floraison de transceivers, tous plus élaborés les uns que les autres, pour le trafic sur les bandes décimétriques et pour lesquels on n'a vraiment que l'embarras du choix, c'est maintenant sur les VHF que les constructeurs font porter leur effort. Nous ne nous en plaignons pas car la bande 144 MHz est particulièrement attrayante en station fixe et aussi tout à fait indiquée pour le trafic en mobile ou en portable en raison du faible déploiement de l'aérien à utiliser qui permet néanmoins des performances spectaculaires. Un obstacle cependant, auquel se heurtent de nombreux amateurs, est celui des diverses interférences, fréquemment constatées sur la réception de la télévision et connues sous le sigle de TVI dont bien souvent, les récepteurs d'images sont d'ailleurs eux-mêmes la cause, en présence de signaux de la bande deux mètres modulés en amplitude. Ces troubles ont parfois découragé des amateurs, désireux de conserver des relations convenables avec

leur voisinage. Pourtant, une solution s'est imposée finalement : le remplacement de la modulation d'amplitude par la modulation de fréquence à bande étroite — (NBFM) — dans la mesure où les correspondants disposent d'un récepteur approprié, c'est-à-dire comportant un limiteur et un discriminateur. En effet, la réception de la NBFM, avec une détection AM, par décalage de l'oscillateur, fait perdre au système tout son intérêt.

L'appareil, qui a subi l'épreuve de votre banc d'essai, tient compte de toutes ces considérations et a surmonté l'essentiel de ces difficultés. Il comporte, en outre, bon nombre de particularités que nous allons examiner successivement. Mais, disons tout de suite que cet ensemble surprend au premier examen par ses faibles dimensions (200 x 180 x 50 mm) qui l'apparentent à la classe auto-radio! Aucun problème d'installation à bord d'une voiture ou d'un bateau, même de standing modeste. Alimenté à partir de la batterie du bord, d'une batterie auxiliaire ou d'une source stabilisée de 11 à 13,5 V (800 mA maximum), il permet, par conséquent, une utilisation très souple aussi bien en fixe qu'en portable ou mobile, sans

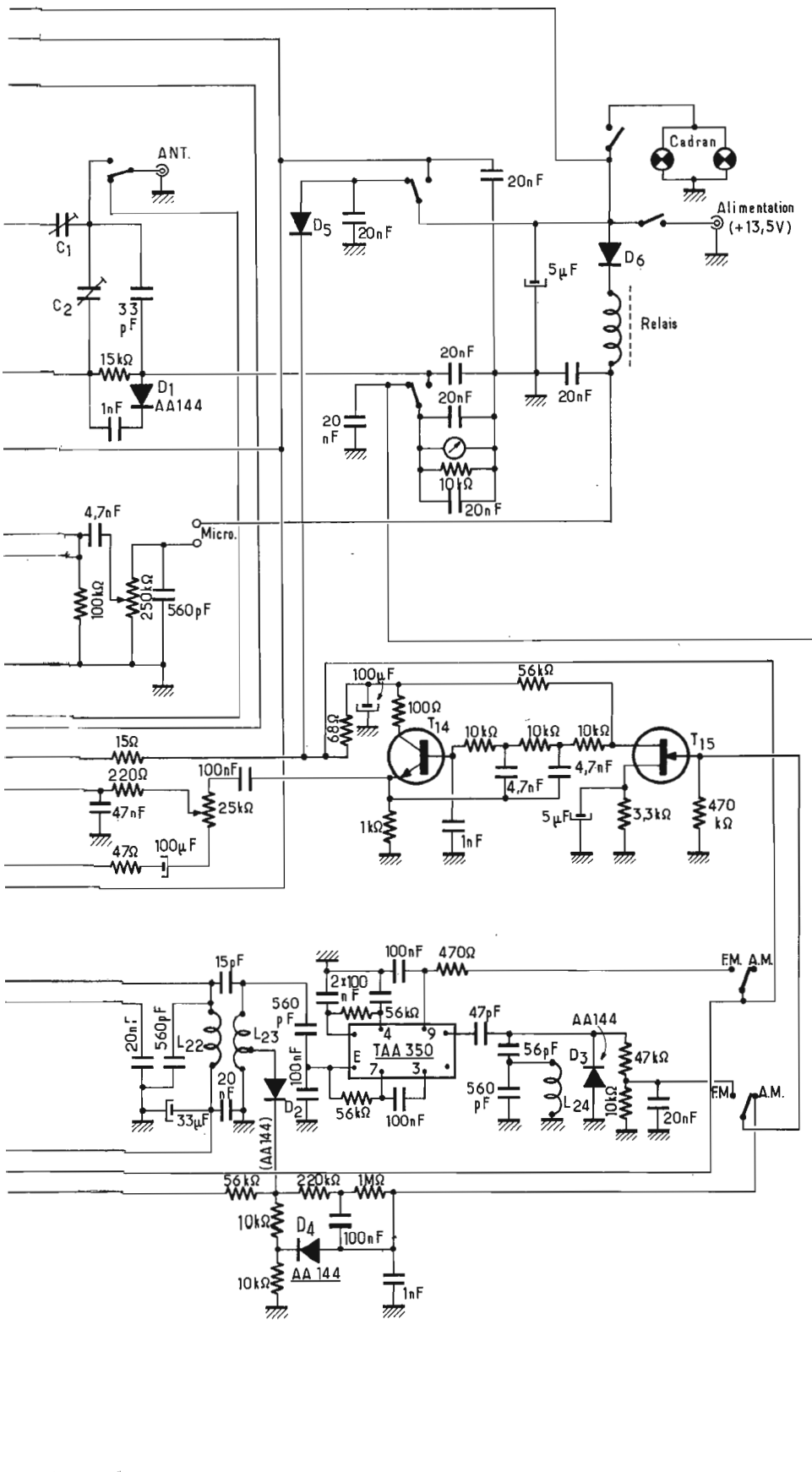
consommation exagérée et, par conséquent, sans stockage d'énergie important donc encombrant et, partant, lourd à transporter.

### I. L'ÉMETTEUR

Malgré ces exigences plus que raisonnables, le « Mobil five » délivre une puissance porteuse de 5 W avec modulation de fréquence à bande étroite (NBFM) ramenée à 2 W (en l'absence de modulation) en AM, ce qui se traduit par une puissance de 8 W en crête de modulation. Mais nous attirons surtout l'attention sur la qualité et l'efficacité de la modulation de fréquence, lorsque le récepteur du correspondant est lui-même muni d'un discriminateur ou d'un détecteur de rapport. C'est le procédé qui permet d'obtenir le meilleur rapport signal/bruit et c'est, ici, très important puisque la puissance est forcément limitée. même si l'étage final travaille au maximum de ses possibilités. La puissance prise par le modulateur est extrêmement réduite puisque le but de l'opération est de produire une légère variation de la capacité qui accorde le VFO ( $T_9$ ) dont un élément est constitué par une diode varactor (ici BA 110). La chaîne

BF est constituée par un étage d'entrée  $T_{13}$ , équipé d'un transistor FET (2N 3819) à faible bruit, ce qui permet une entrée microphone à haute impédance et une commande de gain ajustable par potentiomètre. Ce premier étage est suivi d'un amplificateur de tension qui attaque, soit deux transistors ( $T_{10} - T_{11}$ ) en liaison directe, montés en correcteur de fréquence, et dont le dernier entraîne la modulation en fréquence, soit trois transistors en cascade ( $T_{18} - T_{17} - T_{16}$ ) à liaison directe également et dont le dernier (AD 161) est un modèle à fort courant permettant la modulation en série de l'étage final ( $T_6$ ) pour le fonctionnement en AM. Ce système permet de moduler, avec un pourcentage élevé mais sans dépasser 100 %, des étages de puissances très diverses, avec un effet de compression automatique des signaux BF. Le montage est simple mais, du fait de son principe même, la tension de repos appliquée à l'étage à moduler, donc en régime de porteuse pure, est réduite de moitié, pour n'atteindre sa valeur maximale qu'en pointe de modulation. C'est ce qui explique la puissance HF au repos, assez modeste. Quel que soit le type de modulation choisi,





la qualité a été jugée excellente. Les descriptions d'émetteurs procèdent habituellement en ordre différent, mais si nous avons commencé par la modulation, c'est pour bien montrer que l'on peut passer, à l'émission comme à la réception, de l'AM à la NBFM, à volonté et instantanément.

L'émetteur, ainsi que nous l'avons dit plus haut, est piloté par VFO à grande stabilité : 500 Hz pour une variation de la tension d'alimentation de 20 % en plus ou en moins de la tension nominale. Et, précisément, pour que cette variation soit pratiquement jugulée, la tension d'alimentation du VFO et de l'étage-tampon ( $T_8$ ) qui fait suite, est stabilisée par  $T_7$ , dont la tension de base est elle-même fixée par une diode Zener (Z) 1 N 4162. Le VFO, utilisé à l'émission comme à la réception, couvre la gamme de 18,75 MHz à 20,75 Mz. Parallèlement,  $T_1$  fonctionne comme oscillateur piloté par quartz directement sur overtone 125,25 MHz. Les deux signaux venant de  $T_1$  et de  $T_8$  sont appliqués chacun à une porte d'un transistor Mosfet (MEM 564 C) en montage mélangeur dans le drain duquel se trouve un circuit ( $L_9$ ) centré sur 145 MHz, fréquence du battement supérieur à mettre en évidence. Lorsque le VFO balaie la plage entière, le signal dans  $L_9$  varie de 144 à 146 MHz : la bande 2 mètres est couverte en totalité et, limité à cette partie, le montage est un VFO-hétérodyne ou super VFO, très en faveur depuis quelques années et bénéficiant d'appréciations très élogieuses. A partir de là, nous trouvons quatre étages successifs, amplificateurs en cascade en émetteur commun ( $T_3$  à  $T_6$ ).  $T_3$  et  $T_4$  sont des 2 N 918, à fréquence de coupure très élevée et fonctionnant comme amplificateur à bas niveau.  $T_5$  (2 N 3866 ou 2 N 4427) driver et  $T_6$  (BFS 22 A) sont alimentés à part de manière à n'appliquer qu'à eux seuls la modulation d'amplitude. L'accord final est constitué par un circuit en L qui autorise une impédance de sortie de 50 à 75  $\Omega$ . L'antenne se trouve réunie au circuit de sortie, au travers d'un relais d'inversion émission-réception par une fiche PL 239 et des ajustables  $C_1$  et  $C_2$  permettent de corriger au mieux l'adaptation de l'antenne.

## II. LE RÉCEPTEUR

Il est du type à double changement de fréquence, avec utilisation généralisée en haute fréquence et

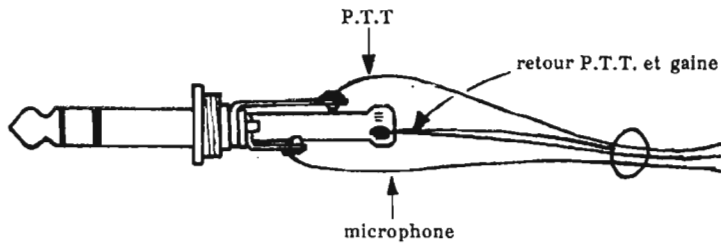


**NOTES  
COMPLÉMENTAIRES  
IMPORTANTES**

1/ Si l'appareil est utilisé sur un véhicule dont la charge de la batterie est assumée par un alternateur, ne pas omettre de disposer un régulateur de tension entre « Mobil five » et batterie. En effet, sur un coup d'accélérateur, la tension monte au voisinage de 16 V. La tension d'alimentation du « Mobil five » ne doit pas dépasser 13,5 V.

Pendant le trafic, ne pas omettre, lorsque l'on passe, en émission, de la position AM à la position FM et vice versa, de relâcher la pédale du micro. En effet, il y a risque de détérioration du transistor final si l'on appuie sur la pédale pendant la période où le commutateur d'émission FM-AM se trouve entre les deux positions FM et AM.

2/ Si l'appareil doit servir à son propriétaire à subir l'examen d'opérateur, il est bon de préciser que l'examineur doit, réglementairement, pouvoir s'assurer du bon fonctionnement et, en particulier, mesurer la puissance appliquée à l'étage final. Cette manipulation est simple, au prix d'une petite modification, qui consiste à insérer entre la ligne d'alimentation et le pied de la bobine d'arrêt qui aboutit au collecteur du transistor final  $T_6$ , une résistance de  $1 \Omega$ . La présence de cet élément, en un point froid du point de vue HF, ne perturbe nullement le fonctionnement du P.A. si ce n'est qu'elle introduit une chute de tension de l'ordre de 0,6 V, pratiquement sans effet sur la puissance de sortie. Cette tension correspond, évidemment, à un courant de 0,6 A et peut être mesurée soit par un voltmètre-multimètre sur sa sensibilité la plus grande (0 - 1,5 V par exemple : c'est le cas pour le Métrix MX 202 B que nous utilisons), soit par un galvanomètre de 1 mA de déviation totale comportant une résistance série de 1,5 k $\Omega$ , ce qui lui confère sensiblement une possibilité de lecture de 1,5 V. On notera que 0,5 V = 500 mA, 1 V = 1 A, etc



moyenne fréquence de transistors Mosfet à double porte MEM 564 C ( $T_{19}$  -  $T_{23}$ ). L'antenne est appliquée au circuit d'entrée  $L_{12}$  par le relais Émission-Réception. Une protection est assurée par deux diodes  $TF_{21}$ , montées tête-bêche. L'amplification HF est ajustée une fois pour toutes et le contrôle automatique de gain est appliqué à une porte de l'étage HF et de chacun des deux étages MF (CAG amplifié par  $T_{25}$  = BFW 32). Le premier oscillateur ( $T_{24}$ ) est piloté par un quartz overtone sur 127 MHz, du même type que celui utilisé en émission.  $T_{20}$ , mélangeur, reçoit sur sa première porte le signal HF amplifié et sur la seconde la tension provenant de l'oscillateur. Le produit du mélange infradyne (17 à 19 MHz) apparaît dans le circuit de drain  $L_{15}$ , accordé sur 18 MHz.  $T_{21}$  est le deuxième mélangeur, auquel est appliqué ce

signal d'une part et la tension du VFO (18,75 - 20,75 MHz) d'autre part. La résultante est un signal MF de 1,75 MHz.  $T_{22}$  et  $T_{23}$ , associés à six circuits accordés ( $L_{18}$  à  $L_{23}$ ), forment un amplificateur de moyenne fréquence, de bonne sélectivité et de grande amplification qui achemine ces tensions vers  $D_2$  qui est la diode de détection pour les émissions modulées en amplitude, les signaux télégraphiques (CW) et les émissions en SSB. La tension de CAG non amplifiée est également prélevée à cet endroit, à partir duquel la diode  $D_4$  joue le rôle d'écrêteur de parasites à seuil fixe. En position FM, le signal MF est appliqué à un circuit intégré du type TAA 350, à la fois limiteur et discriminateur, complété par  $D_3$ . La basse fréquence recueillie après détection est appliquée à un préamplificateur correcteur ( $T_{14}$  -  $T_{15}$ ) et finalement à un circuit

intégré BF, TAA 611 B, dont le potentiomètre de commande de gain, commande également la mise sous tension de l'ensemble, qui est d'ailleurs protégé contre une erreur du sens de branchement de l'alimentation par deux diodes  $D_5$  -  $D_6$ . Enfin, la version récente du « Mobil five » comporte un BFO commandé par l'interrupteur à glissière qui se trouve sur le panneau arrière et qui permet de décroder correctement la BLU, comme la CW. Ajoutons qu'un détecteur de HF ( $D_1$ ) utilise le microampèremètre du Smètre qui est aussi utilisé en émission comme en réception (sauf en position SSB où il est inopérant).

Utilisant un VFO unique, associé à deux quartz judicieusement choisis, l'appareil fonctionne en transceiver exclusivement, c'est-à-dire que la fréquence d'émission et celle de réception sont rigoureusement identiques. Il en résulte que lorsqu'une station est reçue sur une fréquence quelconque et que l'accord précis est réalisé, l'émission, par simple jeu de la pédale du microphone, se produit exactement sur cette fréquence. Ajoutons que la puissance BF délivrée par l'appareil en réception est de 1 W sur le haut-parleur incorporé. Un jack en parallèle permet, en outre, de substituer à celui-ci un haut-parleur extérieur. La bande passante BF est comprimée à 300 - 3 000 périodes, comme habituelle de la téléphonie. La sensibilité du récepteur est nettement inférieure au microvolt. Nous avons relevé, en effet, 0,8  $\mu$ V en AM et 0,4  $\mu$ V en FM où l'appareil s'est montré particulièrement remarquable. L'ensemble comporte 25 transistors, 10 diodes et deux circuits intégrés, le tout étant réuni sur un circuit imprimé net et précis. Ajoutons, pour terminer, que la réalisation mécanique est particulièrement soignée et que le matériel de haute qualité a fait l'objet de nombreux contrôles de laboratoire. Un appareil étonnant par sa présentation, par ses possibilités, par ses performances, dont nous remercions les Etablissements Vareduc de nous avoir permis d'en faire la présentation.

**VIENT DE PARAÎTRE**

**AMPLIFICATEURS  
HI FI  
A TRANSISTORS**

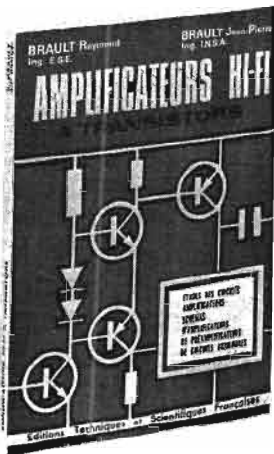
par **BRAULT (Raymond)**

Ing. E.S.E.

et

**BRAULT (Jean-Pierre)**

Ing. I.N.S.A.



Cet ouvrage nouveau et original comprend aussi bien la théorie générale de circuits BF à transistors, que toute une collection de schémas d'application sur des montages HI FI de toute puissance ayant fait leurs preuves.

**Extrait de la table des matières :**

Notions d'électricité. Amplification. Fonctionnement des transistors. Diodes. Diodes zener. Montages des transistors. Contre-réaction. Transistors à effet de champ. Amplification de puissance. Les divers push-pull. Composition d'une chaîne d'amplification. Étude pratique de quelques amplificateurs. Alimentations. Préamplificateurs. Mesures. Bibliographie.

**Volume broché, 328 pages, format 15 x 21, couverture quadrichromie, 37 F.**

En vente à la

**LIBRAIRIE PARISIENNE DE LA RADIO**  
43, rue de Dunkerque, 75010 PARIS  
Tél. : 878-09-94/95 - C.C.P. 4949.29 PARIS

(Aucun envoi contre remboursement - Ajouter 15% pour frais d'envoi à la commande)