

6<sup>F</sup>  
6,50

SUISSE : 5 FS  
ITALIE : 1000 Litres  
ALGERIE : 6,5 Dinars  
TUNISIE : 650 Mill  
BELGIQUE : 65 FB

# LE HAUT-PARLEUR

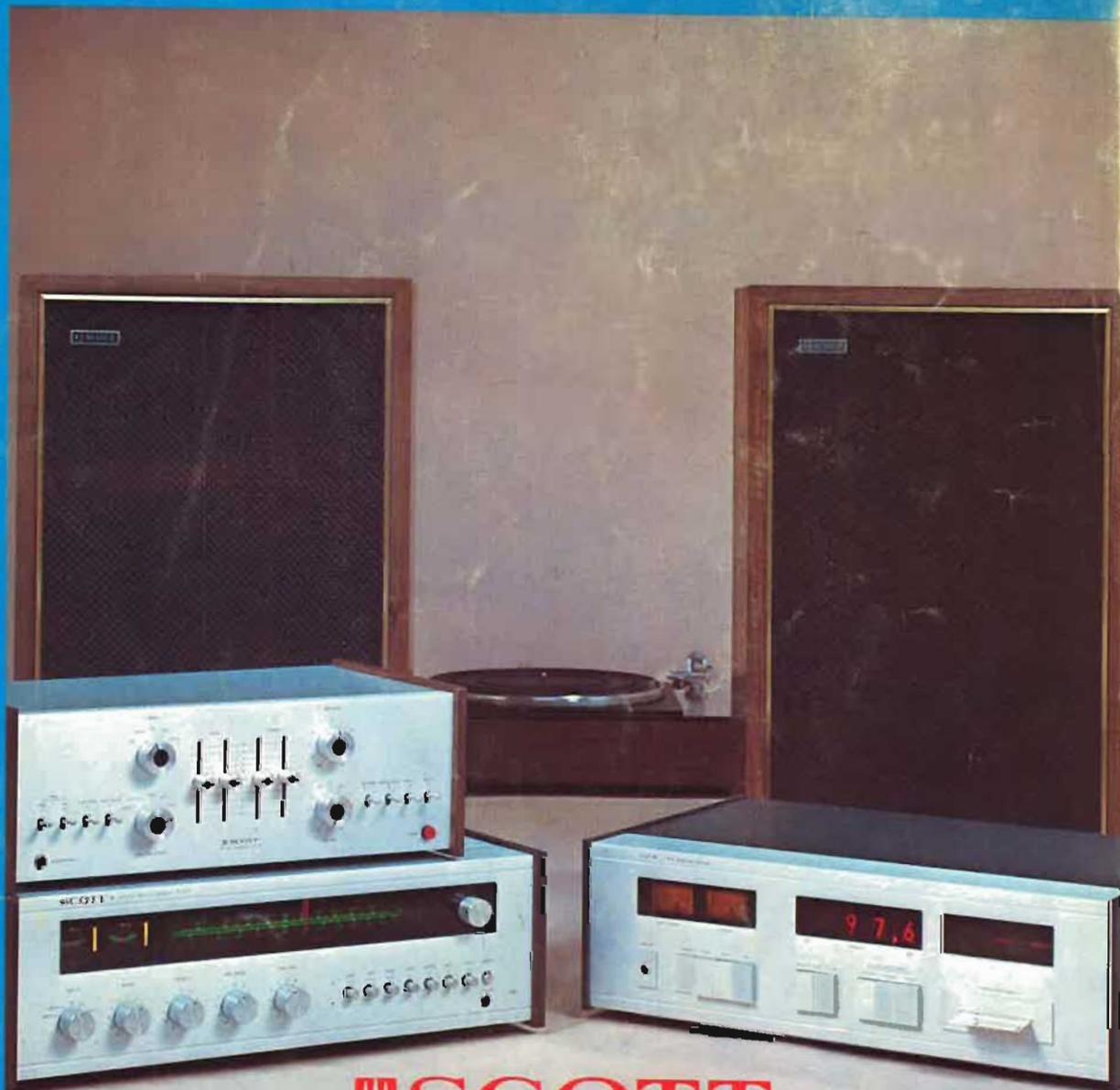
*Journal de vulgarisation*

## RADIO TÉLÉVISION

### Dans ce numéro

- Le tuner-amplificateur PHILIPS RH 741
- L'amplificateur ESART PA 15.
- L'oscilloscope D61 TELEQUIPEMENT.
- Le générateur SQ 10 et le distorsiomètre D 10 EU-RELCO.
- Les modules MF STÉRÉO RTC La Radiotechnique.
- Centrale clignotante et temporisateur pour essuie-glace.
- Modules préamplificateurs et correcteurs.
- Le tuner amplificateur SANYO DCX 8000K.
- Mise au point sur les transistors.
- Un antivol électronique pour voiture.
- Le radiocassette GRUNDIG C6000.
- Pas de radiotéléphone efficace sans une véritable réduction des parasites.
- Système de fondu-enchaîné photographique automatique.
- Le récepteur de trafic cet inconnu...
- etc...

Voir sommaire détaillé page 134



**SCOTT**  
*American high fidelity*

484 PAGES

voir page 331

Exclusivités...

**LAG**  
électronique

Exclusivités !



**le « 4341 » CONTROLEUR MULTIMESURES  
à transistormètre incorporé**

Résistance interne 16.700 Ω/volt.  
V. continu : 0,3 V à 900 V en 7 cal.  
V. altern. : 1,5 V à 750 V en 6 cal.  
A. continu : 0,06 mA à 600 mA, 5 cal.  
A. altern. : 0,3 mA à 300 mA, 4 cal.  
Ohms : 0,5 Ω à 20 MΩ en 5 cal.

Transistormètre : mesures ICR, IER, ICI, courants collecteur, base, en PNP et NPN. Le 4341 peut fonctionner de -10 à +50 degrés C. Livré en coffret métall. étanche, av. notice d'utilisation.  
Dimensions : 213 × 114 × 80 mm

**GARANTI 1 AN**

**PRIX : 189 F** Port 12 F

« Rien d'équivalent sur le marché »

**LAG**  
électronique

**CONTROLEUR 4323**

à générateur H.F. incorporé  
20 000 ohms par volt continu  
20 000 ohms par volt alternatif  
de 45 à 20 000 Hz  
Précision : ± 5 % c. continu et alternatif.



Prix **129 F** + port et emb. 6,00

Volts c. continu ..... 0,5, 2,5, 10, 50, 250, 500, 1 000 V  
Volts c. alternatif ..... 2,5, 10, 50, 250, 500, 1 000 V  
Ampère c. continu ..... 50, 500 µA, 5, 50, 500 mA  
Ampère c. alternatif ..... 50 µA  
Ohms c. continu ..... 1, 10, 100 KΩ, 1 MΩ  
Générateur : 1 KHz ± 20 % en onde entretenue pure, et 465 KHz ± 10 % en onde modulée 20 à 90 %. Contrôleur, dim. 140 × 85 × 40 mm, en étui plastic choc, avec pointes de touche et pinces croco.

**CONTROLEUR 4324**

20 000 ohms par volt continu  
4 000 ohms par volt alternatif  
de 45 à 20 000 Hz  
Précision :  
± 2,5 % c. continu  
± 4 % c. alternatif  
Volts c. : 0,6, 1,2, 3, 12, 30, 60, 120, 600, 3 000 V.  
Volts alt. : 3, 6, 15, 60, 150, 300, 600, 900 V  
Amp. cont. : 60, 600 µA, 6, 60, 600 mA, 3 A  
Amp. alt. : 300 µA, 3, 30, 300 mA, 3 A  
Ohms c. c. : 5, 50, 500 KΩ (5 MΩ + pile add.)  
0 à 500 ohms en échelle inversée  
Décibels : -10 à +12 dB  
Contrôleur, dim. 145 × 95 × 60 mm, en boîte carton, avec pointes de touche et pinces croco.



Prix **149 F** + port et emballage : 8,00

**CONTROLEUR 4313**

20 000 ohms par volt continu  
2 000 ohms par volt alternatif  
de 45 à 5 000 Hz  
Précision :  
± 1 % c. continu  
± 2,5 % c. alternatif  
Volt cont. : 75 mV, 1,5, 3, 7,5, 15, 30, 60, 150, 300, 600 V  
Volts alt. : 1,5, 3, 7,5, 15, 60, 60, 150, 300, 600 V  
Amp. cont. : 60, 120, 600 µA, 3, 15, 60, 300 mA, 1,5 A  
Amp. alt. : 600 µA, 3, 15, 60, 300 mA, 1,5 A  
Ohms c. c. : 0,5, 5, 50, 500 KΩ (5 MΩ + pile add.)  
Capacités : 0 à 0,5 µF  
Décibels : -10 à +12 dB  
Contrôleur, dim. 213 × 114 × 80 mm, cadran 90° à miroir, livré en malette alu étanche, avec cordons, pointes de touche et embouts grip-fil.



Prix **169 F** + port et emballage 12,00

**CONTROLEUR 4317**

20 000 ohms par volt continu  
4 000 ohms par volt alternatif  
de 45 à 5 000 Hz  
Précision :  
± 1 % c. continu  
± 1,5 % c. alternatif



Prix **219 F** + port et emb. 12,00

Volts cont. .... 0,1, 0,5, 2,5, 10, 25, 50, 100, 250, 500, 1 000 V  
Volts alt. .... 0,5, 2,5, 10, 25, 50, 100, 250, 500 1 000 V  
Amp. cont. .... 50, 500 µA, 1, 5, 10, 50, 250 mA, 1, 5 A  
Amp. alt. .... 250, 500 µA, 1, 5, 10, 50, 250 mA, 1, 5 A  
Ohms c. cont. .... 200 Ω, 3, 30, 300 KΩ, 3 MΩ  
Décibels ..... -5 à +10 dB - Fréquences ..... 45, 1 000, 5 000 Hz  
Contrôleur, dim. 203 × 110 × 75 mm, cadran 90° à miroir, livré en malette alu étanche, avec cordons, pointes de touche et embouts grip-fil.

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 Electroniques »  
11 numéros HAUT-PARLEUR « HI-FI Stéréo »

**FRANCE ..... 100 F**  
**ÉTRANGER ..... 140 F**

**ATTENTION !** Si vous êtes déjà abonné, vous faciliteriez 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

Page

<b>Alimentation - Régulation</b>	
● Les alimentations stabilisées .....	227
<b>B.F. Technique générale</b>	
● Le tuner amplificateur PHILIPS RH741 .....	153
● L'amplificateur ESART PA 15 .....	159
● Banc d'essai du tuner amplificateur SANYO DCX 8000 K. ....	206
● La chaîne SABA 8730 K. ....	265
● La chaîne stéréo DUAL HS 130 .....	274
<b>B.F. Réalisation</b>	
● Modules préamplificateurs correcteurs .....	202
<b>Radio - Technique générale</b>	
● Le radiocassette RC 1000 ITT SCHAUB LORENZ .....	142
● Bloc récepteur AM à circuits intégrés .....	156
● ABC décodeurs tétraphoniques .....	252
● Le radiocassette C6000 GRUNDIG .....	269
● Décodeur stéréophonique 4 canaux .....	291
<b>Radio - Réalisations</b>	
● Les modules MF Stéréo RTC La Radiotechnique .....	187
● Un récepteur à transistors en Kit .....	312
<b>Télévision - Technique générale</b>	
● Quelques notions d'optique concernant la prise de vue en télévision .....	220
<b>Electronique générale</b>	
● Commutation par diodes pour orgues électroniques .....	145
● Les ordinateurs : Time-Sharing .....	148
● Les radars .....	179
● Mise au point sur les transistors .....	211
● Les lasers : comment améliorer les mesures de distance par laser ? .....	308
<b>Electronique - Réalisations</b>	
● Commutateur électronique AMTRON UK585 .....	302
<b>Electronique et automobile</b>	
● Centrale clignotante et temporisateur pour essuis-glace .....	195
● Un antivol électronique pour voiture .....	225
● Pas de radiotéléphonie efficace sans une véritable réduction des parasites .....	281
<b>Photo - Cine</b>	
● Système de fondu-enchaîné photographique automatique .....	288
<b>Sonorisation</b>	
● Amplificateurs stéréo ou mono de 120 à 800 W .....	261
● L'amplificateur 2 x 80 Weff MAGNETIC FRANCE .....	277
<b>Mesures Service</b>	
● Transistormètre digital .....	136
● L'oscilloscope D61 TÉLÉQUIPEMENT .....	163
● La protection de l'équipage mobile des appareils de mesure .....	168
● L'ensemble de contrôle AF INTERLAB : le générateur SQ10 - le distorsiomètre D10 EURELCO .....	172
<b>Le journal des O.M.</b>	
● Le récepteur de trafic, cet inconnu .....	326
● Un commutateur automatique d'alimentation .....	329
<b>Radiocommande</b>	
● Retour sur le chargeur de batterie décrit dans notre N° 1450 .....	259
<b>Divers</b>	
● Nouveautés .....	316
● Les nouveaux auditoriums TERAL .....	310
● Notre courrier technique .....	318
● Petites annonces .....	332

**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**  
**140.000**  
**EXEMPLAIRES**

# NOUVEAUTÉS - INFORMATIONS

## A NOS LECTEURS

Tous les moyens d'informations ont depuis quelques mois attiré votre attention sur la crise du papier et les augmentations successives qui, en moins d'un an, en ont fait doubler le prix. A cela, il faut ajouter l'accroissement constant des autres charges : composition, impression, photogravure, etc... Tous ces éléments nous contraignent aujourd'hui, après bien d'autres journaux et revues, à porter à 6,50 F le prix de vente du Haut-Parleur.

Certains que vous continuerez à nous accorder votre confiance, nous vous remercions de votre compréhension.

## LA SOCIÉTÉ MUSIQUE DIFFUSION REÇOIT LE DOCTEUR HEIL

Le 9 septembre, la société Musique Diffusion Française a reçu le Docteur Heil, le père des enceintes AMT. Après avoir mis au point le diffuseur médium aigu, le Docteur Heil a présenté un HP grave, dont un prototype est visible sur la photo. Ce HP présente des caractéristiques très intéressantes grâce à un autoasservissement passif. La réponse en fréquence est linéaire à  $\pm 1$  dB entre 19 Hz et 500 Hz, ses caractéristiques sont donc comparables aux systèmes asservis électroniquement qui sont présents sur le marché depuis le début 1974.

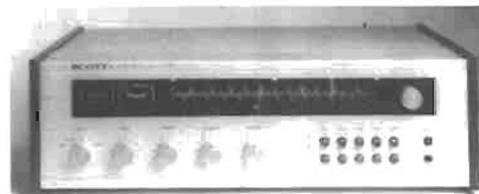


La commercialisation de ces HP montés avec des diffuseurs médium aigu doit être effective au premier semestre 1975.

## NOUVEAUTÉS SCOTT



**Le tuner amplificateur R36S** est équipé de transistors FET dans sa section RF. Caractéristiques : sensibilité FM :  $1,9 \mu\text{V}$  (IHF). Sélectivité : 66 dB. Distorsion : 0,8 %. Séparation des canaux (à 1 kHz) 35 dB. Puissance :  $2 \times 30$  W. Distorsion à la puissance nominale : 0,5 %. Courbe de réponse : 12 à 40 000 Hz ( $\pm 1$  dB). Dimensions : 460 x 140 x 330 mm.



**Le tuner amplificateur R75S.** Caractéristiques : sensibilité FM :  $1,8 \mu\text{V}$  IHF. Sélectivité : 75 dB. Distorsion : 0,3 %. Séparation des canaux : 40 dB. Puissance :  $2 \times 50$  W. Distorsion à la puissance nominale : 0,3 %. Courbe de réponse : 8 à 40 000 Hz ( $\pm 1$  dB). Dimensions : 465 x 145 x 385 mm.



**Le tuner amplificateur R77S.** Caractéristiques : sensibilité FM :  $1,8 \mu\text{V}$  IHF. Sélectivité : 75 dB. Distorsion : 0,3 %. Séparation des canaux : 40 dB. Puissance :  $2 \times 70$  W. Distorsion à la puissance nominale : 0,3 %. Courbe de réponse : 8 à 40 000 Hz ( $\pm 1$  dB). Dimensions : 465 x 145 x 345 mm.

## APPLICATIONS DES MODULATEURS DE LUMIÈRE

C'EST une banalité que d'affirmer que l'électronique s'est infiltrée dans tous les secteurs de l'activité humaine. Pourtant on demeure surpris par certaines applications amenant des effets réellement surprenants comme les animations lumineuses d'œuvres d'art.



Mireille Bally Coulanges obtient des tableaux particulièrement originaux en conjuguant ses œuvres avec les effets particuliers d'un modulateur de lumière.

Une gravure en relief obtenue sur une plaque d'Altuglas est peinte comme une œuvre normale, elle est ensuite installée dans un large cadre métallique, vis-à-vis d'une série de rampes de tubes fluorescents de couleurs différentes.

Ces tubes sont alimentés à partir de transformateurs haute tension comme sur les éléments d'enseignes, mais leurs primaires sont contrôlés par un modulateur de lumière muticanal dont le cycle peut être ajustable.

On obtient ainsi un tableau aux couleurs essentiellement variables dont le sujet éclairé de façon différente à chaque instant est une œuvre nouvelle à chaque seconde.

L'effet produit est saisissant, l'animation de l'œuvre que nous reproduisons montre pendant le cycle d'éclairage les oiseaux à tous les instants du jour, de l'aube au crépuscule.

## LE CASQUE STÉRÉOPHONIQUE « OPEN AIR » LEM DH1008

**C**ARACTÉRISTIQUES : impédance :  $2 \times 16 \Omega$  - Efficacité ( $\pm 2$  dB) : 96 à 104 dB SL à 1 kHz pour 1 mW sur chaque écouteur, suivant la pression d'application sur l'oreille étalon. - Puissance maximum admissible par oreille : 50 mW en régime continu. - Bande passante : 20. 20.000 Hz  $\pm 6$  dB. - Sortie par cordon méplat très souple quatre



conducteurs ( $2 \times 2$ ), longueur 2 m, terminé par fiche standard US 6,35 mm à trois contacts réf. PL 51. - Repérage des oreilles par lettre et couleur, sur la monture. Canal droit : R/bleu, canal gauche : L/rouge. - Poids de l'ensemble : 200 g, du casque seul : 160 g. - Coussins d'oreillettes très facilement interchangeables (par coincement). - Réglage de la hauteur d'arceau ( $\pm 25$  mm) par simple glissement des écouteurs sur celui-ci. - Appairage des écouteurs en stéréo :  $\pm 1,5$  dB dans la bande.

# TRANSISTORMÈTRE DIGITAL

UNE mesure digitale peut être beaucoup plus précise qu'une indication analogique, obtenue sur le cadran d'un galvanomètre. Or, lorsqu'il s'agit de mesurer le gain en courant d'un transistor, on ne devrait pas, en principe, avoir besoin d'une grande précision. En effet, ce gain varie couramment de 1 % pour une variation de température de 1 °C, et cela signifie qu'une application exigeant une grande précision sur la valeur absolue d'un gain en courant, est tout simplement mal conçue quant à son comportement en température. Il reste, ce pendant, le cas de la précision relative, laquelle doit être assez grande quand il s'agit de déterminer deux transistors largement identiques, pour un montage différentiel, par exemple. Une grande précision relative peut également être commode, quand on désire relever une courbe donnant le gain en courant d'un transistor en fonction de la température.

Néanmoins, c'est dans la commodité d'utilisation que réside essentiellement l'avantage de la lecture digitale. Les transistors actuels ont couramment des gains en courant compris entre 10 et 1 500. L'affichage numérique permet de couvrir toute cette gamme de valeurs sans changement de gamme. Lors d'une indication par aiguille, il faudra deux ou trois gammes, pour arriver à une précision de l'ordre de 5 à 10 %, en tout point d'échelle. Et quand on a un grand nombre de transistors à trier, l'absence de commutation de gamme se traduit par un gain

de temps appréciable. De plus, la lecture de chiffres lumineux passe pour être moins fatigante que celle de la position d'une aiguille. Finalement, le procédé numérique implique l'existence d'un **décodage** qu'on peut facilement modifier de façon à aboutir à un pro-

céde de tri partiellement ou entièrement automatique.

Le procédé décrit permet de mesurer des gains en courant entre 10 et 1 000 avec une précision de 1 à 2 % ( $\pm 1$  digit), et d'apprécier, en dépassement, des gains jusqu'à 1999. L'intensité de mesu-

re est indépendante du gain de l'échantillon, et elle peut être choisie librement entre 1 et 200 mA. Une extension jusqu'à 10 A est possible. La tension d'alimentation de collecteur a été fixée à 5 V, mais peut facilement être modifiée.

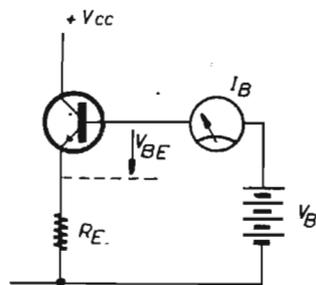


Fig. 1. - Ce procédé de mesure impose un courant donné au transistor à l'essai, et le gain en courant peut être déduit de l'intensité de base.

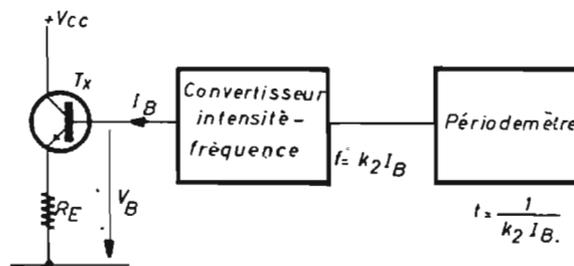


Fig. 2. - En convertissant l'intensité de base en une fréquence qu'on applique à un périodemètre, ce dernier affiche le gain en courant en lecture directe.

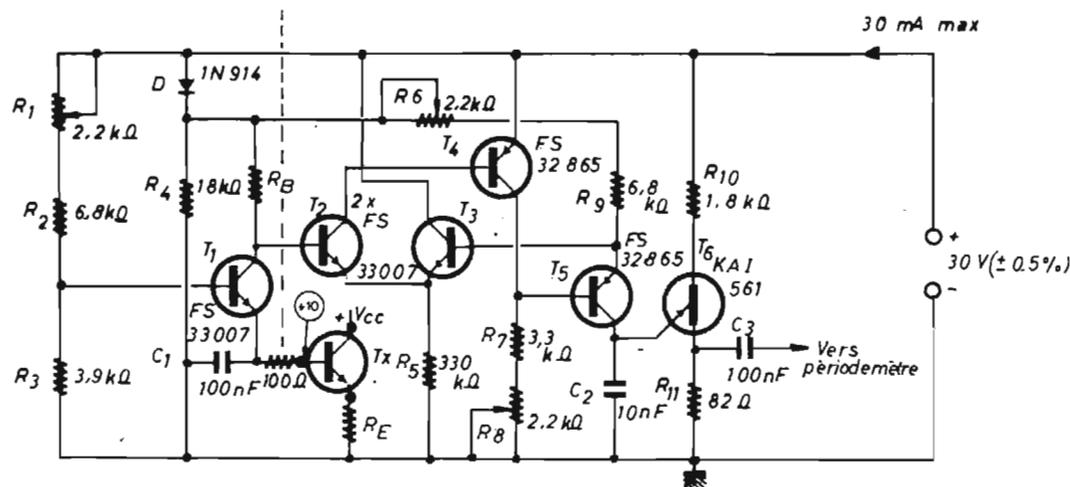


Fig. 3. - Dans ce montage, on convertit l'intensité de base de  $T_x$  en une fréquence qui est proportionnelle à cette intensité.

## PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT

Pour mesurer le gain en courant statique d'un transistor de façon que le courant de collecteur reste indépendant de ce gain, on peut faire appel à un montage très simple (fig. 1), fonctionnant avec une source continue  $V_B$  dont la tension est grande devant celle de seuil ( $V_{BE}$ ) du transistor à l'essai. Dans ces conditions, le courant de collecteur sera  $I_C = (V_B - V_{BE})/R_E$ , c'est-à-dire indépendant du gain en courant, dans la mesure où on peut négliger la chute de tension sur l'appareil  $I_B$ . Ce dernier indique une grandeur  $I_B = I_C/\beta$ , ou, puisque  $I_C$  est constant,  $I_B = k_1/\beta$ , c'est-à-dire **inversement proportionnelle** au gain en courant,  $\beta$ . Quand on utilise un galvanomètre, on est ainsi obligé de tracer une échelle spéciale, semblable à celle d'un ohmmètre. Si une telle échelle débute, par exemple, par  $\beta = 10$ , on aura  $\beta = 20$  au milieu de cette échelle, soit un étalement exagéré entre 10 et 20. Mais au-delà de 20, et jusqu'à l'autre extrémité de l'échelle ( $\beta = \infty$ ), les graduations se resserrent de plus en plus, si bien que la lecture commence à devenir difficile à partir de  $\beta = 60$  environ. On est donc obligé de prévoir plusieurs gammes de mesure, en commutant la sensibilité de l'appareil  $I_B$ .

Lors de l'affichage digital, on doit obligatoirement s'arranger pour obtenir une fonction proportionnelle à  $\beta$ . En conservant le principe de la figure 1, cela est possible en convertissant d'abord l'intensité  $I_B$  en une fréquence  $f = k_2 I_B$ . La constante  $k_2$  (gamme de fréquence) peut être choisie librement dans de larges limites. Ensuite (fig. 2), on mesure cette fréquence à l'aide d'un périodimètre, lequel affichera donc une durée de période  $t = 1/(k_2 I_B)$  en remplaçant, dans cette expression,  $I_B$  par  $k_1/\beta$ , on arrive finalement à  $t = \beta/(k_1 k_2)$ . La méthode de la périodimétrie a donc abouti à une **division** mathématique, menant à une valeur affichée ( $t$ ) qui est **directement proportionnelle** à la grandeur qu'on désire mesurer ( $\beta$ ). Il suffira donc de choisir les constantes  $k_1$  et  $k_2$  de façon que le nombre affiché par le périodimètre ( $t$ ) soit précisément égal au gain en courant du transistor à l'essai.

## CONVERTISSEUR INTENSITÉ-FRÉQUENCE

Dans le schéma de la figure 3, le transistor à l'essai  $T_x$ , reçoit son courant de base de l'émetteur  $T_1$  par l'intermédiaire d'une résistance de  $100 \Omega$ , destinée à empêcher toute tendance à l'oscillation spontanée, susceptible de se manifester dans le cas d'un transistor HF. Cette résistance doit être placée immédiatement sur la cosse du support recevant  $T_x$ . Si  $T_1$  est un transistor à fort gain en courant (BC 109, BC 409, 2 N 3390, ou similaire), on pourra admettre que son courant de collecteur soit égal au courant d'émetteur et, de ce fait, au courant de base de  $T_x$ . Aux bornes de  $R_B$ , on observera donc une chute de tension proportionnelle à ce courant. Si on choisit  $R_B = 10 R_E$ , on obtient, pour un  $T_x$  dont  $\beta = 10$ , des chutes de tension identiques aux bornes de ces deux résistances. Si on ajuste  $R_1$  (fig. 3) de façon à obtenir une tension de 10 V entre la base de  $T_x$  et la masse (en présence d'un  $T_x$  de gain moyen), on pourra, en négligeant la tension base-émetteur de  $T_x$ , admettre que ce dernier travaille avec un courant de collecteur égal à  $10/R_E$ . Les résistances  $R_B$  et  $R_E$  sont donc à commuter ensemble, et pour  $I_C = 1$  mA, on devra prendre  $R_E = 10 \Omega$ ,  $R_B = 100 \Omega$ . alors que  $I_C = 200$  mA sera donné par  $R_E = 50 \Omega$  et  $R_B = 500 \Omega$ . Les valeurs intermédiaires seront faciles à calculer d'après les indications qui

précèdent. Pour alléger le dessin, le circuit correspondant de commutation n'a pas été prévu dans la figure 3. On peut également remplacer le commutateur par des jeux de résistances enfichables, montés sur des plaquettes portant, éventuellement, des inscriptions relatives aux types de transistors pour lesquelles elles sont utilisables.

La chute de tension obtenue aux bornes de  $R_B$  est appliquée à l'entrée d'un amplificateur opérationnel à éléments discrets composé de  $T_2, T_3$  (même type que  $T_1$ ) et de  $T_3$  (BC 178, BC 308 ou équivalent). La tension d'alimentation de cet amplificateur est constituée par la chute sur la diode D. Un procédé d'alimentation aussi simple n'aurait pas été possible lors de l'utilisation d'un amplificateur intégré. Par ailleurs le gain obtenu par le montage discret est largement suffisant, puisque l'amplificateur ne sert qu'à établir, aux bornes de  $R_9$ , une chute de tension qui tout en étant identique à celle obtenue aux bornes de  $R_B$ , est indépendante de la valeur de  $R_B$ . Ainsi, pour une valeur donnée de  $R_B$ , le courant d'émetteur de  $T_5$  (même type que  $T_4$ ) sera toujours proportionnel au courant de base de  $T_x$ . Or, ce courant détermine la rapidité de charge de  $C_2$ , et, partant, la fréquence du relaxeur constitué par le transistor unijonction  $T_6$  (KAI 561, TIS 43, ou équivalent). Pour obtenir une proportionnalité rigoureuse entre  $I_B$  de  $T_x$  et la fréquence engendrée, on dispose des ajustables  $R_6$

et  $R_8$  dont l'utilisation sera commentée plus loin. Ils permettront d'ajuster l'oscillateur de façon qu'une unité de  $\beta$  corresponde à une durée de période de  $10 \mu s$ .

Pour mesurer des transistors sous des intensités de collecteur comprises entre 0,2 et 2 A, il convient de prévoir une alimentation pouvant débiter 230 mA pour le circuit de la figure 3, et de modifier ce circuit suivant les indications de la figure 4. Cette modification consiste essentiellement dans l'utilisation de résistances plus faibles pour  $R_1$  à  $R_4$ , et dans le remplacement de  $T_1$  par un type assurant un gain en courant supérieur à 100 pour des intensités de collecteur comprises entre 1 et 200 mA.

Si on veut mesurer des transistors sous des intensités de collecteur atteignant 10 A, on peut faire appel au circuit de la figure 5. Quant aux résistances, on y retrouve les modifications précédemment indiquées (fig. 4). De plus, on remplace  $T_1$  par un montage Darlington composé de  $T_8$  et de  $T_9$ . Le transistor  $T_9$  doit pouvoir dissiper 10 W et présenter un gain supérieur à 20, pour une intensité de collecteur de 1 A. Les calculs précédents restent valables pour  $R_B$  et  $R_E$ , on aboutira à des valeurs très faibles ( $R_B = 1 \Omega$  et  $R_E = 0,1 \Omega$ , 100 W, pour  $I_C = 10$  A). Dans  $T_x$ , on pourra, dans ces conditions, observer une dissipation de 50 W pendant la durée de la mesure qu'on devra donc effectuer aussi rapidement que possible.

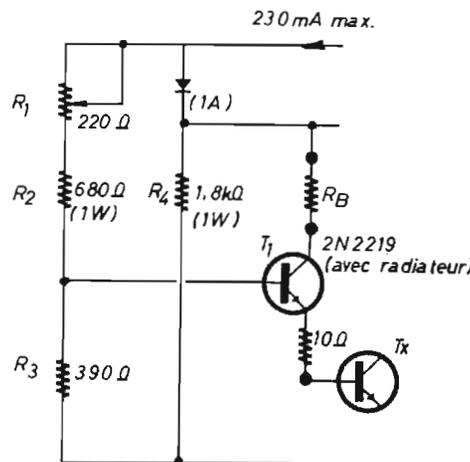


Fig. 4. - Modifications nécessaires pour adapter l'appareil à des mesures sous des intensités de collecteur de 200 mA à 2 A.

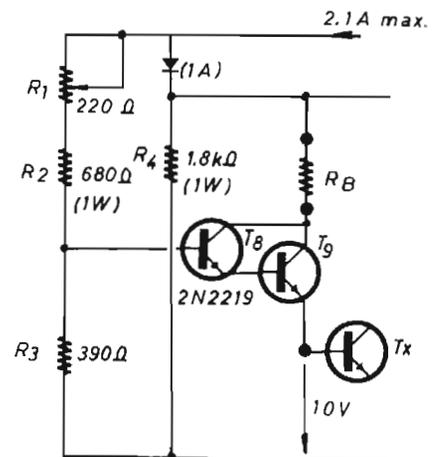


Fig. 5. - Version convenant à des intensités de collecteur comprises entre 2 et 10 A.

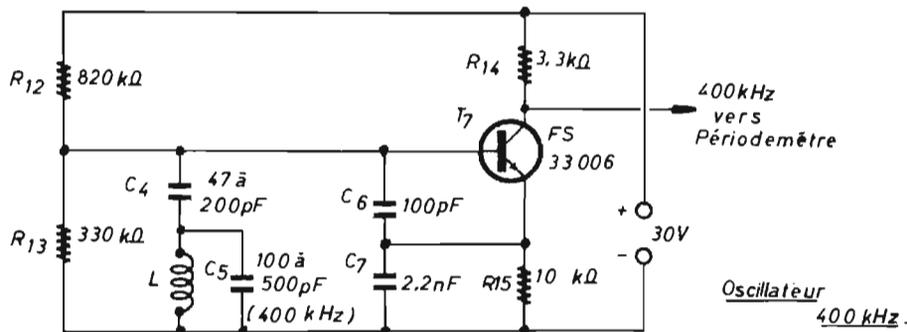


Fig. 6. - Schéma de l'oscillateur 400 kHz du périodemètre.

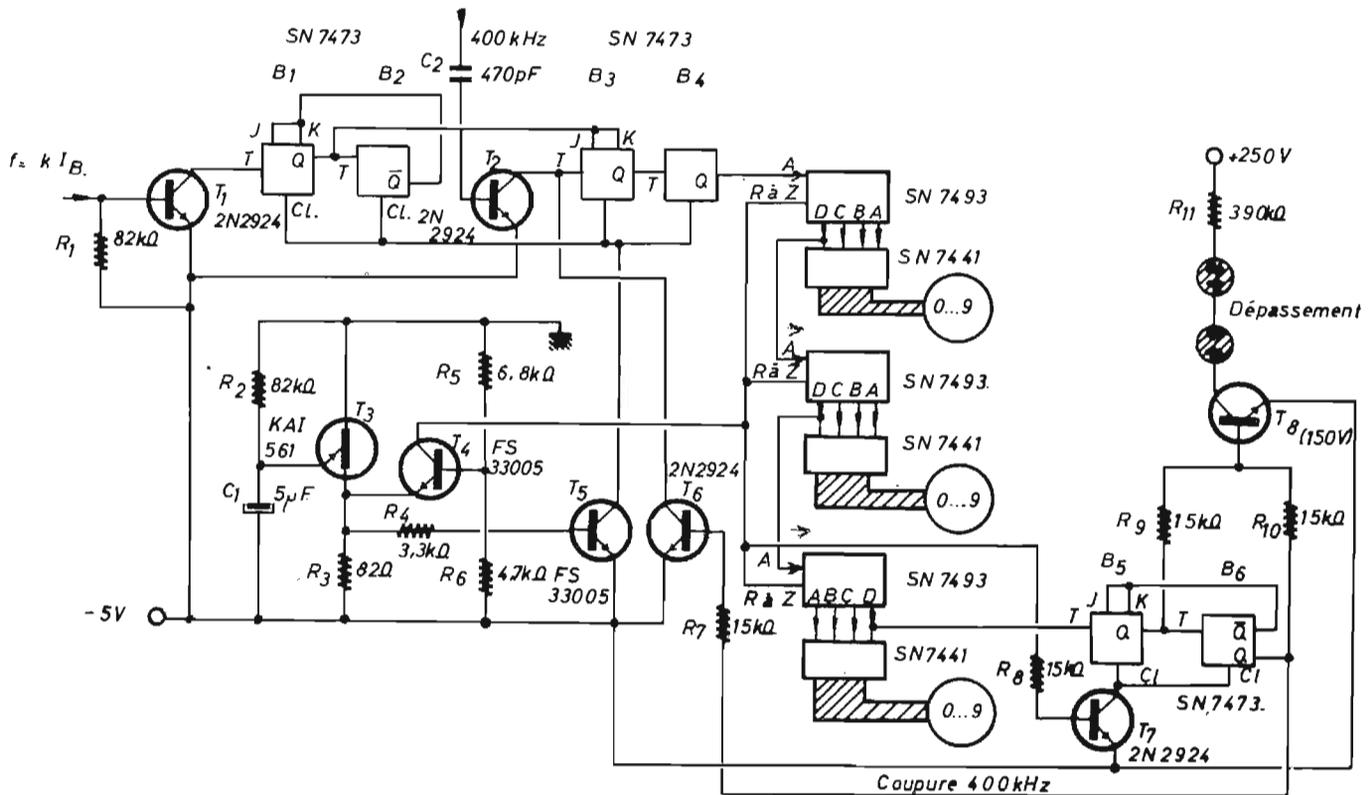


Fig. 7. - Commande de séquences, circuits de comptage et indicateur de dépassement du périodemètre.

### OSCILLATEUR LOCAL

Avec une durée de période de  $10 \mu\text{s}$  par unité de  $\beta$ , on aura, en principe,  $\beta$  en lecture directe, si on fait travailler le périodemètre avec une fréquence locale de 100 kHz. Mais si, dans ces conditions, on mesure un transistor dont le gain en courant serait de 199,5, on observerait constamment un changement de lecture entre 199 et 200, ce qui est peu agréable pour l'opérateur. Pour obtenir une indication plus stable, on travaille avec une fréquence locale de 400 kHz, ce qui permet donc, dans le cas de l'exemple, de distinguer entre  $\beta = 199, 199,25, 199,5, 199,75, 200$ , etc. Puis on « arrondit » la lecture en n'affichant que les chiffres qui précé-

dent la virgule. De ce fait, les cas d'affichage changeant deviendront quatre fois plus rares. On pourrait, évidemment, aller plus loin, en travaillant sur 1 MHz, par exemple, et avec une division préliminaire par 10, mais cela n'est guère utile dans le cas envisagé, car l'effet de température d'un transistor est toujours tel que le simple fait de le prendre dans la main, détermine une variation de  $\beta$  que l'appareil décrit permet de déceler.

Pour ces mêmes raisons, il est parfaitement inutile d'utiliser un oscillateur à quartz, et le montage de la figure 6 offre une précision largement suffisante, quand on l'équipe d'un transistor de gain élevé (BC108B, BC109, BC408B, BC409, 2N3391 ou similaire). Comme circuit oscillant, on utili-

se l'enroulement d'accord d'un transformateur de fréquence intermédiaire, pour récepteur à transistors. Généralement, ces transformateurs contiennent un condensateur qui correspond à une fréquence d'accord de 450 à 480 kHz. Souvent, on peut arriver à un accord sur 400 kHz en visant presque entièrement le noyau de bobinage. Dans le cas contraire, il suffit de prévoir une petite capacité additionnelle. La valeur de  $C_4$  est à choisir de façon qu'on obtienne une tension bien sinusoïdale aux bornes de L. Le signal qu'on observe sur le correcteur de  $T_7$  aura toujours une allure plutôt impulsionnelle, et sa valeur de crête pourra atteindre ou dépasser une dizaine de volts.

Il est inutile de caler l'oscillateur très exactement sur 400 kHz,

car on dispose, dans le convertisseur intensité-fréquence, des réglages permettant une correction assez large. Leur ajustage sera commenté dans le paragraphe consacré à la mise au point.

### PÉRIODEMÈTRE

Comme le gain en courant se mesure par une durée de période qui correspond à  $10 \mu\text{s}$ , le temps de mesure est  $100 \mu\text{s}$  pour un  $T_x$  dont  $\beta = 10$ , et de 10 ms dans le cas de  $\beta = 1000$ . Ces durées sont suffisamment brèves pour que l'œil n'ait guère le temps de les percevoir. Il est donc inutile de prévoir une « mémorisation » comme on l'utilise dans certains fréquencemètres, de façon à maintenir un résultat précédent

pendant la durée du comptage suivant. Il suffit donc de prévoir un générateur de séquences qui, à la fin de chaque comptage (période entière de la fréquence fournie par le montage de la figure 3), maintient l'affichage de la valeur comptée (nombre de périodes de l'oscillateur local) pendant 0,5 s environ. Puis, immédiatement avant le cycle suivant de comptage, le compteur est remis à zéro.

Dans le schéma de la figure 7, le générateur de séquences est constitué par le transistor unijonction  $T_3$ . Aux bornes de la résistance  $R_3$ , ce transistor produit une très brève impulsion toutes les 500 ms environ. Cette impulsion commande, via  $T_5$ , la remise à zéro des bascules de prédivision  $B_1$  à  $B_4$ , par  $T_4$  la remise à zéro des décades de comptage, et par  $T_7$  la remise à zéro des bascules de dépassement  $B_5$  et  $B_6$ . Cet état de remise à zéro se maintiendra jusqu'à ce que  $T_1$  reçoive la première impulsion provenant du convertisseur intensité-fréquence. Cette impulsion fera basculer la sortie Q de  $B_1$  au niveau logique « 1 ». Dès ce moment, les entrées JK de  $B_3$  autoriseront cette bascule à recevoir les impulsions de l'oscillateur local (400 kHz) qui lui parviennent par  $T_2$ . Ce transistor n'a pas besoin de polarisation de base, car l'amplitude des impulsions provenant de l'oscillateur local est suffisamment élevée pour qu'il puisse travailler entre les seuils de conduction directe (0,7 V) et inverse (8 V) de sa diode émetteur-base. Accessoirement,  $B_3$  et  $B_4$  procèdent à une division par 4, et c'est donc bien une fréquence de 100 kHz que la première décade reçoit sur son entrée A.

Quand une période entière de  $f$  s'est écoulée,  $B_1$  va revenir à son état initial ( $Q = 0$ ), entraînant le basculement de  $B_2$ . La sortie complémentaire de cette bascule passera donc au niveau « 0 », ce qui signifie le blocage de  $B_1$  par les entrées JK, alors que  $B_3$  se trouve bloquée de la même façon. Dès lors, aucune des deux fréquences d'entrée n'a plus d'action sur aucune des bascules du montage. Les décades continueront à afficher le nombre auquel elles étaient arrivées au moment du blocage. Et comme ce nombre correspond, à la prédivision par 4 près, au nombre de périodes que l'oscillateur local a produit pendant une période de  $f$ , il est identique au gain en courant de  $T_x$ . Cet affichage se maintiendra jusqu'à ce que le transistor unijonction  $T_3$  produise une nouvelle im-

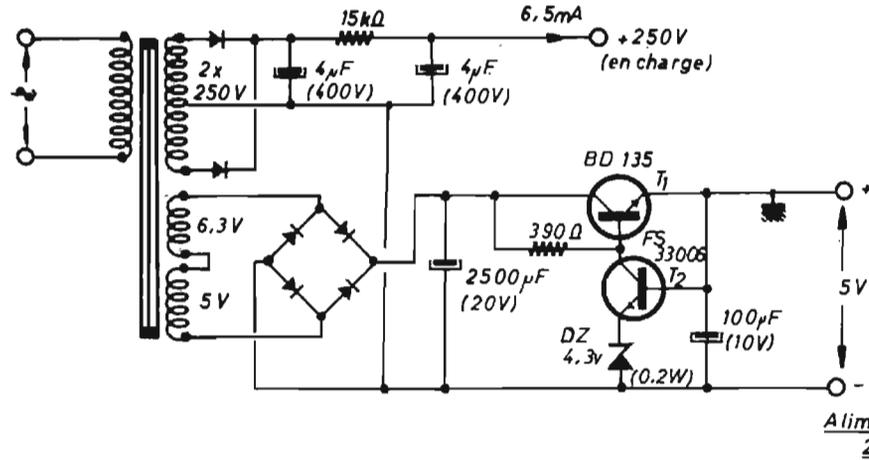


Fig. 8. - Circuits d'alimentation pour la partie logique et pour les tubes d'affichage du périodmètre.

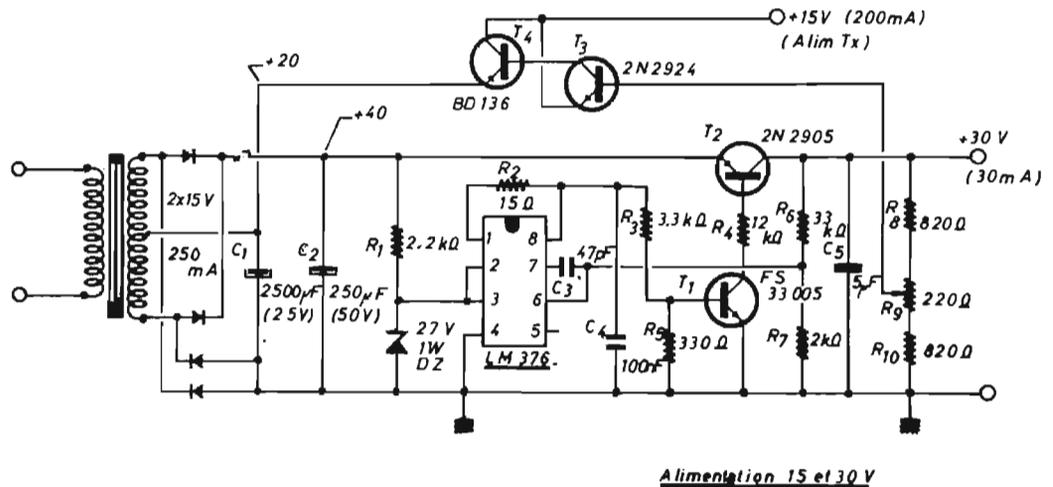


Fig. 9. - Source d'alimentation pour  $T_x$  et pour le montage de la figure 3.

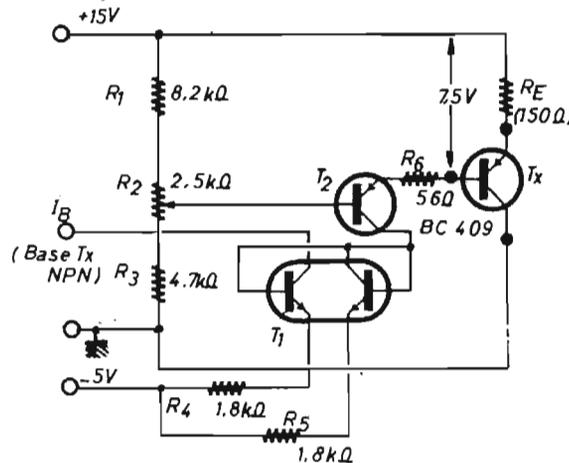


Fig. 10. - Adaptateur permettant de passer, sans commutation, d'un  $T_x$  NPN à un PNP.

pulsion. Celle-ci remettra toutes les bascules à zéro, et un nouveau cycle de comptage pourra alors commencer.

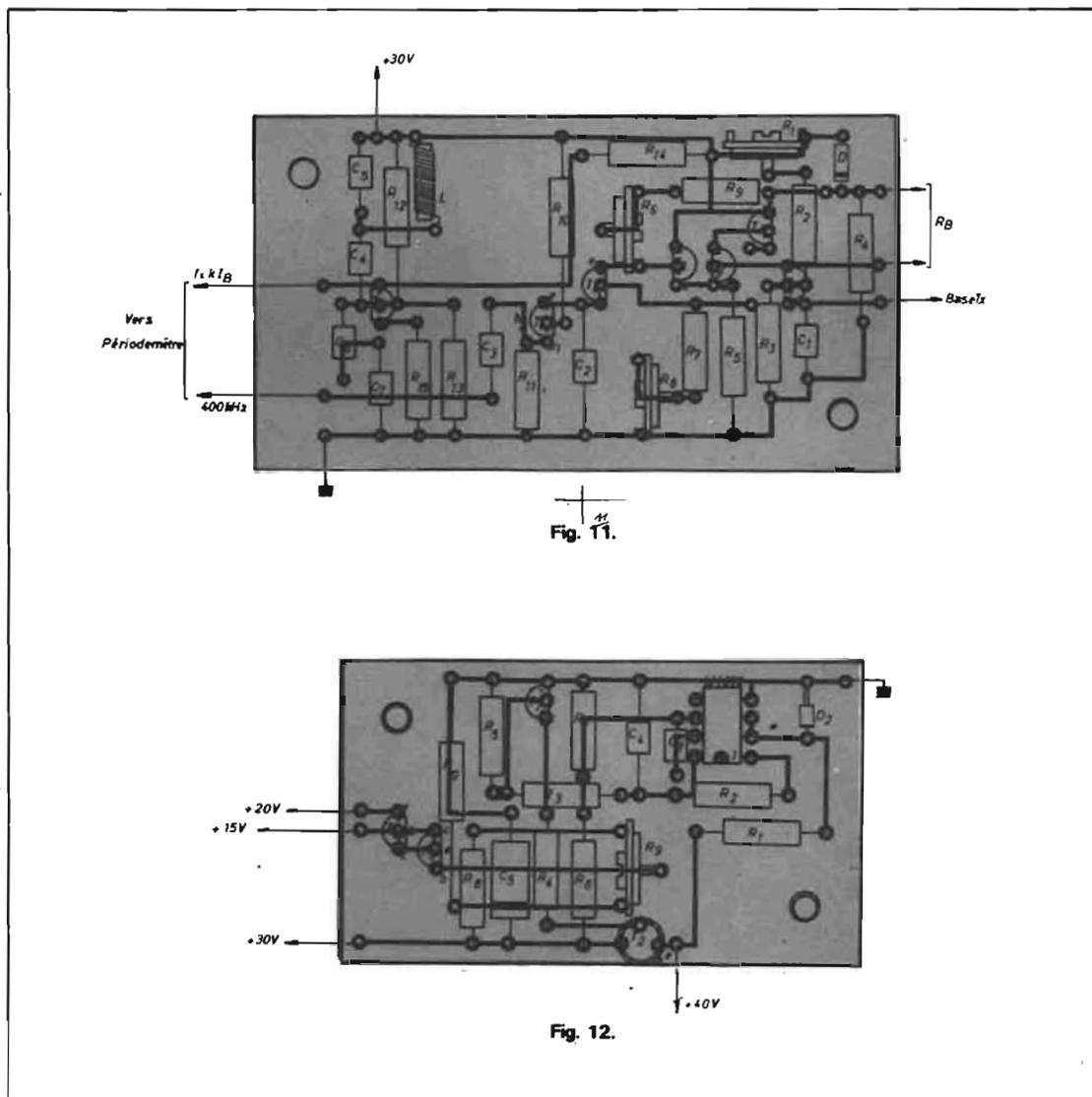
Si le gain de  $T_x$  atteint ou dépasse 100, la sortie D de la dernière décade provoquera le basculement de  $B_5$ . La base de  $T_8$  se trouve polarisée par la sortie Q de  $B_5$  et par  $R_9$ , ce qui provoque l'allumage du voyant de dépassement. Ce voyant est constitué par deux ampoules au néon, mises en série, disposées de façon à former un « 1 », et placées à gauche des tubes indicateurs des trois décades. On peut ainsi apprécier des gains jusqu'à 1999, avec, toutefois, une précision moindre que pour des valeurs inférieures à 1000.

Si on a affaire à un transistor claqué ou si, tout simplement, aucun transistor ne se trouve dans le support de  $T_x$ , le courant de base (de  $T_x$ ) reste nul, ce qui correspond à une durée infinie de la période. Pour éviter qu'on n'observe alors de déroutants phénomènes de comptage continu, on a prévu la bascule  $B_6$ . Au moment où le résultat de comptage atteint 2000, cette bascule bloque d'une part  $B_5$  par les entrées JK de celle-ci, et, d'autre part, l'entrée du compteur par  $T_6$ . Le compteur reste donc sur « 000 », alors que le voyant de dépassement, dont la commande est toujours assurée grâce à  $R_{10}$ , clignote au rythme du signal fourni par  $T_3$ . Il reste à signaler que l'indication « 000 » est également obtenue avec un transistor se trouvant en court-circuit. Mais dans ce cas, le voyant de dépassement reste éteint.

Les transistors du montage de la figure 7 peuvent, en principe, tous être d'un même type (FS33005, 2N2924, 2N3392, BC108, BC408, BC168, ou similaire). Ce n'est que pour faciliter l'implantation sur circuit imprimé que deux types ayant des configurations différentes, quant aux fils de sortie, ont été prévus. La tension d'alimentation des transistors et des circuits intégrés du montage est de 5 V, et elle a été disposée avec le positif sur la masse. On peut ainsi profiter de cette tension pour alimenter l'adaptateur PNP dont il sera question plus loin.

## ALIMENTATION

Les sources d'alimentation des circuits logiques, et des tubes d'affichage au néon, ont été obtenues à l'aide d'un transformateur des-



tiné, en principe, à équiper un radiorécepteur à tubes. Dans le schéma correspondant (fig. 8), on voit qu'une stabilisation n'a été prévue que pour la tension de 5 V. Pour cela, on utilise une diode zener de 4,3 V en série avec un transistor  $T_2$  dont la tension de seuil émetteur-base, égale à 0,7 V fournit le complément nécessaire pour atteindre 5 V.

Le montage de la figure 9 sert d'alimentation à celui de la figure 3. Une précision assez grande étant nécessaire, puisque la fréquence fournie par le montage de la figure 3 dépend de la tension d'alimentation, on a fait appel à un circuit intégré LM 376. Pour protéger ce circuit contre tout excès accidentel de tension d'entrée, on a prévu une diode zener de 27 V environ. Par le diviseur  $R_8$ ,  $R_9$ ,  $R_{10}$ , on obtient, à partir des 30 V régulés, une tension de référence pour le « super-collecteur-commun » que constituent  $T_3$  et  $T_4$ , et qui fournit une tension régulée pour l'alimentation de collecteur de  $T_x$ . En ajustant, par  $R_9$ ,

cette tension à 15 V, la tension d'alimentation de  $T_x$  sera de 5 V environ, puisque la base de ce transistor se trouve à + 10 V, par rapport à la masse. D'autres valeurs sont, bien entendu, possibles, et on peut même, pour chaque type de transistor, ajuster la tension d'alimentation de collecteur à la valeur que le fabricant précise, dans sa documentation, pour la mesure du gain en courant.

Pour les versions à intensité élevée (fig. 4 et 5), l'alimentation de la figure 9 n'est pas suffisante. Etant donné la précision exigée, on aura probablement avantage à utiliser des alimentations du commerce.

## ADAPTEUR PNP

Pour éviter les multiples commutations qui seraient nécessaires pour adapter le montage de la figure 3 à l'essai de transistors PNP, et les risques de pannes que ces commutations entraînent, on

a préféré la mise au point d'un adaptateur se connectant directement sur l'appareil. La figure 10 montre le schéma de cet adaptateur. Pour des raisons de disponibilités en tension, on s'est contenté d'une différence de potentiel de 7,5 V entre la base de  $T_x$  et le point de retour de  $R_E$ . La valeur de  $R_E$  est donc maintenant à calculer par  $7,5/I_C$ , soit  $R_E = 150 \Omega$  pour  $I_C$  (de  $T_x$ ) = 50 mA. Par contre,  $R_B$  conserve non seulement la valeur établie plus haut (soit  $R_B = 2 \Omega$  pour  $I_C = 50$  mA), mais aussi son emplacement dans le montage de la figure 3. Le rôle de l'adaptateur consiste, en effet, dans une simple inversion de la polarité du courant de base de  $T_x$ .

Pour cela, on prévoit d'abord un transistor PNP  $T_2$  qui joue, vis-à-vis de  $T_x$ , et à la polarité près, le même rôle que  $T_1$  de la figure 3. C'est donc sur  $R_2$  qu'il faut agir pour obtenir la tension de 7,5 V entre les points indiqués. Puis, le courant de collecteur de  $T_2$  attaque un NPN double,  $T_1$  (BCY55, 2N2974, 2N3800,

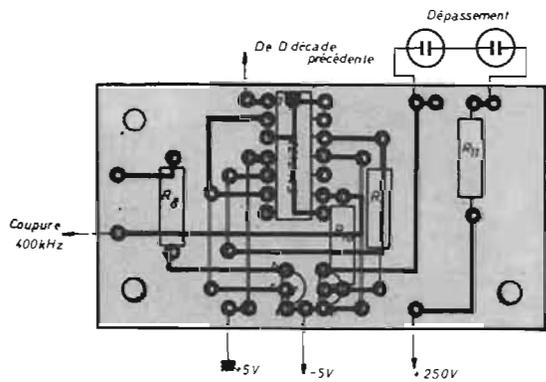


Fig. 13. a

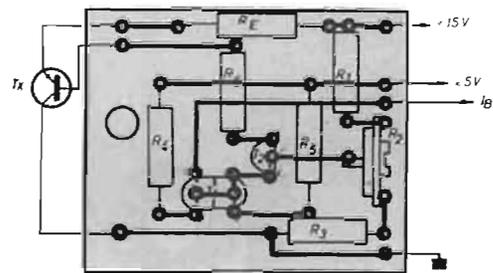


Fig. 14.

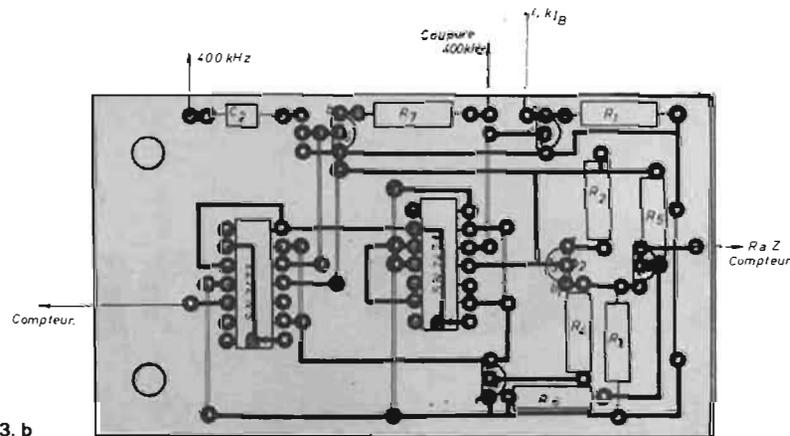


Fig. 13. b

Fig. 11 a 14. - Platines imprimées des différentes unités de l'appareil.

2N4897, ou similaire), connecté en « miroir d'intensité ». Ce montage est conçu de façon que, moyennant des résistances de précision pour  $R_4$  et  $R_5$ , le collecteur connecté sur la borne  $I_B$  véhicule un courant exactement égal à celui passant dans la connexion de collecteur de  $T_2$ . Néanmoins, ces deux courants sont de signe contraire, ce qui signifie qu'on est bien arrivé à adapter un transistor PNP à un appareil conçu pour des NPN.

Si on utilise des transistors présentant un courant de fuite négligeable, le montage de la figure 10 ne demande, en l'absence de  $T_x$ , aucune intensité à la borne  $I_B$ . On peut ainsi laisser l'adaptateur connecté en permanence, et passer de NPN à PNP en utilisant simplement le support correspondant. La tension collecteur-émetteur de  $T_x$  est de 8 V environ. Puisque  $I_C$  sera le même pour tout échantillon, on peut réduire cette tension en plaçant une résistance correspondante dans la connexion de collecteur.

### RÉALISATION ET MISE AU POINT

Pour des raisons de facilité de mise au point et de dépannage, l'appareil a été réalisé sur plusieurs platines imprimées. La figure 11 montre celle supportant le convertisseur intensité-fréquence et l'oscillateur local, alors que celle de l'alimentation 15 et 30 V est reproduite dans la figure 12. La figure 13 contient deux des platines du périodemètre, la commande des séquences et le compteur de dépassement. Elles se trouvent complétées par les trois décades dont les platines n'ont pas été représentées, puisqu'il s'agit de modèles standard, disponibles chez Radio-Prim. La platine de la figure 14, finalement, est celle de l'adaptateur PNP. D'après les expériences effectuées sur la maquette, il ne semble pas y avoir de problèmes de disposition critique ou de longueur de connexion, sauf pour la résistance dans la base de  $T_x$ , déjà

mentionnée plus haut.

En remarquant que l'appareil est essentiellement un mesureur du courant de base de  $T_x$ , on peut en effectuer l'étalonnage en imposant des courants connus. Cela peut se faire en connectant (fig. 3) des résistances de précision entre la connexion de base de  $T_x$  et la masse. Par ailleurs, on aura avantage à simuler des conditions d'utilisation à intensité moyenne. On travaillera donc avec  $R_B = 10 \text{ k}\Omega (\pm 1\%)$ , ce qui correspondrait à  $I_C = 10 \text{ mA}$ , en présence d'un  $T_x$ . En fait, on remplace ce transistor par une résistance de  $20 \Omega (\pm 1\%)$  qu'on connecte entre la cosse de base du support, et la masse. Puis on ajuste, par  $R_1$ , la tension aux bornes de cette résistance à une valeur de 10 V exactement. Dans ces conditions, la résistance mise en place simule une intensité de  $500 \mu\text{A}$  laquelle correspondrait donc, dans les conditions de fonctionnement qu'on a adoptées, à  $\beta = 20$ . Après avoir vérifié que l'oscillateur local travaille bien au voisinage de

400 kHz, on ajuste  $R_6$  de façon que l'appareil affiche le nombre 20 de façon stable. Puis on remplace la résistance de  $20 \text{ k}\Omega$  par une de  $500 \text{ k}\Omega$ . Celle-ci simulera donc un courant de base de  $20 \mu\text{A}$ , ou encore un  $T_x$  dont le gain en courant serait de 500. Pour que ce nombre se trouve effectivement affiché, il convient d'agir sur  $R_8$ . Ensuite, les deux opérations sont à recommencer jusqu'à ce qu'il n'y ait plus rien à retoucher. On pourra alors vérifier d'autres points avec des résistances étalonnées de valeurs différentes. Comme on l'a vu d'après les exemples précédents, l'appareil doit toujours afficher autant d'unités (entre 10 et 1000) que la résistance fait de kilohms.

Ce qui montre, d'ailleurs, qu'il est parfaitement possible d'utiliser, occasionnellement, le transistormètre digital en tant qu'ohmmètre.

H. SCHREIBER

# LE RADIOCASSETTE

## RC 1000



## ITT - SCHAUB - LORENZ

**L**E radiocassette RC 1000 est un appareil de format réduit conçu selon la nouvelle formule appelée à se généraliser, associant un magnétophone à cassette et un récepteur portable. Ses caractéristiques sont très intéressantes par rapport à sa taille, il est muni de quatre gammes d'ondes AM-FM, et son design est séduisant.

### CARACTÉRISTIQUES

**Récepteur :** quatre gammes ; GO, 145-260 kHz - PO, 510-1605 kHz - OC, 5,8-9,8 mHz - FM, 87,5-104 mHz.

Antenne : cadre ferrite PO-GO, télescopique FM-OC.

Puissance de sortie : 1,3 W sur 4  $\Omega$  (HP elliptique de 7 x 10 cm).

Bande passante : 40 - 13000 Hz.

Entrées : sur prise universelle pour micro-tuner PU-magnétophone, sensibilités 0,08 - 3 mV/k $\Omega$ , 0,08 - 3 V/1 m $\Omega$ .

**Magnétocassette :** cassettes standard C60-C90. Vitesse 4,75 cm/s. Microphone à condensateur incorporé.

Pleurage :  $< \pm 0,35 \%$ .

Rapport signal/bruit :  $> 40$  dB.

Diaphonie :  $> 70$  dB.

Page 142 - No 1473

Réglage automatique de niveau à l'enregistrement.

Durée de reboinage : 60 secondes pour cassette C 60.

Alimentation : piles/réseau. cinq piles 1,5 V, réseau 110-220 V ou accumulateur.

Consommation : pour 50 mW en sortie BF, en lecture de bande, 200 mA sur piles, 50 mA sur réseau 110 V, 30 mA sur 220 V.

Encombrement : 294 x 79 x 264 cm, pour un poids de 3,6 kg avec piles.

### PRÉSENTATION

Le RC 1000 est habillé d'un coffret plastique noir, agrémenté d'une bande médiane en alliage léger. Sa présentation est celle consacrée par les esthéticiens d'Outre-Rhin.

Posé à plat, la poignée de transport s'escamote et permet d'installer l'appareil n'importe où.

Sur la gauche, le constructeur a disposé le cadran rectangulaire du récepteur, offrant une série d'échelles linéaires exploitables commodément. L'accord est assuré par l'action sur une molette encastrée, disposée à côté de la commande de volume et du correcteur de tonalité et mises en ac-

tion également à l'aide de molettes. Une série de cinq touches carrées disposées sous le cadran permettent la sélection des gammes d'ondes exploitées, et la mise en route du récepteur.

A droite sont disposés le haut-parleur, le logement de la cassette, et les différentes touches de contrôle des séquences du magnétocassette. Un compteur à trois chiffres est installé, et le dispositif d'arrêt automatique en fin de bande provoque l'allumage d'un voyant signalant celle-ci.

Le test des piles est assuré, non par un galvanomètre, mais par un circuit électronique allumant une ampoule lorsque l'on presse une touche si la tension est suffisante ; si elle se révèle trop faible, l'ampoule ne s'allume pas.

A l'arrière de l'appareil sont disposées trois prises, raccordables au réseau, à un HP extérieur ou à un casque, et à l'entrée universelle.

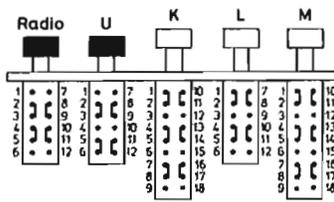
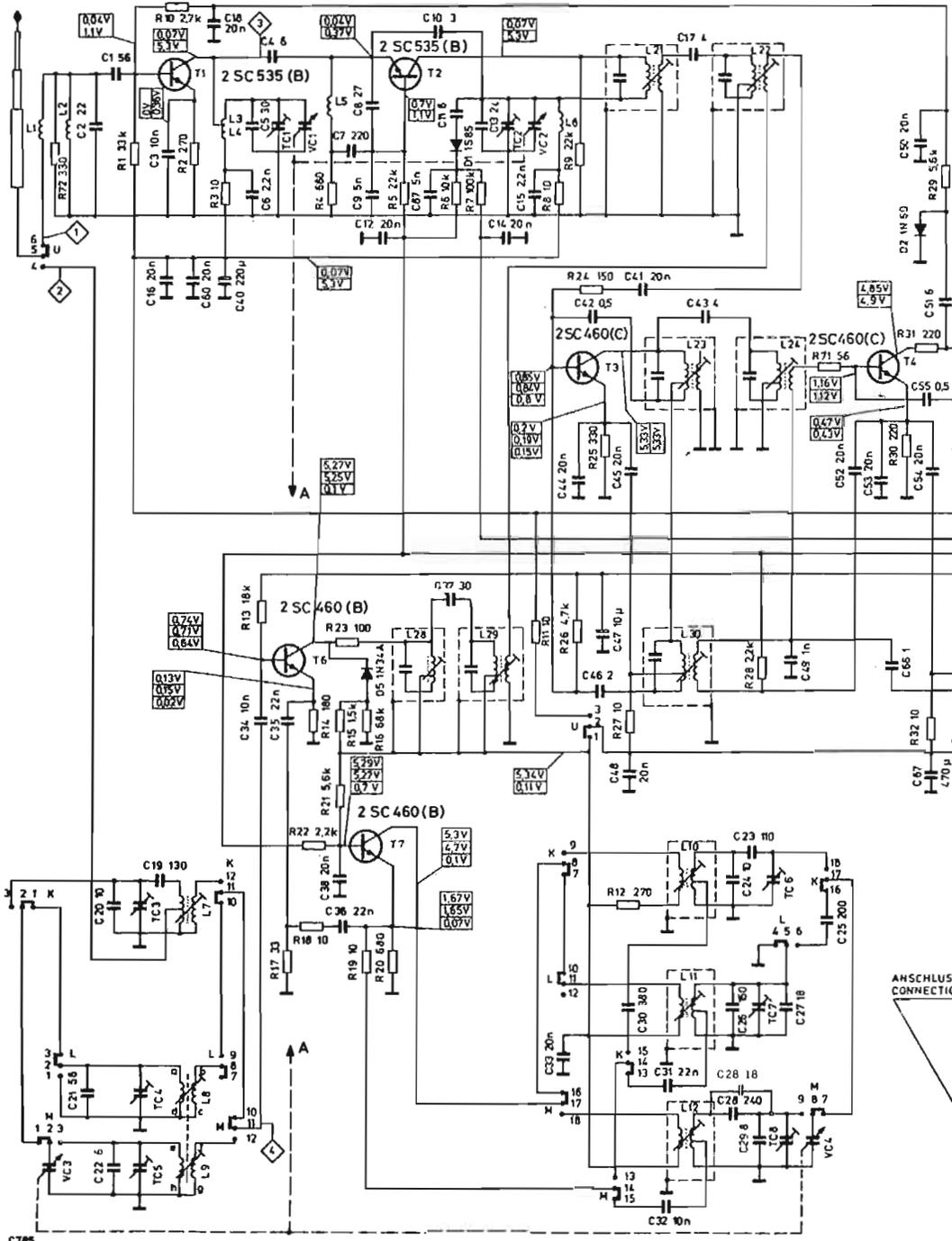
En fonctionnement sur le réseau, la recharge d'un accumulateur est possible si le RC 1000 en est équipé. L'ensemble accumulateur-chargeur porte la référence 5885-0575 chez son constructeur.

Le microphone à condensateur incorporé est à utiliser lorsque l'on se trouve près de l'appareil.

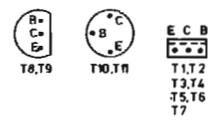
Pour d'autres utilisations, il est préférable de recourir à un microphone séparé, qui déconnectera l'élément incorporé. Un modèle muni d'un poussoir de télécommande pour la mise en route en enregistrement est proposé par le constructeur (type M1 ou M2).

En grandes ondes, l'oscillateur local du récepteur peut provoquer un battement audible avec l'oscillateur de prémagnétisation pendant l'enregistrement. Pour remédier à cet inconvénient, on décale la fréquence de l'oscillateur de prémagnétisation en agissant sur le correcteur de tonalité qui commute en fin de course la fréquence de celui-ci.

Les circuits n'emploient que des composants discrets, aussi bien sur le récepteur que sur le magnétocassette. Un bloc amplificateur de fréquence intermédiaire est commun à l'AM et la FM, l'accord est réalisé par condensateur variable multicages sur les deux sections. Sur l'amplificateur de puissance basse fréquence, un transformateur driver déphaseur est employé, ce qui permet une excitation plus copieuse des étages de sortie, tout en économisant un transistor. Cette disposition est défendable sur un appareil portatif alimenté par piles.

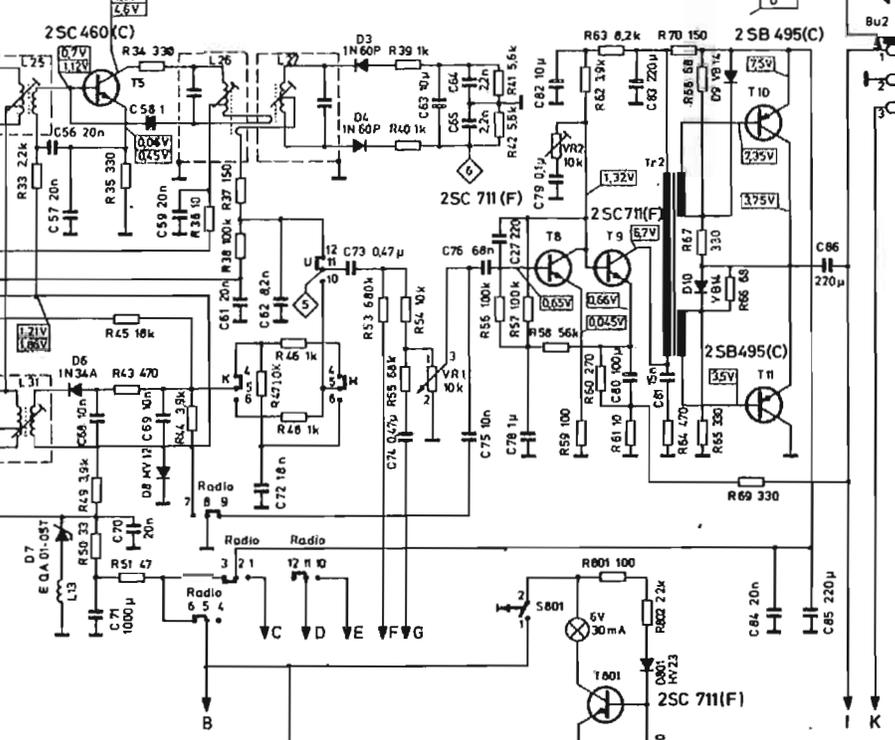


WELLENBEREICHE WAVE RANGES	
U	87,5 - 104 MHz
K	6,0 - 10 MHz
M	515 - 1605 kHz
L	145 - 260 kHz
ZF/F	458 kHz, 10,7 MHz

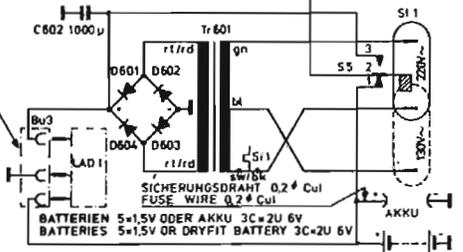


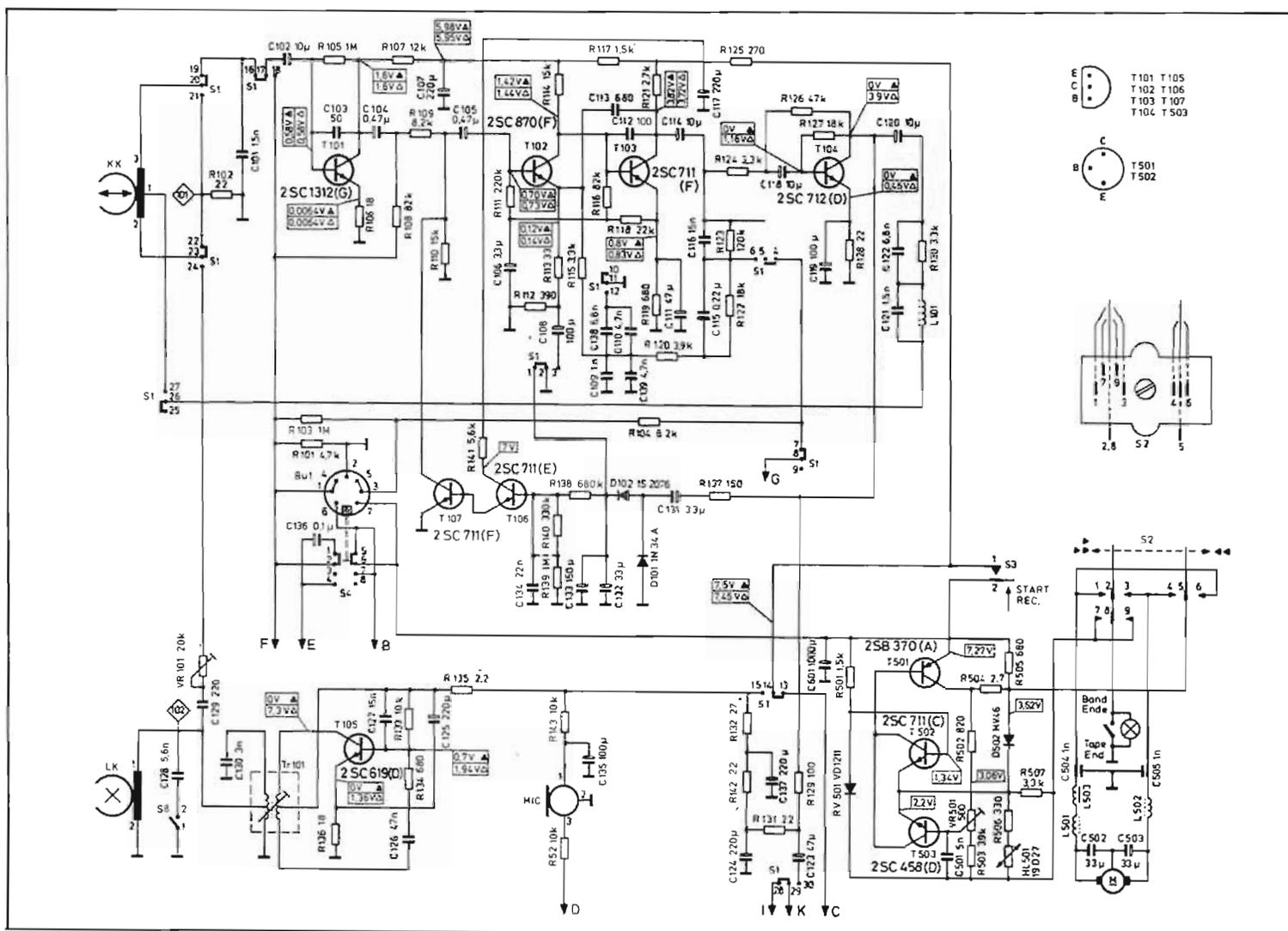
GEZEICHNETE SCHALTERSTELLUNG „U“ UND „RADIO“ GEDRÜCKT  
 SWITCH CONTACTS SHOWN IN FM AND RADIO POSITION

SPANNUNGEN GEMESSEN MIT INSTRUMENT RI 33 kV/V IN DEN BEREICHEN  
 VOLTAGES MEASURED WITH INSTRUMENT RI 33 OHMS/V IN THE BANDS



ANSCHLUSSBUCHSE FÜR AKKULADGERÄT LAD1  
 CONNECTION SOCKET FOR BATTERY CHARGER LAD1





## EXAMEN DES CIRCUITS

**Récepteur (fig. 1) :** En FM, la tête HF utilise deux étages, l'amplificateur HF  $T_1$ , suivi du chargeur de fréquence  $T_2$ . L'amplificateur HF est monté en émetteur commun et l'accord est disposé dans son circuit collecteur. La sortie F1 sur 10,7 MHz est prélevée à travers un double transformateur accordé sur le collecteur du mélangeur  $T_2$ , puis injectée dans la chaîne F1 où le signal est amplifié par trois étages disposés en cascade ( $T_3, T_4, T_5$ ).

Après démodulation dans le détecteur de rapport, les informations basse fréquence sont disponibles pour être dirigées vers le bloc basse fréquence et l'enregistreur.

En AM, les signaux entrent sur la base de  $T_6$ , étage changeur de fréquence, et mélangés à ceux délivrés par  $T_7$ , l'oscillateur local.

L'amplification F1 est assurée par deux étages  $T_3, T_4$ , et la détection par la diode  $D_6$ . Ensuite les signaux BF sont exploités comme

pour la FM. La tension d'alimentation des circuits HF est réglée par la diode zener  $D_7$ .

**Amplificateur :** après commutation, les signaux BF traversent la commande de volume et du correcteur de tonalité, puis ils sont amplifiés par les transistors  $T_8, T_9$ , montés en liaison continue.  $T_9$  est chargé par le transformateur déphaseur  $T_{12}$ , assurant l'excitation des étages de sortie. Le condensateur  $C_{86}$  assure la liaison au HP, et, une contre-réaction globale, est réinjectée via la résistance  $R_{69}$  sur l'émetteur du transistor driver  $T_9$ .

L'alimentation réseau est obtenue par un redressement en pont, suivi d'un simple filtrage par  $C_{602}$  condensateur de 1000  $\mu$ F.

Le circuit de contrôle de la tension des piles est réalisé à l'aide du transistor  $T_{801}$  et de l'ampoule située dans son circuit collecteur. En présence d'une tension suffisante, la base de  $T_{801}$  est polarisée de façon correcte lorsque l'interrupteur  $S_{801}$  est fermé, et  $T_{801}$  conduit en régime saturé. Si la tension est trop faible, la tension

base de  $T_{801}$  n'est plus suffisante, l'étage reste bloqué et l'ampoule ne peut s'allumer.

**Magétophone (fig. 2) :** sa conception est classique. Il comporte deux têtes magnétiques, affacement et enregistrement lecture. Les circuits comportent un préamplificateur à trois étages, commutable en enregistrement ou en lecture, avec un dispositif de contrôle automatique de niveau à l'enregistrement, un amplificateur d'enregistrement, l'oscillateur de prémagnétisation et la régulation électronique de vitesse du moteur.

A l'enregistrement, les signaux issus du microphone interne ou de toute autre source, parviennent après commutation sur la base du transistor  $T_{101}$ . Ils sont amplifiés par cet étage dont le gain est contrôlé par variation de sa charge collecteur, constituée par les résistances  $R_{109}$  et  $R_{110}$  sur laquelle est disposé en parallèle le transistor  $T_{107}$  monté en résistance variable. Cet étage est rendu plus ou moins conducteur par  $T_{106}$  en fonction de l'amplitude du

signal de sortie et si l'amplitude de celui-ci dépasse un niveau amenant une surmodulation, la valeur  $R_{110}$  se trouve abaissée de façon à ce que le signal attaquant la base du transistor  $T_{102}$  revienne à un niveau assurant une modulation convenable. Les deux étages  $T_{102}$  et  $T_{103}$  assurent l'amplification et comportent les réseaux de correction commutable enregistrement ou lecture. L'amplification finale est procurée par le transistor  $T_{104}$ , le signal sort de son collecteur via le filtre HF  $L_{101}, C_{121}, R_{130}, C_{122}$  évitant les remontées de la fréquence de prémagnétisation, puis il est appliqué sur la tête d'enregistrement où il est mélangé avec celui de l'oscillateur de prémagnétisation.

Ce dernier comporte le transistor oscillateur  $T_{105}$ , il est directement couplé à la tête d'effacement, et via  $C_{129}$  et la résistance ajustable  $VR_{101}$  à la tête d'enregistrement.

Le décalage de sa fréquence de travail pour l'enregistrement d'émissions sur GO est produit par le condensateur  $C_{128}$  qui abaisse

(Suite page 147)

# COMMUTATION PAR DIODES

## pour orgues électroniques —

### amélioration des orgues existants

**P**OUR obtenir une grande variété dans les sons d'un orgue électronique, il est nécessaire de pouvoir doser à volonté le son fondamental et un nombre suffisant de « rangs » d'harmonique. On peut, pour cela,

- soit utiliser un grand nombre de contacts par touches,
- soit utiliser une méthode électronique.

La méthode proposée ci-dessous est purement électronique, et fait appel à des composants bon marché : diodes et résistances. Elle permet, sans très gros problèmes, d'ajouter des « rangs » à des orgues existants, donc d'enrichir et de varier considérablement leurs sonorités. Par contre, pour la réalisation complète d'un orgue, il vaut mieux utiliser des claviers avec de nombreux contacts par touche, moins coûteux.

#### PRINCIPES DE LA COMMUTATION A DIODES

Le schéma de la figure 1 indique le circuit complet pour une touche et deux rangs, mais il peut, bien entendu, être étendu à tout un clavier et un grand nombre de rangs.

Lorsque le contact de touche K est dans la position représentée en traits pleins, un courant continu peut passer de la masse à la source de tension  $-U$  via  $D_1, R_1, D_1$  d'une part, via  $D_2, R_2, D_2$  d'autre part.

Toutes les diodes sont conductrices, et leur résistance dynamique est très faible. Elles se comportent donc à peu près comme des courts-circuits pour les signaux issus des générateurs  $G_1$  et  $G_2$ . Lorsque le contact est dans la position représentée en pointillés, ou lorsqu'il est « en l'air », les diodes sont bloquées et se comportent comme si elles étaient retirées du circuit.

Le générateur  $G_1$  envoie le signal fondamental dans la ligne BUS de rang 1, tandis que  $G_2$  envoie l'harmonique 2 dans la ligne BUS de rang 2.

En mélangeant les signaux des deux lignes BUS, on peut obtenir

n'importe quel mélange du fondamental et de l'harmonique 2.

Ce mélange sera identique d'une touche à l'autre si les amplitudes des signaux des générateurs sont identiques, de même que les valeurs des résistances.

#### VALEUR DES ÉLÉMENTS

L'auteur a obtenu des résultats satisfaisants avec les valeurs suivantes :

$$R_1 = R_2 = 220 \text{ k}\Omega$$

$$R'_1 = R'_2 = 22 \text{ k}\Omega$$

$R''_1, R''_2$  variable selon les rangs de  $22 \text{ k}\Omega$  à  $100 \text{ k}\Omega$

Ces valeurs ne sont pas critiques.

Diodes : n'importe quel modèle au silicium (par exemple 1N4148).

Toutefois, dans le cas de deux claviers et d'un grand nombre de rangs, il serait préférable d'augmenter  $R_1$  et  $R_2$  pour ne pas surcharger les générateurs.

Il n'est pas utile, et même déconseillé, d'intercaler des condensateurs de liaison entre les générateurs et les résistances  $R_1$  ou  $R_2$ .

#### ATTÉNUATION DES CLAQUEMENTS. EMPLOI D'UNE PHOTORESISTANCE

Le circuit de la figure 1 ne saurait être utilisé tel quel :

La composante continue créée

par le circuit est plusieurs fois supérieure à la valeur utile et créerait un claquement horrible dans le haut-parleur à chaque manœuvre de touche.

La tension que l'on envoie à la cathode des diodes  $D_1$  et  $D_2$  doit absolument varier progressivement dans le temps. D'autre part, la transitoire d'attaque (apparition du son) doit être plus rapide que celle de retombée (extinction du son), sauf pour certains effets spéciaux.

La figure 2 représente la variation de l'amplitude du signal reçu sur la BUS en fonction de la tension appliquée sur les cathodes des diodes  $D_1$  et  $D_2$ .

Il s'agit d'un écrêtage, d'ailleurs

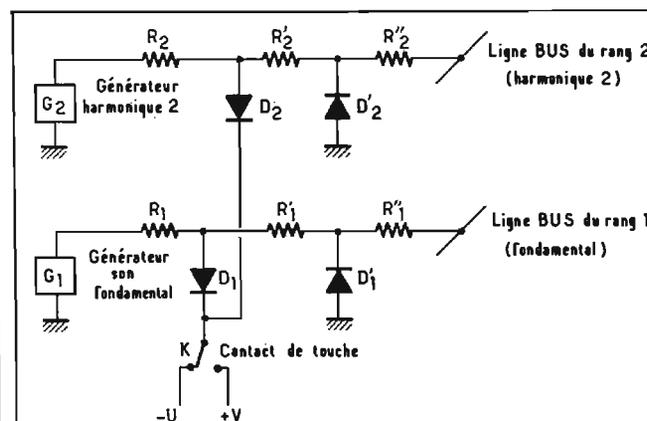


Fig. 1. - Schéma de la commutation à diode (pour une touche).

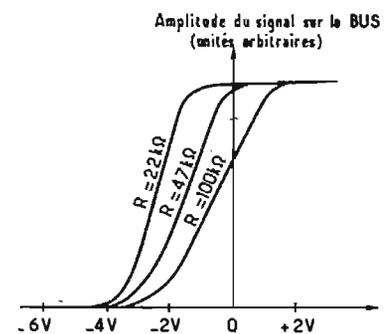


Fig. 2. - Amplitude du signal sur le BUS en fonction de la tension sur les cathodes des diodes  $D_1$  et  $D_2$ .

pás très symétrique, et nous conseillons fortement l'emploi de générateurs de signaux rectangulaires (diviseurs à bascules ou à circuits intégrés) qui équipent presque tous les orgues à l'heure actuelle.

Le signal sur la BUS s'établit plus ou moins vite, selon la valeur de la résistance R", et nous verrons l'intérêt un peu plus loin.

L'amplitude maximum du signal sur la BUS est d'autant plus grande que R" est plus grande, et le rapport signal-bruit meilleur.

La figure 3 représente un circuit de commande à cellule photo-résistante (CPR), destiné à remplacer l'interrupteur.

Au repos (cas de la figure), la lampe ne peut éclairer la CPR, masquée par un cache solidaire de la touche. La CPR a donc une résistance presque infinie, et les cathodes des diodes D1 et D2 de la figure 1 sont portées à un potentiel négatif voisin de -15 V.

Lorsqu'on enfonce la touche, la CPR est éclairée, et sa résistance tombe à une valeur faible (pouvant d'ailleurs varier énormément suivant le modèle utilisé). Si cette valeur est faible devant la résistance R, les cathodes des diodes seront portées à un potentiel positif voisin de 5 V.

R ne doit pas être trop élevée sous peine de diminuer l'efficacité du blocage par les diodes D1 et D2.

Elle ne doit pas être non plus trop faible pour éviter de dépasser la dissipation maximale de la CPR (lorsque la résistance de celle-ci est égale à R).

L'auteur a fait quelques essais avec des LDR 03 05S (RTC compelec) et  $R = 1 \text{ k}\Omega$ , et cela donne des résultats corrects. Les attaques sont toutefois un peu lentes. La réalisation ne nécessite aucun contact (source de bruits et de craquements), et ne demande aucune

précaution particulière, si ce n'est d'éviter avec soin les entrées de lumière indésirables sur les CPR, et d'en approcher suffisamment les ampoules (1 ou 2 cm). Les ampoules seront d'un modèle à faible consommation et pourront être sous-alimentées pour augmenter leur durée de vie.

Nous attirons l'attention sur le fait que le modèle de CPR proposé est encombrant (sa largeur est très supérieure à celle d'une touche), mais le montage mécanique est à la portée de n'importe quel bricoleur patient et soigneux, armé d'un tube de colle et de papier noir épais.

Si on dispose d'un clavier muni de contacts, on peut évidemment utiliser les contacts de touche pour allumer et éteindre les ampoules.

Les CPR sont d'un prix relativement élevé, et il est préférable de bien étudier leurs caractéristiques, le schéma à utiliser et le montage mécanique, puis de faire des essais limités avant de se lancer dans la réalisation définitive.

#### EMPLOI DUN CONTACT ET D'UN CIRCUIT RC

Ce montage est finalement aussi coûteux que le précédent car il nécessite l'emploi d'un condensateur électrochimique et d'un contact par touche.

Le clavier doit comporter un contact travail et un contact repos, et avoir une course suffisante pendant laquelle les deux contacts sont ouverts (c'est le cas par exemple des claviers Magnétic-France. On constatera cependant que le prix des contacts est loin d'être négligeable).

Le schéma est représenté figure 4.

Si la valeur de C est faible (0,1 à 0,22  $\mu\text{F}$ ), l'attaque est brutale, et

la retombée se fait lorsque la touche est en position intermédiaire.

Si on donne à C une valeur plus importante, les transitoires seront plus molles, et on peut diminuer la valeur de la résistance de 22 k $\Omega$ .

On peut simplifier ce schéma en supprimant le contact repos, mais les résistances doivent avoir des valeurs plus faibles (sous peine d'avoir un rapport signal/bruit insuffisant), et C doit avoir une capacité très importante (une dizaine de  $\mu\text{F}$ ).

Nous déconseillons ce dernier montage, car il nécessite l'emploi de gros condensateurs chimiques et entraîne le passage d'un courant non négligeable (20 mA) dans le contact.

Pour déterminer la valeur des éléments et des polarisations des figures 3 à 5, il est nécessaire de faire quelques essais limités, jusqu'à obtention d'un résultat satisfaisant, puis d'adopter les valeurs choisies pour l'ensemble du clavier.

#### PROBLÈMES D'ALIMENTATIONS

Les valeurs de polarisations sont données à titre indicatif et dépendent des générateurs et du sens de branchement des diodes, car il est évidemment possible de faire fonctionner le montage en inversant les polarités des diodes et en modifiant les valeurs des polarisations.

Seuls des essais permettront de déterminer les valeurs correctes des polarisations, qui devront permettre d'obtenir une part l'amplitude maximum sur la BUS, d'autre part un bruit négligeable lorsque toutes les touches sont au repos.

Pour des circuits alimentés par une tension positive, nous conseillons d'inverser les polari-

tés des diodes, et de remplacer -U par une tension de +15 V environ, et +V par une tension négative de quelques volts, voire nulle.

Chaque point de commutation consomme du courant au repos (0,5 mA environ) et la consommation totale (150 mA pour 4 octaves et 6 rangs) est aussi importante que celle de tous les autres circuits de l'orgue (sauf, bien sûr, sur les amplis de puissance).

Il faudra en tenir compte au moment de la conception de l'orgue pour dimensionner l'alimentation.

Si on veut modifier un orgue existant ou un «KIT», il est indispensable de prévoir une alimentation séparée pour les circuits de consommation. Nous déconseillons formellement d'utiliser l'alimentation existante de l'orgue qui n'est certainement pas calculée pour cela.

L'alimentation pour la commutation doit être filtrée (pour éviter d'introduire des ronflements un peu partout), mais il n'est pas indispensable qu'elle soit stabilisée.

#### ATTAQUE DES DIFFÉRENTS RANGS

On a vu (figure 2) que la vitesse d'attaque peut varier plus ou moins en fonction des résistances R"1 et R"2.

Rien n'oblige à avoir une attaque identique pour tous les rangs.

Le contraire est préférable, car il donne davantage de variétés aux transitoires selon les jeux choisis.

On pourra, par exemple, augmenter la valeur de R"1 au fur et à mesure que le numéro de l'harmonique est plus élevé, de façon à ce que les harmoniques les plus élevés commencent plus tard et finissent plus tôt que les premiers harmoniques et le fondamental.

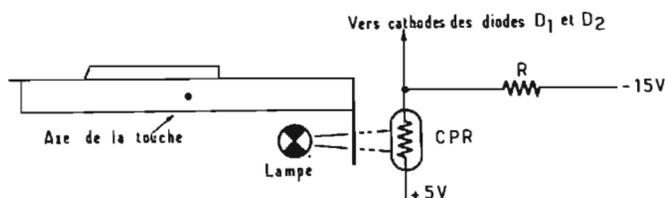


Fig. 3. - Circuit de commande à cellule photo-résistante (CPR). La touche est supposée en repos.

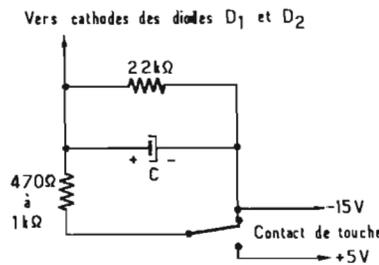


Fig. 4. - Circuit de commande R-C (touche au repos)

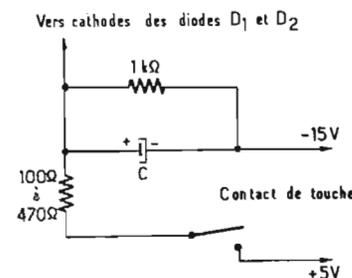


Fig. 5. - Circuit de commande R-C simplifié (touche au repos).

## AMÉLIORATION DES ORGUES EXISTANTS

Il est possible d'obtenir tous les mélanges possibles entre plusieurs harmoniques pour des orgues comportant un mélange fixe des harmoniques (Magnétic-France, par exemple).

Pour cela, il faut démonter toutes les connexions arrivant au clavier de l'orgue, et relier le contact mobile de chaque touche à un circuit semblable à celui de la figure 4.

Il faut ensuite réaliser un bloc de commutation comportant toutes les diodes et résistances nécessaires (il faut deux diodes et trois résistances par touche et par rang : pour 4 octaves et 6 rangs, il faut  $49 \times 6 = 294$  points de commutation, soit 588 diodes et 882 résistances).

Il faudra aussi un préampli par ligne BUS (6 dans notre exemple). Les préamplis pourront être raccordés sur l'alimentation existante de l'orgue.

Il faudra enfin une alimentation spéciale pour la commutation, dont on déterminera les tensions après quelques essais. Pour les essais, on pourra utiliser des piles (qui s'useront assez vite), ou, mieux, une alimentation stabilisée.

Dans le cas où l'on veut ajouter des harmoniques à un orgue permettant déjà certains mélanges (par exemple ajouter la « quinte » et la « tierce » à un orgue permettant le mélange de 8', 4', 2'), l'importance de la transformation dépend de la réalisation de l'orgue. Il sera préférable, si c'est possible, d'utiliser le montage à CPR de la figure 3 et de faire un bloc de commutation concernant uniquement les rangs à ajouter.

Sinon, on procédera comme précédemment.

Le coût de ces montages, sans être prohibitif, est toutefois assez élevé. Par ailleurs, il demande beaucoup de soudures et un temps de câblage important. Aussi, nous le déconseillons aux amateurs débutants.

### RÉALISATIONS PRATIQUES

Il est difficile de donner des indications précises sur la réalisation pratique, qui peut être très variable selon la place disponible, la possibilité ou non d'utiliser des contacts de touche, etc...

On peut grouper tous les éléments sur une plaque unique de

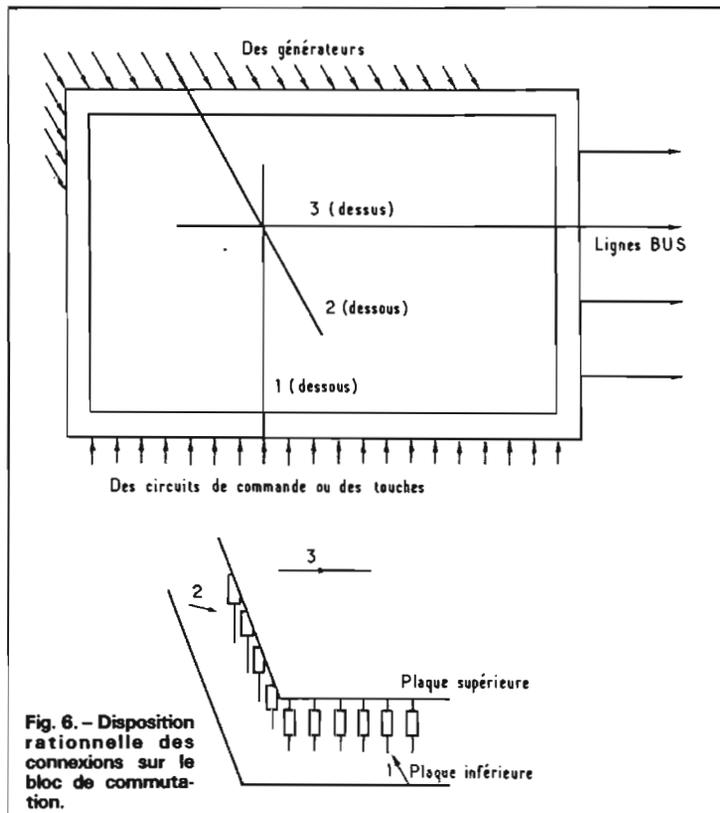


Fig. 6. - Disposition rationnelle des connexions sur le bloc de commutation.

circuits imprimés (double face de préférence), ce qui a l'avantage d'éliminer un grand nombre de fils de liaison.

Sinon, on fractionnera le montage en un certain nombre d'éléments, à savoir :

- bloc de commutation (diodes et résistances),
- circuits de commande (CPR ou R-C),
- préamplis de BUS.

### BLOC DE COMMUTATION

Nous conseillons d'utiliser des composants aussi petits que possible (diodes F80, résistances 1/4 W), et de les disposer verticalement pour gagner de la place. Les composants de réemploi sont à proscrire.

Étant donné la structure matricielle de ce bloc, il est intéressant de le disposer comme indiqué sur la figure 6.

L'amateur pourra utiliser des plaquettes « VEROBOARD » dont les lignes de connexions seront orientées dans la direction 1 pour la plaque inférieure et 3 pour la plaque supérieure.

Ces plaquettes étant en général de petites dimensions, on fractionnera le bloc de commande en sous-ensembles (1 octave et 4 rangs, par exemple, peuvent tenir sur une plaque de 10 x 10 cm).

La plaque inférieure pourra être une plaque de dimensions

identiques à la plaquette supérieure, ou mieux fractionnée en plusieurs éléments.

Un tel ensemble est pratique, indépannable, et une autre méthode consiste à remplacer la plaquette supérieure par un fil de câblage soudé directement sur les composants. L'aspect du montage terminé est toutefois beaucoup moins propre.

Les lignes obliques (direction 2 de la figure 6) venant des générateurs seront faites en fil de câblage fin et isolé, du côté des bandes cuivrées.

L'auteur réalise actuellement pour ses propres besoins et pour les amateurs intéressés, un circuit imprimé double-face qui pourra convenir pour un clavier de 5 octaves et un maximum de 6 rangs.

### CIRCUITS DE COMMANDE ET PRÉAMPLIS DE BUS

Les circuits de commande pourront être disposés sur une plaquette relais de 35 mm de large, faisant toute la longueur du clavier.

Pour les préamplis de BUS, des montages très classiques à un ou deux transistors conviendront parfaitement. Les découplages devront être suffisants et les condensateurs de liaison bien adaptés à la fréquence minimum à transmettre, pour éviter le « Motor-Boating ». **JP. J.**

## RC 1000

(suite de la page 144)

cette fréquence lorsque  $S_8$  est fermé (contrôlé par le potentiomètre du correcteur de tonalité).

L'information de la commande de réglage de niveau automatique est prélevée sur le collecteur de  $T_{104}$ , puis via la résistance  $R_{137}$  parvient aux diodes  $D_{102}$ ,  $D_{101}$  qui redressent le signal BF et contrôlent en continu la tension base de  $T_{106}$  puis  $T_{107}$ .

À la lecture, la tête magnétique est commutée sur la base de  $T_{101}$ . Le dispositif régulateur de niveau est hors circuit. Les réseaux de correction sont commutés sur les transistors  $T_{102}$ ,  $T_{103}$ , après amplification par ces étages le signal est repris en sortie de  $T_{103}$ , au point G, puis il est injecté sur les circuits basse-fréquence. Une commutation met hors circuit, par coupure de la tension d'alimentation, l'amplificateur d'enregistrement  $T_{104}$  et l'oscillateur de prémagnétisation  $T_{105}$ .

Les circuits de régulation de vitesse du moteur comportent trois étages, les transistors  $T_{501}$ ,  $T_{502}$ ,  $T_{503}$ , munis d'une compensation en fonction de la température et d'un ajustage de la vitesse de défilement.

### UTILISATION

L'appareil permet d'obtenir sans problème de très bons enregistrements, qu'ils soient pris à partir du microphone incorporé, du récepteur, ou d'une bande magnétique lue extérieurement. Le correcteur de niveau automatique rend facile à tout utilisateur cette manipulation, et contribue pour une très large part à l'engouement d'une très large catégorie d'utilisateurs pour ce genre d'appareils. La partie récepteur est dotée de caractéristiques permettant l'écoute dans de bonnes conditions quel que soit le lieu où elles sont assurées.

### CONCLUSION

Le RC 1000 est doté de caractéristiques intéressantes, son encombrement et son poids sont réduits et permettent un transport facile. Les lignes sont résolument modernes, enfin ses multiples possibilités d'alimentation autorisent son emploi en tout lieu dans des conditions économiques.

**J.B.**



MARC FERRETTI

## LES ORDINATEURS : TIME - SHARING

**L'**ALPE D'HUEZ, dominant de plus de 1000 m le bassin du Bourg-d'Oisans, est une des plus brillantes stations de sports d'hiver des Alpes françaises.

Elle se trouve équipée, depuis l'hiver dernier, d'un système opérationnel de réservation automatique par ordinateur.

Le principe de la réservation hôtelière consiste à donner aux clients s'adressant à la centrale de réservation une réponse qui corresponde au plus près à leur demande, et qui traite tous les hôtels de façon absolument impartiale.

Une demande, adressée à la centrale de réservation, doit indiquer :

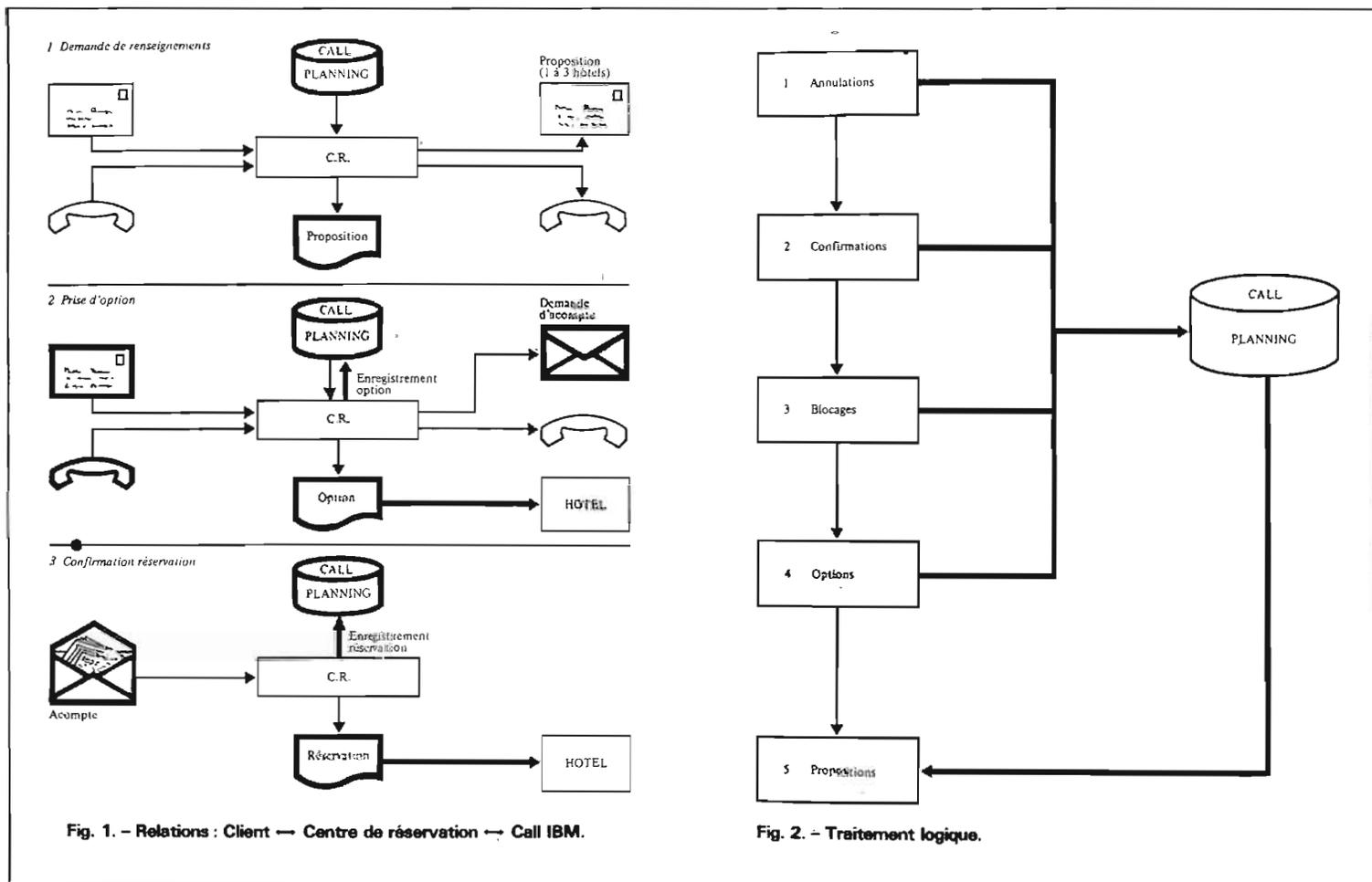
- la date du début du séjour,
- la durée du séjour,
- le type de location (pension ou chambre),
- la catégorie d'hôtel (1 étoile, 2 étoiles, etc.),
- la composition literie (1 grand lit, 2 petits lits, etc.),
- le sanitaire (bain, douche, etc.).

Il peut s'agir d'une simple demande de renseignements ou d'une prise d'option.

L'ordinateur (fig. 1) dispose, sur ses disques, d'informations permanentes qui lui ont été fournies une fois pour toutes et qui sont les caractéristiques des hô-



Photo 1. — L'Alpe d'Huez offre aux clients un hébergement qui va du chalet-hôtel au « 4-étoiles »... Cela se traduit par un large choix de prix et d'importantes différences dans la qualité des prestations rendues. La Centrale de Réservations Hôtelières utilise les ressources du « time-sharing » pour proposer au touriste le choix de chambres s'adaptant le mieux à sa demande.



tels et des chambres dans chaque hôtel. Il dispose aussi d'informations qu'il modifie à chaque exploitation et qui sont les plannings de réservation pour chaque chambre (fig. 2).

Il peut donc, en consultant ces informations, voir si un ou plusieurs hôtels correspondent à la demande.

Dans le cas d'une demande de renseignements, il fournit trois noms d'hôtels, et les caractéristiques des chambres disponibles (prix, orientation, composition literie et sanitaire) et réserve une option sur l'un de ces hôtels.

Dans le cas d'une demande d'option, un seul nom d'hôtel est donné, ainsi que les caractéristiques de la chambre. Cette option devra être confirmée dans les dix jours, et par réception d'un acompte, sinon elle est annulée.

Au moment de la recherche par l'ordinateur d'une chambre disponible correspondant à la demande du client, deux problèmes se posent :

— Le souci d'impartialité : aucun hôtel ne doit être avantagé par rapport aux autres. Cette impartialité est obtenue par un système de compteurs attribués à

chaque hôtel. Chaque compteur s'enrichit d'une unité lorsqu'une option est enregistrée. Face à une demande, quand l'ordinateur a le choix entre plusieurs hôtels, il choisira celui, ou ceux, dont le compteur de priorité a la valeur la plus faible.

— Quand aucun hôtel ne correspond strictement au désir exprimé par le client, de façon à éviter la formulation d'une autre demande, l'ordinateur va, de lui-même, chercher la chambre dont les caractéristiques sont les plus proches des conditions désirées par le demandeur. Certains critères, concernant la qualité des chambres, pourront être modifiés par ordre décroissant, au fur et à mesure des difficultés de disponibilités. Il s'agit essentiellement de l'exposition, des sanitaires et de la « qualité » générale : par exemple, l'ordinateur proposera une chambre avec douche si aucune chambre avec bain n'est disponible. En cas d'indisponibilité totale, l'ordinateur propose un décalage du séjour d'un jour ou deux. Une fois la réponse donnée, l'ordinateur met à jour son planning de disponibilités immédiatement, afin que la même chambre ne soit pas réservée deux fois (fig. 3).

## LE SERVICE CALL

Cet ensemble de réservation hôtelière utilise un système fonctionnant en temps partagé (en anglais : « time-sharing ») : le service IBM-CALL.

Pour l'utilisateur, le temps partagé, c'est l'accès, à distance, et à n'importe quel moment, à un ordinateur. Comment communique-t-on avec l'ordinateur ? Grâce à un terminal, en général une simple machine à écrire. Les réponses sont reçues par l'intermédiaire de cette même machine à écrire.

Il s'agit donc, en fait, de partager le temps de l'ordinateur entre plusieurs utilisateurs ; chacun ayant l'impression qu'il est seul à s'en servir : en effet, les vitesses internes de l'ordinateur sont tellement importantes par rapport à la vitesse de frappe des terminaux que l'ordinateur peut servir chaque utilisateur l'un après l'autre, sans même qu'il lui soit possible de s'en apercevoir.

Les travaux que l'on demande d'effectuer à l'ordinateur nécessitent qu'il puisse conserver des informations d'un jour sur l'autre,

sans qu'il y ait nécessité de les retransmettre à chaque fois : ces informations sont inscrites sur des disques magnétiques, donc sur un support que l'ordinateur est capable de lire à grande vitesse.

Le service IBM-CALL est un service de temps partagé utilisant des terminaux type machine à écrire, reliés à un ordinateur situé à Paris. La connexion entre un terminal et l'ordinateur s'établit par téléphone : l'ordinateur a son propre numéro de téléphone ; chez l'utilisateur, le terminal est branché sur le combiné téléphonique sur lequel il suffit de chiffrer le numéro de l'ordinateur pour établir la connexion.

En fait pour que les utilisateurs de province n'aient pas à téléphoner jusqu'à Paris, un réseau de lignes permanentes joint l'ordinateur à des concentrateurs installés dans les plus grandes villes de province. Ainsi, l'Office du Tourisme de L'Alpe d'Huez, au lieu d'appeler Paris pour établir la liaison avec l'ordinateur, téléphone au concentrateur de Grenoble : là, une ligne permanente retransmet sur le concentrateur de Lyon, d'où une autre ligne retransmet sur l'ordinateur de Paris.

Une fois la liaison établie, l'or-



**Photos 2. - INNOVATIONS... INFORMATIQUE.**

a) Le modèle 90/30 d'Univac a, pour caractéristique principale, un rapport performance/prix modeste. Son prix de location mensuelle varie entre 20 000 et 60 000 francs. Sur le plan du matériel, le 90/30 peut avoir 262 144 octets de mémoire centrale, plus un milliard de caractères sur disque, des possibilités étendues de télétraitement et une puissance entrée / sortie de plus de deux millions de caractères par seconde.

b) Le « Periprocessing » est le traitement informatique périphérique, c'est-à-dire la saisie, le contrôle, la structuration de l'information, les conversions de support, l'édition off-line et les télétransmissions. Le CMC-16 est adapté au « periprocessing ». Il comporte, autour d'une unité centrale, 12 à 32 postes terminaux, une unité de disques magnétiques et de une à huit unités de bandes magnétiques. Il peut prendre en charge la totalité des problèmes liés à la saisie de l'information.



dinateur demande le mot de passe : chaque utilisateur possède « sa clé » qui permet à l'ordinateur de l'identifier et de lui autoriser l'accès à ses informations sur disque, cet accès lui étant exclusivement réservé.

Du terminal on donne l'ordre à l'ordinateur d'exécuter les programmes nécessaires : ces derniers demanderont certaines informations qui seront soit tapées au clavier du terminal, soit lues sur les disques.

Si, cette année, L'Alpe d'Huez s'est contentée d'utiliser l'ordinateur uniquement pour les réservations hôtelières, il n'est pas impossible que, prochainement, soient aussi incorporées les réservations de locations en meublés. Cela permettra de créer une unité entre les différents appartements à louer dans la station : dans une première étape, plus de 1500 appartements seront introduits dans la Centrale.

**BATCH ET TIME-SHARING**

Les utilisateurs ont recours à

l'ordinateur selon l'un des trois modes suivants :

— En traitement par lots (« batch-processing »), les travaux sont traités unitairement dans leur ordre d'entrée en machine.

— La multiprogrammation diffère de la technique précédente au niveau de l'emploi des ressources disponibles (le « hardware »), celles-ci pouvant être partagées entre plusieurs programmes traités simultanément.

— Le temps partagé enfin : selon la technique utilisée, un ou plusieurs programmes peuvent résider simultanément dans l'unité centrale ; mais l'originalité du temps partagé est qu'il permet de n'affecter au traitement de chaque problème qu'une série de courts intervalles de temps, une seconde par exemple.

A la fin de la première tranche d'une seconde :

— ou bien l'exécution du programme est terminée, et les résultats sont écrits sur une unité intermédiaire de sortie,

— ou bien l'exécution du programme n'est pas terminée, et

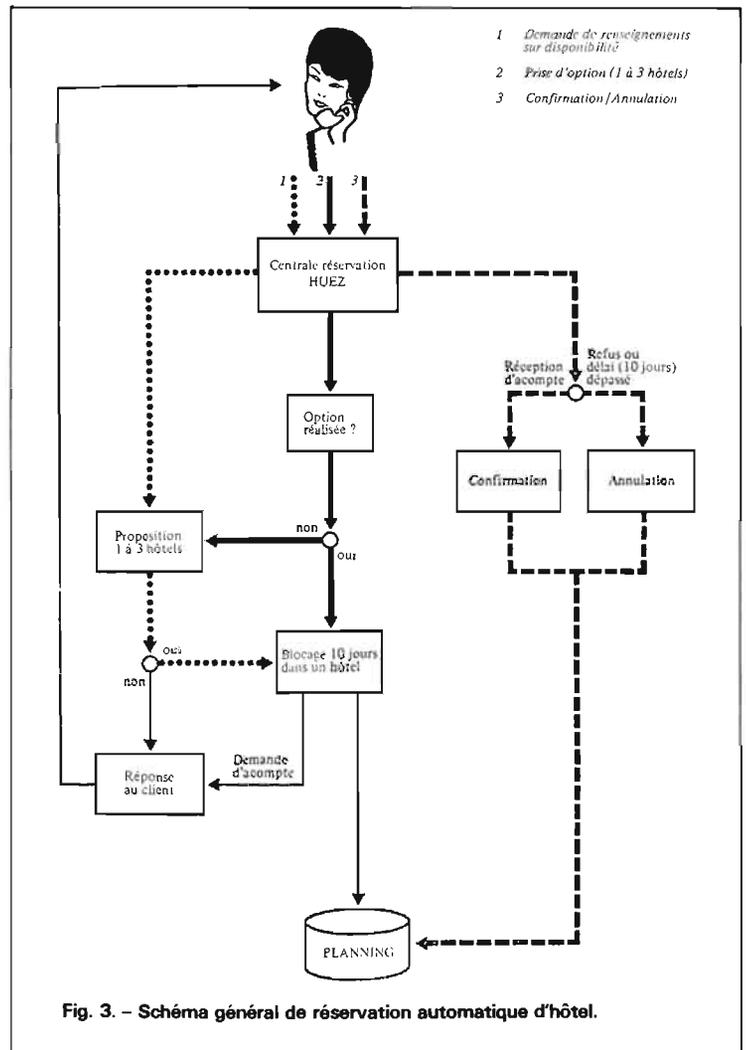


Fig. 3. - Schéma général de réservation automatique d'hôtel.

l'ordinateur envoie sur une unité d'attente l'image de l'unité centrale au moment de l'interruption ; c'est cette image qui, reprise un peu plus tard, permettra de reprendre l'exécution des calculs au point précis où l'ordinateur s'était arrêté.

Immédiatement après cette interruption, l'ordinateur appelle, et pour une nouvelle seconde, le programme suivant. Les différents programmes en cours d'exécution constituent ainsi, sur l'unité d'attente, une file soumise à une règle qui peut être celle, très simple, du « premier entré, premier sorti » mais qui peut être, aussi, assujettie à différents critères de priorité.

De l'association des méthodes d'utilisation d'un ordinateur en temps partagé et des techniques de télétraitement est né le time-sharing. Dans un tel système, le partage du temps de l'ordinateur n'est pratiquement pas perceptible par l'utilisateur. C'est la différence entre les performances d'entrée et de sortie et celles de l'unité centrale exécutant les travaux, qui permet d'obtenir cet avantage essentiel. Après leur traitement en temps partagé, les résultats des travaux sont momentanément stockés sur une unité intermédiaire de sortie avant d'apparaître sur le terminal. Cette « mémoire-tampon » permet d'éditer à basse vitesse (10 à 30 caractères par seconde) les résultats sur machine à écrire, pendant que d'autres calculs se déroulent, alors qu'il faudrait imprimer quelque 900 lignes de 130 caractères par ligne, à chaque minute, si l'unité centrale était reliée, directement, à l'unité terminale.

### DE NOMBREUSES FIRMES EN TIME-SHARING

Le concept du partage de temps n'est pas récent ; dès 1889, une édition du « Forum » de Jules Verne l'évoquait déjà !

C'est en 1959 qu'une proposition d'utilisation d'ordinateurs en temps partagé est faite à l'UNESCO, mais le premier système n'a été réalisé que deux années plus tard, sur IBM 709. Ce fut le CTSS (Compatible Time Sharing System) conçu par le Dr Corbato du M.I.T. Le CTSS II lui succéda sur IBM 7094 offrant l'accès simultané à 30 utilisateurs.

Depuis de nombreuses réalisa-

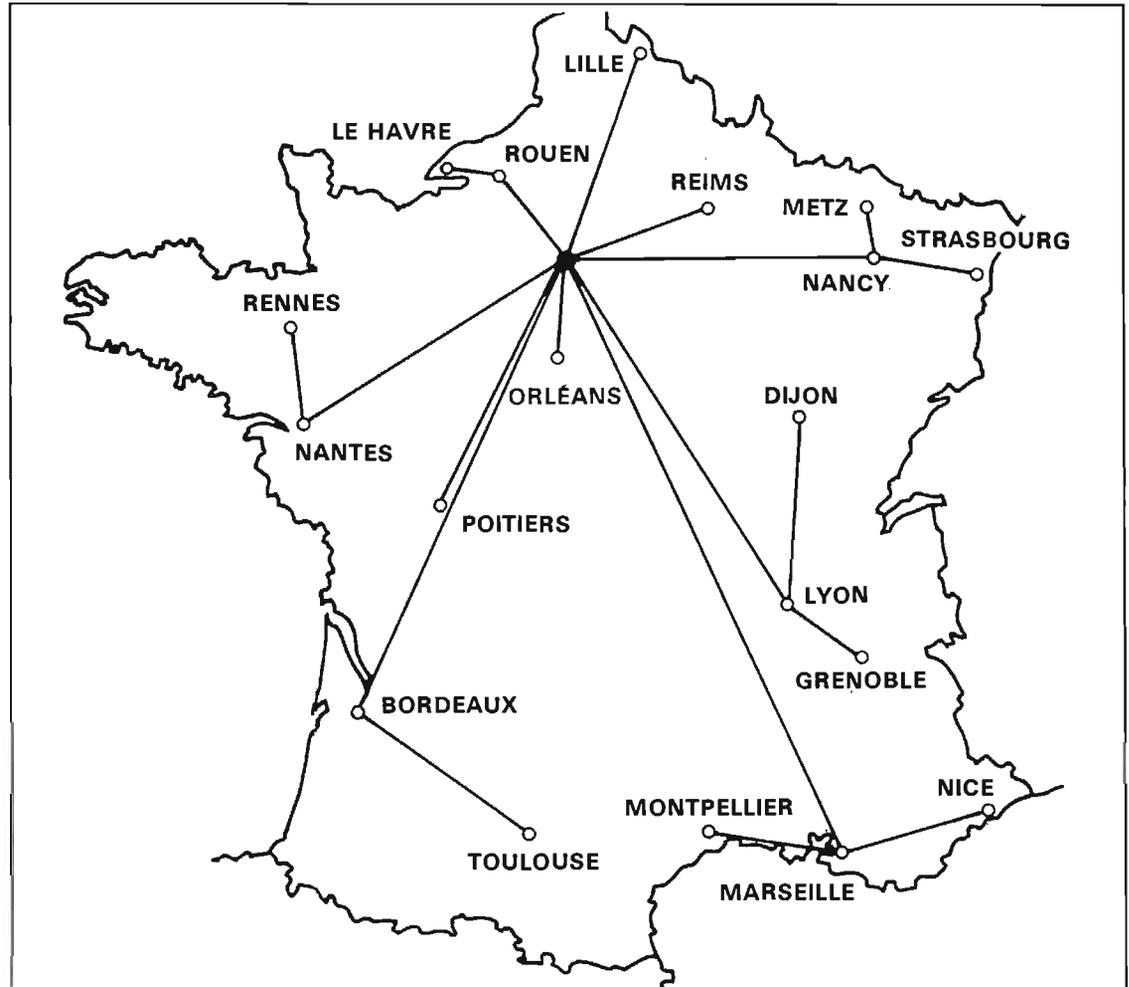
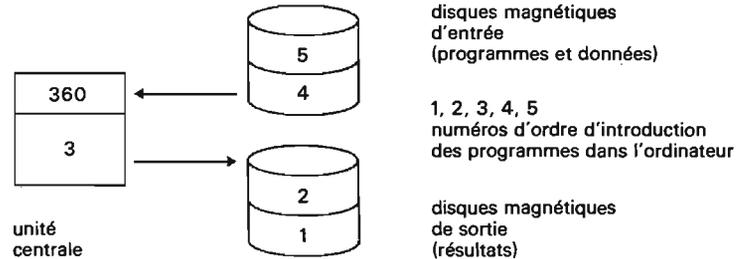
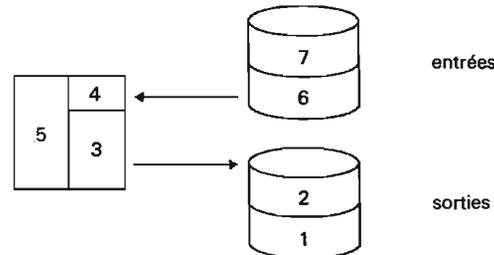


Fig. 4 - CALL : un réseau rayonnant. - Afin de faciliter l'accès à ses services de télétraitement pour les utilisateurs de province, un réseau spécialisé de transmission a été mis en place par IBM. Ce réseau dessert dix-neuf grandes métropoles régionales. Pour l'utilisateur, il suffit, pour être connecté au système, de composer, sur son cadran téléphonique, le numéro d'appel du concentrateur, situé à l'extrémité de chaque ligne.

#### Traitement par lots



#### Multiprogrammation



#### Temps partagé

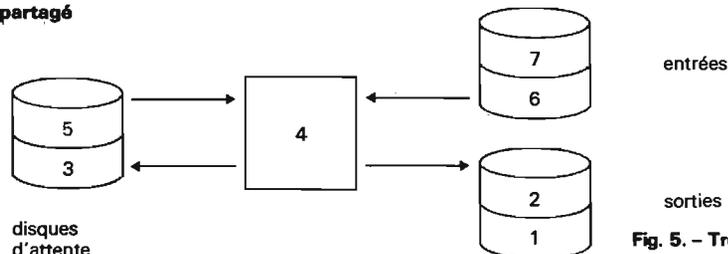
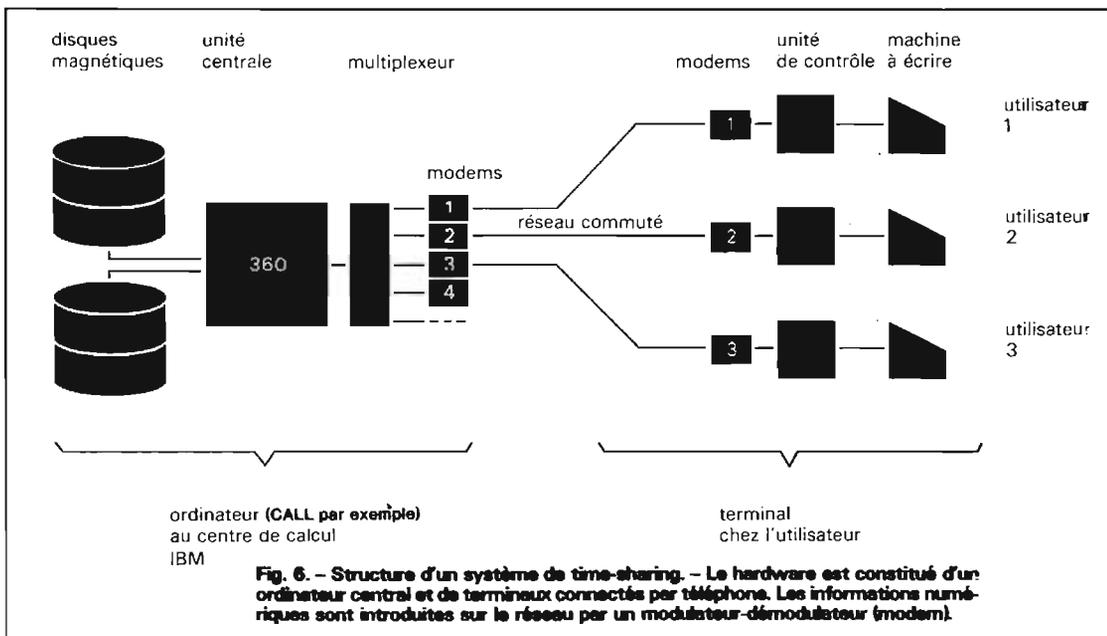


Fig. 5. - Trois modes d'utilisation d'un ordinateur.



### TABLEAU 1 FICHE SOCIÉTÉ N° 1 : la Compagnie CMC

Créée en 1968 aux Etats-Unis, la Compagnie CMC s'est rapidement imposée au premier rang des constructeurs de systèmes d'informatique périphérique. Son évolution eut tout d'abord pour cadre l'Amérique du Nord puis l'Europe dès 1970 et enfin, par voie de distributeurs, l'Amérique Latine, l'Asie et l'Océanie.

Aujourd'hui, CMC couvre plus de 35 pays au monde avec son réseau de succursales, filiales et distributeurs. Les résultats de CMC ont suivi une évolution aussi rapide que sa pénétration du marché. Pour ne considérer que ces dernières années, le chiffre d'affaires consolidé de CMC a augmenté de 78 entre 1972 et 1973 (passant de 29 616 000 à 52 769 000) et les bénéfices se sont établis à 3 018 000 contre des pertes de 1 955 000.

Par ailleurs, pour mieux asseoir son expansion, CMC acquérait en 1973 Cipher Data Products Inc, constructeur d'unités de bande magnétique et, en 1974, la Division Remcom de SCS, le quatrième constructeur américain de terminaux de télétraitement.

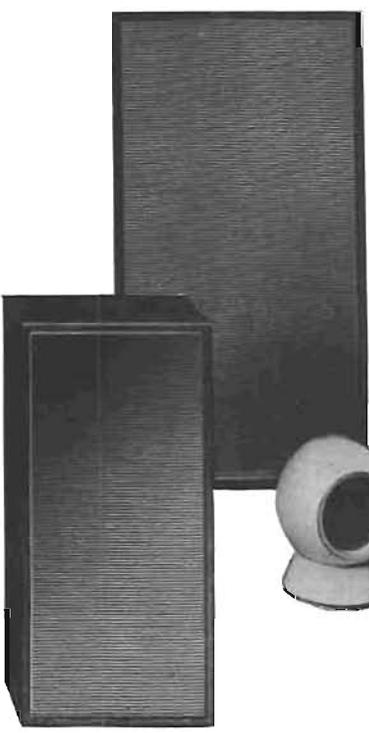
CMC a installé dans le monde plus de 2 500 systèmes (soit plus de 30 000 postes terminaux). La production mensuelle de CMC atteint actuellement 100 systèmes et CMC emploie près de 2 000 personnes dans le monde.

tions sont apparues : système BBN (Bolt-BeraneK and Newman) sur PDP-1 de Digital Equipment Co., en 1962 ; système JOSS de la Rand Corp. en 1963 ; système BASIC sur GE-225 du Dartmouth College, en 1964.

En 1963, Adams Associate fut la première société à commercialiser un système de time-sharing. Cinq compagnies offrirent à leur tour un système similaire dès 1965 : BBN, General Electric, CEIR, IBM et Keydate. En 1966, quatre nouvelles sociétés se créèrent, toutes spécialisées en time-sharing : Allen-Babcock, Applied Logic, Computrol Systems, et Tymshare. Fin 1968, on comptait une cinquantaine de sociétés et 150 en 1970. En Europe, de nombreuses sociétés proposent des services en time-sharing : c'est le cas d'IBM, de la CEGOS, du CFRO, de Honeywell-Bull, de la SIA, de la STAD, de Telesystèmes, ou encore de Hewlett-Packard.

Marc FERRETTI

# ENCEINTES HAUTE FIDELITE



**DRY-SOUND**



**AUTRES FABRICATIONS:**  
**Haut. Parleurs / Kits**

DOCUMENTATION  
ET LISTE DES  
REVENDEURS  
sur demande.

Tous renseignements  
à notre hall  
de démonstration

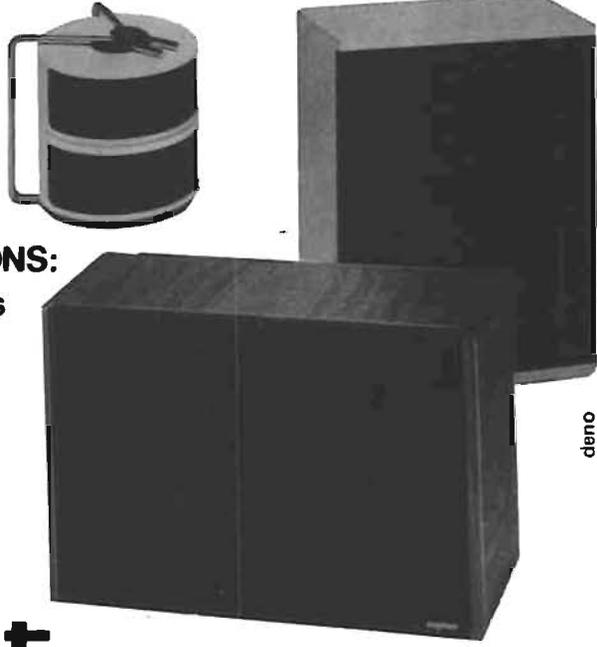
## s.i.m.e.t.

Sté Internat. de Matériel Electronique et Technique

Nouvelle société créée par KORTING RADIO WERKE et SIMPLEX ELECTRONIQUE  
26, RUE ETIENNE MARCEL - 75002 PARIS - TELEPHONE : 508.40.46 ET 508.41.44

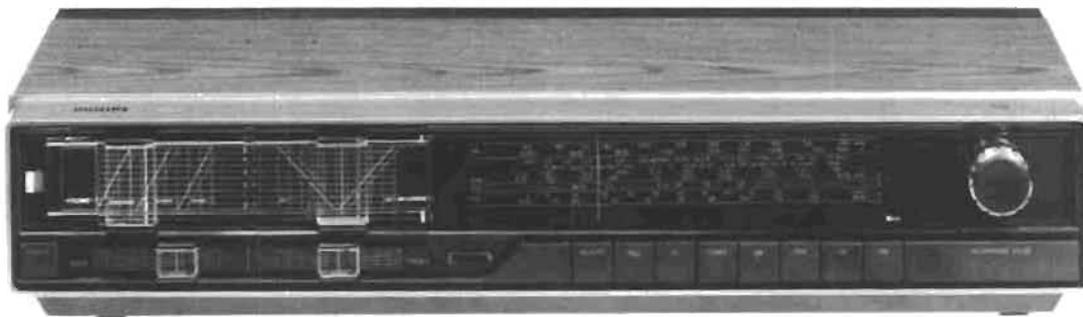
PRIERE A MESSIEURS LES REVENDEURS DE PRENDRE CONTACT

# SILVER-SOUND



**cleno**

# LE TUNER - AMPLIFICATEUR



## PHILIPS RH 741

**L**A chaîne RH 741 présentée par Philips au moment du Festival du Son 1974 est constituée par un amplificateur à quatre gammes d'ondes AM/FM et deux enceintes RH 421. L'appareil est de conception très moderne, faisant appel à des sous-ensembles modulaires enfichables instantanément amovibles. Bien que sa puissance, inférieure à 10 W, l'empêche de se classer dans la catégorie d'appareils HIFI, telle qu'elle est définie au Festival du Son, ses caractéristiques sont tout à fait satisfaisantes et capables de rendre heureux ses possesseurs.

### CARACTÉRISTIQUES

**Tuner :** AM-FM à quatre gammes d'ondes.

GO : 150-345 kHz (2000-870 m)

PO : 520-1605 kHz (577-187 m)

OC : 5,95 - 9,78 MHz (50,4 - 30,7 m, bandes 49m, 41m, 31m)

FM : 87,5 - 104 MHz.

Sensibilité : FM, 2,5  $\mu$ V pour 26 dB de rapport signal/bruit avec 40 kHz d'excursion ; AM, 80  $\mu$ V pour 26 dB de rapport signal/bruit.

Sélectivité : FM, 25 dB à 300 kHz, AM, 37 dB à 9 kHz.

Distorsion harmonique FM : < 1 % pour 75 kHz d'excursion.

Suppression des fréquences pilote et sous-porteuse : - 35 dB.

Antenne FM : impédance 300  $\Omega$ . Antenne AM : cadre ferrite ou extérieure.

**Amplificateurs :** puissance

maximale de sortie : 2 x 9 W efficaces.

Distorsion harmonique pour 2 x 6 W eff à 1 kHz : < 1 %.

Bande passante : 40 Hz - 16 kHz  $\pm$  1 dB, 20 Hz - 20 kHz  $\pm$  3 dB.

Rapport signal/bruit : > 50 dB.

Séparation des canaux : > 40 dB à 1 kHz.

Contrôle de circuit balance : 0 à - 20 dB.

Correcteur de tonalité :  $\pm$  12 - 10 dB à 50 Hz, + 11 - 12 dB à 10 kHz.

Correction physiologique : + 10 dB à 50 Hz non commutable.

Entrées : PU magnétique, PU cristal, magnétophone.

Sensibilité des entrées : pour la puissance maximale à 1 kHz, PU magnétique 2,5 mV/40 k $\Omega$ , PU céramique cristal 190 mV/500 k $\Omega$ , magnétophone 190 mV/500 k $\Omega$ .

Sorties : enceinte 4  $\Omega$ , prise casque 8-600  $\Omega$ .

Alimentation : 110-127-220-240 V 50 Hz, consommation 45 W.

Encombrement : 528 x 100 x 220 mm.

Enceintes : type RH421 compactes.

Impédances : 4  $\Omega$ .

Bande passante : 60 Hz - 18 kHz.

HP à double cône, puissance admissible 10 W.

Encombrement : 300 x 215 x 130 mm, pour un volume de sept litres.

### PRÉSENTATION

L'aspect de la face avant est assez inhabituel, car elle comporte sous les curseurs des potentiomètres à déplacement linéaire des échelles et des courbes permettant à l'utilisateur de contrôler visuellement les déformations apportées à la courbe de réponse, le déséquilibre des canaux ou la zone de puissance de sortie exploitée. Cette conception est rationnelle, elle doit permettre à l'utilisateur manipulant les potentiomètres de se rendre compte de ce qu'il fait et de définir éventuellement en termes techniques qu'il préfère un relevé sur les graves ou les aigus à l'écoute, compensant les imperfections des enceintes et du local où la chaîne est installée.

Sous le cadran offrant une bonne lisibilité, une série de touches assure les diverses commutations de l'appareil, et un volet basculant dévoile un logement contenant la prise DIN du casque. Ce dernier peut être exploité seul ou simultanément avec les enceintes, un bouton permettant la coupure de ces dernières pour assurer l'écoute sans gêne pour les autres occupants de l'appartement.

Les raccordements, tous disposés à l'arrière, sont au standard DIN, et on peut noter l'intérêt de la prise séparée pour PU magnétique, ce qui offre à l'utilisateur la possibilité d'utiliser une platine tourne-disque aux caractéristi-

ques supérieures à celles équipées d'une cellule de lecture céramique ou cristal.

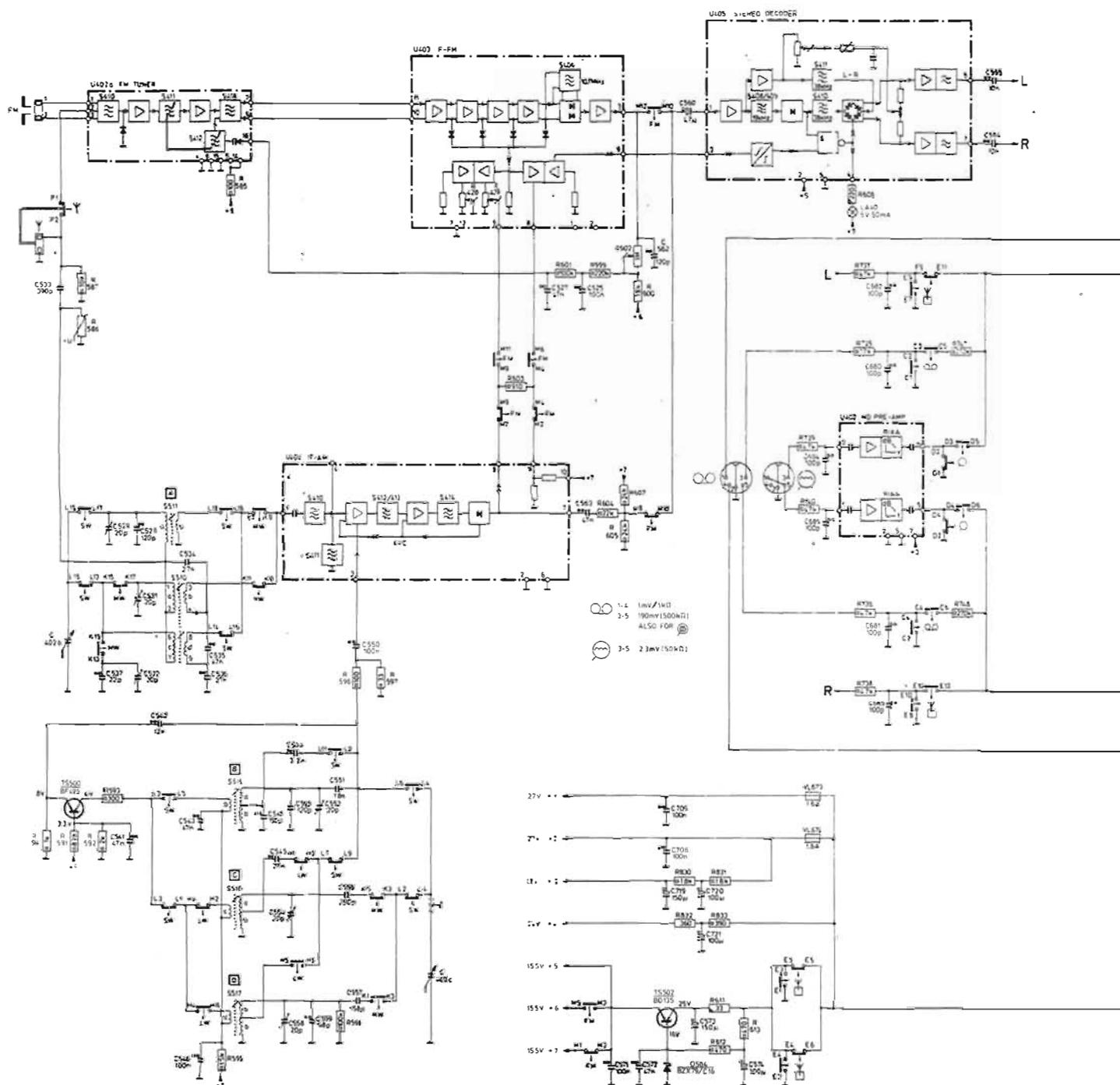
La constitution de l'appareil procède d'une architecture modulaire intégrale. Les divers modules sont interchangeable très facilement par simple enfichage, ce qui offre une souplesse très grande pour les réparations éventuelles, celles-ci étant instantanées et sans aucun réglage. Les composants sont de type discret et intégré, ce qui permet la meilleure adaptation aux caractéristiques particulières que désire obtenir le fabricant.

Les sections AM et FM sont totalement séparées et comportent chacune leurs circuits de fréquence intermédiaire distincts, ce qui permet d'obtenir une meilleure séparation des fonctions, et l'absence d'interactions dans chaque mode de fonctionnement.

L'alimentation est régulée pour les sections haute fréquence AM-FM, et simplement filtrée pour le bloc basse fréquence.

### EXAMEN DES CIRCUITS

Le schéma général ne détaille pas les divers montages des parties AM-FM du récepteur. Les modules sont déterminés par les pointillés, et il n'est plus nécessaire d'entrer dans les détails de leur constitution, puisqu'ils sont interchangeables et que leur dépanna-



ge ne peut être assuré qu'en usine.

**Tuner :** en FM, trois modules sont nécessaires pour la tête HF, l'amplificateur FI sur 10,7 MHz et le décodeur stéréo.

En AM, un seul module est employé, assurant l'amplification HF, le changement de fréquence,

l'amplification FI et la détection. L'oscillateur local est séparé (transistor TS<sub>500</sub>), en effet il est préférable de le disposer hors du module à cause de l'encombrement de ses composants.

L'accord est réalisé en AM à l'aide de condensateurs variables,

en FM un signal d'AFC non commutable asservit l'oscillateur local.

**Amplificateurs :** l'entrée PU magnétique est associée à un préamplificateur correcteur RIAA logé dans un module. Sa sortie est dirigée simultanément

vers l'enregistreur magnétique et vers les circuits des correcteurs de tonalité, balance et volume.

Les signaux BF sont ensuite injectés sur TS<sub>651</sub> (voie gauche), TS<sub>655</sub>, puis sur les étages de puissance, de type Darlington complémentaires.

## MESURES

La puissance maximale relevée les deux canaux chargés simultanément sur  $4\ \Omega$  à 1 kHz est de  $2 \times 8\ \text{W}$  eff à la limite de la déformation de la sinusoïde visible à l'oscilloscope.

Avec 1 % de distorsion harmonique, toujours à 1 kHz, la puissance est de  $2 \times 7,2\ \text{W}$  efficaces, et pour  $2 \times 5\ \text{W}$  eff, la distorsion harmonique est de 0,28 %.

En distorsion d'intermodulation, 50/6000 Hz en rapport 4/1, et pour  $2 \times 5\ \text{W}$  eff, on note 0,7 % sur l'une ou l'autre voie.

La linéarité de la bande passante est très convenable à  $2 \times 8\ \text{W}$  eff, celle-ci s'étend de 20 Hz à 20 kHz à -2 dB.

La correction physiologique remonte les graves de +9 dB à 50 Hz, pour une réduction de puissance de -25 dB sur la sortie.

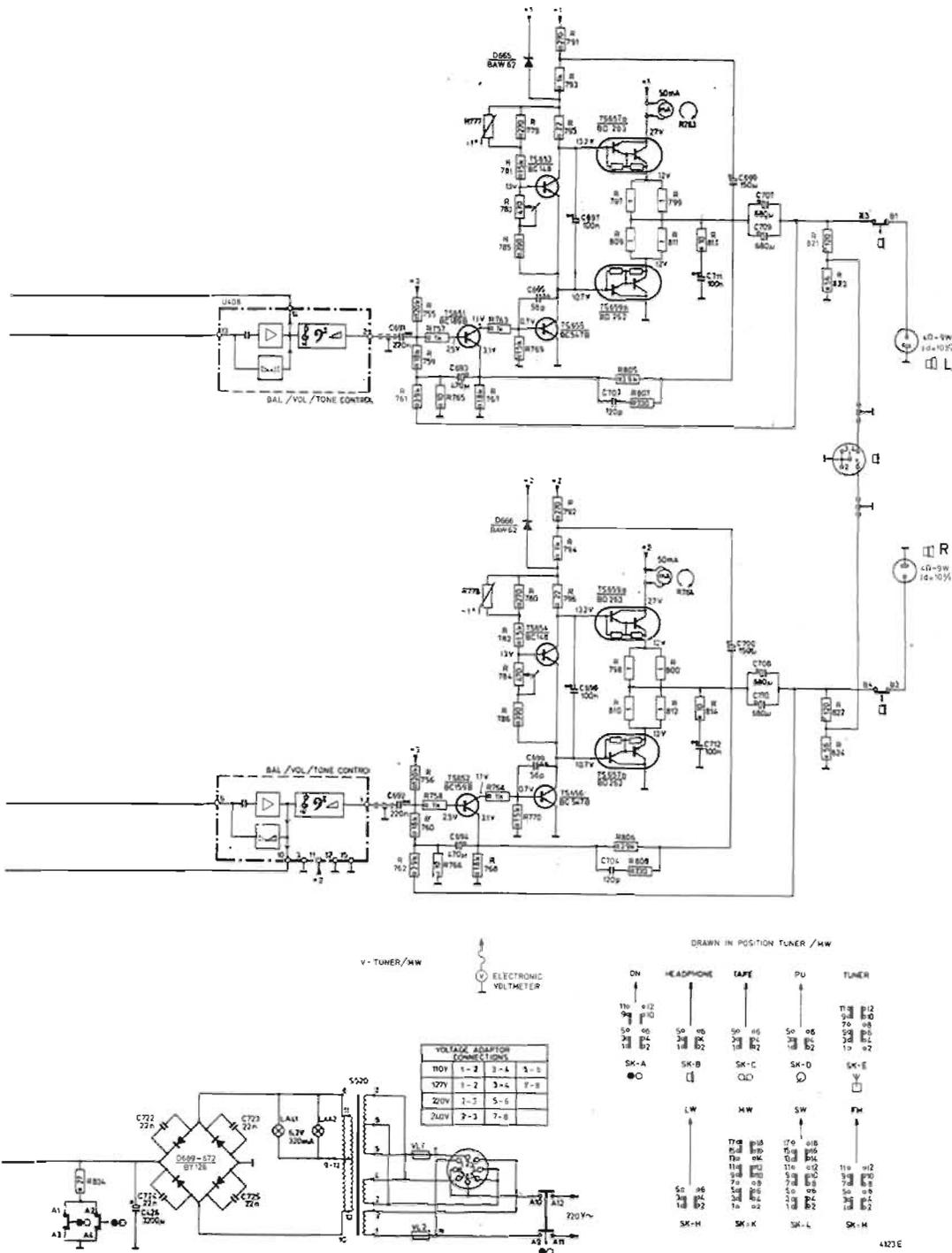
Les correcteurs de tonalité sont d'une efficacité moyenne,  $\pm 12\ \text{dB}$  à 50 Hz,  $\pm 11\ \text{dB}$  à 10 kHz, mais toutefois largement suffisante pour l'adaptation des enceintes au local d'écoute.

## ECOUTE

Cette chaîne permet d'obtenir de bons résultats d'écoute avec les enceintes compactes dont elle est dotée. La musicalité en est satisfaisante, et la puissance très largement suffisante pour l'exploitation des enceintes RH 421. Le tuner offre une sensibilité correcte, une commutation automatique fait passer de stéréo en mono si le même niveau de signal ne permet pas une réception très convenable. En AM, on peut assurer toute la journée l'écoute sur les OC des bandes 49-41 et 31 cm.

## CONCLUSION

Le RH 741 est bien conçu, la disposition modulaire de ses circuits permet un dépannage éventuel rapide et sans mise au point, tout en garantissant des performances optimisées dans la catégorie de cet appareil.



La sortie est bouclée à travers les condensateurs  $C_{707} - C_{709}$  aux enceintes et une double boucle de contre réaction est installée, ramenant le signal sur la base et sur l'émetteur de  $TS_{651}$ .

A l'exception des amplificateurs de puissance, tous les sous-

ensembles modulaires sont conçus sur circuits imprimés bien blindés, permettant d'obtenir un fonctionnement totalement exempt d'interaction, et bien supérieur à une implantation des composants sur un unique circuit imprimé.

La section alimentation est filtrée et régulée électroniquement par transistor et diode zener, pour les sections haute fréquence, et délivre +15,5 V, alors que les tensions +27, +24 et +18 V sont filtrées par des simples réseaux RC.

# BLOC-RECEPTEUR A.M. à circuit intégré

## DESCRIPTION GENERALE

UN récepteur à modulation d'amplitude requiert, en HF quatre circuits principaux :

- 1) l'étage RF d'entrée,
- 2) le changeur de fréquence,
- 3) l'oscillateur local,
- 4) l'étage F.I., suivi de la détection.

Pour régulariser le gain en fonction de l'attaque, un circuit

annexe permet de maintenir constante, à quelques % près, la tension détectée ; C'est le contrôle automatique de gain ou GAG (voir figure 1).

Cette conception quasi immuable depuis les débuts du super-hétérodyne, permet d'imaginer un circuit intégré valable pour cette fonction.

La firme SIGNETICS propose, en effet, un circuit intégré NS 546 qui regroupe tous les circuits ci-dessus, avec en plus, tous les cir-

cuits de régulation de tension et les corrections en température afférents aux montages HF à transistors.

## CIRCUITS INTERNES

Pour comprendre le fonctionnement de ce circuit intégré, il faut développer le schéma interne et l'associer aux composants extérieurs (voir figure 2.).

L'étage d'entrée RF est com-

posé d'une association de deux transistors  $Q_2$  et  $Q_3$  montés en cascade-série ; cet agencement permet une amplification sans risque d'oscillation, puisqu'on sépare les capacités internes et réduit considérablement les réactions. Un cadre-ferrite suivi d'une adaptation d'impédance attaque la base de  $Q_2$ , laquelle est alimentée par la ligne CAG, d'une part, et par un pont diviseur  $R_1/Q_1$ , d'autre part. Ce semi-conducteur permet une compensation de tension

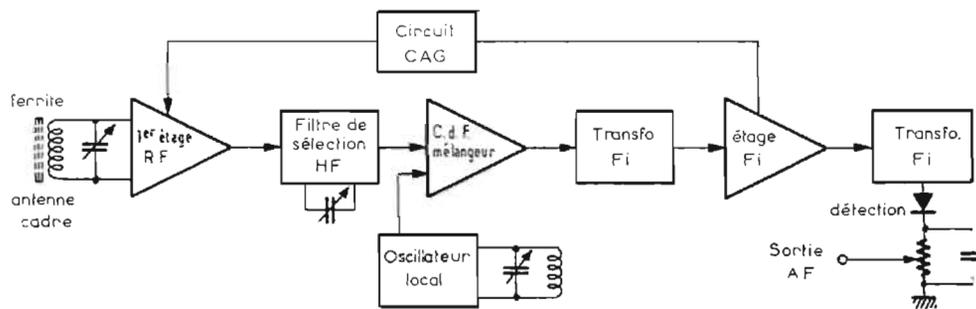
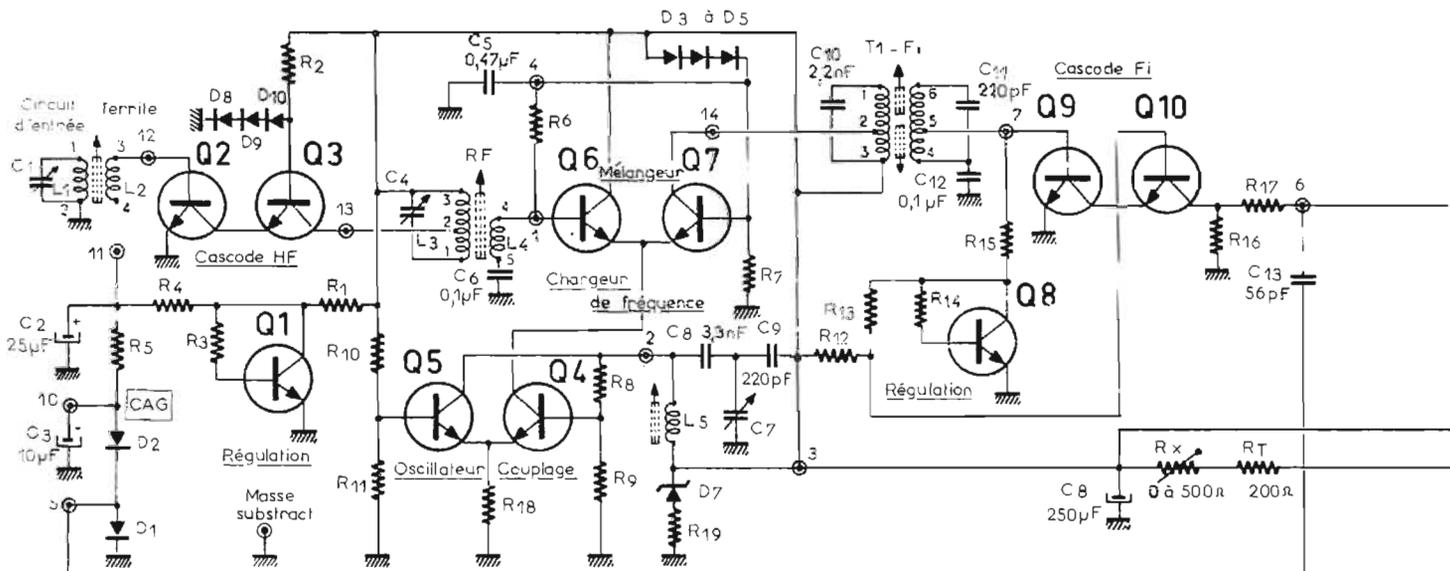


Fig. 1. - Schéma général d'un bloc récepteur AM.



en fonction de la température et, une non-linéarité de courant qui rattrape éventuellement les dérives de tension d'alimentation; notons que celles-ci sont quasiment nulles; grâce à la diode zener  $D_7$  qui régule la tension appliquée aux circuits HF.

La tension de CAG découplée par  $C_2$  et intégrée par  $C_3$  (composants extérieurs au circuit intégré) provient de la détection par  $D_1$  et  $D_2$  d'une tension F.I. prélevée sur le 2<sup>e</sup> transformateur F.I.

Le filtre de sélection HF est composé d'un circuit « bourne » avec un secondaire d'adaptation d'impédance branché sur le changeur de fréquence. Cet étage, fort astucieux, comprend deux transistors  $Q_6$  et  $Q_7$  couplés par un troisième transistor  $Q_4$  qui entre dans la boucle de réaction de l'oscillateur local. Le circuit sélectif dont le véritable agencement est fourni dans la figure 3 est placé dans le collecteur de  $Q_5$  fonctionnant en base-commune. Le couplage avec  $Q_4$  est assuré par l'émetteur et la réaction revient sur la base de  $Q_4$  via le pont diviseur  $R_8/R_9$ , qui alimente la dite base en continu.

Le pont diviseur  $R_{10}/R_{11}$  dose, à demeure, la tension de base de  $Q_5$ . Dans un même ordre d'idée, la base de  $Q_3$  est stabilisée par les diodes  $D_8$  à  $D_{10}$ . L'alimentation de la base de  $Q_7$  est faite au contraire par l'intermédiaire de trois diodes  $D_3$  à  $D_5$ .

L'amplification F.I. utilise également un cascode-série  $Q_9$   $Q_{10}$ , encadré par deux transformateurs F.I. à primaire et secondaire accordés. Les prises sur les enroulements permettent l'adaptation à

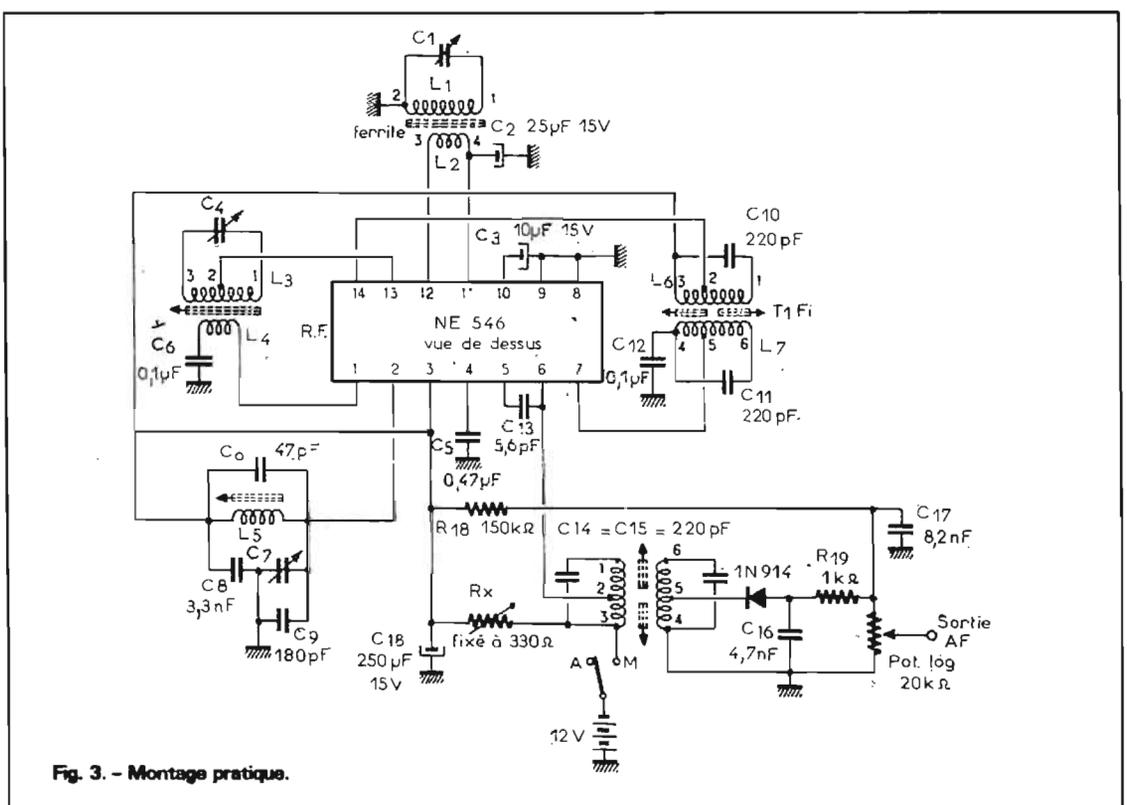


Fig. 3. - Montage pratique.

basse impédance. La base de  $Q_9$  est alimentée au moyen d'un pont diviseur auquel on a associé — pour les mêmes raisons que précédemment, avec  $Q_1$  — un transistor  $Q_8$  assurant une certaine régulation de tension. La base de  $Q_{10}$  n'est pas alimentée par une tension fixe: elle revient au pont précédent  $R_{12}/R_{13}/R_{14}/Q_8$ ; une certaine contre-réaction en continu et en alternatif limite le gain en dessous de l'oscillation; en effet, celui-ci étant grand en F.I. créerait des risques d'oscillation vu la proxi-

mité des circuits accordés autour du micro-circuit.

Les résistances  $R_{16}$  et  $R_{17}$  ont aussi une raison d'utilisation voisine. Le cascode série F.I. est alimenté directement sur les 12 V qui sont prévus. Par contre, les autres étages s'alimentent par l'intermédiaire de  $R_x$  qui règle quelque peu la sensibilité générale. En effet, une résistance  $R_{19}$  limite l'action régulatrice de la diode  $D_7$  et permet un certain dosage de la tension interne (découplée par  $C_{18}$ ).  $R_x$  peut être fixé à 330  $\Omega$ .

La détection est classique et utilise une diode au silicium. Une résistance de 150 k $\Omega$  ( $R_{18}$ ) amène le point de fonctionnement au voisinage de la tension de coude; ce procédé diminue considérablement le délai que procure les 0,6 à 0,7 V que nécessite la diode pour qu'elle commence à conduire valablement.

### MONTAGE PRATIQUE

Le schéma, fort compliqué, de la figure 2 se ramène à celui beaucoup plus simple de la figure 3.

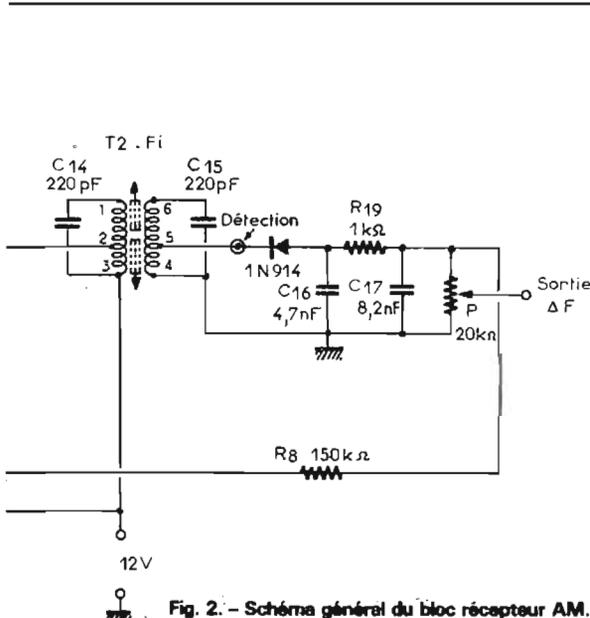


Fig. 2. - Schéma général du bloc récepteur AM.

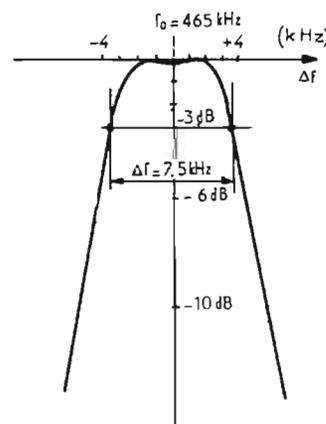


Fig. 4. - Calcul de la courbe de sélectivité FI.

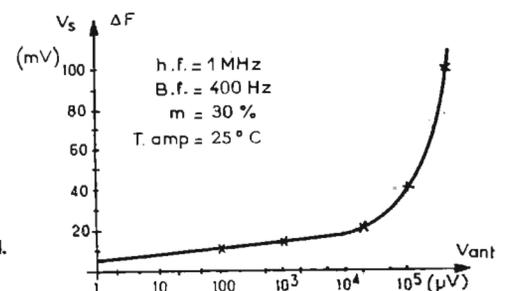


Fig. 5. - Action du CAG sur la tension de sortie détectée.

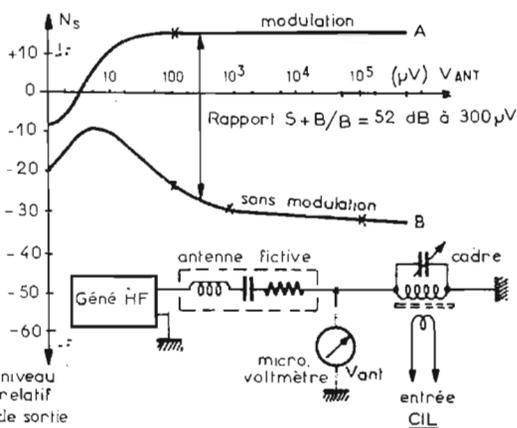


Fig. 6. - Courbe du rapport  $\frac{S+B}{B}$  en fonction de l'attaque.

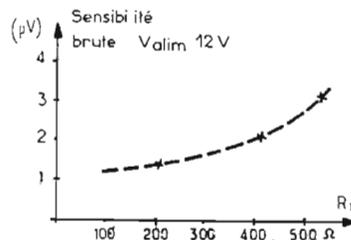


Fig. 7. - Courbe de la sensibilité pour 10 dB en fonction de  $R_x$ .

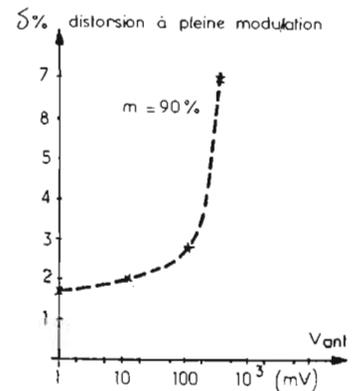


Fig. 8. - Distorsion à pleine attaque (déassement des possibilités).

Nous retrouvons seulement les composants dont les grandeurs ont été figurées dans la précédente figure.

On remarquera combien est intelligente la disposition des sorties ; le circuit imprimé qui sera étudié à partir de ce schéma ne peut être délicat à imaginer.

Les condensateurs  $C_1 - C_4 - C_7$  sont montés sur le même axe. Les valeurs conseillées dépendent de la gamme d'ondes ; pour les P.O., on peut choisir :

$$C_1 = C_4 = 13 \text{ à } 190 \text{ } \rho\text{F}$$

$$C_7 = 12 \text{ à } 80 \text{ } \rho\text{F}$$

Les valeurs correspondent aux normes USA. En France, on pourra choisir ce que les constructeurs de bobinages préconisent. Ce sont eux qu'il conviendra de consulter.

Les condensateurs qui entourent la bobine  $L_5$  de l'oscillateur local limitent la courbe de variation dans le cas d'une capacité  $C_7$  identique aux deux autres ;  $C_8$  est un padding,  $C_0$  et  $C_9$  sont des trimmer's.

Les caractéristiques des bobinages peuvent être les suivantes (pour les P.O.) :

**Cadre :**  
 $L_1 = 195$  micro Henrys.  
 $Q_1 = 65$ .  
 Ferrite = 10 mm, O/120 mm, long.  
 $L_2 =$  une dizaine de spires, enroulées du côté de la masse.

**Circuit RF :**  
 $L_3 = 55 \text{ } \mu\text{H} - Q_3 \# 50$   
 $N_3 = 125$  tours sur  $O = 6$  mm (avec noyau) prise à 81 spires ( $N_{2/3}$ ).  
 $N_4 = 8$  tours.

**Oscillateur :**  
 $N_5 = 95$  spires sur  $O = 6$  mm avec noyau magnétique.

**Transformateurs F.I. (accordé sur 262,5 kHz)**

$T_1$  FI  
 $N_{1-2} : 120$  tours  
 $N_{2-3} : 80$  tours  $L = 2,84$  mH

$N_{4-5} : 15$  tours  $Q = 60$   
 $N_{5-6} : 185$  tours

Sur circuit en pots fermés pour F.I.

$T_2$  FI  
 $N_{1-2} : 120$  tours  
 $N_{2-3} : 80$  tours  $L = 2,84$  mH.

$N_{4-5} : 30$  tours  $Q = 60$   
 $N_{5-6} : 170$  tours

Sur circuit en pots fermés pour F.I.

Pour faire fonctionner les étages F.I. à 465 kHz, normes françaises, on réduira les capacités d'accord de 220 pF à 150 pF. Les pots fermés sont accolés par l'intermédiaire de cales en carton de telle sorte qu'on obtienne la sélectivité de la figure 4.

L'ensemble sera fixé avec une colle plastique ou un brai HF quelconque.

### CARACTERISTIQUES

Le circuit intégré a été étudié pour mettre en application pratique les composants usuels.

Les principales caractéristiques sont les suivantes :

**Amplificateur RF** (entre les bornes 11/12 et 13/masse).

$C_c = 20 \text{ } \rho\text{F}$  entrée 11/12  
 $R_c = 670 \text{ } \Omega$

$C_s = 6 \text{ } \rho\text{F}$   
 $R_s = 2 \text{ M}\Omega$  sortie 13/

pende = 150 mA/V

**Amplificateur F.I.** (entre 7 et 6).

$C_c = 35 \text{ } \rho\text{F}$  entrée 7  
 $R_c = 850 \text{ } \Omega$

Pende = 100 mA/V  
 $C_s = 3,5 \text{ } \rho\text{F}$  sortie 6

$R_s = 104 \text{ } \Omega$

**Mélangeur** (entre 1 et 14).

$C_c = 4 \text{ } \rho\text{F}$  entrée 1  
 $R_c = 2 \text{ k}\Omega$

$C_s = 2 \text{ } \rho\text{F}$  sortie 14  
 $R_s = 2 \text{ M}\Omega$

Pende de conversion = 10 mA/V.  
 L'alimentation se fait en 12 V - 35 mA (puissance 750 mW).

La tension de zener est évaluée à 6 V environ + 10 %.

L'action du CAG se révèle moins vigoureux que s'il était appliqué sur l'étage F.I., toutefois, on peut voir figure 5, que la variation de tension de sortie reste fai-

ble (10 à 40 mV, bien que la tension d'entrée varie dans les proportions énormes de 10  $\mu\text{V}$  à 100 mV).

Le rapport signal sur bruit est donné par la comparaison des courbes A et B de la figure 6 ; la variation de niveau, évaluée en relatif par rapport à une tension AF quelconque, montre des écarts utiles de l'ordre de 50 dB ce qui est inespéré en AM. Dans la pratique courante on obtient, en fait 30 à 40 dB.

La courbe de la sensibilité brute varie entre 15 et 3  $\mu\text{V}$  selon  $R_x$  (figure 7).

Enfin, pour des attaques prohibitives (supérieure au mV) la distorsion n'est pas trop grande ( $d > 5 \%$  pour mod = 90 %), voir figure 8.

Bon, dans l'ensemble, cet étonnant microcircuit permet la construction de récepteurs économiques et faciles à réaliser. Néanmoins on ne recherchera pas la miniaturisation à l'extrême, les risques d'oscillation n'étant pas écartés entièrement ; on évitera, pour cela, de rapprocher trop les bobinages. Il seront, de plus, orientés au minimum de couplage.

Roger Ch. HOUZÉ

## POUR LES MODÉLISTES

### PERCEUSE MINIATURE DE PRÉCISION

Inouveau modèle



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, etc., et 1 coupleur pour 2 piles

de 4,5 V (franco 88,00) ..... **85,00**

Autre modèle, plus puissant avec 1 jeu de 30 outils.

Prix (franco 131,00) ..... **128,00**

Facultatif pour ces deux modèles :

Support permettant l'utilisation en perceuse

sensible (position verticale) et tourlet miniature (position horizontale) ..... 35,00

Flexible avec mandrin ..... 35,00

Notice contre enveloppe timbrée

EXCEPTIONNEL : Moteur FUJI, 0,8 cc.

(Valeur 65 F) pour ..... **34,90**

LES CAHIERS de RADIODÉLISME

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 RADIOCOMMANDE ..... **12 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 avec 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>r</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 ESART



## PA 15

**D**ERNIER né de la gamme Esart, l'amplificateur PA15 délivre au minimum une puissance de 2 x 15 W avec de bonnes caractéristiques et surtout une conception très bien étudiée en vue d'obtenir une fiabilité très importante, tout en abaissant le prix de vente de l'appareil.

Le PA 15 conserve toutes les possibilités de ses devanciers, du point de vue performances pures, multiplicité d'exploitation des sources que l'on peut raccorder, et deux paires d'enceintes utilisables séparément ou simultanément. A ce titre il permet la constitution d'une très bonne chaîne de moyenne puissance, et autorise le report d'une somme plus importante consacrée à l'achat d'enceintes de qualité.

### CARACTÉRISTIQUES

Puissance de sortie nominale : au minimum 2 x 15 W eff., les deux voies chargées sur 8  $\Omega$  simultanément.

Distorsion harmonique : < 0,2 %.  
Distorsion d'intermodulation : 0,3 % à la puissance nominale.

Plage d'action des correcteurs de tonalité :  $\pm 18$  dB à 40 Hz,  $\pm 18$  dB à 20 kHz.

Correcteur physiologique : + 6 dB à 40 Hz, + 5 dB à 10 kHz.

Bande passante : quelques Hz à 50 kHz à - 3 dB.

Sensibilité des entrées : PU magnétique, 3,5 mV/47 k $\Omega$  ; PU céramique, 50 mV/1 M $\Omega$  ; micro, 3,5 mV/47 k $\Omega$  ; Tuner,

90 mV/250 k $\Omega$  ; auxiliaire, 90 mV/250 k $\Omega$  ; magnétophone, 90 mV/250 k $\Omega$  ; pour la puissance nominale de sortie à 1 kHz.

Rapport signal/bruit des entrées : par rapport à la puissance nominale, micro - 70 dB, PU magnétique - 65 dB, PU céramique - 70 dB, Tuner - 75 dB.

Facteur d'amortissement : 150.

Séparation des voies : 60 dB.

Sorties : 2 paires d'enceintes 8  $\Omega$ , casque basse impédance, magnétophone.

Alimentation : 110 - 220 V, 50 Hz.

Encombrement : 362 x 115 x 245 mm, pour un poids de 6,3 kg.

### PRÉSENTATION

Le PA15 conserve la ligne de la gamme Esart, la face avant gris anthracite, est agrémentée des boutons et leviers d'interrupteurs aux tons métalliques satinés, et de forme ovale créée par Esart. La disposition des différentes commandes équilibre bien la face avant. Les correcteurs de tonalité sont à disposition à peu près médiane, ils sont mis en œuvre à l'aide de potentiomètres à déplacement linéaire coulissant vis-à-vis d'une échelle graduée. A leur droite, quatre touches contrôlent l'arrêt marche, les HP1 et 2, et la fonction monostéréo. La prise casque est équipée d'un réceptacle pour jack standard, bien plus commode que la prise DIN.

Sur la partie gauche, au-dessous des potentiomètres rotatifs

contrôlant le volume séparément sur chaque canal et assurant la fonction de balance, une série de 6 inverseurs à levier permettent la sélection des entrées et la mise en service de la correction physiologique.

Cette disposition est celle qui nous semble présenter le meilleur contrôle visuel, bien supérieur au commutateur rotatif ou aux touches d'un clavier.

Les raccordements disposés sur le panneau arrière sont tous munis de prises DIN, tant pour les enceintes que pour les entrées.

Le répartiteur réseau est du type bouchon 7 broches, et le fusible général tubulaire est laissé à la disposition de l'utilisateur.

La réalisation est particulièrement soignée, tous les composants mis à part quelques uns et les transistors de puissance, sont disposés sur une carte imprimée de grandes dimensions fixée horizontalement sur le châssis. Tous les composants sont alignés impeccablement, le montage est clair et aéré, les différentes prises, interrupteurs et potentiomètres y sont raccordés par un toron aux câbles blindés à points de masse soigneusement choisis. La plupart des résistances employées sont à tolérance de 5 %, les résistances à forte dissipation sont de type vitrifié.

Le transformateur d'alimentation, les diodes et les cellules de redressement sont installés loin des circuits d'entrées à bas niveau, sur un support métallique séparé, afin de réduire au minimum les rayonnements parasites.

Le transformateur est très largement dimensionné, il peut très certainement fournir le double de la puissance nécessaire au PA15. Les diverses précautions prises pour l'industrialisation de cet amplificateur permettent d'affirmer que sa fiabilité est très grande.

La technique employée est très classique, des étages séparateurs sont employés pour éviter les réactions entre les préamplificateurs RIAA, correcteurs de tonalité et amplificateurs de puissance. La protection des étages de sortie est assurée par des fusibles, ce qui est suffisant car les enceintes sont auto-protégées par les condensateurs de liaison.

Les possibilités de raccordement aux diverses sources sont très complètes, comme nous l'avons signalé plus haut. En effet il ne manque aucune entrée, celle des microphones est exploitable en mono ou stéréo (raccorder un ou deux microphones), et le monitoring est possible lorsque l'on dispose d'un magnétophone à trois têtes. Cette dernière disposition permet le contrôle instantané de l'enregistrement, par comparaison entre le son de la source enregistrée et celui enregistré sur la bande, mais seulement lorsque le magnétophone est muni d'une tête d'enregistrement et d'une tête de lecture séparées (la 3e tête étant celle d'effacement).

### EXAMEN DES CIRCUITS

A l'entrée pour exploitation des signaux à bas niveau du PU magnétique et du microphone,





# REDELEC

FIABILITE  
PERFORMANCES  
PRIX  
COMPETITIFS

## OSCILLOSCOPE OR 300 B



- Atténuateur Y. - 5 positions de 50 mV à 20 V/division. Impédance d'entrée : 1 mégohm/30 pF. Expansion  $\times 5$ , bande passante 1,2 MHz, sensibilité 10 mV.
- Amplificateur Y. - Bande passante : du continu à 10 MHz (-3 dB). Temps de montée : 30 nanosecondes maxi.
- Base de temps. - Déclenchée en 15 positions de 50 ms à 1  $\mu$ /division. Expansion  $\times 5$ .
- Synchronisation : positive, négative, extérieure, déclenchée, retard de synchro 1  $\mu$ . (Logique TTL).
- Position synchro TV image.
- Amplificateur X. - Bande passante : 50 Hz à 500 KHz. Expansion  $\times 5$ . Impédance d'entrée : 100 ohms/100 pF. Sensibilité : 250 à 50 mV c/c.
- Écran 4  $\times$  5, graticule éclairé gravé de 8  $\times$  10 divisions de 5 mm.
- Composants au silicium exclusivement.
- Poids : 2,5 kg.

R  
O

# REDELEC

OSCILLOSCOPES  
FABRICATIONS ELECTRONIQUES

BP 2 - 60430 Noailles - Tél. 446-31-11

nous trouvons le préamplificateur, dont la courbe de réponse en fréquence est rendue linéaire pour le microphone ou assure la correction RIAA. Le montage utilise deux transistors NPN silicium à hautes performances, du type BC 238C, dans un circuit qui est à couplage par capacité. Le  $\beta$  de ces transistors est de 600, avec une fréquence de coupure de 300 MHz. La correction de la bande passante est réalisée de façon habituelle, à l'aide d'un réseau commutable réinjectant sur l'émetteur du premier étage une fraction du signal prélevé au collecteur du second.

Lorsque les signaux de sources à haut niveau sont exploités, leur valeur est atténuée pour permettre une attaque du préampli sans le saturer, et sa réponse est linéaire en fréquence.

Après amplification par le préampli, les signaux sont dosés en niveau par le potentiomètre de volume, puis ils attaquent deux étages utilisant des transistors PBC109, comportant le filtre de correction physiologique commutable inséré entre eux.

Les signaux sont à cet endroit d'un niveau suffisant pour conserver un bon rapport signal/bruit malgré l'atténuation que pourront apporter les correcteurs de tonalité, disposés à cette place. Leur montage est du type Baxendall, ils sont suivis par un BC 238C couplé à un amplificateur utilisant un PBC 109C amenant un gain d'environ 15 dB.

Le signal parvient sur la base d'un BC211 ensuite, puis il est injecté sur les drivers complémentaires BD519 - BD520, assurant un niveau d'excitation copieux pour les étages de sortie.

La protection des BDY 24ES, montés en quasi complémentaire est assurée par un fusible ultra rapide, la stabilisation en courant continu étant bien étudiée, le fusible n'agira qu'en cas de court-circuit interne de l'un des transistors de sortie.

L'alimentation continue est simplement redressée puis filtrée, mais une stabilisation par diode zéner est installée pour le préamplificateur et les petits étages.

### MESURES

La puissance maximale relevée les deux voies chargées simultanément sur 8  $\Omega$  à 1 kHz est de 2  $\times$  17,2 W eff., nettement au-dessus de la spécification. Notée séparément sur chaque voie, la puissance est de 19 + 19,5 W eff. Le

taux de distorsion harmonique pour la puissance maximale est  $< 0,3\%$  aux fréquences de 40 Hz - 1 kHz - 20 kHz.

En intermodulation, à 2  $\times$  15 W eff., on relève 0,3 % pour 50/6000 Hz en rapport 4/1.

La bande passante est d'une excellente linéarité,  $\pm 0,5$  dB de 10 Hz à 20 kHz, -3 dB de 6 Hz à 48 kHz. Ceci confirme que l'utilisation d'un condensateur de sortie sur un amplificateur bien étudié ne limite en rien sa réponse aux fréquences les plus basses, et procure à peu de frais une protection vis-à-vis des enceintes. Les amplificateurs à sortie directe ont des avantages certains, mais actuellement on sait produire des amplificateurs à liaison par condensateur tout aussi performants, notamment du côté bande passante des fréquences les plus basses, comme le PA15.

Les correcteurs de tonalité contrôlent une plage de  $\pm 17$  dB à 40 Hz,  $\pm 18$  dB à 18 kHz.

La correction physiologique, au niveau -30 dB en sortie remonte à +5 dB les fréquences à 50 Hz et 10 kHz.

Les sensibilités des entrées sont identiques à ce qui est énoncé. Nous obtenons 15 W eff. en sortie pour 3,4 mV micro, 3,5 mV PU magnétique, 92 mV en Tuner, magnétophone et auxiliaire, 55 mV PU céramique. Le rapport signal/bruit PU magnétique est de 65 dB, microphone 71 dB.

Sur entrée PU magnétique, la séparation des voies atteint 62 dB.

Tous ces chiffres sont excellents, ils permettent de classer le PA15 dans la catégorie des amplificateurs à bonnes performances.

### CONCLUSION

Toutes les spécifications du constructeur sont respectées, voire supérieures à celles annoncées. La réalisation est très soignée, digne des matériels professionnels dont Esart a dû s'inspirer. Le PA15 peut être, sans arrière-pensée, associé à une très bonne platine et à des enceintes de qualité pour constituer une chaîne capable de satisfaire un mélomane exigeant.

J.B.

# L'oscilloscope

## D 61



# TÉLÉQUIPEMENT

**N**OUS avons développé dans un précédent article du HP numéro 1465, « Le laboratoire de l'amateur électronicien », les éléments du choix d'un oscilloscope. Bien que non cité dans l'article, le D 61 de Télééquipement entre dans la catégorie des appareils analysés, et offre un intéressant rapport qualité/prix.

Nous ne reviendrons pas sur les qualités intinsèques de ce type d'appareil, le seul capable de visualiser les signaux électriques, et de remplir en outre les fonctions de voltmètre et millivoltmètre continu, BF et HF, ou de fréquences, pour peu que sa base de temps et son amplificateur vertical soient étalonnés avec une bonne précision.

### CARACTÉRISTIQUES

Oscilloscope double-trace, fonctionnement commuté ou alternatif, automatiquement en fonction de la fréquence du signal analysé.

**Amplificateur vertical :** fonctionnement voie 1, voie 2, voies 1 et 2. Bande passante : en continu : 0 à 10 MHz, en alternatif, 2 Hz, 10 MHz, à - 3 dB.

Temps de montée : 35 nS  
Amplitude de l'image : 5 divisions à 10 MHz.

Étalonnage : neuf valeurs de répartition 1-2-5, entre 10 mV et 5 V/division.

Précision :  $\pm 5\%$ .

Impédance d'entrée : 11 M $\Omega$ /35 pF.

Tension d'entrée maximale : 400 V crête.

**Amplificateur horizontal :** bande passante à - 3 dB : 2 Hz - 1 MHz.

Impédance d'entrée : 1 M $\Omega$ /10 pF.

Facteur de déflexion : 100 mV/division.

Les amplificateurs verticaux des voies 1 et 2 sont utilisables en XY, leur bande passante est de 0 à 1 MHz à - 3 dB.

**Base de temps :** 19 valeurs, répartition 1, 2, 5, comprises entre 500 ms et 0,5  $\mu$ s division.

Précision :  $\pm 5\%$

Expansion du balayage : X5

Précision pour l'expansion :  $\pm 7\%$  à 200 ns/division,  $\pm 10\%$  à 100 ns/division.

**Déclenchement :** voie 1 ou 2, signal externe, positif ou négatif. Niveau : variable.

Couplage TV : trame entre 500 ms/div. et 100  $\mu$ s/div., ligne entre 50  $\mu$ s/div. et 0,5  $\mu$ s/div.

Sensibilité : 0,5 division de 40 Hz à 2 MHz jusqu'à 1 division à 10 MHz en interne, 100 mV de 40 Hz à 1 MHz, 1 V de 1 MHz à 10 MHz en externe.

**Tube cathodique :** surface utilisable : 8 x 10 cm.

Phosphore : P31, ou P7 sur demande.

Tension d'accélération : 3,5 kV.

**Signaux de sortie :** calibrateur, 500 mV  $\pm 2\%$  en signaux carrés à 50 Hz. Signal de compensation des sondes : 2,5 V, signal carré de durée égale à celle du balayage.

**Alimentation :** 110-120, ou 200-240 V, fréquence 48 à 400 Hz.

Consommation : 25 VA.

Encombrement : 280 x 160 x 420 mm.

Poids : 6,5 kg.

Température d'utilisation : - 15, + 40 °C.

### PRÉSENTATION

L'oscilloscope D 61 a été particulièrement bien étudié pour rendre son utilisation la plus simple possible, et le but a été atteint.

La surface exploitable du tube cathodique est l'une des plus importantes que l'on puisse rencon-

trer sur un appareil de cette catégorie, 8 x 10 cm, ce qui permet d'analyser parfaitement les oscillogrammes sans avoir le nez collé sur l'écran, et ceci avec une brillance élevée, ne dégradant pas le tube.

La disposition des commandes est à notre avis, très rationnelle, ne permettant pas d'erreur de manipulation.

Celles-ci sont disposées en trois sections sous le tube cathodique à droite et à gauche les commutateurs et potentiomètres à disposition coaxiale des amplificateurs verticaux ajustant leur sensibilité et le cadrage vertical, au centre le commutateur de vitesse de la base de temps, avec le potentiomètre de cadrage horizontal et l'expenseur X5, également en disposition coaxiale.

Les entrées sont munies de douilles standard  $\varnothing 4$  mm, et sur chaque voie un inverseur à trois positions permet le couplage en continu, alternatif, ou la mise à la masse de l'entrée.

Cette disposition est particulièrement adaptée pour l'enseignement. Les commandes du focus et de la brillance sont rejetées au-dessus du tube cathodique, une fois ajustées celles-ci ne sont plus retouchées pendant l'utilisation,

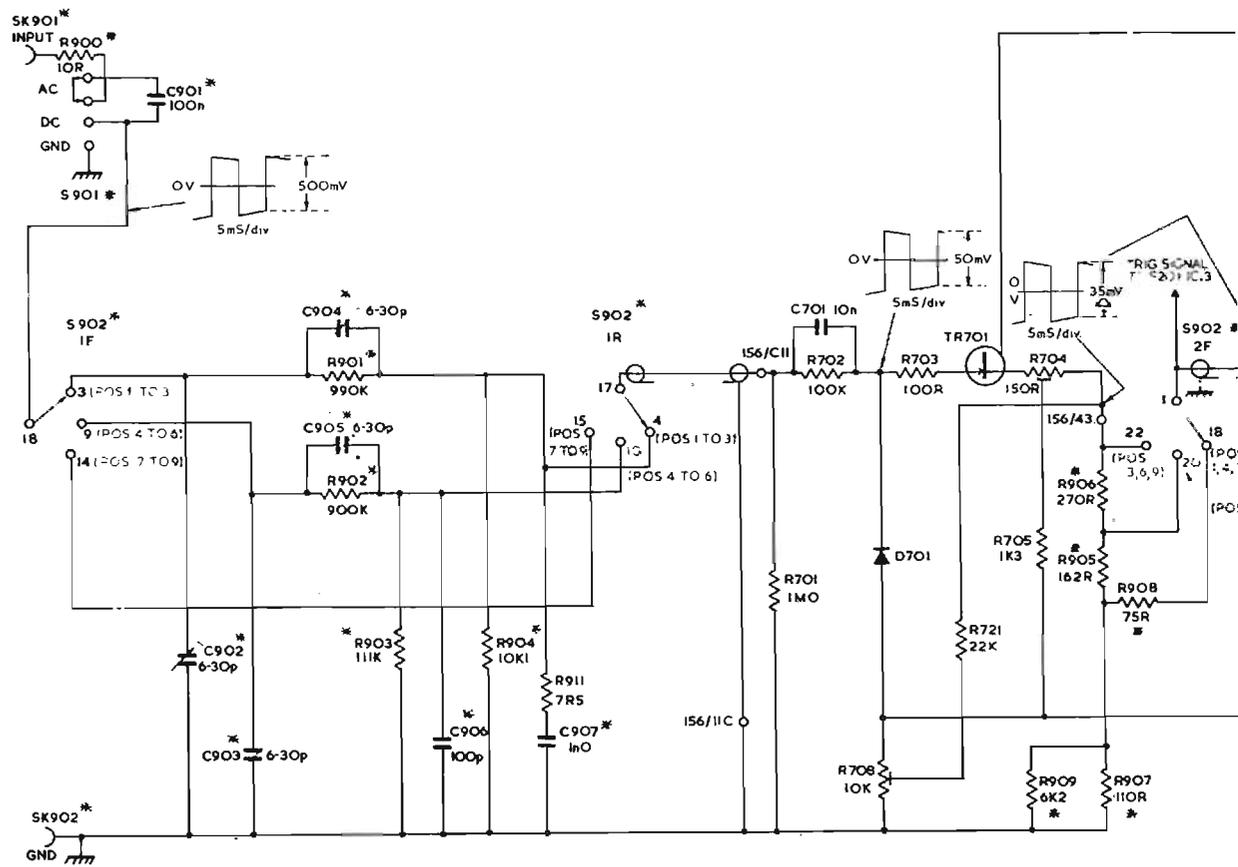


Fig. 1

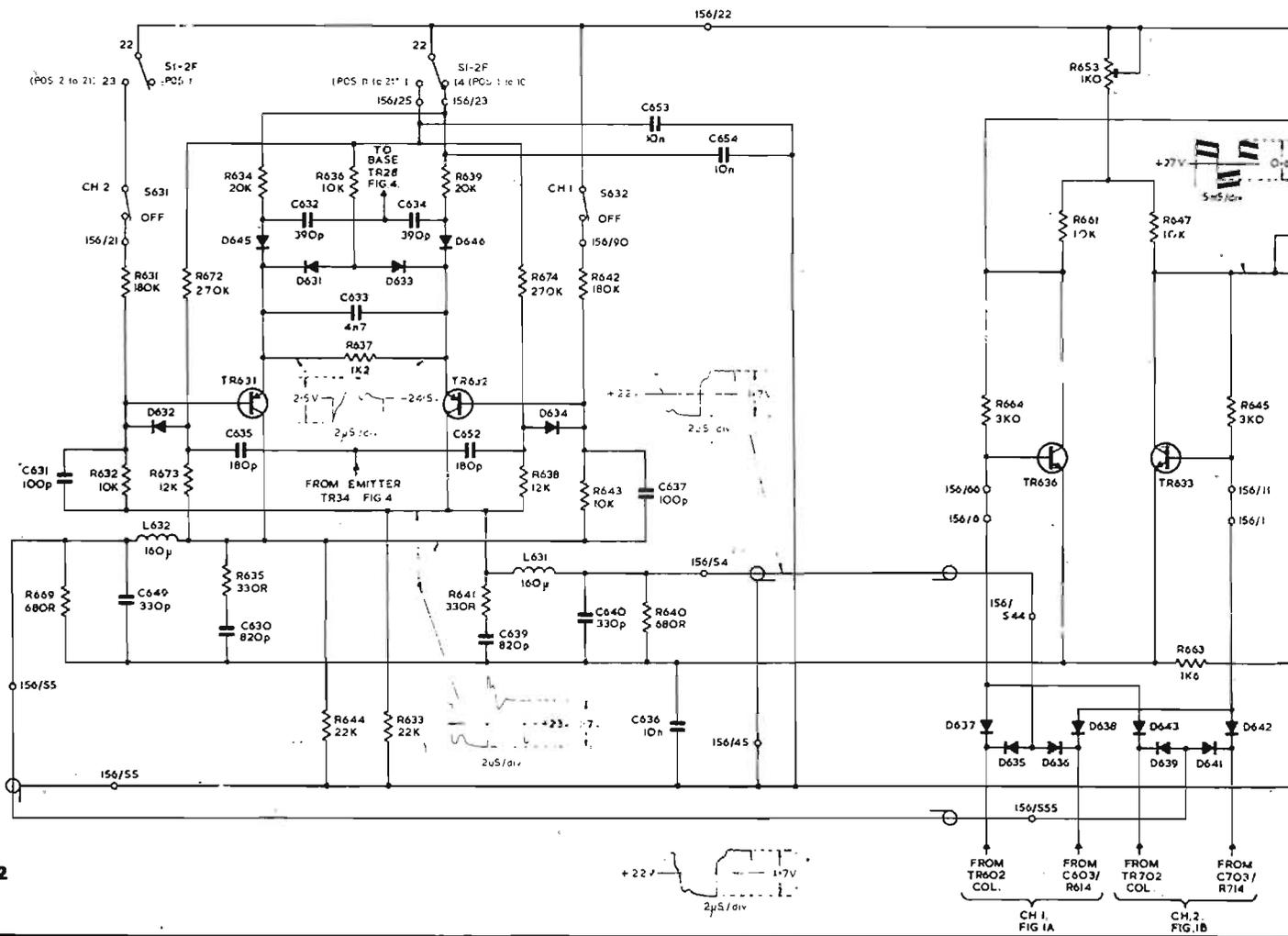
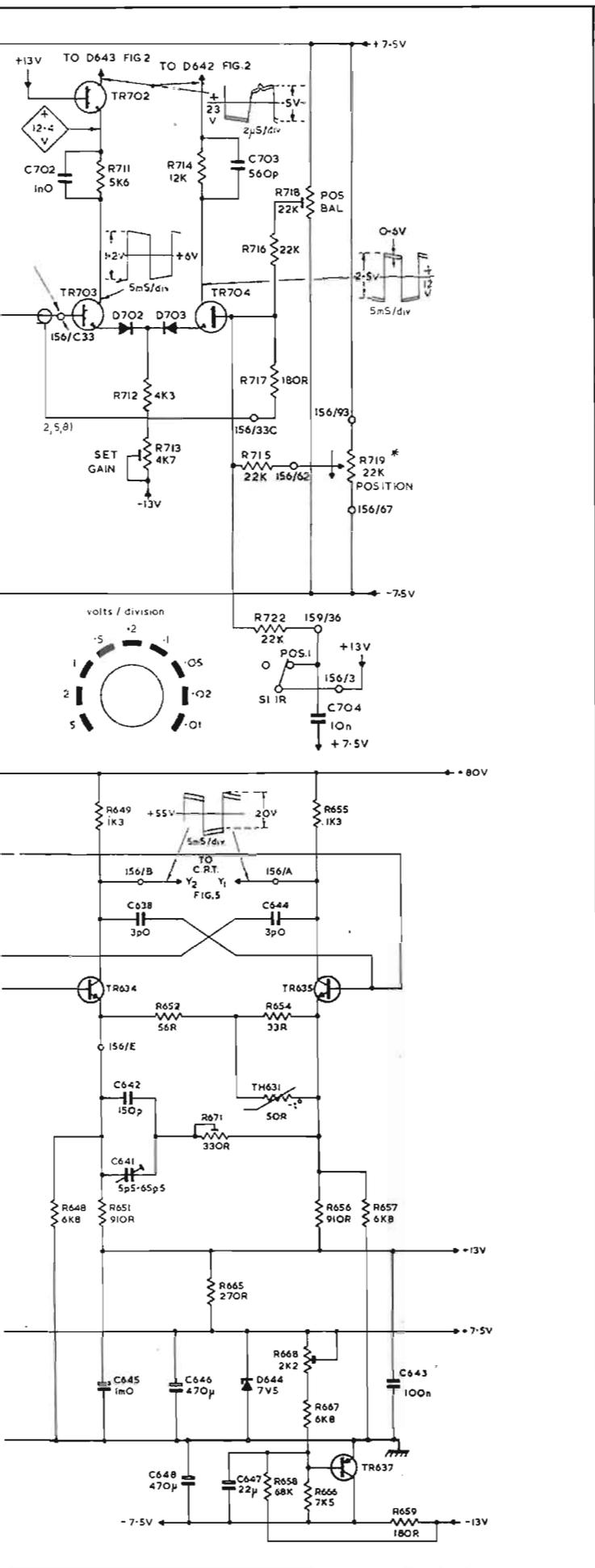


Fig. 2



et leur disposition à cet endroit évite de surcharger la section inférieure.

Les divers circuits sont installés sur un seul circuit imprimé, fixé verticalement sous le tube cathodique, ce qui autorise une grande accessibilité et permet un dépannage éventuel très commode.

Le constructeur fournit des sondes permettant l'adaptation à des circuits haute impédance et divisant par 10 le niveau du signal.

### CONSTITUTION DES CIRCUITS

Leur analyse complète n'est pas détaillée intégralement. Nous nous contenterons d'un survol des différents sous-ensembles.

**Amplificateur vertical :** l'ensemble des circuits englobe l'atténuateur d'entrée, le préamplificateur et l'amplificateur proprement dit. Les éléments sont identiques sur les deux voies.

Le schéma de la figure 1 représente l'atténuateur suivi du préamplificateur. Les signaux d'entrée appliqués aux bornes SK901 - SK902 traversent le condensateur C<sub>901</sub> lorsque le couplage est alternatif ; sur la position masse, l'entrée de l'atténuateur est réunie à celle-ci, sans court-circuiter les signaux.

La compensation de l'atténuateur est assurée à l'aide de condensateurs fixes et ajustables, puis les diviseurs par 10 et 100 sont insérés par le commutateur S<sub>902</sub>. Après passage à travers ceux-ci, les signaux parviennent sur la porte du transistor fet TR<sub>701</sub>, étage protégé contre les surcharges par R<sub>702</sub> - C<sub>701</sub> et la diode D<sub>701</sub> jusqu'à 400 V. TR<sub>701</sub> est employé en source suiveuse, dont la tension continue de sortie est ajustée au zéro à l'aide des potentiomètres R<sub>704</sub> et R<sub>708</sub>. A sa sortie, est disposé l'atténuateur de rapport 1-2-5, que les signaux traversent avant l'attaque de la base de TR<sub>703</sub> formant avec TR<sub>704</sub> un étage différentiel alimenté à courant constant. La dynamique du circuit est accrue par les diodes D<sub>702</sub> - D<sub>703</sub> montées dans les circuits d'émetteurs.

Le cadrage est assuré par l'action du potentiomètre R<sub>719</sub> sur le potentiel base de TR<sub>704</sub>, le gain est ajusté par le potentiomètre émetteur R<sub>713</sub>, et la compensation en température est déterminée par les réseaux RC disposés dans les collecteurs de TR<sub>703</sub> - TR<sub>704</sub>, ainsi

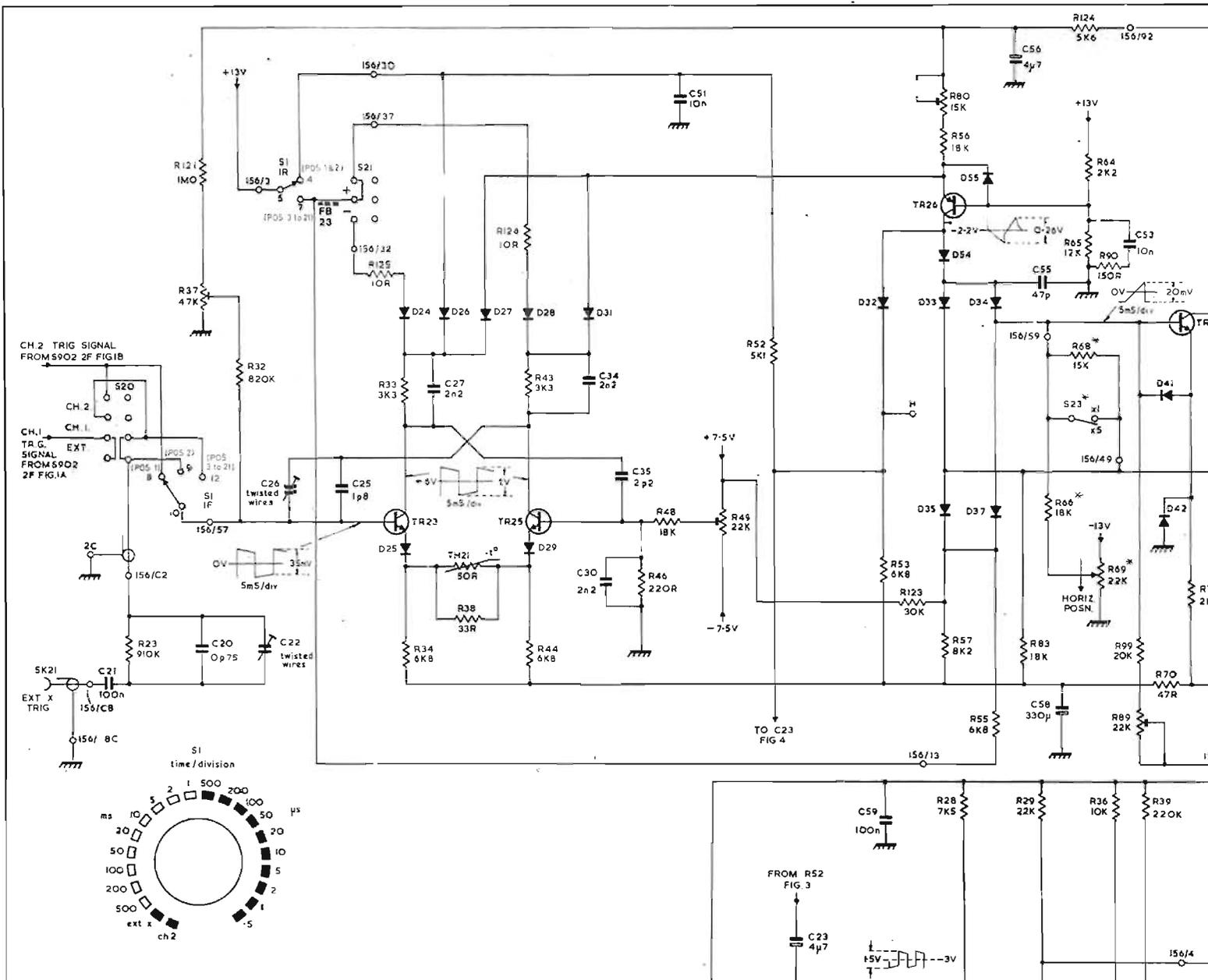
que par le transistor TR<sub>702</sub>, ce dernier constituant une protection évitant également les remontées de signaux de commutation sur le préamplificateur.

L'amplificateur (fig. 2) est attaqué en courant par les signaux aiguillés par les diodes D<sub>637</sub> - D<sub>638</sub> provenant de la voie 1, et D<sub>642</sub> - D<sub>643</sub> pour ceux provenant de la voie 2. Ils sont amplifiés par les transistors TR<sub>636</sub> - TR<sub>633</sub>, puis injectés sur les bases de l'étage différentiel TR<sub>634</sub> - TR<sub>635</sub>, alimentés à courant constant, et attaquant les plaques horizontales du tube cathodique. Une compensation en température est assurée par la thermistance TH<sub>631</sub>, et l'ajustage de la réponse transitoire est corrigée à l'aide de C<sub>641</sub>. La sélection des voies 1 et 2 est soit manuelle, avec les commutateurs S<sub>631</sub> - S<sub>632</sub> couplés aux potentiomètres de cadrage vertical, soit automatique à l'aide du commutateur électronique en découpé ou alterné, qui emploie les transistors TR<sub>631</sub> - TR<sub>632</sub>. Ces transistors fonctionnent en multivibrateur astable sur 100 kHz si les deux voies sont exploitées à une vitesse inférieure ou égale à 2 ms/div.

Lorsque TR<sub>632</sub> est passant, les diodes D<sub>635</sub> - D<sub>636</sub> conduisent, D<sub>637</sub> - D<sub>638</sub> sont bloquées, la voie 1 est en l'air, et les condensateurs C<sub>632</sub> - C<sub>634</sub> envoient des impulsions de suppression de la trace pendant les transitoires de commutation. TR<sub>632</sub> se bloque, TR<sub>631</sub> est passant, les diodes se bloquent et conduisent de façon inverse à la phase précédente, et la voie 2 est déconnectée à son tour. La stabilisation des tensions d'alimentation est assurée par diode zener et régulateur à transistor.

**Déclenchement (fig. 3) :** un circuit amplificateur à courant constant comportant une compensation en température dans les émetteurs, de type différentiel est employé (TR<sub>23</sub> - TR<sub>25</sub>). Si le commutateur de vitesse de balayage est sur la voie 2, l'entrée du circuit est réunie à celle-ci. En position EXT X, la prise EXT X ou TRIG est raccordée à l'entrée de ce circuit par le réseau C<sub>20</sub>, C<sub>21</sub>, C<sub>22</sub>, R<sub>23</sub>. Pour les autres positions de la commande de vitesse, le choix du signal de déclenchement est assuré par la position de S<sub>20</sub>, ce sera le signal interne voie 1 ou voie 2, ou externe.

Le signal provenant de l'un des collecteurs de TR<sub>23</sub> ou TR<sub>25</sub> traverse les diodes D<sub>27</sub> ou D<sub>31</sub>, puis est appliqué sur l'émetteur de TR<sub>26</sub>, et parvient ensuite sur l'en-



trée de l'amplificateur horizontal.

**Amplificateur horizontal** (fig. 3). L'étage d'entrée TR<sub>31</sub> comporte une contre réaction commutable qui permet l'expansion par X5. La sortie collecteur de TR<sub>31</sub> attaque le montage différentiel TR<sub>33</sub> - TR<sub>37</sub>, alimenté à courant constant, une protection à l'aide de la diode D<sub>44</sub> évite la saturation de TR<sub>33</sub>.

Le cadrage est assuré par R<sub>69</sub>, contrôlant la tension base de TR<sub>31</sub>.

**Base de temps** (fig. 4) : celle-ci comporte un circuit très utile, permettant d'observer un balayage brillant en l'absence de signal de déclenchement.

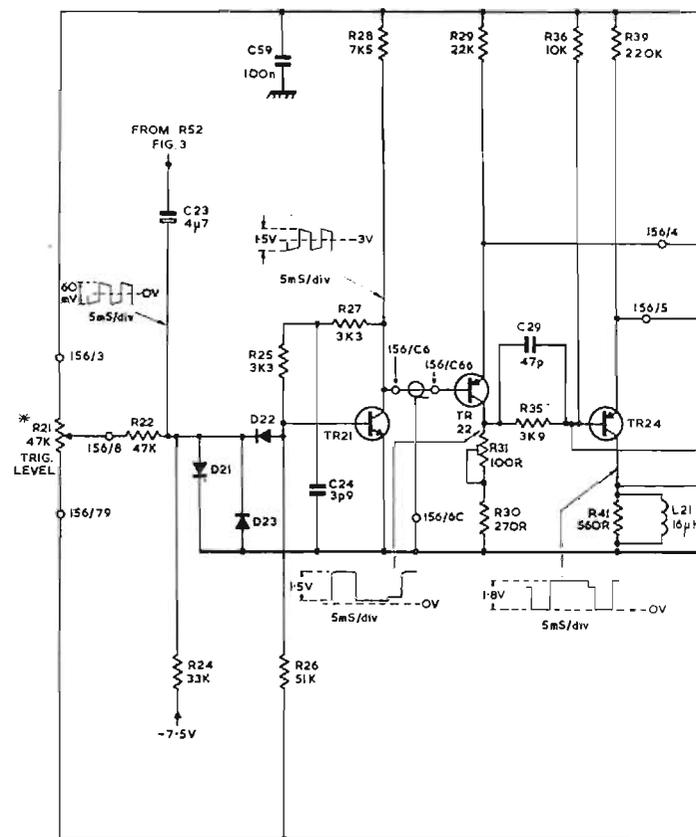
La base de temps est conçue autour du transistor TR<sub>34</sub>, monté en intégrateur de Miller, avec le transistor fet TR<sub>36</sub>, produisant

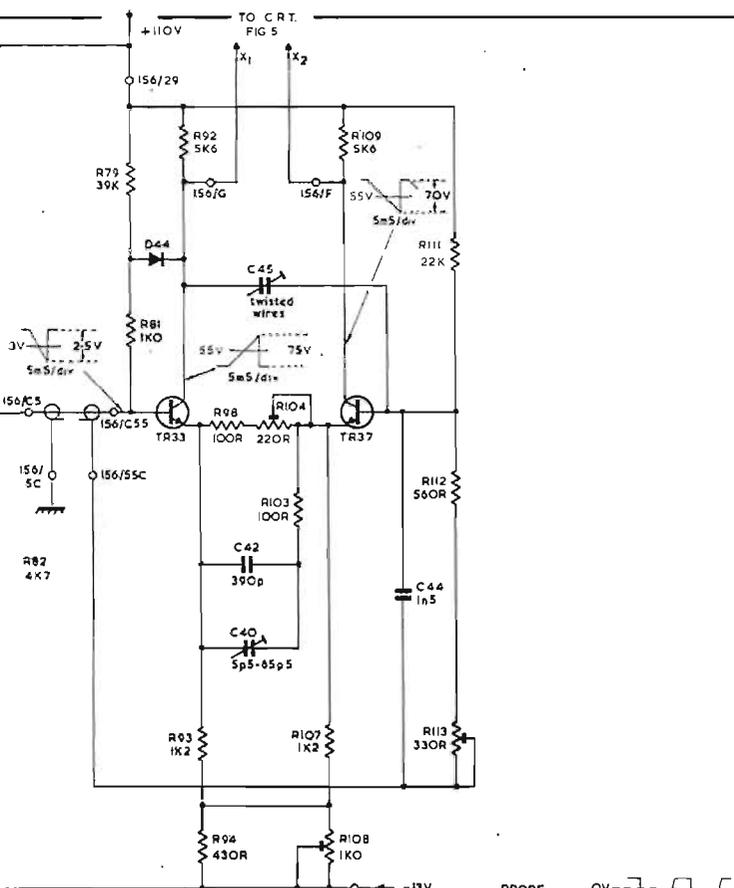
une dent de scie de grande linéarité.

**Alimentation** : celle-ci est assurée à partir des quatre enroulements secondaires du transformateur. Les différentes tensions sont simplement filtrées, les régulations étant réalisées seulement au niveau des divers circuits où elles sont réellement nécessaires.

## MESURES

Les différentes mesures se sont déroulées dans les laboratoires de la société Tektronix Télééquipement, où nous avons pu disposer des appareils les plus élaborés et les plus performants pour assurer celles-ci dans les conditions les meilleures.





Les tests ont été réalisés à l'aide des appareils suivants :

- Tektronix 465 made in USA.
- Calibrateur délivrant des signaux carrés : Tektronix 106, 10 Hz - 1 MHz fouet de 1,7 nS.
- Générateur 350 kHz - 100 MHz Tektronix 191.
- Calibrateur continu 0,1 %.
- Banc de mesure TM 500, comportant un fréquencemètre DC501, un multimètre DM501, une alimentation PS-501-2 Variac 0-260 V.

Les signaux visualisés sur le tube cathodique doivent être aussi proches que possible de la réalité. Il est donc nécessaire de déterminer aussi exactement que possible la véracité des caractéristiques communiquées par le constructeur.

Les points les plus importants à

vérifier sont la bande passante, le temps de montée, la précision de l'amplificateur vertical et celle de la base de temps.

L'ensemble des différents tests a mis en évidence des caractéristiques en tous points supérieures aux spécifications publiées, ce qui est à l'honneur du constructeur qui conserve une marge importante de sécurité

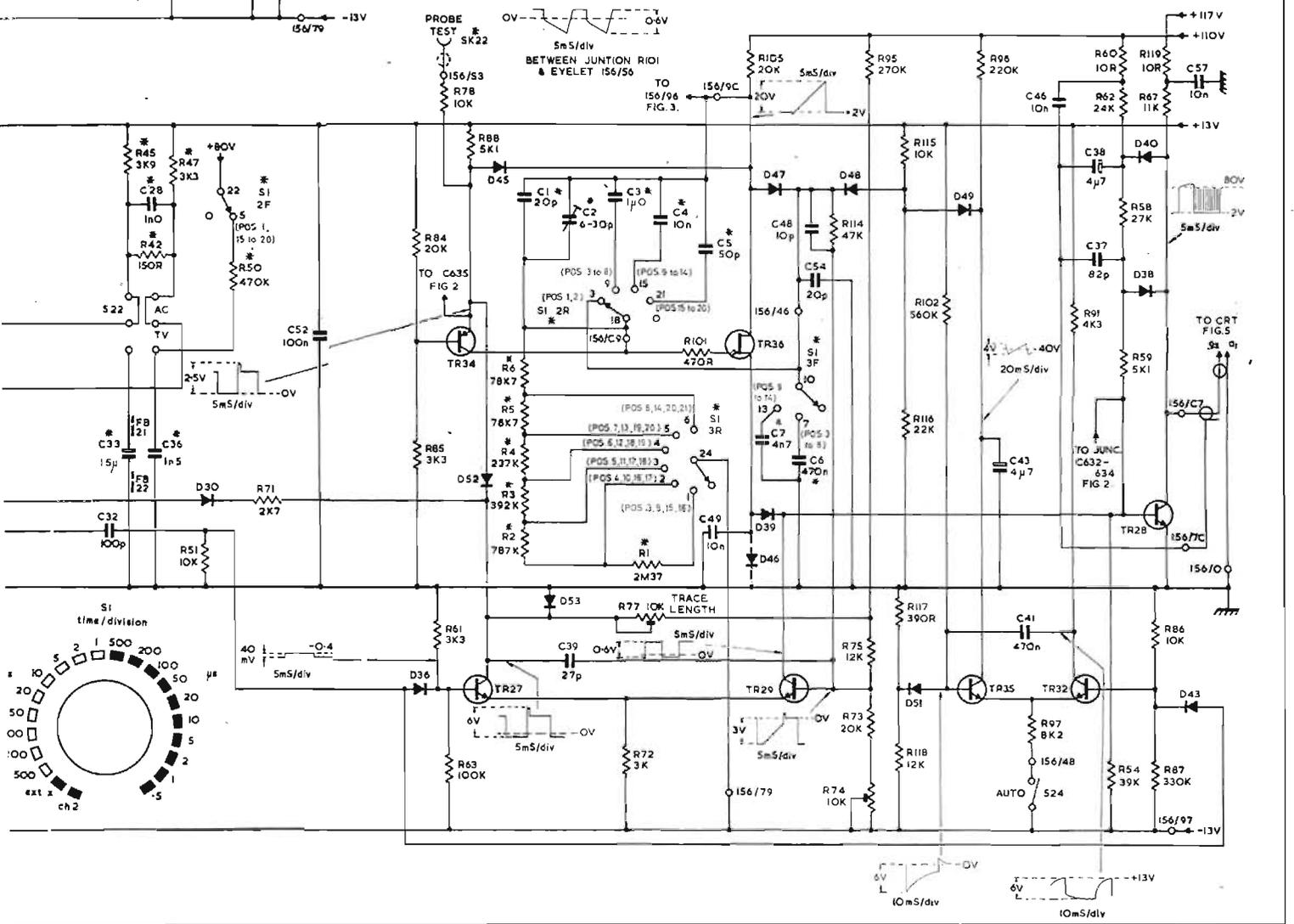
Bande passante verticale : sur voie 1 ou 2, 11,1 MHz à -3dB, 19 MHz à -6 dB.

Temps de montée :  $\approx 35$  nS.

Amplitude du signal à 10 MHz : 4,9 divisions.

Précision de l'atténuateur : en continu ou alternatif,  $< \pm 2\%$  sur l'une ou l'autre voie, ce qui est excellent, la spécification indiquant  $\pm 5\%$ .

(suite page 171)



# LA PROTECTION DE L'EQUIPAGE MOBILE DES APPAREILS DE MESURE

**L**ES appareils de mesure de construction récente et de bonne qualité sont, pour la plupart, dotés de quelques dispositifs techniques qui permettent de les protéger contre les surcharges, et, en général, contre les erreurs de branchement. Les instruments de mesure adoptés par les amateurs, au contraire, sont rarement munis de ces dispositifs. C'est là une anomalie, car il est beaucoup plus difficile au professionnel, c'est-à-dire à celui qui utilise des instruments de qualité de commettre des erreurs de mesure, tandis qu'il arrive souvent à l'amateur d'insérer d'une manière erronée, l'appareil dans les circuits à vérifier, soit par manque d'attention, soit par inexpérience. Aussi le propre du contrôleur de l'amateur est-il d'être mis plus facilement hors d'usage, c'est-à-dire que plus encore que les autres, il nécessite de tels éléments de protection.

## FRAGILITÉ DE LA BOBINE MOBILE

L'instrument de mesure peut être différemment réalisé, mais dans la plupart des cas, là où doit être exigée une bonne sensibilité et une précise linéarité de l'échelle, celui-ci est du type à bobine mobile. Cet organe essentiel est représenté par une petite bobine de fil de cuivre mince, enroulée sur un cadre d'aluminium ou autre matériau léger. La bobine mobile tourne sur deux pivots entre les pôles d'un aimant permanent. Quand celle-ci est traversée par le courant, il se crée un champ électromagnétique opposé à celui de l'aimant qui oblige la bobine mo-

bile à tourner sur elle-même, d'un certain angle. Sur celle-ci est appliquée une petite aiguille de matériau léger qui se déplace le long de l'échelle de l'instrument, en indiquant la valeur de la mesure électrique effectuée par l'opérateur.

Pour que l'instrument de mesure soit doté d'une bonne sensibilité, il est nécessaire que la bobine mobile comporte un grand nombre de spires. Et comme l'espace occupé par cet élément ne doit pas être excessif, il est nécessaire que le diamètre du fil soit extrêmement petit; généralement, ce diamètre est de l'ordre de 25/1 000 de mm. Mais avec un fil aussi mince, il est facile de comprendre qu'une erreur de mesure, c'est-à-dire un flux de courant excessif peut provoquer la coupure immédiate de l'enroulement.

Prenons un exemple. En supposant que la bobine de l'instrument ait une résistance d'environ 2 000  $\Omega$  et que celle-ci ne comporte aucune protection automatique. Sur l'entrée 0,1 mA, la différence de potentiel maximale admissible à ses bornes est égale à :  $2.10^3 \cdot 10^{-4} = 2.10^{-1} = 0,2$  V.

Dans ces conditions, quand on applique à la bobine mobile une différence de potentiel de 120 V, la surcharge correspond à  $120/0,2 = 600$ , c'est-à-dire 600 fois la valeur du courant nécessaire pour provoquer la déviation maximale de l'aiguille. Il est évident qu'aucun type d'équipage mobile peut supporter une surcharge de cette valeur.

La bobine mobile, dans les instruments, ne constitue pas l'unique partie fragile, parce que l'aiguille peut aussi subir les effets néfastes d'une erreur de branche-

ment. En effet, l'aiguille, constituée d'une mince section d'aluminium, ne peut supporter les heurts à fond d'échelle, et est facilement déformée.

On peut alors se poser une question. Pourquoi ne pas faire une aiguille en acier? Cela n'est pas possible parce que si l'acier résolvait le problème de la résistance mécanique, il alourdirait considérablement l'équipage mobile, rendant les lectures pratiquement impossibles, en raison des oscillations que son poids entraînerait autour du point de lecture. En augmentant la robustesse de l'aiguille, on diminue la précision.

## SYSTÈME DE PROTECTION AUTOMATIQUE

La protection automatique de l'équipage mobile des appareils de mesure peut s'effectuer au moyen de plusieurs solutions. Naturellement, chacune de celles-ci présente des avantages et des inconvénients.

Comme éléments de protection, on peut utiliser :

— les fusibles : ceux-ci s'interrompent quand l'intensité du courant qui les traverse dépasse une valeur bien définie, coupant ainsi le circuit.

— les éléments non linéaires, en particulier les diodes au silicium, les diodes zener et les diodes tunnel ; ceux-ci peuvent se comporter comme un court-circuit qui protège la bobine, quand elles sont montées en parallèle sur cette dernière.

— les éléments électro-magnétiques ; ils peuvent être constitués

par des relais sensibles ou bien des transformateurs saturables qui limitent le courant.

Ces éléments seront utilisés soit isolément, soit associés.

Il est cependant nécessaire, malgré toutes les méthodes de protection de faire très attention au cours des mesures. En effet, aucun type d'appareil, de prix abordable, n'est complètement invulnérable; cela résulte du fait qu'il est étudié et réalisé pour supporter momentanément les fausses manœuvres et les applications de tensions erronées. On doit cependant observer que, lorsque les surcharges sont élevées, le temps d'application doit être aussi court que possible. Dans ce cas, l'utilisateur doit avoir soin de couper immédiatement le courant quand l'aiguille de l'instrument subit un coup important et dépasse la limite maximale, ou bien quand l'aiguille est soumise à une vibration violente.

## PROTECTION AU MOYEN DE DIODES A JONCTION

Au moyen d'une simple diode disposée en parallèle sur l'équipage mobile, il est possible de protéger ce dernier contre les surcharges. Avec ce système, on utilise la propriété de la diode polarisée en sens direct d'être seulement conductrice à partir d'une certaine valeur de seuil de la tension qui lui est appliquée. Sur la figure 1 qui représente les caractéristiques de trois diodes, dont deux (les deux premières) sont au germanium et la troisième, au silicium, on constate que ce courant direct

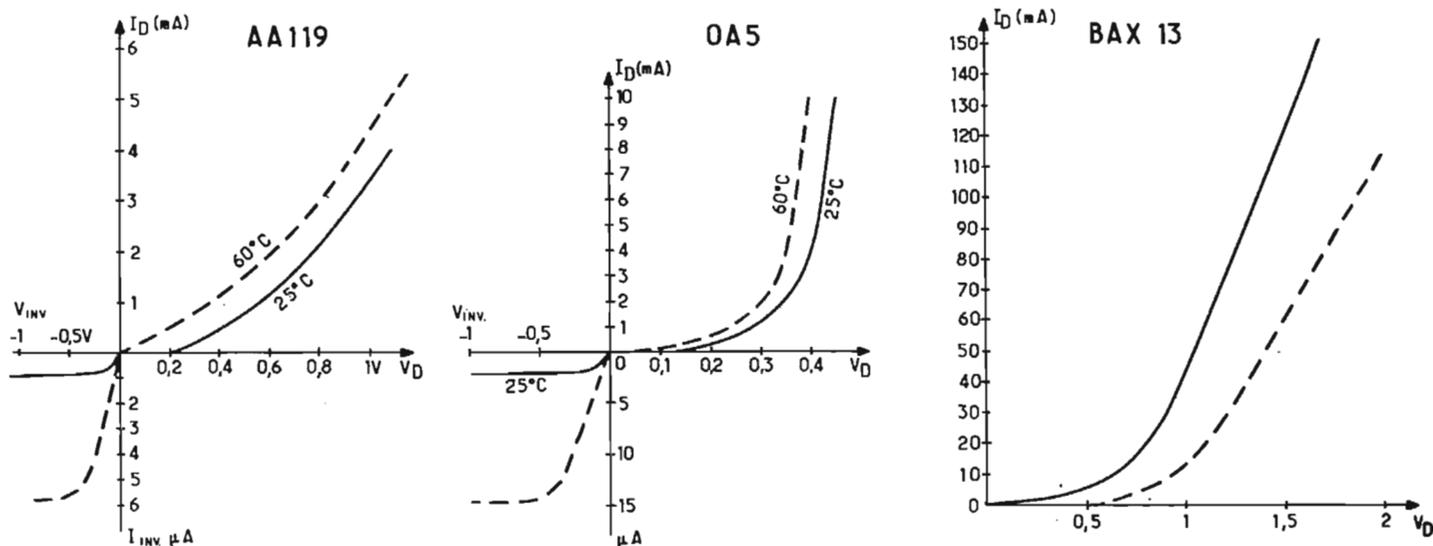


Fig. 1

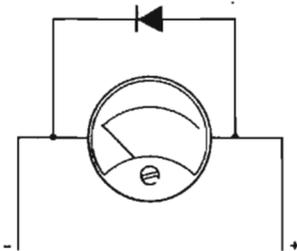


Fig. 2

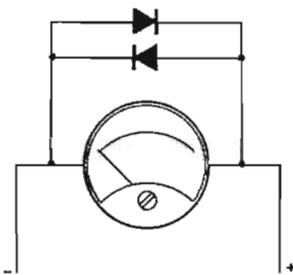


Fig. 3

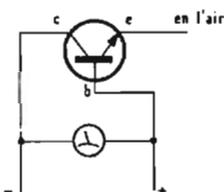


Fig. 4

prend naissance quand la tension de seuil est de l'ordre de 0,2 V pour les diodes au germanium, et de 0,6 à 0,7 V pour les diodes au silicium.

Donc, tant que la différence de potentiel aux bornes de l'équipage mobile est inférieure ou égale à la différence de potentiel maximale en régime normal, la résistance équivalente de la diode est très élevée (plusieurs mégohms) et le courant qui la traverse est négligeable. En définitive, tout se passe comme si la diode n'existait pas.

Supposons alors que dans le cas de la figure 2, on ait une surcharge de courant élevée, par exemple 300 fois environ le courant nécessaire pour obtenir la déviation totale de l'équipage mobile. La résistance équivalente de la diode tombe dans ce cas, à une valeur très basse (de l'ordre du centième d'ohm). C'est pourquoi la plus

grande partie du courant passe à travers la diode.

Le courant qui passe réellement dans l'équipage mobile constitue encore une surcharge élevée (environ une dizaine de fois le courant nominal) mais cette valeur est encore supportable.

Rappelons que la diode D1, connectée en parallèle, ne modifie en aucune façon la mesure normale, et simultanément, réduit sensiblement une éventuelle surcharge de valeur élevée.

Naturellement, cette condition est seulement valable dans le cas où la diode est polarisée en sens direct, c'est-à-dire, laisse passer le courant. Dans le cas contraire, où les polarités sont inversées, la diode n'exerce aucun pouvoir de protection. Pour cette raison, on ajoute une seconde diode D2. Comme on peut le voir, les deux diodes D1 et D2 sont montées en parallèle sur la bobine mobile, de

manière croisée. Les deux diodes devront présenter des caractéristiques identiques. L'une de celles-ci, suivant les polarités de la tension, assure le rôle de protection contre les surcharges en courant continu. Dans le cas de surcharges de courants alternatifs, les deux éléments écoulent ces surcharges alternativement (fig. 3).

Dans les appareils de type commercial, on utilise généralement des diodes au silicium.

Naturellement, il est possible d'obtenir une protection analogue à celle obtenue avec les diodes en utilisant une seule jonction P-N d'un transistor NPN ou PNP, de manière à le faire fonctionner comme une diode. La figure 4 donne un exemple de ce type.

De même dans ces circuits, comme on l'a fait pour les diodes, il est préférable de donner la préférence au transistor au silicium.

## PROTECTION PAR DIODE ZENER

La protection des instruments contre d'éventuelles surcharges ou manœuvres erronées peut aussi être obtenue avec un seul élément en utilisant la caractéristique particulière des diodes Zener.

La caractéristique  $I = f(U)$  est semblable à celle représentée à la figure 5. Celle-ci exige des explications.

Rappelons qu'une diode régulatrice de tension se comporte comme une diode au silicium normale si celle-ci est polarisée en sens direct. Quand au contraire, à ses bornes, on inverse le sens de la tension, à travers la diode circule un courant de fuite de quelques microampères. Ce courant reste indépendant pour une vaste gamme de tensions. Cependant, au-

delà d'une certaine limite, si on augmente encore la tension, le courant croît instantanément jusqu'à une valeur relativement élevée, de quelques dizaines de mA à plusieurs ampères.

La tension pour laquelle se manifeste cette brusque augmentation de courant inverse est communément appelée tension de rupture. Quand une diode régulatrice est utilisée correctement, elle permet de protéger efficacement contre les surcharges, les galvanomètres et les autres appareils à bobine mobile, sans réduire considérablement leur précision.

Comme on peut le voir sur le schéma de la figure 6, la diode est montée en parallèle sur l'équipage mobile. Avant que ne se produise la rupture, (en régime normal de fonctionnement), la résistance de la diode régulatrice a une valeur si élevée que, dans de nombreux cas, on enregistre un effet négligeable sur la mesure même.

Quand la bobine mobile subit une brusque surcharge, de telle sorte que la rupture se manifeste à l'intérieur de la diode régulatrice, on introduit alors en parallèle à l'équipage une résistance de faible valeur, de l'ordre de 10  $\Omega$  environ. Avec ce système, le courant dans la bobine est limité à sa valeur de sécurité, puisque la diode dérive la plus grande partie du courant en excès. Grâce à ce mécanisme, on évite toute action violente de rotation de la bobine mobile, protégeant ainsi l'aiguille et les autres organes.

La condition idéale serait que la tension de rupture de la diode dépasse de peu la tension qui détermine la déflexion totale de l'instrument.

En pratique, la tension de rupture est souvent égale à trois fois cette valeur, de manière à réduire l'effet du courant de diode existant avant la rupture. Ce système de protection de l'équipage mobile présente un autre grand avantage. Si, par erreur, on inverse la polarité du galvanomètre, l'aiguille ne peut se déplacer dans le sens erroné, en raison de l'effet de redressement de la diode. Dans le cas, où on emploie une seconde diode au silicium D, cette fois de type normal, en plus de la diode régulatrice Dr, comme on peut le voir sur le schéma de la fig. 7, cette combinaison permet la mesure directe en courant alternatif, sans passer à travers les redresseurs habituels. Cela résulte du fait que la déviation est proportionnelle à la moitié de la valeur efficace de la tension d'entrée.

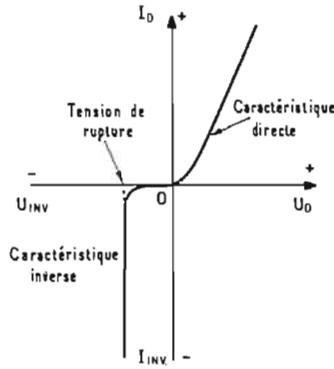


Fig. 5

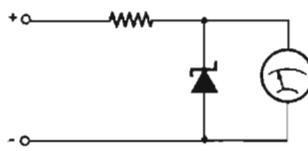


Fig. 6

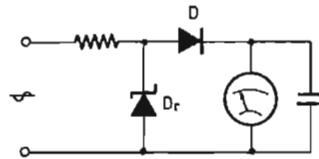


Fig. 7

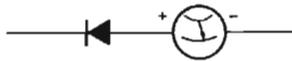


Fig. 8

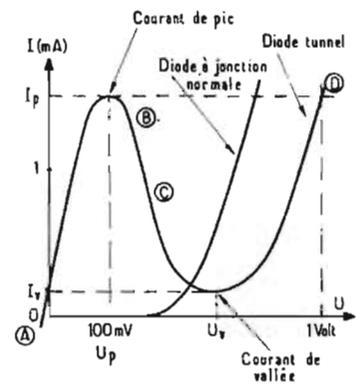


Fig. 9

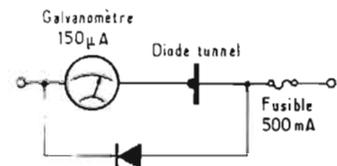


Fig. 10

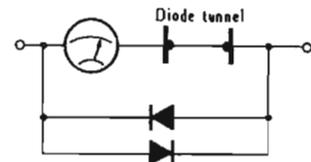


Fig. 11

Si on veut éviter l'oscillation de l'aiguille indicatrice aux basses fréquences, il est nécessaire de connecter en parallèle à la bobine un condensateur de valeur élevée.

### SYSTÈMES DE PROTECTION EN SÉRIE

Il est également possible d'envisager de mettre en série avec la bobine mobile de l'instrument un élément qui limite le courant à une valeur acceptable, sans que le microampèremètre soit endommagé. Un exemple de ce type est donné à la fig. 8 sur laquelle la protection est assurée par une diode au germanium en série.

Mais dans ce cas, il faut choisir une diode de mauvaise qualité, c'est-à-dire qui présente un courant de perte suffisamment élevé, de l'ordre de 2 à 3 fois égal à la valeur à pleine échelle de l'instrument, pour remplir ainsi le rôle d'élément limiteur. On sait que dans les limites maximales d'utilisation, le courant de perte d'une diode est pratiquement constant quelle que soit la tension inverse qui lui est appliquée.

### PROTECTION PAR DIODE TUNNEL

La protection d'un équipage mobile peut aussi être améliorée en ajoutant une diode tunnel.

Le principe sur lequel repose le fonctionnement d'une diode tunnel est en relation avec un phénomène de physique solide. On sait que dans un semiconducteur de type P ou N, fortement dopé, un nombre appréciable de porteurs de charge peut traverser la jonction, même si la tension appliquée n'annule pas totalement l'effet de charge d'espace. Tout se passe comme si ces porteurs, au lieu de traverser la barrière, se précipitent en quelque sorte dans un tunnel. Ceci constitue l'effet tunnel prévu par la mécanique des quanta.

Ce phénomène se traduit par une caractéristique courant-tension ayant l'allure de celle qui est indiquée à la fig. 9. Cette courbe

présente les particularités suivantes :

1) Courant inverse très élevé et proportionnel à la tension inverse appliquée ; comme on peut le voir, il est beaucoup plus élevé que le courant direct (région A).

2) Courant direct élevé pour de faibles valeurs de tension directe (région B).

3) Région à pente négative sur laquelle le courant direct diminue quand la tension directe augmente (région C).

4) Seconde région à pente positive pour laquelle le courant direct recommence à augmenter avec la tension, et qui peut être assimilée au courant direct d'une jonction ordinaire (région D).

Comme on peut le voir sur le schéma de la fig. 10, la diode tunnel est connectée en série avec le galvanomètre à protéger. A son tour, l'ensemble diode tunnel et galvanomètre est disposé en parallèle sur une diode au silicium à jonction normale, disposée en sens direct. En régime normal d'utilisation, le point de fonctionnement de la diode tunnel se trouve entre le point O et le point A. Celui-ci correspond à un courant compris entre 0 et 150  $\mu$ A, et une tension comprise entre 0 V et 10 mV. Cette chute supplémentaire, qui s'introduit aussi en série, peut être négligée dans la plupart des cas.

Si on emploie un bon galvanomètre, la chute totale de tension, aux bornes de l'ensemble galvanomètre-diode tunnel, ne dépasse pas 100 mV ; avec cette valeur de tension, le courant dérivé par la diode à jonction normale est négligeable. De cette manière, les deux diodes n'ont aucune influence sensible sur la mesure. Quand une surcharge se présente dans le cas d'un courant supérieur au courant de pic de la diode tunnel, celle-ci se manifeste en un temps qui se mesure en nanosecondes. Le point de fonctionnement passe sur le second trait à pente positive (région D) de la caractéristique  $I = f(U)$ . A ce moment, la tension aux bornes de l'ensemble galvanomètre-diode tunnel dépasse considérablement les 100 mV, et la diode normale dérive presque tout le courant de pointe ; un courant à peine supérieur au courant de vallée de la diode tunnel (150  $\mu$ A) continue à passer dans le galvanomètre sans que celui-ci risque aucun danger.

Le circuit de la figure 10 est prévu pour protéger les appareils à courant continu.

Quand il est nécessaire d'obte-

nir une protection totale des appareils en alternatif ou en continu, connectés de façon erronée, on doit doubler le dispositif. Dans ce cas, il est nécessaire de réaliser le circuit de la fig. 11, où sont disposées deux diodes tunnel en série et en opposition, et deux diodes normales connectées également en parallèle et en opposition.

### CONCLUSION

Pour conclure, nous pouvons constater que les méthodes que nous venons de décrire utilisent des éléments non linéaires qui assurent une protection statique efficace de l'équipage mobile, sans altérer les caractéristiques de l'instrument, et tout particulièrement la sensibilité.

Ce type de protection intervient instantanément, au contraire de ce qui se produit avec les systèmes thermiques ou électromagnétiques. En outre, celui-ci protège, outre l'équipage mobile, également les éléments qui lui sont associés directement, c'est-à-dire les redresseurs de mesure, en limitant la tension à leurs bornes, pour toutes les surcharges, de façon automatique. Rappelons encore que ce type de protection est aussi efficace pour des courants de faible intensité qui ne seraient pas susceptibles de faire sauter le fusible.

F. HURE

## L'oscilloscope D61

(suite de la page 167)

Précision de la base de temps sur toutes les vitesses :  $\pm 2,5\%$

Là encore, ce chiffre est inférieur à celui de la spécification qui donne  $\pm 5\%$ . En balayage expensé, la précision est de  $\pm 3\%$ , sauf sur 0,1  $\mu$ S/div.

Déclenchement : de 40 Hz à 2 MHz pour 0,5 division.

En externe, jusqu'à 15 MHz sans difficulté, limite à 25 MHz. Vis-à-vis des variations réseau, entre 196 et 240 V, il ne ressort pas de modification des caractéristiques en vertical. En horizontal, une dérive de 0,4 division est notée sur la vitesse maximale en balayage expansé, sans que la précision sur les autres positions ne soit affectée.

La synchro reste accrochée en interne à 0,5 division pour  $\pm 12\%$  de variation réseau.

### CONCLUSION

L'oscilloscope D61 est un appareil aux caractéristiques intéres-

santes dont la présentation est particulièrement bien adaptée pour en permettre un usage très simple. Ses performances sont toutes supérieures aux spécifications, et sa réalisation est satisfaisante.

### AVANTAGES

Présentation très claire.

Poids réduit.

Très bonne précision du gain vertical et des durées de balayage. Gain vertical variable uniquement par bonds.

Bon rapport qualité-prix.

### INCONVÉNIENTS

Alimentation en 110 ou en 220 V (pas de bitension).

Sonde obligatoire pour des tensions supérieures à 40 V crête à crête.

J.B.

## 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**

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

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

Veillez m'envoyer votre nouvelle brochure « CONSTRUIRE UN ORGUE ». Ci-joint un mandat - chèque postal - chèque bancaire (\*) de 5 F. Adresse : ..... H.P. OCT. 74

(\*) Rayer les mentions inutiles. Signature : .....

Bibliographie : Sperimentare Janvier 1974 - Radiorama Octobre 1972 - Elettronica Pratica Janvier 1973.

# L'ENSEMBLE DE CONTRÔLE A. E. INTERLAB

## LE GÉNÉRATEUR SQ 10



Fig. 2. - Distorsiomètre D 10 Eurelco.



Fig. 1. - Générateur AF SQ 10 Eurelco.

## LE DISTORSIOMETRE D 10

# EURELCO

### MATÉRIEL DE MESURE AF MINIMAL

**P**OUR étudier le fonctionnement des amplificateurs audio-fréquence, un matériel minimal s'avère nécessaire. En premier lieu, un générateur de basses fréquences paraît indispensable ; son niveau de sortie doit être connu avec précision, ce qui permet certaines mesures dispensant l'usage d'un voltmètre sensible ou précis en sortie. Ensuite, pour vérifier la qualité du signal de sortie, le complément essentiel est, évidemment, le distorsiomètre. Sa largeur de bande couvre celle du générateur et dépasse, en principe, la propre courbe de réponse de l'amplificateur. Enfin, bien que ce ne soit pas indispensable, le distorsiomètre peut servir de voltmètre de sortie.

Dans l'arsenal de mesure assez volumineux que propose le marché de la mesure, on trouve de très beaux appareils mais dont le prix est souvent disproportionné

avec l'usage courant qu'on en fait dans le domaine du « grand public ». Et puis, les moyens financiers sont parfois limités...

Nous avons, néanmoins, trouvé deux instruments de bonne présentation et aux caractéristiques étonnantes pour le prix proposé : il s'agit d'une série de plusieurs appareils fabriqués sous le sigle « Interlab » portant la marque EURELCO, marque française très connue pour ses phasemètres.

Dans cette série, nous avons retenu le générateur SQ 10, délivrant des tensions en sinusoïdal et carré, et le distorsiomètre D 10, couvrant la gamme AF de 10 Hz à 100 kHz (voir respectivement les photographies des figures 1 et 2)

### CARACTÉRISTIQUES DU GÉNÉRATEUR SQ 10

Le générateur BF SQ 10 Eurelco couvre la bande de 10 Hz à 1 MHz en cinq gammes décimales. La tension disponible s'élève

à 10 volts crête à crête sur une résistance interne de 50  $\Omega$  et la distorsion reste voisine de 0,1 %.

En fonctionnement rectangulaire, grâce à l'emploi d'une bascule de mise en forme, les temps de transition n'excèdent jamais 100 nanosecondes. Les autres caractéristiques sont données dans le tableau A. On y remarquera la présence d'un atténuateur de sortie que complète un affichage sur un voltmètre à aiguille donnant la tension appliquée avant l'atténuateur et exprimée soit en volt efficace, soit en volt crête à crête. On utilisera cette échelle pour connaître la tension de sortie en régime rectangulaire.

On remarquera, enfin, la précision du cadran de fréquence, ce qui autorise une lecture à mieux de 3 %.

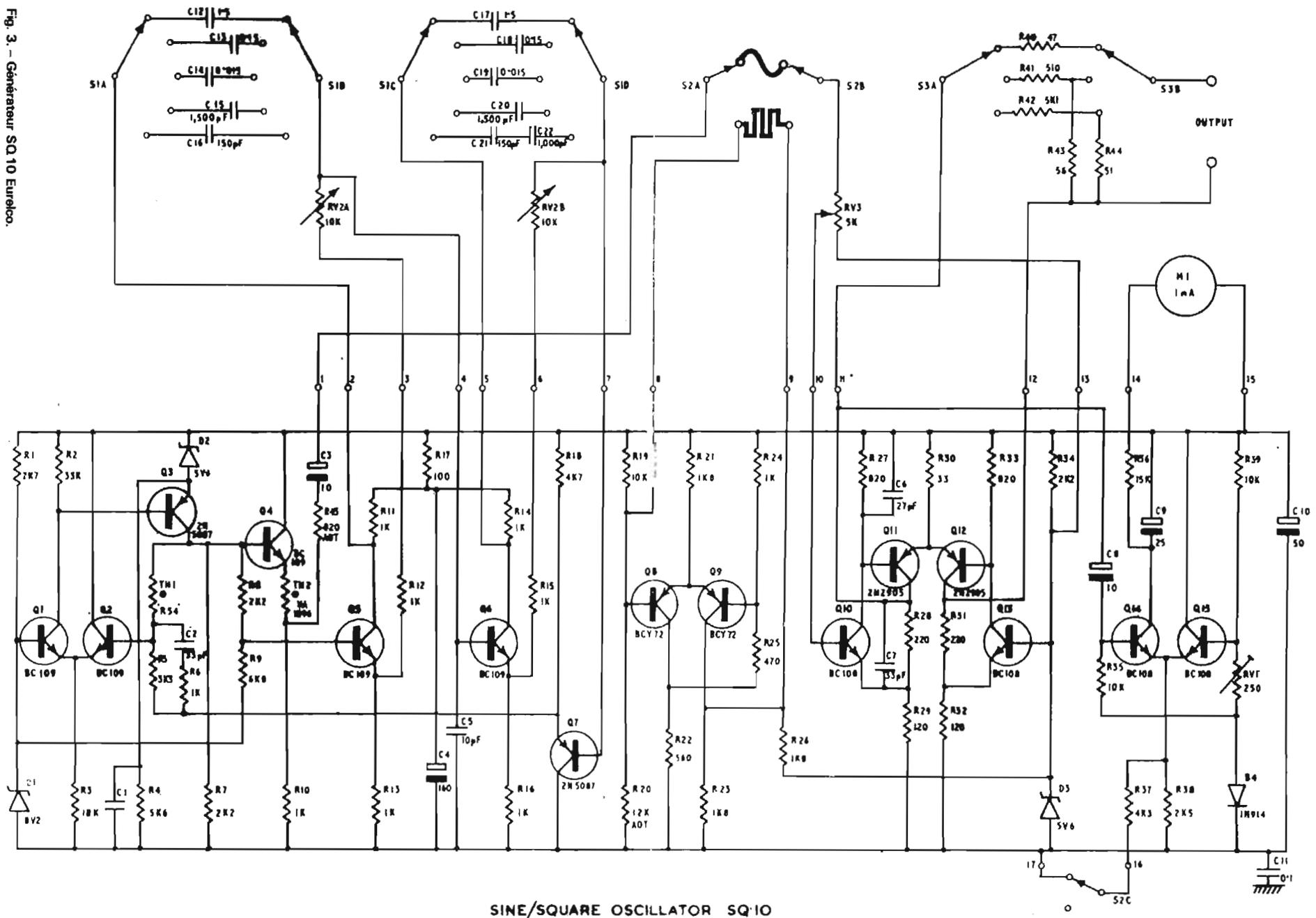
### DESCRIPTION DU SCHÉMA

La figure 3 montre que le générateur BF utilise pas moins de 15

transistors et de 4 diodes diverses. Le système oscillateur consiste en un très original circuit à déphasage dont le circuit équivalent est donné figure 4. Il est essentiellement constitué de deux cellules RC placées entre les charges - égales - d'un emettodyne (l'équivalent du cathodyne à tube). Il se développe aux bornes de ces charges des tensions en opposition de phase que nous pouvons désigner par  $e$  et  $-e$  (figure 5 A). Si  $R$  est faible devant  $1/C\omega$ , la tension de sortie  $V_s$  d'une cellule tend vers  $e$ , ou  $V_o$  puisque le gain de l'emettodyne est égal à l'unité. Mais, par contre, si  $R$  est considérablement augmenté par rapport à la réactance de capacité,  $V$  tend vers  $-e$  (ou  $-V_o$ ).

Il est évident qu'on passe d'une phase de  $0^\circ$  à  $180^\circ$ , ce qui peut se représenter par la construction vectorielle de la figure 5 B : le vecteur OX présente un angle XOB représentant le déphasage  $\varphi$  entre la tension  $V_o$  d'entrée d'étage et celle,  $V_s$ , de sortie de cellule.

Fig. 3. - Générateur SQ 10 Eurêka.



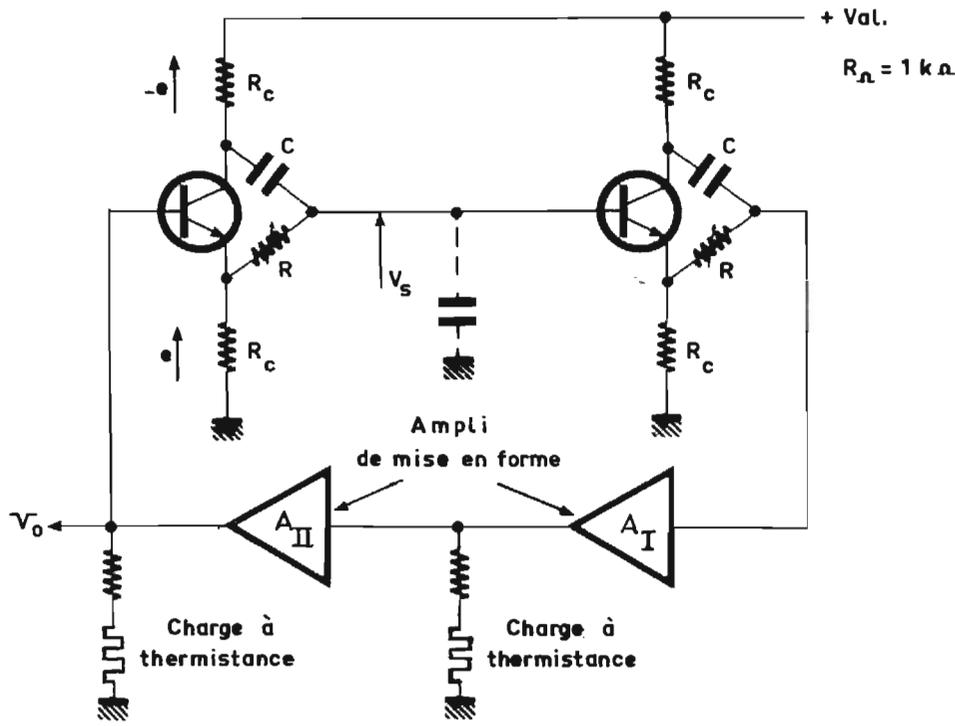


Fig. 4. - Système de base de l'oscillateur à déphasage.

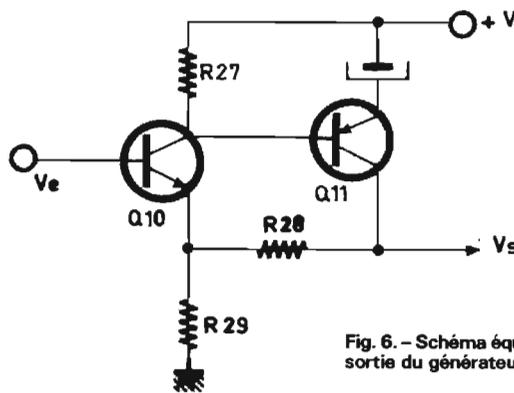


Fig. 6. - Schéma équivalent à la moitié de l'étage de sortie du générateur A.F.

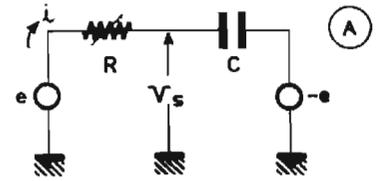


Fig. 5. - Schéma équivalent au circuit déphaseur 0-180° utilisant un transistor à charges réparties.

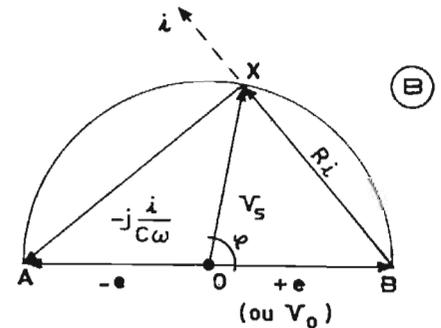


Fig. 5. - Schéma équivalent au circuit déphaseur 0-180° utilisant un transistor à charges réparties.

On voit, évidemment, que cette tension possède une avance de  $90^\circ$  lorsque  $R = 1/C\omega$ . D'où un déphasage de  $180^\circ$  pour les deux étages placés en cascade de la figure 4. Ces étages n'amplifient pas ; par contre, les cellules atténuent, car le courant  $i$  parcourant les réseaux n'est pas rigoureusement une constante.

Les amplificateurs de mise en forme -  $Q_1$ ,  $Q_2$  et  $Q_3$  - rattrapent cet affaiblissement avant de réappliquer la tension dûment filtrée et déphasée, donc en phase, sur l'entrée des émetteurs.

Dans le schéma de la figure 3, la tension à la sortie de la deuxième cellule est prélevée par un troisième émetteur  $Q_7$  qui attaque la base de  $Q_2$ . L'ensemble  $Q_1 - Q_2 - Q_3$  possède une boucle d'asservissement composée par une thermistance  $Th_1$  qui stabilise

l'amplitude de l'oscillation. Le signal de sortie est prélevé par  $Q_4$  sur ladite thermistance.  $Q_4$  constitue un « collecteur commun » compensé en température par une thermistance qui entre dans la structure d'un pont diviseur  $Th_2/R_{10}$ . Le contacteur S 2 A et B choisit entre les fonctionnements sinusoïdal ou carré. La transformation en signal rectangulaire s'opère au moyen d'une bascule de Schmitt aperiodique qui délivre un signal bien carré de même fréquence que celle de l'oscillateur sinusoïdal.

Après S 2 B, nous trouvons le potentiomètre RV 3 destiné à doser l'amplitude du signal de sortie ; il retourne à la diode  $D_3$  qui stabilise la tension des bases de  $Q_{10}$  et  $Q_{13}$ .

L'étage de sortie est constitué par un amplificateur pseudo-dif-

férentiel mais symétrique dont la partie active représentée figure 6 amplifie de quelques unités. En effet,  $Q_{10}$  et  $Q_{11}$  amplifient en cascade, mais le gain global est maîtrisé par le retour de CR constitué par le pont de résistances  $R_{28}/R_{29}$ .

L'impédance de sortie serait sensiblement égale à  $R_{28}$  si le signal était prélevé entre le collecteur de  $Q_{11}$  et la masse. Mais le point « bas » de la sortie est ramené sur le collecteur de  $Q_{12}$ , constituant avec  $Q_{13}$  une association identique à celle de la figure 6. Cette structure symétrique rend très faible l'impédance de sortie, ce qui oblige à limiter le courant, éventuel, de court-circuit au moyen de la résistance  $R_{40}$  ou sur les ponts diviseurs de l'atténuateur de sortie.

Le dispositif de mesure de tension de sortie est obtenu au

moyen de  $Q_{14}$  et  $Q_{15}$  dont les bases sont au cut off ; et qui, de ce fait, détectent ;  $D_4$  compense par sa d.d.p., la propre différence de potentiel qui se présente entre les bases et les émetteurs  $Q_{14}/Q_{15}$ . Grâce à cette détection d'amplitude, le galvanomètre varie jusqu'à  $3,5 V_{err}$  en sinusoïdal ou  $10 V_{cac}$  ; mais pour obtenir la même déviation avec du rectangulaire, le contacteur S 2 C modifie les possibilités en courant de l'étage, donc du galvanomètre ;  $RV_1$  en assure la remise à zéro.

L'alimentation représentée à la figure 7, redresse le secteur au moyen du pont  $D_{14}$ . Un transistor  $Q_1$  (BFY 53) dont la base est stabilisée par une diode zener, de référence 24 V, à laquelle on associe une diode au silicium  $D_6$  (1N916) maintient constante la tension de sortie à juste 24 V (grâce à  $D_6$  qui rattrape la d.d.p.  $V_{bc}$ ).

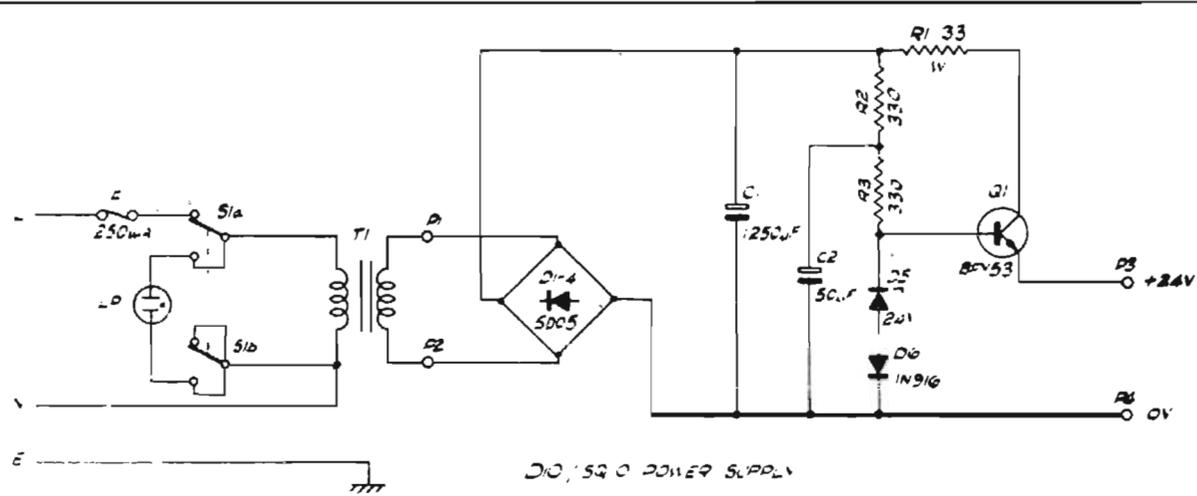


Fig. 7. - Schéma du circuit d'alimentation stabilisée utilisée dans le générateur et de distorsiomètre.

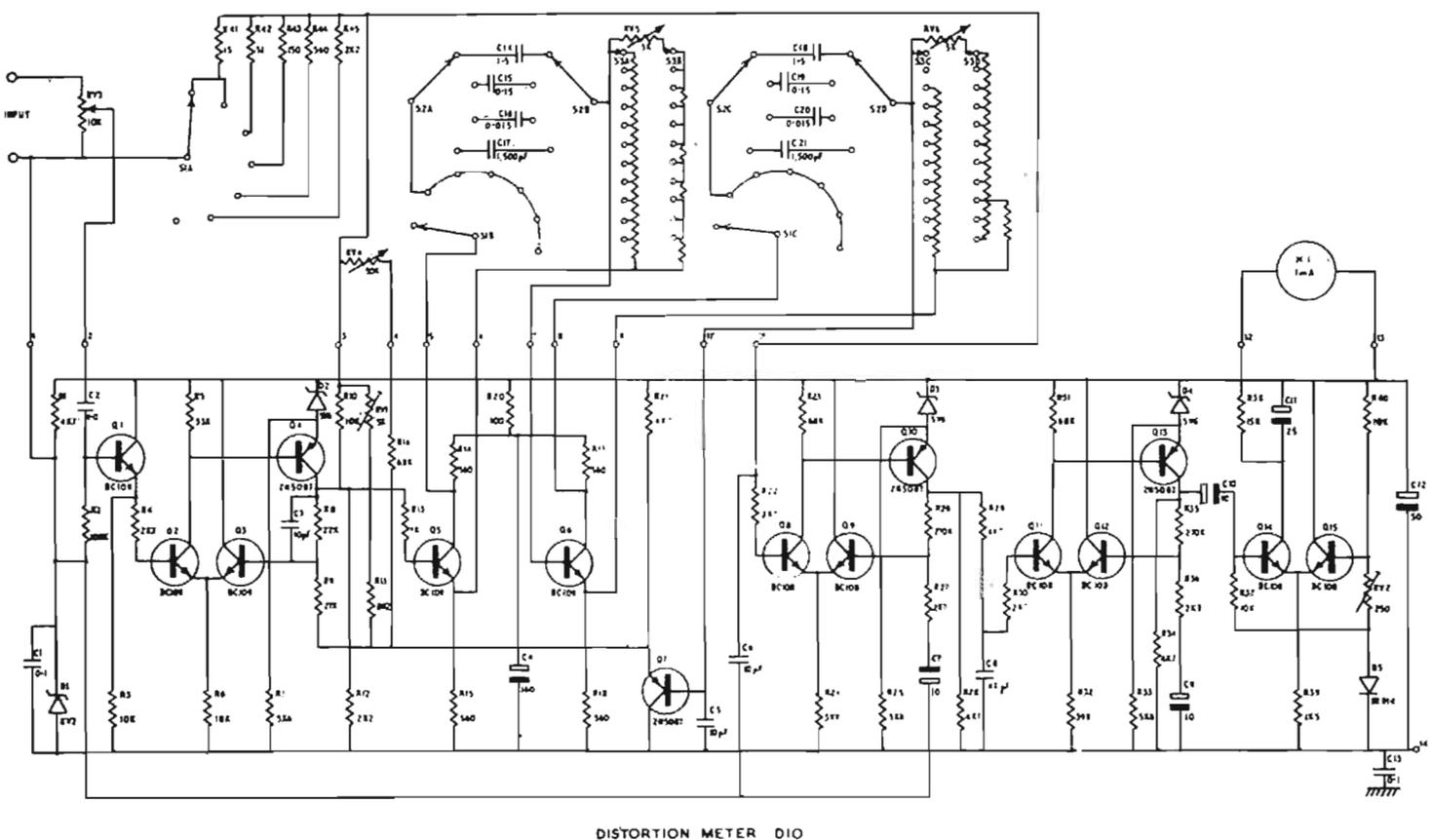


Fig. 8. - Schéma de distorsiomètre.

$R_2 C_2$  filtre la tension redressée afin de réduire le ronflement à 100 Hz.

**CARACTÉRISTIQUES DU DISTORSIOMÈTRE D 10**

Cet appareil a été étudié pour permettre des mesures de distorsion faibles, inférieures à 0,3 %, la première lecture étant égale à 0,05 %. Cela suppose une distorsion harmonique propre bien inférieure !

Le réglage très pointu requiert une manipulation de cinq boutons

(voir photographie, figure 2), les deux plus délicats étant ceux d'amplitude et de déphase, constituant la balance, situés à droite et en bas du coffret. Ces réglages principaux sont gradués en fréquences, ce qui donne un ordre d'idée de la fréquence de travail et transforme, éventuellement, l'appareil en fréquence-mètre très approximatif.

La mesure de distorsion peut couvrir la bande fort honorable de 10 Hz à 100 kHz. La bande passante des amplificateurs internes permet de dire que les harmo-

niques sont toujours présentes dans la mesure, même sur la dernière gamme (10 à 100 kHz).

L'entrée admet entre 0,2  $V_{eff}$  et 5  $V_{eff}$ , ce qui constitue une bonne sensibilité pour un distorsiomètre. Les caractéristiques sont résumées dans le tableau B.

**SCHEMA DU DISTORSIOMÈTRE**

Quand on analyse le schéma du distorsiomètre, voir figure 8, on peut constater l'extraordinaire

ressemblance avec le générateur AF déjà décrit. En effet, on utilise le circuit déphaseur de « deux fois 90° » pour assurer l'accord sur la fondamentale et la **supprimer du spectre**. Le schéma équivalent peut être assimilé à celui de la figure 9. Un amplificateur constitué des transistors  $Q_1 - Q_2 - Q_3 - Q_4$  et soumis à une contre-réaction globale dispose une tension comprenant la fondamentale et les harmoniques à un circuit mélangeur linéaire. Parallèlement, cette tension est appliquée à un amplificateur sélectif qui dé-

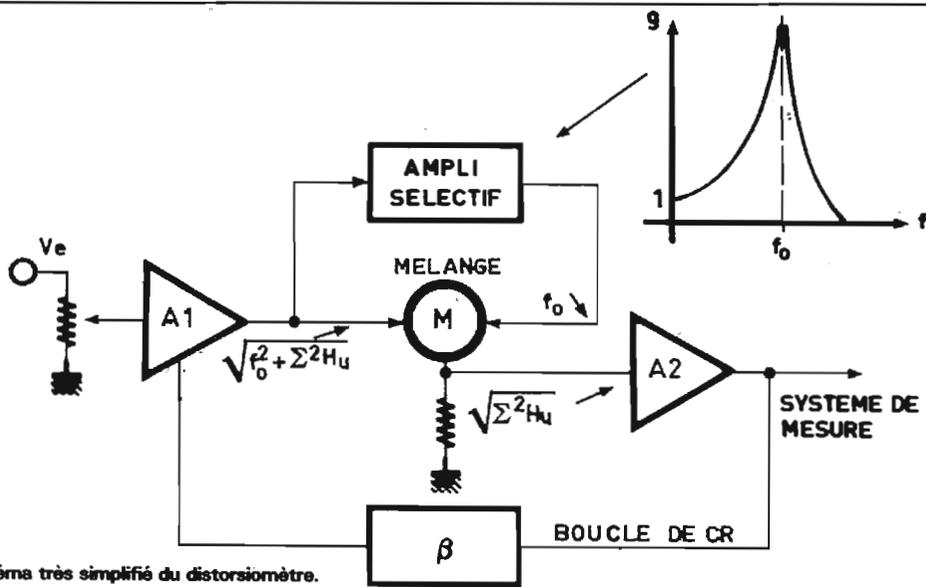


Fig. 9. - Schéma très simplifié du distorsiomètre.

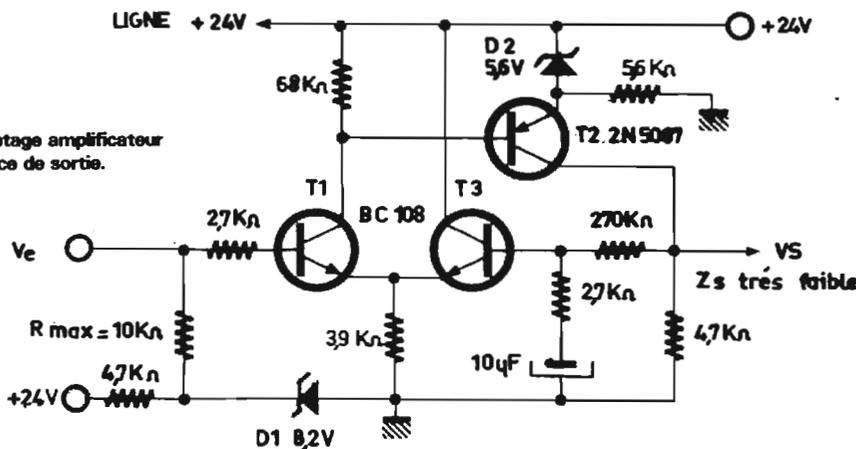


Fig. 10. - Schéma d'étage amplificateur à très faible impédance de sortie.

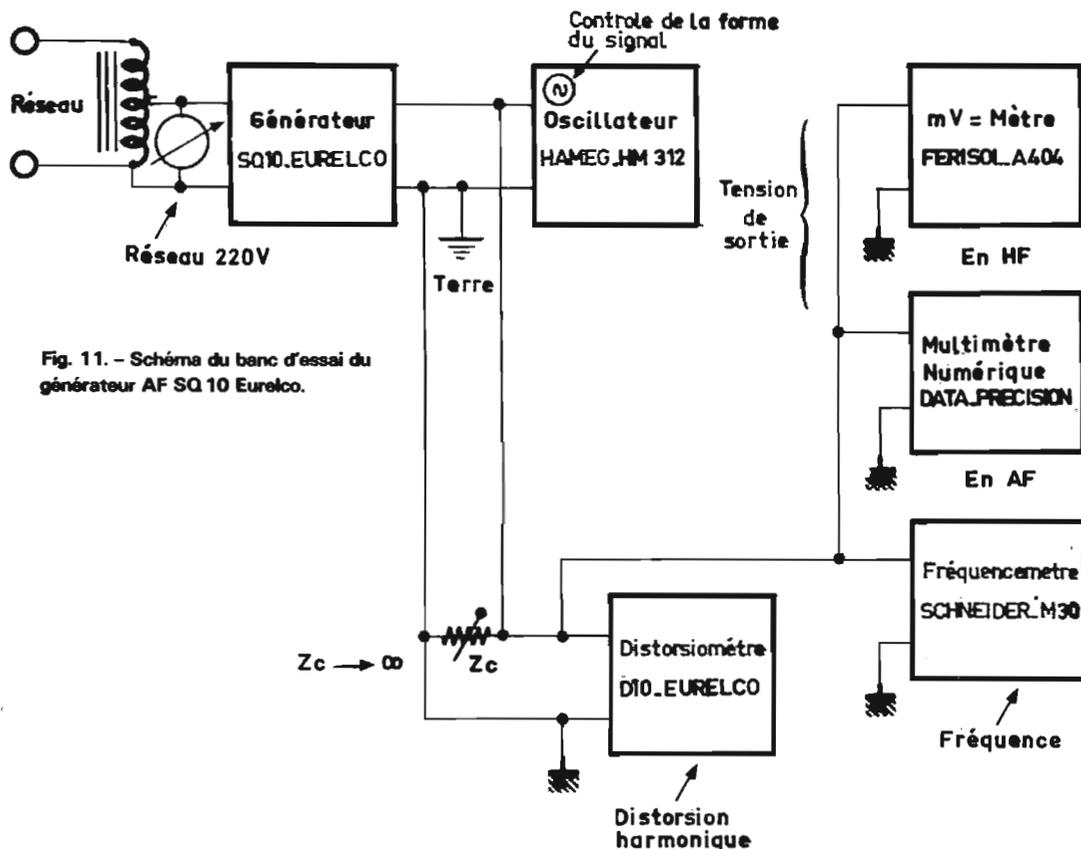


Fig. 11. - Schéma du banc d'essai du générateur AF SQ 10 Eurelco.

phase la fondamentale de 180° (voir ci-dessus), cette composante est réinjectée par  $Q_7$  sur  $Q_3$  et le pont de résistances  $R_8/R_9$ .

Moyennant certaines astuces propres à la marque et qui n'apparaissent pas à la lecture du schéma, lequel est protégé évidemment par le constructeur, il ne subsiste, à l'entrée de l'amplificateur  $Q_8/Q_9/Q_{10}$  que les composantes harmoniques. En effet, au niveau des résistances commutées par S1A se retrouvent le spectre complet et la composante fondamentale qui apparaît en opposition de phase; le dosage est réglé par les deux réglages de balance  $RV_1$  et  $RV_4$ , afin d'obtenir un minimum déjà fortement engagé par les commutateurs S2AB et D et par les réglages  $RV_5$  et  $RV_6$ .

Vue de  $Q_4$ , l'entrée de l'amplificateur  $Q_5/Q_6$  se comporte comme un système à réaction dont le taux reste toujours en dessous de l'oscillation. Comme la fréquence pour laquelle cette réaction s'opère est celle qui correspond au déphasage de 180°, tout se passe comme si l'amplificateur à déphasage contrôlé devenait un amplificateur sélectif à réponse très pointue (voir figure 9).

En effet, de par la contre-réaction d'une part, et par la réaction d'autre part, la réponse de l'amplificateur sélectif favorise  $F_0$ , mais rejette les harmoniques qui, lors du mélange, ne sont donc pas affectées.

A ce propos, le constructeur estime que l'harmonique 2 n'est pas abaissé de plus de 2% (environ).

Le contacteur S1A a pour mission de modifier la tension d'attaque des amplificateurs lorsque le taux d'harmoniques est trop élevé: c'est la gamme des pourcentages de distorsion.

Afin de relever le niveau des harmoniques lorsque celles-ci sont de faible amplitude, on utilise deux amplificateurs de type continu analogues à celui de la figure 10. Les transistors  $T_1$  et  $T_2$  sont placés en cascade, tandis que  $T_3$  sert à réinjecter sur l'émetteur de  $T_1$  une contre-réaction de 10%; conditionnée par les résistances de 270 k $\Omega$  et de 2 700  $\Omega$ . Le condensateur de 10  $\mu$ F placé en série stoppe la composante continue et rend totale la contre-réaction en continu, ce qui stabilise le point de repos de l'étage. Autre avantage: la résistance de sortie est rendue faible par suite de la CR.

Pour l'indicateur de taux, étalonné par comparaison, on utilis

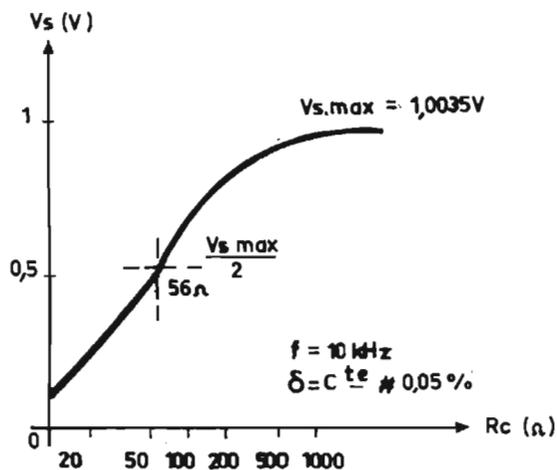


Fig. 12. - Courbe de la tension de sortie en fonction de la charge.

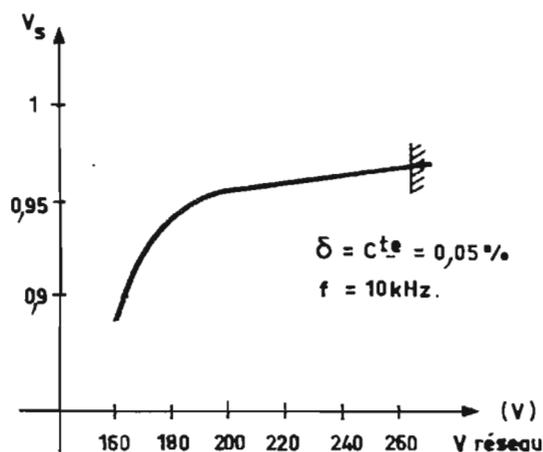


Fig. 13. - Variation de la tension de sortie en fonction de la tension du réseau.

un système détecteur pseudo-efficace analogue à celui du générateur SQ<sub>10</sub>.

#### BANC D'ESSAI

#### Branchement

Le générateur est soumis au banc d'essai de la figure 11. L'appareil à aiguille supplée les indications du multimètre numérique

lorsque celui-ci déclare forfait en fonction de la fréquence (après 100 kHz).

L'oscilloscope contrôle non seulement la forme du signal en sinusoïdal, mais vérifie la bonne tenue du rapport cyclique du signal carré.

Il donne aussi le temps de montée. On utilise précisément le distorsiomètre DIO EURELCO

pour obtenir la distorsion harmonique. Une vérification avec un appareil d'une autre marque donne des résultats semblables.

#### Niveau de sortie

L'atténuation est placée sur OdB et le galvanomètre du générateur montre 1 V. Il n'y sera plus retouché qu'elle que soit la fréquence.

On constate, tableau C, que la tension de sortie ne varie pratiquement pas. La précision de la tension de sortie oscille autour de  $\pm 2\%$ , sauf sur la dernière gamme, vis à vis de 1 V affiché. Sa stabilité avoisine le « pour-cent ».

#### Distorsion harmonique

Le distorsiomètre EURELCO manié avec précision donne des

TABLEAU A  
CARACTÉRISTIQUES DU GÉNÉRATEUR  
SQ 10 EURELCO

Gamme de fréquence	10 Hz - 1 MHz en 5 décades
Précision d'étalonnage	$\pm 3\%$ jusqu'à 100 kHz $\pm 5\%$ de 100 kHz à 1 MHz
Tension de sortie	10 V cac (ou 3,5 V eff) sur $R_c \geq 250 \Omega$ (la moitié sur $50 \Omega$ )
Stabilité du niveau de sortie	mieux que $\pm 1\%$
Précision d'affichage en tension	$\pm 3\%$
Distorsion harmonique	mieux que 0,1% de 50 Hz à 100 kHz 0,15% à 10 Hz 0,5% à 1 MHz
Impédance interne $50 \Omega \pm 5\%$	
Atténuation	0 - 20 dB - 40 dB
Température de fonctionnement	0 - 45 °C (stockage - 20° à + 70 °C)
Secteur	200 - 220 - 240 Hz 50/60 Hz
Dimensions	205 x 130 x 150 mm

TABLEAU B  
CARACTÉRISTIQUES DU DISTORSIOMÈTRE  
D 10 EURELCO

Gamme de mesure	0,3% à 10% en 4 positions (lecture maximum)
Fréquences fondamentales	10 Hz - 100 kHz en 4 gammes
Bande passante du système amplificateur	500 kHz à $\pm 1$ dB 1 MHz à - 6 dB
Impédance d'entrée	10 k $\Omega$
Niveau d'entrée	0,2 V à 5 V eff
Réjection de la fondamentale	1/10 000
Distorsion intrinsèque	mieux que 0,05%
Respect de l'harmonique 2	à 2% près
Précision de lecture	$\pm 1\%$ à pleine déviation (à $\pm 2\%$ à la lecture)
Secteur	200 - 220 - 240 V eff 50/60 Hz
Dimensions	205 x 130 x 150 mm

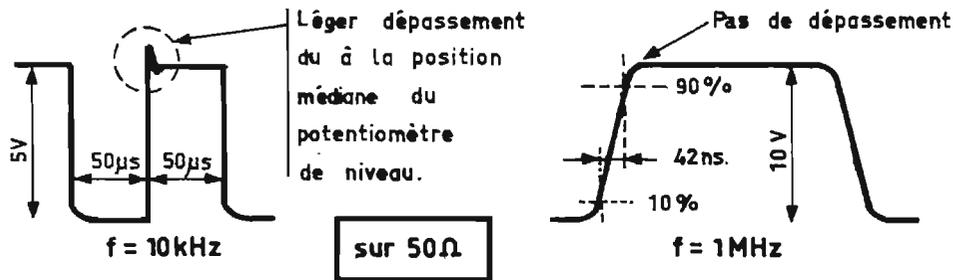


Fig. 14. - Contrôle du signal rectangulaire avec un oscilloscope de 23 ns de temps de montée : les tensions indiquées sont mesurées à vide.

résultats qui doivent tenir compte de la propre distorsion de l'appareil e mesure. Or, on trouve des résultats souvent inférieurs à 0,1 %. Compte tenu que le distorsiomètre présente une distorsion propre de 0,03 % environ, cela signifie que le taux de distorsion du générateur est vraiment très bas, ce qu'on peut apprécier pour un

appareil dont le prix est vraiment abordable.

**Précision d'étalonnage**

Le fréquencemètre fait état d'une précision honorable, en général, comprise dans les normes  $\pm 3\%$ . Seules les mesures en fin de gamme semblent montrer une petite anomalie qu'une retouche

pourrait vraisemblablement réduire. D'ailleurs, à 0,9 fois l'affichage maximal, tout semble normal.

**Résistance de sortie**

En réduisant progressivement la résistance de charge du générateur, on constate que la tension de sortie décroît (figure 12) progressivement dès que  $R_c > 500 \Omega$ .

Pour  $R_c = 56 \Omega$  la tension disponible baisse de moitié : c'est donc la résistance interne du générateur.

Il peut aussi ajouter que la distorsion de bouge absolument pas.

**Dérive en fonction du secteur**

La figure 13 montre que la tension disponible ne change guère dans la plage de 180 à 260 V ( $\pm 5\%$  près). C'est une performance qu'il convient de souligner. Là encore, la distorsion, et la fréquence, changent peu ou prou.

**Essai en rectangulaire**

En régime rectangulaire, le générateur AF se comporte honorablement : voir figure 14. Un dépassement apparaît néanmoins lorsque le potentiomètre de niveau, non compensé par principe, est dans une position intermédiaire. Ce dépassement disparaît lorsque le réglage de niveau est au maximum.

Le rapport cyclique est étonnamment bon puisque rigoureusement égal à 50 %. Enfin, le temps de montée s'élève à 42 ns ce qui est meilleur que prévu.

TABLEAU C  
CONTRÔLE DES PERFORMANCES DU  
GÉNÉRATEUR SQ 10 EURELCO

Fréquence affichée (Hz)	Tension se sortie (V)	Taux de distorsion (%)	Fréquence réelle (Hz)	Précision d'affichage (%)
10	1,035	0,38	9,4	- 8
20	1,018	0,22	19,7	- 1,5
50	1,017	0,115	48,4	- 1,2
100	1,014	0,085	103	+ 3
100	1,0109	0,1	100	0
200	1,0107	0,072	208	+ 4
500	1,006	0,075	504	+ 0,8
1 000	1,0115	0,075	1 072	+ 7,2
1 000	1,0272	0,055	978	- 2,2
2 000	1,008	0,05	2 015	+ 0,75
5 000	1,002	0,054	4 902	- 1,96
10 000	1,0042	0,075	10 454	+ 4,54
10 000	1,0057	0,05	10 000	0
20 000	1,018	0,052	20 580	+ 2,9
50 000	1,014	0,062	49 990	- 0,02
100 000	0,965	0,075	106 510	+ 6,5
100 000	0,965	1,45	100 225	+ 0,225
200 000	0,95	-	201 580	+ 0,79
500 000	0,95	-	506 280	+ 0,12
1 000 000	0,93	-	1 032 360	+ 3,2

**CONDITIONS DE MESURES :**

- Tension affichée : 1 V
- Contrôle de l'étalonnage à 50 kHz (retouche faite à la main). Accord précis sur le trait du cadran
- Mise à la terre du châssis
- Ne dérive pas dans le temps

**CONCLUSIONS**

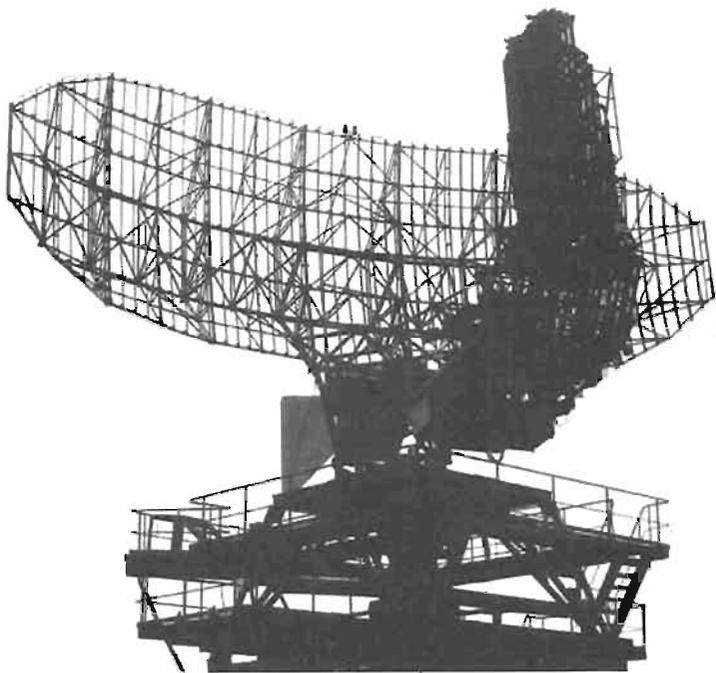
Le générateur AF testé montre, par ses performances, qu'il est digne de figurer aussi bien dans les laboratoires que dans les stations d'essais ou de dépannage.

Le distorsiomètre, après avoir bien compris le mode opératoire des réglages, s'avère des plus intéressants. Il est regrettable, toutefois, que l'on ne puisse pas récupérer la tension « harmonique » EURELCO contacté, pense que la transformation se fera dans les prochaines séries.

Roger Ch. HOUZ  
Professeur à l'EC

**Bibliographie :** documents EURELCO

# LES RADARS



(suite voir n° 1469)

## FONCTIONNEMENT DE L'ENSEMBLE

On s'attend à trouver un écho correspondant à une cible située à environ 53 km (on l'a vu sur le tube cathodique représenté sur la Fig. 9). On bascule l'interrupteur double  $K_1 - K_2$  sur la position « manuel » (en pointillé) et l'on actionne la clef  $K_3$  dans le sens voulu pour amener le compteur  $C_1$  à afficher un nombre voisin de 5 300 (ce qui correspond à 5 300 unités de distance de 10 m, soit à 53 000 m).

Dès le début du comptage, l'impulsion radar a été émise et l'onde va vers la cible. Supposons que cette dernière soit un peu plus loin que la distance estimée de 53 km, le compteur  $C_1$  passera par la valeur 5 300 au temps  $t_0$ , avant le retour de l'écho.

Ce dernier, à la sortie du récepteur, est retardé d'une durée  $T$ , égale à la largeur des signaux de  $MS_1$  et  $MS_2$  par la ligne à retard LAR. Donc, comme l'écho radar est arrivé au récepteur un peu après  $t_0$  (la cible est un peu plus loin que 53 km), on trouve, à la

sortie de LAR, un écho retardé qui arrive un peu après l'instant  $t_0 + T$ .

Si l'écart n'est pas trop grand, le discriminateur distance donne une indication de correction, sur sa sortie  $S+$ . Comme on a, après avoir affiché 5 300 sur  $C_1$  par la clef  $K_3$ , basculé  $K_1 - K_2$  sur la position « automatique », il y a correction de l'indication contenue dans  $C_1$ , qui passe, par exemple, à 5 345, si le discriminateur distance a envoyé 45 impulsions sur sa sortie  $S+$ .

Autrement dit, la distance de 53,45 km constitue une meilleure approximation de l'éloignement de la cible.

A la récurrence suivante, l'impulsion de coïncidence va se produire à un instant  $t'_0$  un peu plus retardé par rapport à l'émission de l'onde. Si la distance de la cible n'a pas trop changé, l'écho arrivera à un instant très proche de  $t'_0$ . L'écho retardé par LAR arrivera donc très près de l'instant  $t'_0 + T$ , soit presque « à cheval » sur les signaux de  $MS_1$  et  $MS_2$ .

S'il est exactement « à cheval » sur ces deux signaux, c'est-à-dire qu'il déborde autant sur le signal de  $MS_1$  (au moment du début de

l'écho) que sur celui de  $MS_2$  (tous de la fin de l'écho), c'est que la distance exacte a été trouvée.

Si la correction n'est pas parfaite, par exemple si le discriminateur distance indique que l'écho retardé de  $T$  arrive à déborder un peu plus sur le signal de  $MS_1$  que sur celui de  $MS_2$  (la cible est un peu plus près que 53,45 km), le discriminateur distance envoie quelques impulsions sur sa sortie  $S-$ , par exemple, il en envoie 3, faisant passer l'indication de  $C_1$  à 5 342 et il se peut que cette distance soit rigoureuse. Même si la distance cible-radar varie (ce qui est normal quand on envoie les ondes du radar sur un avion) d'une récurrence à l'autre, le fonctionnement du discriminateur distance va corriger en permanence le contenu du compteur  $C_1$ , pour y afficher régulièrement la valeur vraie de la distance. De toutes façons, pendant une récurrence de radar, soit 5 ms, même un avion volant à mach 3 (trois fois la vitesse du son, ou 1 020 m/s ou 3 672 km/h) ne dépasse guère 5 m de déplacement. Pour une fusée astronautique, la vitesse maximale atteinte est de Mach 34, soit envi-

ron 11,5 km/s, soit moins de 60 m en 5 ms.

## L'APPROCHE MANUELLE ET LA PRISE EN POURSUITE DISTANCE

On a vu que, pour que la distance affichée sur  $C_1$  soit la vraie distance radar-cible, il faut que l'écho arrive, après passage dans la ligne à retard LAR, « à cheval » sur les signaux de  $MS_1$  et  $MS_2$ . Le circuit « ou »  $O_1$  de la figure 10 donne un signal de largeur  $2T$ , que l'on envoie au tube cathodique où les échos sont affichés. On matérialise le moment d'arrivée de ce signal de durée  $2T$  d'une façon adéquate, par exemple en rendant momentanément plus brillant le spot du tube.

On examine ce tube et l'on voit dessus (Fig. 11) l'impulsion d'émission Em, de l'« herbe » (trace du souffle du récepteur), une « zone surbrillante » (correspondant à l'instant du signal de sortie du circuit « ou »  $O_1$ ) et des échos, Écho<sub>1</sub> et Écho<sub>2</sub> par exemple.

Si l'on suppose que c'est le premier écho qui est celui de la cible que l'on veut poursuivre (on en connaît approximativement la dis-

tance par l'échelle électronique, que l'on pouvait voir sur la figure 9 et que l'on n'a pas indiquée ici), on met le double interrupteur  $K_1 - K_2$  en position « manuel » (en pointillé) et l'on agit sur la clef  $K_3$ , la poussant vers la droite si la zone surbrillante doit se déplacer vers la droite pour arriver à l'écho  $E_{ch_1}$  (comme c'est le cas sur la figure 11), ou vers la gauche au cas où l'on aurait à déplacer la zone surbrillante vers la gauche.

Entre chaque récurrence radar, le contenu du compteur  $C_1$ , est modifié par l'action de la clef  $K_3$ . On voit donc la zone surbrillante se déplacer d'un mouvement qui paraît continu, d'autant plus vite que l'on a plus écarté la clef  $K_3$  de sa position de repos.

On peut donc déplacer la zone surbrillante avec une grande souplesse de manœuvre, vite ou lentement suivant qu'elle est loin ou près de l'endroit où l'on veut l'amener.

On l'amène à encadrer l'écho que l'on pense le bon. Le trait correspondant, sur le tube cathodique, devient alors plus brillant, et l'on s'arrange à situer ce trait à peu près au milieu de la zone surbrillante.

On peut alors faire passer l'interrupteur  $K_1 - K_2$  en position « automatique », le discriminateur distance entre en action, corrige la distance affichée sur  $C_1$ , puis maintient l'asservissement en temps de retard des signaux de  $MS_1$  et  $MS_2$  pour que l'écho arrive toujours, même quand la cible se déplace, « à cheval » sur les signaux de  $MS_1$  et  $MS_2$ . Le compteur  $C_1$  indique, en permanence, la valeur de la distance à 10 m près.

On pourrait d'ailleurs réaliser un affichage plus fin de la distance, par exemple en prenant comme générateur  $G_1$  un oscillateur d'une fréquence de 150 MHz, soit une période de 6,6 ns, correspondant à une unité de distance de 1 m. Il y a maintenant beaucoup de compteurs décimaux, en circuits intégrés, qui sont capables de fonctionner à 150 MHz.

## ET LA DIRECTION ANGULAIRE?

Avoir la distance de la cible, c'est très bien, mais cela ne suffit pas pour la situer. Il faut aussi connaître (Fig. 12) l'angle  $S$  (angle de site, ou élévation) que fait la direction R-C (radar-cible) avec la direction R-H, H étant la projection de la cible C sur le plan horizontal, ainsi que l'angle  $G$  (gise-

ment ou azimuth) que fait, dans le plan horizontal, la direction R-H avec une direction repère (le sud ou le nord suivant les cas).

Nous avons dit plus haut que l'antenne est directive, autant à l'émission qu'à la réception. Il semble donc que l'on pourrait connaître le site et le gisement de la cible en faisant bouger l'antenne jusqu'à ce que l'écho passe par une amplitude maximale : l'antenne serait alors pointée sur la cible.

Une telle méthode n'est pas à conseiller. D'abord, elle ne serait pas automatique. Ensuite, quand une fonction passe par son maximum, elle devient peu « sensible » à l'action de la variable (les mathématiciens traduisent cela en disant que la dérivée de la fonction s'annule).

Par exemple, si l'on veut accorder un récepteur à modulation de fréquence sur l'émission cherchée, il serait relativement contre-indiqué de faire appel à un indicateur d'accord qui montrerait simplement l'amplitude de l'onde reçue (bien des constructeurs le font, hélas, leur responsabilité étant un peu moins grande si l'on peut, après un réglage assez approximatif par cette méthode, utiliser une commande automatique de fréquence).

Donc, si l'antenne est exactement pointée de telle sorte que la cible se trouve dans la direction où le gain d'antenne est maximal, en dépointant légèrement l'antenne, on n'aura qu'une variation relativement faible de l'amplitude de l'écho.

On préfère des systèmes beaucoup plus ingénieux, qui font appel à un léger dérèglement (intentionnel!) de l'antenne.

## UN « ANCÊTRE PRÉCURSEUR »

Un des premiers radars vraiment opérationnels fut le fameux « SCR 268 » mis au point vers 1940. Il utilisait une solution très élégante pour le repérage de la direction de la cible, solution ensuite abandonnée parce que « archaïque », puis... redécouverte. La directivité de l'émission, comme de la réception, était assurée par l'emploi d'un réseau de doublets, émettant ensemble, répartis sur une assez grande surface.

A la réception, on s'arrangeait à disposer, en fait, de deux récepteurs, utilisant chacun un réseau de doublets, les deux axes de sensibilité maximale de ces deux

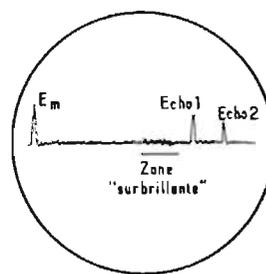


Fig. 11.

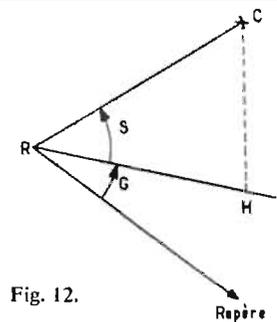


Fig. 12.

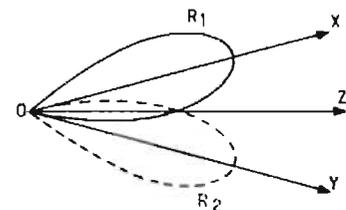
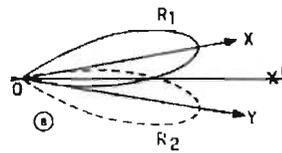


Fig. 13.

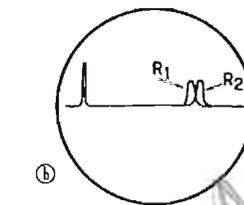


Fig. 14.

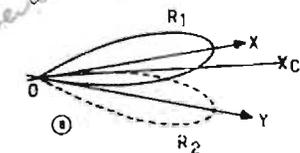


Fig. 15.

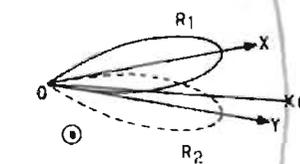


Fig. 16.

Fig. 11. — Pour localiser sur le tube cathodique de la figure 9 la zone de prise en poursuite distance, on augmente la brillance du spot pendant la durée de l'impulsion donnée par  $MS_1$  et par  $MS_2$  sur le montage de la figure 10. Cette figure est, en quelque sorte, un « négatif » de ce que l'on voit, le spot étant en brillant sur fond sombre (c'était aussi le cas de la Fig. 9).

Fig. 12. — Le repérage de la direction RC (radar-cible) dans l'espace se fait au moyen de deux angles : le gisement (ou azimuth)  $G$  et le site (ou élévation)  $S$ . La direction RH est la projection de RC sur le plan horizontal contenant le radar R.

Fig. 13. — Si l'on emploie deux récepteurs,  $R_1$ , et  $R_2$ , ayant deux directions de sensibilité maximale un peu décalées, les deux diagrammes d'antennes seront tels que ceux tracés, en trait plein, pour  $R_1$ , en pointillé, pour  $R_2$ .

Fig. 14. — Un dépointage de la cible vers X donne un écho  $R_1$ , plus grand que celui qui correspond à  $R_2$ .

Fig. 15. — Si, maintenant, la cible est dépointée vers  $R_2$ , c'est l'écho reçu par  $R_2$  qui a la plus grande amplitude.

Fig. 16. — Si la cible C est dans la direction de la bissectrice de XOY, les deux échos sont égaux.

réseaux étant un peu décalés l'un par rapport à l'autre.

Pour expliquer le fonctionnement d'une façon plus claire, nous supposons qu'il s'agit uniquement de maintenir l'antenne pointée en gisement vers la cible.

Les deux récepteurs, utilisant chacun un réseau de doublets, ont alors des diagrammes d'antennes tels que ceux que représente la figure 13.

Le premier récepteur,  $R_1$ , ayant sa direction de maximum de sensibilité en OX, a un diagramme de directivité de son antenne tracé en trait gras.

Le second récepteur,  $R_2$ , a son maximum de sensibilité dans la direction OY, son diagramme de directivité d'antenne est tracé en pointillé.

C'est dans la direction OZ, bissectrice de XOY, que les deux récepteurs ont la même sensibilité, un peu réduite par rapport à la sensibilité maximale qu'ils présentent dans la direction OX pour  $R_1$  et OY pour  $R_2$ .

On s'arrange, par des astuces de lignes à retard, à afficher sur un même tube cathodique les échos des deux récepteurs, celui que l'on reçoit par  $R_1$  étant un peu à gauche, celui qui vient de  $R_2$  un peu à droite.

Supposons (Fig. 14 a) que la cible soit plus dans le faisceau de  $R_1$  que dans celui de  $R_2$ . On verra, sur le tube cathodique (Fig. 14 b) un écho à gauche plus haut que celui qui se trouve à droite.

Si (Fig. 15 a), la cible C se trouve située près de la direction OY, correspondant au maximum de sensibilité de  $R_2$ , les échos affichés sur le tube cathodique auront l'aspect indiqué par la figure 15 (b), avec un écho à droite plus haut que celui de gauche.

Ce n'est que dans le cas (Fig. 16 a) où la cible C sera juste dans la direction OZ que les deux échos seront égaux sur le tube (Fig. 16 b). Un servant, examinant en permanence le tube cathodique, agira sur la commande en gisement des groupes d'antennes pour maintenir toujours les échos au même niveau. Un tel système est très précis.

On lui adjoignait, dans le SCR 268, un système analogue pour le pointage en site. Tout le réseau de doublets avait la forme d'une sorte de T de dessinateur, la grande branche du T étant toujours horizontale, mobile autour d'un axe vertical, et servant au pointage en gisement. La petite branche du T, mobile autour d'un axe horizontal parallèle à la grande branche, servait pour les antennes de pointage

en gisement. Il faut reconnaître que ce système était assez encombrant.

## LE BALAYAGE CONIQUE

Le système du SCR 268 fut abandonné dans le SCR 584, qui utilisait une technique nouvelle. Son antenne d'émission était constituée par un réflecteur parabolique renvoyant dans une direction déterminée les ondes issues d'une « source primaire », petit doublet formé de deux quarts d'onde (soit 2,5 cm chacun).

Toute la clef du système tenait à ce perfectionnement : la source primaire tournait rapidement (environ 30 tours par seconde) autour de l'axe du réflecteur, la source étant légèrement en dehors de cet axe. La rotation était obtenue par un moteur qui entraînait le coaxial amenant les oscillations hyperfréquences au doublet. Ce coaxial était muni d'un joint tournant permettant à la partie avant de tourner sur elle-même, la partie arrière restant fixe (dans la mesure où le réflecteur le restait).

Le faisceau était donc émis avec un « balayage » en cône, l'axe du cône étant celui du réflecteur parabolique.

Il y avait donc, pour une récurrence d'environ 400 Hz de l'émission radar, avec une vitesse de rotation voisine de 30 t/s, un peu plus de treize émissions d'ondes par tour de doublet, les directions de maximum de puissance de ces ondes (comme de maximum de sensibilité de l'antenne à la réception) se répartissaient donc comme les génératrices d'un cône ayant pour axe celui du réflecteur parabolique. Un alternateur, lié à l'axe de rotation du doublet, fournissait à chaque instant, sous forme de deux tensions déphasées de 90°, une indication sur la direction de maximum d'émission (et de maximum de sensibilité à la réception).

Tout se passait donc un peu comme dans le SCR 268, mais, au lieu d'avoir deux antennes de réception, une plus sensible à gauche et une plus sensible à droite, fonctionnant en même temps sur deux récepteurs différents, on avait, en quelque sorte, une antenne unique « commutée » alternativement à gauche et à droite (pour ne parler que du pointage en gisement). La phase des tensions de l'alternateur renseignait à chaque instant sur la position instantanée de l'antenne.

Pour une cible située exactement dans l'axe du réflecteur. le

« dépointage » (d'ailleurs petit) du faisceau par rapport à la direction radar-cible restait donc constant, ce qui se traduisait par un écho d'amplitude constante : tous les 13 échos reçus pendant un tour de dipôle étaient de la même amplitude.

Mais si la cible s'était décalée vers la droite, les échos ne gardaient pas tous la même amplitude : ceux qui correspondaient aux moments où le faisceau était plus à droite avaient une plus grande amplitude. Il y avait alors une modulation en amplitude des échos.

Le raisonnement est tout aussi valable pour un dépointage en site. En fin de compte, par comparaison de la modulation en amplitude des échos lors de la rotation du faisceau et des tensions de référence de l'alternateur, on pouvait obtenir deux signaux dits « d'erreur », indiquant respectivement les dépointages en gisement et en site de la cible.

Ces signaux, appliqués à des servomoteurs commandant la rotation de tout le réflecteur en gisement et en site, permettaient l'asservissement de l'axe du radar (axe du réflecteur parabolique) vers la cible.

Ce principe fut repris, avec de nombreuses améliorations, sur le radar COT/AL de la Compagnie Française Thomson Houston, vers les années 1950. Ce radar fut réalisé à plusieurs centaines d'exemplaires, toujours en service actuellement.

## LES « MONOPULSES »

Le vieux radar SCR 268 (signaux que SCR sont les initiales de « Signal Corps Radar » = Radar des troupes Radio en traduction approximative) avait un avantage certain : avec une seule impulsion émise, on pouvait avoir, si l'antenne était à peu près pointée vers la cible, une indication des corrections à apporter au pointage, en site et en gisement, pour avoir la direction exacte de la cible.

Cet avantage est perdu dans les radars à balayage conique : il faut plusieurs tours de balayage pour déterminer l'erreur de pointage. Or, comme on le verra plus loin, il faut tâcher d'émettre le moins possible si l'on veut localiser la cible sans que celle-ci (ou, plus exactement, celui qui est à son bord) puisse localiser le radar.

On retrouva donc les qualités de cet ancêtre en le remettant au goût du jour sous forme de radar dit « monopulse ».

Il comporte essentiellement une source primaire à quatre cornets adjacents, émettant ensemble, situés près du foyer d'un réflecteur parabolique, par exemple. Vu la concordance de phase à l'émission entre les quatre cornets, tout se passe comme si l'émission était faite par un seul cornet situé au centre du groupe des quatre.

A la réception de l'écho, si la cible est exactement dans l'axe du réflecteur, les signaux reçus par les quatre cornets sont égaux. Mais, si la cible est hors de l'axe du réflecteur, la réception par les quatre cornets n'est pas la même.

Par des jeux de ces assemblages de guides à l'architecture fort compliquée que l'on appelle des « Tés magiques », on réalise un « signal somme » qui correspond à la somme des énergies reçues dans les quatre cornets, ainsi que deux signaux « différence ». Le premier, dit « différence gisement », est une onde hyperfréquence dont l'amplitude est proportionnelle à la différence des amplitudes reçues par le cornet de droite et le cornet de gauche. La phase de cette onde peut être la même que celle du signal « somme » si le déséquilibre des signaux est dans un certain sens, ou une phase opposée si l'écart des signaux reçus est dans l'autre sens.

Le signal « différence site » renseigne de même sur la différence des amplitudes reçues par le cornet du haut et celui du bas.

Avec ces trois signaux, issus d'un « cauchemar de guides d'ondes », on peut avoir une indication sur les dépointages en site et en gisement de l'antenne par rapport à la direction de la cible (en supposant toutefois que l'écart n'est pas trop grand).

Avec une cible correctement « désignée » (nous verrons plus loin comment s'opère cette désignation), on peut donc pointer l'antenne à peu près vers la cible, envoyer une seule impulsion et savoir exactement la position de cette dernière. La solution la plus précise constitue, bien entendu, à rectifier le pointage de l'antenne jusqu'à ce que l'on ait annulé les signaux « différence site » et « différence gisement », mais, si l'on a bien étalonné les systèmes qui traitent l'information contenue dans les trois signaux hyperfréquence reçus, on peut, après un pointage approximatif de l'antenne, faire de l'« écartométrie » (mesure des écarts) en une seule impulsion.



Photo 1. — Dans le cockpit de ce mirage on aperçoit en bas à gauche l'écran du radar « CYRANO » Thomson CSF.

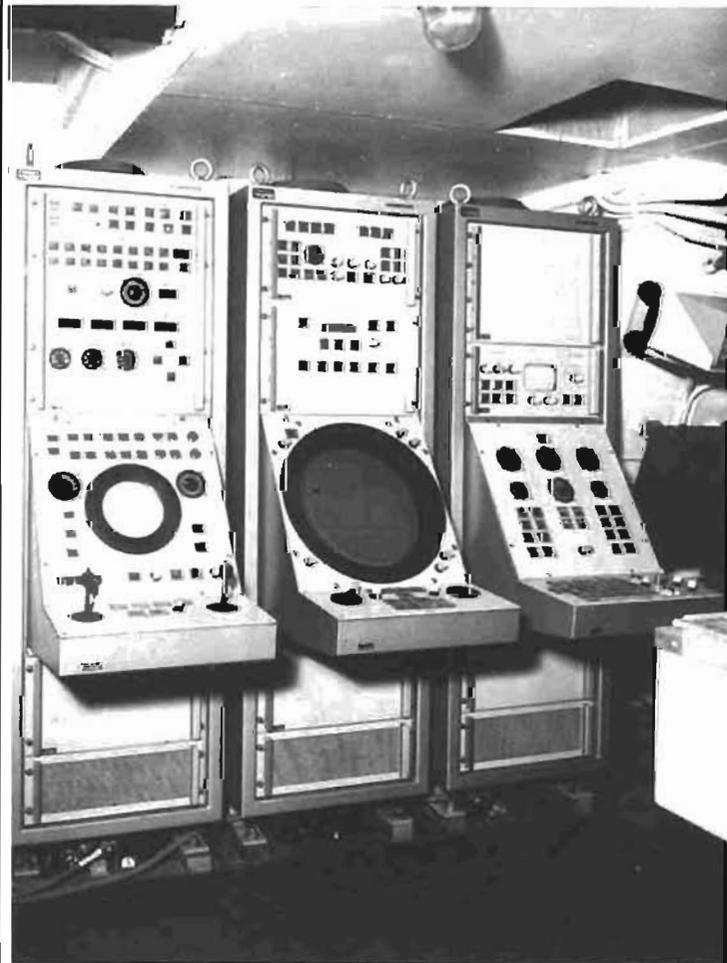


Photo 2. — Console opérationnelle « VEGA » Thomson CSF.

Ce fait est particulièrement intéressant dans les radars dont l'antenne est du type « à balayage électronique ». En gros, disons que l'on concentre le faisceau au moyen d'un réseau de sources primaires, entre lesquelles on peut faire varier, comme on le désire, le déphasage par des systèmes déphaseurs à ferrite, commandés par des champs magnétiques ou tout autre système. Il est alors possible d'envoyer une impulsion dans une direction donnée, puis, un millième de seconde plus tard, d'en envoyer une autre dans une direction tout à fait différente, à plus de trente ou même quarante degrés d'angle de la première, mais connue avec la même précision. Bien entendu, tout système mécanique serait hors d'état de réaliser une telle performance : on ne déplace pas en un millième de seconde une antenne qui peut peser plus de dix tonnes!

### LA DÉSIGNATION

Les radars à faisceau très fin arrivent difficilement à trouver par eux-mêmes une cible : l'exploration de tout l'espace autour du radar serait bien trop long avec un tel faisceau. Autant vaudrait de se mettre à peindre un mur avec un pinceau à quelques poils! Tout le monde sait que, pour gagner du temps, on utilise un « rouleau ».

C'est ce que l'on fera pour désigner au radar à faisceau fin la cible qu'il doit prendre en poursuite. On commence donc par utiliser un radar de très grande puissance, avec une très grande antenne, dont la directivité en gisement est très bonne alors que la directivité en site est intentionnellement réduite.

Le diagramme en gisement d'une telle antenne sera, par exemple, celui de la figure 17 (a), vu en projection sur un plan horizontal, alors que le diagramme de site est celui de la figure 17 (b), tracé dans un plan vertical. On remarque que le diagramme de site est dissymétrique : il est inutile d'envoyer des ondes à site négatif (vers le sol), alors que les avions cherchés sont à site éventuellement faible, mais positif.

On arrive à réaliser de tels diagrammes par l'emploi d'une antenne qui est très grande quand on la regarde d'en haut (en projection horizontale), mais dont la hauteur est réduite et dont les

sources primaires sont spécialement étudiées.

Cette antenne, placée tout de même pas trop près du sol, tourne d'un mouvement régulier autour d'un axe vertical, un tour durant de 1 à 20 s suivant les types. On en voit dans tous les aéroports.

Pour utiliser au mieux les indications des échos reçus par cette antenne, on utilise une méthode ingénieuse : la représentation « cartographique » du type « P.P.I. » (« Plane Position Indicator » = Indicateur de position dans le plan).

Elle est réalisée ainsi (Fig. 18). En même temps que l'antenne, on fait tourner une paire de bobines de déviation  $B_1 - B_2$ . La direction  $B_1 - B_2$  reste constamment perpendiculaire à la direction OX d'émission de l'antenne O.

Ces bobines tournent autour du col C d'un tube cathodique. La déviation du spot de ce tube se fait donc à angle droit du champ magnétique des bobines, soit dans la direction CB, parallèle à la direction d'émission à chaque instant.

Pour chaque émission, le spot part du centre du tube (c'est un tube rond) à l'instant de l'émission, puis il va vers le bord avec une vitesse constante, obtenue en envoyant aux bobines un courant qui croît suivant une loi en dents de scie.

Les échos issus du récepteur sont appliqués à la grille de commande de luminosité (ou Wehnelt) du tube cathodique, pour rendre le spot plus brillant quand un écho arrive au récepteur.

Donc, quand l'antenne, lors de sa rotation, passe par la direction où il y a un objet générateur d'écho, on voit apparaître un point brillant sur le tube cathodique. Ce point est situé, par rapport au centre du tube, dans la direction où se trouve l'objet en question. Il est d'autant plus loin de ce centre que le temps d'aller et retour de l'onde est grand; donc que l'objet est loin du radar.

On utilise un tube cathodique à écran fluorescent à grande persistance; on voit alors apparaître, sur l'écran, une « carte géographique » des échos, permettant de repérer ceux-ci en direction (gisement) et distance. En réalité, l'image est faite d'une série de traits divergents du centre comme les rayons d'une roue, mais il y a tellement d'émissions dans un tour d'antenne que l'image semble presque continue. Pour mieux

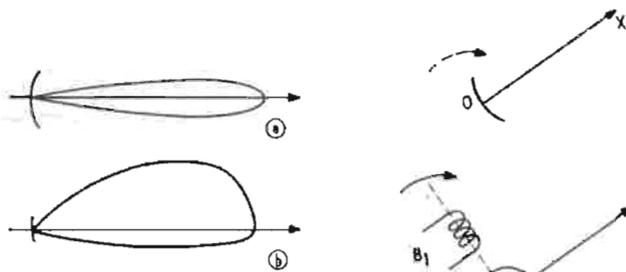


Fig. 17.

Fig. 18.

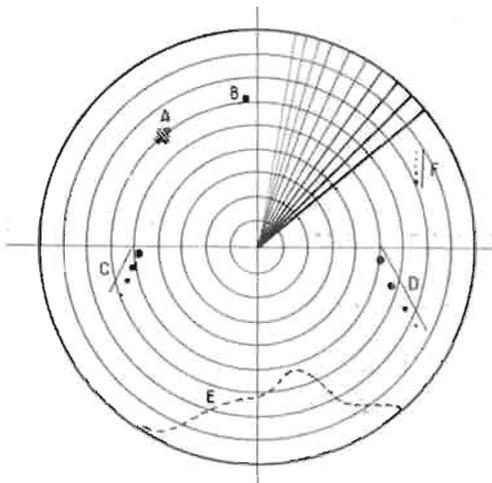


Fig. 19.

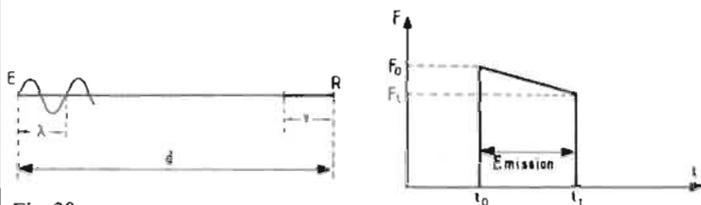


Fig. 20.

Fig. 17. — Le diagramme d'antenne d'un radar panoramique est fin en gisement (a) et beaucoup plus évasé en site (b), surtout vers le haut.

Fig. 18. — Pour représenter sur un tube, dit « P.P.I. » (indicateur de position dans 1 plan) les échos, on fait tourner le radar O, pointé dans la direction OX; en même temps, on fait tourner le groupe de bobines  $B_1$ ,  $B_2$ , autour du col C du tube cathodique rond d'affichage. Le spot est balayé radialement de C dans la direction CB.

Fig. 19. — Vue « en négatif » de ce que l'on voit sur un tube P.P.I. L'écran est à longue rémanence, mais les derniers balayages radiaux se voient mieux que ceux qui ont été tracés plus tôt. Les cercles correspondent à des zones de distance (par exemple, tous les 10 km). L'écho A est celui d'un nuage. L'écho B est celui d'un obstacle fixe. En C, on voit l'écho d'une cible en déplacement à vitesse moyenne. L'écho D correspond à une cible à déplacement rapide, F étant celui d'une cible en déplacement plutôt lent. L'écho E correspond à une ligne de chemin de fer par exemple, ou à une ligne haute tension (échos sur les pylones).

Fig. 20. — Explication de l'« effet Doppler », qui change la fréquence reçue par un récepteur R si ce dernier est en déplacement vers l'émetteur E.

Fig. 21. — Variation de la fréquence d'émission d'un radar à compression d'impulsion en fonction du temps, pendant cette impulsion elle-même.

localiser les échos, on envoie, mélangés aux signaux du récepteur, des tops d'échelle de temps comme dans le cas de la figure 9. Les points brillants correspondent dessinent des cercles concentriques, un tous les 10 km par exemple.

Quand on examine une telle « carte radar », on reconnaît immédiatement des échos provenant d'objets connus et identifiés. On reconnaît aussi les échos issus d'objets mobiles, parce que leur image ne se trouve pas à la même place à chaque tour de l'antenne. On peut facilement, sur le pointillé correspondant (un point par tour d'antenne) se faire une idée de la direction et de la vitesse dudit objet.

Le tube cathodique d'un P.P.I. se présente donc comme l'indique la figure 19, cette dernière étant, en quelque sorte, le « négatif » de ce que l'on voit sur le tube, car tout apparaît en lumineux sur fond sombre.

Au centre, un point brillant inévitable, dû au point de départ de tous les balayages radiaux. On voit d'ailleurs les dernières traces de balayages, inscrites depuis peu de temps, en plus lumineuse que les autres, dont la phosphorescence donne une lumière plus faible.

Les cercles correspondent à des marqueurs, par exemple tous les 5 km.

L'écho A est celui d'un nuage, relativement flou mais immobile.

L'écho B est celui d'un bâtiment fixe, par exemple une tour bien dégagée.

En C on voit l'aspect de l'écho d'un mobile à déplacement moyennement rapide : à chaque tour du radar, il donne un point à un endroit différent, les points correspondants aux derniers tours étant plus lumineux. L'espacement des points est moyen. L'écho D, en revanche, est celui d'un objet se déplaçant rapidement : les points tracés à chaque tour sont relativement éloignés les uns des autres.

En E, on voit l'écho d'une structure fixe, comme une ligne de chemin de fer ou une ligne haute tension. L'écho F correspond à un objet en déplacement lent : les différents points sont rapprochés les uns des autres.

#### LE PROCESSUS D'« ACQUISITION »

Supposons que l'opérateur, voyant le tube cathodique qui se présente comme sur la figure 19, veuille prendre en poursuite automatique la cible qui correspond à

l'écho C. Il y a plusieurs méthodes pour le faire, suivant les installations.

L'une d'entre elles consiste à faire tourner, sur le tube cathodique, un rond de plexiglas, tournant autour du centre du tube, muni d'un trait radial (et nommé « alidade »). On amène le trait sur la direction de l'écho intéressant, ce qui amène dans cette direction un radar dit « de site ». Ce dernier a une antenne dont le réflecteur ressemble un peu à une banane : il a un faisceau parfaitement focalisé en site et relativement plus large en gisement. C'est, en quelque sorte, le complément du radar panoramique dont nous avons indiqué, sur la figure 17, le diagramme d'antenne.

Ce radar, à l'opérateur duquel on a communiqué la distance approximative de l'écho C, ayant son antenne pointée approximativement en gisement vers la cible en question, fait basculer un peu l'antenne, vers le bas puis vers le haut, pour localiser la cible dans son faisceau, définissant ainsi avec précision le site de la cible. Il en donne aussi la distance avec une grande précision (par exemple au moyen d'un système de télémétrie arithmétique à poursuite).

On peut alors, à partir des données du radar de site, diriger vers la cible un troisième radar, à faisceau très fin, qui asservit son antenne en site et en gisement à la position de la cible.

Comme nous l'avons noté sur la figure 10, on utilise le signal des monostables  $MS_1$  et  $MS_2$  pour commander une porte,  $E_2$ , par laquelle passe le signal intéressant seulement (l'écho sélectionné). C'est ce seul signal qui sera envoyé aux systèmes de poursuite angulaire en site et gisement, ce qui fait que le radar ne risque pas de « décrocher » la poursuite si une autre cible, même plus proche, vient à passer à un moment donné aux mêmes site et gisement que la cible poursuivie.

Une autre méthode d'acquisition consiste à pointer sur le tube cathodique le canon d'une sorte de « pistolet », comportant une cellule photo-électrique à champ de visée limité, de telle sorte que la zone vue déborde légèrement autour de la dernière apparition de l'écho C. La technique correspondante est classique sur les terminaux d'ordinateurs : la cellule photo-électrique décèle avec précision le moment d'arrivée du signal lumineux correspondant à l'écho, et ses indications permettent de pointer le radar de site, ou même le radar de poursuite.



Photo 3. — Centre de contrôle de l'organisation européenne « Eurocontrol » équipé d'écrans radar synthétiques Thomson CSF.

Dès que ce dernier a pris en poursuite la cible intéressante, traçant sur une table traçante sa trajectoire, indiquant son altitude, sa vitesse même si c'est nécessaire, les opérateurs du P.P.I. et du radar de site peuvent passer à un autre écho.

On peut même envisager des systèmes de poursuite de plusieurs avions simultanément par le même radar, à condition que ce dernier soit du type « monopulse » et à balayage électronique en direction. Il peut donc envoyer une seule impulsion dans la direction d'une des cibles, en retirer des informations d'écartométrie, corriger les données relatives à la position de cette cible dans une des mémoires, puis passer à une autre cible avec l'impulsion suivante. Il peut ainsi poursuivre angulairement et en distance un grand nombre d'avions à la fois.

### LES MESURES DE VITESSE

Entre deux impulsions radar envoyées à la même cible, celle-ci peut s'être déplacée. Le radar peut indiquer la valeur de ce déplacement, d'où l'on peut déduire la vitesse de déplacement.

Mais il est possible de procéder d'une façon plus rapide. En effet, lorsque les ondes du radar se réfléchissent sur un obstacle fixe, elles reviennent avec la même fréquence que celle qui les caractérisait à l'émission.

En effet, supposons (Fig. 20) un émetteur E, envoyant des ondes de longueur  $\lambda$ , correspondant à une fréquence F, à une période  $T = 1/F$ , liées par  $\lambda = c T = c/F$  où c représente la vitesse des ondes qui est celle de la lumière (soit  $3.10^8$  m/s).

Un récepteur R, situé à une distance d fixe de E, reçoit ces ondes : il en reçoit évidemment F par seconde.

Supposons maintenant que le récepteur ne soit plus fixe : il se rapproche de l'émetteur E à une vitesse v, autrement dit, d diminue de v mètres chaque seconde.

Dans ces conditions, pendant une seconde, le récepteur reçoit les F ondes que l'émetteur a émises, plus toutes celles qui se trouvent dans le chemin que le récepteur a effectué durant ladite seconde. Il faut, en effet, voir le problème un peu comme celui du piéton qui, immobile sur une route, voit passer des voitures, allant toutes dans le même sens et à la même vitesse, en supposant qu'il en part F par

seconde d'un point donné : chaque seconde, il voit passer F voitures.

Si, maintenant, il se dirige vers le point d'où partent les voitures, pendant chaque seconde, il rencontre les F voitures qu'il aurait rencontrées en restant immobile, plus les voitures qui se trouvent dans l'espace qu'il a parcouru pendant ladite seconde.

Revenons à nos ondes : le récepteur va donc, s'il est en mouvement vers l'émetteur à une vitesse v, recevoir, chaque seconde, un nombre de périodes égal à F augmenté des ondes qu'il y a dans l'espace parcouru par le récepteur à chaque seconde. Or, cet espace est v, chaque onde étant distante de la précédente de  $\lambda = c T$ . Le nombre d'ondes « supplémentaires » que le récepteur va recevoir sera donc :

$$\frac{v}{\lambda} = \frac{v}{c T} = \frac{v}{c} F$$

Le nombre total d'ondes reçues par le récepteur sera donc :

$$F + \frac{v}{c} F = F \left( 1 + \frac{v}{c} \right)$$

Autrement dit, le récepteur va recevoir des ondes correspondant à une fréquence un peu supérieure à celle des ondes émises, la varia-

tion relative de fréquence étant v/c.

Ce phénomène est bien connu : il s'appelle « effet Doppler », du nom du physicien qui, avec Fizeau, expliqua le phénomène. On en connaît une analogie dans le domaine sonore : si une voiture vient vers vous en actionnant son avertisseur, le son de ce dernier vous semble plus aigu qu'il ne l'est; lorsque la voiture, étant passée devant vous, s'écarte de vous, le son paraît alors plus grave qu'il ne l'est. Il y a un brusque abaissement de la hauteur du son quand la voiture passe devant vous.

Ce phénomène permet de connaître la vitesse avec laquelle certaines étoiles s'éloignent de la Terre : la lumière qu'elles émettent change de fréquence, et il y a ici diminution de cette fréquence, soit évolution de la couleur vers le rouge. L'effet Doppler-Fizeau affecte aussi bien les ondes lumineuses que les ondes hertziennes.

### L'EFFET DOPPLER DANS LES RADARS

Dans le cas d'un radar, émettant des ondes à la fréquence F, si la cible se rapproche du radar à la vitesse v', la distance aller et retour des ondes diminue à la vitesse 2 v'. L'onde reçue est donc affectée d'une augmentation de fréquence de 2 v'/c en valeur relative.

Il va de soi que v' est ce que l'on appelle la « vitesse radiale » de la cible, autrement dit la composante de cette vitesse projetée sur la droite qui joint le radar à la cible. Pour un avion tournant autour du radar, la vitesse radiale est nulle si l'avion décrit un cercle ayant le radar pour centre.

Supposons un avion à Mach 2 (640 m/s) se rapprochant du radar en allant droit sur lui. Le rapport 2 v'/c vaut ici  $4,27 \cdot 10^{-6}$ , ce qui signifie que la fréquence reçue par le radar sera supérieure de 4,27 millièmes à la fréquence émise. Cela peut sembler minuscule, mais, si la fréquence émise est de  $3.10^9$  Hz (3 GHz, soit une longueur d'onde de 10 cm), la variation absolue de la fréquence due au mouvement est de 12,8 kHz. Un bon discriminateur, recevant le signal FI du récepteur, décèlera parfaitement la variation et pourra la mesurer avec une bonne précision.

Cette variation de fréquence est utilisée, en particulier, sur les autoroutes (et sur d'autres routes aussi) pour déceler les automobilistes qui estiment que les limitations de vitesse... c'est pour les

autres (comme les accidents, bien sûr). On emploie aussi, sur les avions, des « navigateurs Doppler », émettant en ondes entretenues vers l'avant de l'appareil, et utilisant les ondes réfléchies sur le sol pour connaître leur vitesse réelle par rapport à ce dernier.

Si l'on veut utiliser l'effet Doppler dans un radar, il faut une stabilité de fréquence exceptionnelle à l'émission. On ne peut guère l'obtenir que par l'utilisation d'un émetteur piloté, non dans le sens du « pilote » qui commande les trains d'ondes, mais du pilotage hyperfréquence : un générateur parfaitement stable fournit le signal qui excite un amplificateur hyperfréquence de grande puissance, fonctionnant en impulsions.

Il est alors extrêmement facile de faire un battement entre le pilote et l'onde reçue : on obtient directement la différence de fréquence due à l'effet Doppler.

---

### LES « CONTRE-MESURES »

---

Dans l'étude de la technique radar, il y a un point essentiel : la « cible » (ou, plus exactement, celui qui est au bord de cette « cible ») est-elle « coopérative » ou pas ? Si cette cible est un avion qui va se poser sur un aéroport, il va de soi que le pilote est très content d'être pris en poursuite par un radar : c'est pour lui un gage de sécurité. Mais, s'il s'agit d'un avion survolant un pays ennemi, surtout dans l'intention d'y faire acte d'hostilité, le pilote ne tient nullement à être suivi par radar. Il en va de même d'un navire sur mer, si le radar est manié par un pays hostile au navire.

Donc, si l'on se trouve dans le cas où la cible cherche à être repérée le plus facilement possible, on va tout faire pour rendre ce repérage aisé. On peut y arriver, par exemple, en munissant la cible de réflecteurs. Si ces derniers sont des trièdres trirectangles (disposés comme les murs et le plafond dans l'angle d'une pièce), on peut montrer facilement que ces réflecteurs ont tendances à renvoyer les ondes d'une façon particulièrement orientée vers l'émetteur d'où elles proviennent, un peu comme les « cataphots » des voitures. On augmente alors énormément la surface apparente de la cible.

On peut même augmenter bien plus la portée du radar si la cible

comporte un « répondeur actif », qui reçoit l'onde du radar dans un récepteur sensible qui la renvoie amplifiée à un émetteur, renvoyant au récepteur du radar une onde d'une puissance bien supérieure à celle d'un simple écho.

Mais, si l'on désire échapper au radar, le problème est tout autre.

Un premier point important est à signaler : l'onde radar est aussi affaiblie lors de son retour que lors de son aller. Donc, du côté de la cible, on décélère l'onde émise par le radar bien avant que celui-ci ne puisse recevoir un écho suffisant de la cible. Pour cette raison, de nombreux avions et navires de guerre sont munis de détecteurs de radar, d'une grande efficacité.

Mais, quand on a détecté les radars, il faut souvent approcher tout de même de ceux qui les manipulent. C'est là que vont entrer en action les « contre-mesures », destinées à gêner autant que possible le fonctionnement des radars.

D'abord, est-il possible de diminuer la surface apparente radar d'un avion ? On a parlé dans la presse à sensation d'une « peinture » anti-radar, sorte de vernis qu'il suffirait d'appliquer sur les avions pour les rendre indétectables. Bien entendu la « formule » de cette « peinture » est la proie n° 1 pour les « James Bond » et analogues de tous les pays. L'ennui, c'est que... l'existence d'une telle « peinture » relève de la fantaisie la plus débridée. Les spécialistes de l'optique savent que l'on peut appliquer sur le verre des couches qui réduisent dans une très forte proportion la réflexion de la lumière sur la surface. Ils savent aussi que de telles couches ne peuvent agir que dans la mesure où elles ont une épaisseur de l'ordre de grandeur de la longueur d'onde lumineuse.

Donc, si l'on faisait un revêtement anti-radar, il faudrait qu'il ait, sur les parties métalliques, une épaisseur de plusieurs centimètres, ou même de plusieurs décimètres, pour échapper aux détecteurs par ondes métriques. On voit immédiatement ce que cela pourrait donner comme effet sur les ailes d'un avion supersonique !

La seule solution pour réduire les chances d'être repéré par un radar consiste à faire en sorte que l'écho de la cible soit noyé dans d'autres signaux.

Une première méthode consiste à voler à ras de terre pour un avion, son écho étant alors un peu perdu au milieu des échos de sol. Mais, à une vitesse supersonique, dans un lieu qui n'est pas fait d'une plaine indéfinie, cela constitue une performance exceptionnelle pour un pilote.

Sur mer, les sous-marins utilisent souvent une sorte de « poire à douche », laissant retomber un rideau d'eau de mer autour de leur périscope ou de leur « schnorkel ». L'écho obtenu est « flou », analogue à celui que l'on a sur les vagues.

Ces méthodes anti-radar sont dites « passives ». On doit utiliser, dans plusieurs cas, des méthodes dites « actives », consistant à créer de « faux échos », au milieu desquels le vrai est perdu. On utilise souvent dans ce but les oscillateurs wobblés, couvrant une large gamme de fréquence en un temps très court. Un de ceux que l'on utilise le plus est le tube « Carcinotron » (marque déposée de Thomson-C.S.F.), qui fonctionne en « ondes régressives » et permet une modulation de fréquence extrêmement rapide dans une très large gamme. Un avion porteur d'un tel brouilleur est difficile à suivre au radar, en raison des signaux multiples arrivant au récepteur du radar à n'importe quel moment.

On peut pousser plus loin le raffinement en ne faisant pas fonctionner le brouilleur n'importe quand, mais en tenant compte de l'instant de réception, à bord de l'avion, de l'onde radar. On retarde alors celle-ci d'un temps variable pour émettre un « faux écho », qui correspond à une position bien déterminée dans l'espace, position... où il n'y a rien.

On voit que l'on est loin du simple brouillage par des bandelettes de papier métallisé (les « Windows » de 1944).

À la limite, la meilleure méthode de défense anti-radar est l'attaque : on utilise le faisceau d'ondes radar lui-même pour guider vers l'émetteur une fusée portant une charge explosive modeste, mais dont l'effet contre le radar est extrêmement « persuasif ».

---

### LES « CONTRE-CONTRE MESURES »

---

Dans l'art militaire, on sait qu'à un progrès de l'arme correspond

un progrès de la cuirasse, entraînant un perfectionnement ultérieur de l'arme, qui provoque donc...

On a donc essayé de déceler un écho d'une cible mobile perdu dans les échos fixes. De nombreuses méthodes ont été mises au point pour le « M.T.I. » (Moving Target Indicator = indicateur de cible mobile). L'utilisation de l'effet Doppler est une solution partielle, car elle ne permet pas de repérer les cibles qui se déplacent en restant à distance constante du radar.

Pour lutter contre les « faux répondeurs », on a employé des radars dits « à agilité de fréquence », fonctionnant pendant une récurrence sur une certaine fréquence hyperfréquence, puis, à la récurrence suivante, sur une autre. On a même été jusqu'à envoyer des impulsions faites de successions de fréquences différentes dans la même impulsion, suivant une sorte de code qui change fréquemment. Le récepteur du radar ne reçoit que si l'écho porte la même « marque de fabrique ». On a fait, en quelque sorte, une serrure électronique avec une clef, la combinaison étant variable.

On écrivait des volumes entiers sur les systèmes utilisés, les contre-systèmes, les contre-contre-systèmes... Il nous semble plus intéressant de terminer cette partie relative aux contre-mesures par cette histoire (parfaitement authentique) pleine de signification philosophique.

Pendant la guerre de 1940-1945, on a mis en œuvre la détection radar contre les sous-marins pour protéger les convois. Le résultat, lors des débuts de l'application de cette technique, a été spectaculaire : le nombre de sous-marins repérés et coulés a augmenté dans des proportions énormes.

Mais les commandants de sous-marins ont compris que l'on utilisait le radar, et ils ont équipé leurs périscoopes de détecteurs de radar. Pouvant ainsi savoir que des navires chasseurs étaient à l'affût, bien avant que ces derniers ne soient en mesure de recevoir des échos, ils ont réussi à éviter la détection et le nombre de sous-marins coulés est descendu au-dessous de la valeur correspondant à la détection à vue (que les navires d'escorte n'utilisaient plus, se fiant avant tout au radar).

Les navires ont compris à leur tour ce qui se passait et ont essayé, un certain nombre de fois, de faire la recherche de sous-marins par l'ancienne méthode, à vue. Comme les commandants de sous-marins étaient confiants dans leurs détecteurs de radar, la méthode a été efficace au début.

Rapidement, chacun a su ce que faisait l'ennemi. Les spécialistes des probabilités ont alors trouvé que, pour avoir une efficacité maximale, la détection des sous-marins devait se faire dans  $n\%$  des cas au radar et dans  $(100 - n)\%$  des cas sans radar, le choix étant aléatoire. Chaque commandant de navire reçut donc une sorte de roulette, lui permettant, avant chaque opération de recherche de sous-marin, de tirer au sort la méthode à employer.

Les calculs de probabilités ont alors montré que, avec cette méthode amenée au maximum de son raffinement, l'ennemi connaissant la méthode, les alliés sachant que l'ennemi savait, l'ennemi sachant que les alliés savaient que l'ennemi savait... on arrivait alors à une proportion de détection égale à celle que l'on aurait eu si... les alliés n'avaient pas eus de radar ni les sous-marins ennemis de détecteur de radar!

#### COMMENT DÉTECTER PLUS LOIN?

Pour quitter le domaine militaire (plus ou moins) et chercher maintenant des applications qui peuvent être pacifiques, citons quelques perfectionnements réalisés dans le but d'augmenter la portée des radars.

Comme nous l'avons vu au début, cette portée est liée à la puissance de l'émetteur, à la sensibilité du récepteur et aux dimensions de l'antenne. Dans cette voie, on est assez limité : on peut, certes, employer certains « monstres » comme l'antenne de Jodrell Bank, gigantesque paraboloïde au gain d'antenne impressionnant, de 70 m de diamètre.

Est-il possible d'augmenter beaucoup la puissance à l'émission? On ne peut guère aller plus loin sans découvertes fondamentales : au-delà de 10 ou 20 MW, trop de problèmes se posent (claquages des diélectriques, ionisation de l'air autour de l'antenne, etc.). On ira sans doute plus loin, mais la progression des puissances crête se ralentit.

Et du côté du récepteur? Là, au départ, il y avait beaucoup à faire. On a commencé par réduire le « facteur de bruit », en particulier

par une préamplification du signal hyperfréquence avant changement de fréquence. On utilise pour cela une diode tunnel ou des tubes à ondes progressives, ou des « amplificateurs paramétriques », tous ces systèmes ayant fort peu de bruit propre. On gagne alors beaucoup sur le signal minimal détectable.

On va encore plus loin par des amplificateurs refroidis, par exemple des « masers » fonctionnant à la température de l'hélium liquide. Si le tout est bien conçu, on réduit dans un rapport 100 ou même plus, le signal minimal détectable (ce qui fait plus que tripler la portée).

On souhaiterait aller plus loin. Comme il n'est guère possible d'augmenter la puissance crête de l'émetteur, on peut envisager d'émettre des impulsions plus longues : il sera possible de réduire la bande passante du récepteur et l'on y gagnera en sensibilité maximale.

#### LE RADAR « A GAZOUILLIS »

Ce nom délicieux est une traduction relativement fidèle du « chirp radar », inventé par Lilienfeld, qui est plus connu sous le nom de « radar à compression d'impulsion ».

L'impulsion émise est relativement longue. Pendant l'émission la fréquence varie suivant la loi indiquée sur la figure 21, la loi de variation étant donc linéaire. Il faut, pour que cela soit possible, employer un émetteur piloté, par exemple un klystron amplificateur de grande puissance

A la réception, l'impulsion est transmise par un « quadripôle dispersif », autrement dit par un circuit dont le retard de transmission varie en fonction de la fréquence du signal à l'entrée. On sait qu'une ligne à retard, au voisinage de sa fréquence de coupure, présente cette propriété, qui est généralement considérée comme un défaut et conduit à limiter la fréquence maximale d'utilisation de ladite ligne.

Supposons que la fréquence émise par le radar soit supérieure au début à sa valeur finale comme c'est le cas sur la figure 21. Supposons également que le retard apporté par le quadripôle dispersif soit plus grand pour les signaux de

fréquence plus grande : la partie de signal correspondant au début de l'impulsion sera plus retardée que celle qui correspond à la fin, et l'on arrivera à « comprimer » l'impulsion, en diminuant sa durée. Tout se passera donc comme si l'impulsion avait été émise pendant un temps plus court, avec une puissance plus grande, alors que, comme nous l'avons vu, une véritable augmentation de puissance à l'émission est presque impossible, tant les difficultés technologiques et techniques limitent les possibilités.

#### CONCLUSION

On n'en finirait pas de passer en revue tous les perfectionnements du radar, tous les dispositifs complexes que l'on a mis en œuvre pour utiliser au maximum cette technique. L'évolution rapide des moyens de l'électronique a énormément aidé l'évolution de la technique radar, mais, en même

temps, elle a été aidée par cette technique. Les ingénieurs qui avaient besoin de systèmes complexes pour moduler des émetteurs à magnétron, pour exploiter les informations fournies sous forme discontinue, pour traiter les échos... ont fait progresser l'électronique, car il est fréquent qu'une nécessité amène la création d'un produit nouveau.

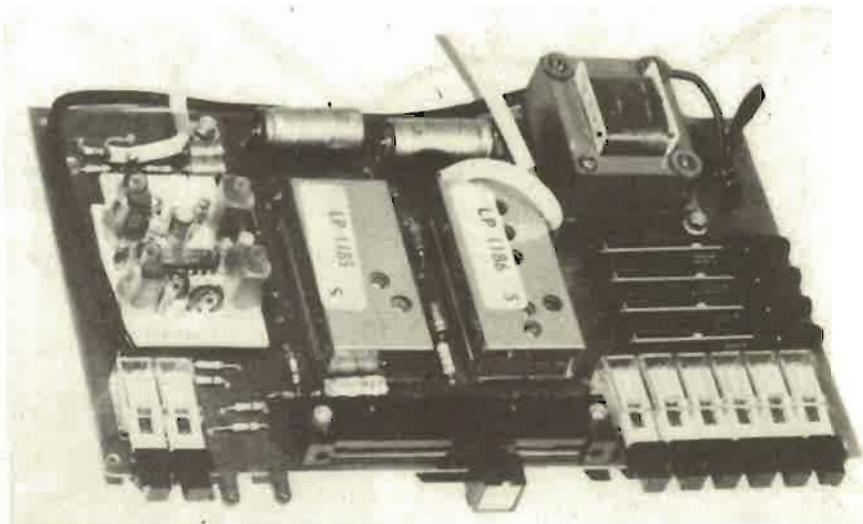
Nous ne saurions prétendre épuiser le sujet en ces quelques pages (pourtant un peu trop nombreuses, ce dont nous nous excusons). Notre but était seulement de susciter l'intérêt des lecteurs et de les inciter à en savoir plus : ils trouveront des quantités d'ouvrages et d'articles qui leur permettront de satisfaire leur légitime curiosité. Nous espérons que l'introduction qu'ils viennent de lire leur permettra de comprendre plus aisément ces compléments d'information.

L. Georges MORTENS



Photo 4. — Radars primaire et secondaire « Thomson CSF » à grande portée.

# Les modules M. F. stéréo



## RTC - LA RADIOTECHNIQUE

### À LA DEMANDE DU MARCHÉ...

UNE grande majorité d'amateurs de techniciens ou d'élèves. Radio-techniciens soucieux de faire leur équipement « hi-fi » eux-mêmes recherchent vivement des modules de base entrant dans leur constitution.

Il est, en effet, bien rare, désormais, de voir l'amateur concevoir intégralement tous les circuits d'une chaîne, à moins qu'il ne construise un « kit », où tout est prévu pour que le monteur ne rencontre aucune embûche.

Par contre, de plus en plus, l'électronique devenant une électronique des « fonctions », il est plus simple de regrouper les étages ou sous-ensembles ayant un rôle précis dans une chaîne « hi-fi ». Ainsi, le réalisateur reste quand même maître de son implantation tout en écartant les habituels écueils réservés au câblage des composants. Ainsi, la mise au point se réduit à quelques réglages sommaires, encore que ceux-ci soient pré-ajustés en usine.

Le technicien choisit, aussi, les modules ou sous-ensembles dans un but évident de simplification et de gain de temps.

Enfin, l'élève radio-technicien, dès lors qu'il sait manier le fer à souder - ce qu'il fait abondamment dans le cycle normal de ses études - ne gagne rien à choisir la meilleure valeur de composant à placer à tel ou tel endroit d'un montage à transistors : le calcul permet la détermination optimale de cette valeur. Quant à l'emplacement, c'est, surtout, le circuit imprimé qui l'impose ! Pour couper court à toute contestation, l'emploi de circuits intégrés supprime toute velléité de « bidouillage » : là, tout est imposé par le constructeur... Bref, saluons avec force coups de chapeau la sortie à la Radio-technique de modules de petites dimensions, étudiés par Philips, qui, juxtaposés ou, mis bout à bout, permettent l'élaboration d'une excellente petite chaîne « hi-fi ».

Aujourd'hui, nous limiterons l'étude à trois modules HF constituant le Tuner FM, décodeur stéréo compris.

RTC - La Radio-Technique - Compelec propose, également, un circuit imprimé et divers accessoires (alimentation, commutateurs divers, rhéostats permettant de pré-régler les stations, voyants, etc.) qui, associés avec les modules, constituent un sous-ensemble récepteur FM stéréo de bonne

facture mais de prix très accessible. Ce sous-ensemble, disponible, depuis quelque temps, chez divers revendeurs, porte le numéro LR 7312 ; il est tout monté et convenablement réglé. Soulignons, évidemment, que tous les modules sont, aussi, vendus séparément, avec leur document de montage.

### MODULE RF-MF LP 1186

Le module, entièrement blindé, dont les dimensions se réduisent à : L = 62 mm - P = 31 mm - H = 17 mm, a pour fonction essentielle de capter et d'amplifier la gamme des fréquences MF comprises entre 87,4 et 104,5 MHz. La platine comprend trois étages : un premier sélectionne l'accord d'antenne et amplifie avant le changement de fréquence qui constitue le 2e étage ; un oscillateur local parfaitement isolé, possède une bonne stabilité, mais parfaitement maîtrisée par le circuit CAF prélevé sur le module Fi.

Le nombre de circuits accordés a été conditionné de telle sorte que la réjection Fi et celle de fréquence « image » soient convenables. L'emploi de diodes Varicap permet la réduction des dimensions du module et assure

une commode et simple préselection des stations.

Le premier circuit F.I. est constitué par un transformateur à primaire et à secondaire accordés, ce qui augure d'une bonne sélectivité globale.

Les principales caractéristiques sont résumées dans le tableau A.

La tension d'alimentation prévue pour 8 V peut néanmoins varier entre 6 et 9 V ; pour 6 V, la sensibilité sera un peu moins grande. Avec un montage stabilisé que nous verrons dans la figure 3, il est toutefois normal de prévoir 9 V. Le circuit d'alimentation Varicap nécessite une variation de tension de 2 à 12 V. On obtient les fréquences limites suivantes :

$$V_D = 2 \text{ V ; } f_{\min} = 87,4 \text{ MHz } \pm 200 \text{ kHz}$$

$$V_D = 12 \text{ V ; } f_{\max} = 104,5 \text{ MHz } \pm 500 \text{ kHz}$$

La bande passante des circuits est voisine de 300 kHz.

L'antenne doit présenter une impédance de 75  $\Omega$  et la descente sera faite en coaxial.

La FI est centrée sur 10,7 MHz  $\pm 50$  kHz. La stabilité de la fréquence locale en fonction de la tension d'alimentation s'élève à 60 kHz par V (vers 95 MHz) ; ceci impose l'emploi d'une alimentation stabilisée (ou d'une pile de 9 V, bien entendu).

En fonction de la température, la dérive atteint - 10 kHz par degré Celsius d'accroissement.

L'efficacité du CAF est évaluée à  $\pm 200$  kHz pour  $V_{in} = \pm 1$  V vue à travers une résistance de 100 kHz (à 95 kHz).

Le gain en puissance varie de 1 à 6 dB autour de 30 dB tout au long de la gamme. Le facteur de bruit est compris entre 5 et 7 dB.

Enfin, la suppression de la fréquence « image » approche de 40 dB tandis que la réjection FI dépasse 60 dB.

Le montage se fait sur un circuit imprimé au pas standard ; les dimensions données sur la figure 1 - notamment la disposition des broches de la figure 1 C - faciliteront l'implantation sur la plaquette.

Les réglages accessibles sont groupés **tous sur le dessus** : voir figure 2 ; on distingue 3 séries de réglages puisqu'il y a trois étages (le préampli d'antenne, le mélangeur et l'oscillateur local, et, pour chacun, un trimmer et un noyau de bobinage).

De plus, on notera les deux noyaux du premier transformateur FI, lesquels doivent être réglés sur 10,7 MHz. Le mode d'alimentation dépend de la source disponible. Si l'on part de + 24 V, on peut utiliser les circuits préconisés figures 3 et 4 ; un système à source flottante, référencé par la diode zéner BZY88, procure les 12 V maximum nécessaires à l'alimentation du circuit des diodes « Varicap ».

La commutation SA 1/2 permet de passer de la recherche manuelle à la présélection ; une seule touche est ici représentée. Des résistances « talon » limitent la variation de fréquence. L'alimentation continue normale passe par l'intermédiaire du module FI (fig. 5).

## MODULE F.I. LP 1185

Le module F.I. se branche sur la tête VHF, comme l'indique la figure 5, de la broche 6 à la broche 2. L'entrée débouche sur un premier étage chargé par un transformateur à primaire et secondaire accordés ; en fait cette sélection vient en seconde position puisque le module VHF en possède déjà une en sortie (voir figure 6). Entre le 2e et le 3e étages on a implanté un seul circuit sélectif. Puis, vient, enfin, le transformateur de détection (détecteur de rapport).

Les réglages accessibles sont représentés figure 7 sur le dessus du module entièrement blindé.

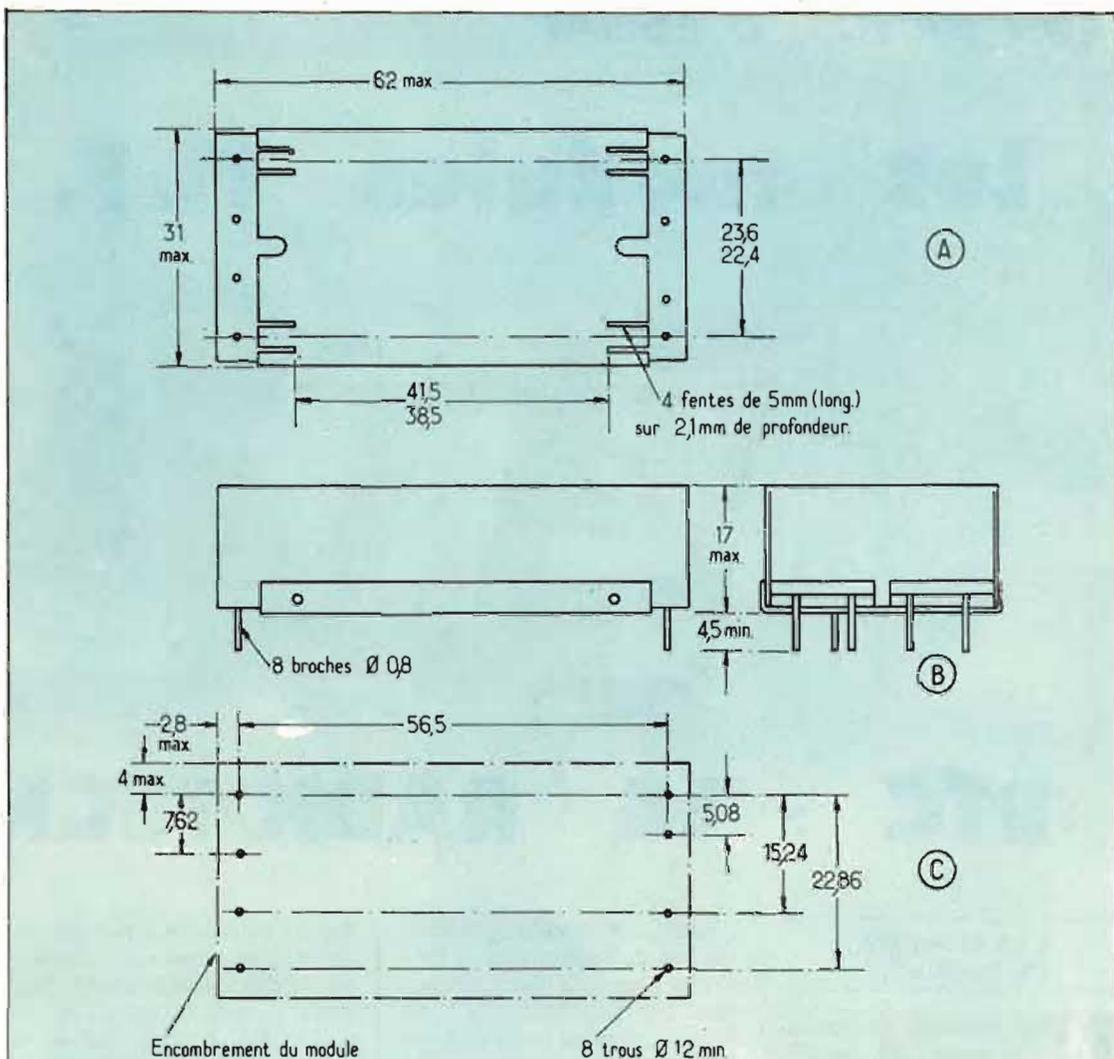


Fig. 1 - Dimensions du module LP 1185.

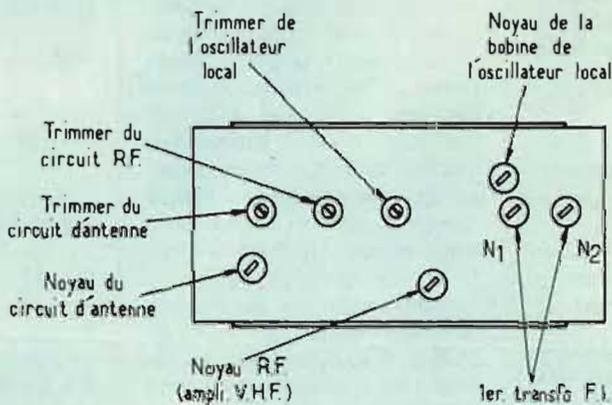


Fig. 2 - Disposition des réglages de la tête VHF. - Vue de dessus -

Les principales caractéristiques sont résumées dans le tableau A.

Convenablement centré l'accord des différents circuits conduit à la courbe de sélectivité de la figure 8 :

$B_p = 250$  kHz à - 3 dB

$B_p = 300$  kHz à - 20 dB

Le gain ne s'évalue, ici, qu'en sensibilité pour une tension de sortie AF donnée :  $S_c = 60$  à 300  $\mu$ V (selon les modules) pour

$V_{AF} = 40$  mV ; avec  $S_c = 100$   $\mu$ V (mesures faites par nos soins), le gain transformé atteint la valeur approximative de 400 (52 dB).

Le rapport signal/bruit atteint environ 60 dB pour 100  $\mu$ V entrée.

La tension maximum AF dépasse 180 mV pour  $V_c = 1$  mV comme nous le verrons dans le banc d'essai suivant.

La réjection AM à 5 mV entrée, modulé, à la suite, par : conditions de modulation

AM 30 % - 1 kHz

FM  $\pm 22,5$  kHz - 400 Hz donne 40 dB entre les signaux AF détectés en sortie dans les deux conditions de modulation précitées.

La sortie CAF délivre  $\pm 1$  V pour  $\pm 100$  kHz de décalage.

Le montage sur plaquette im-

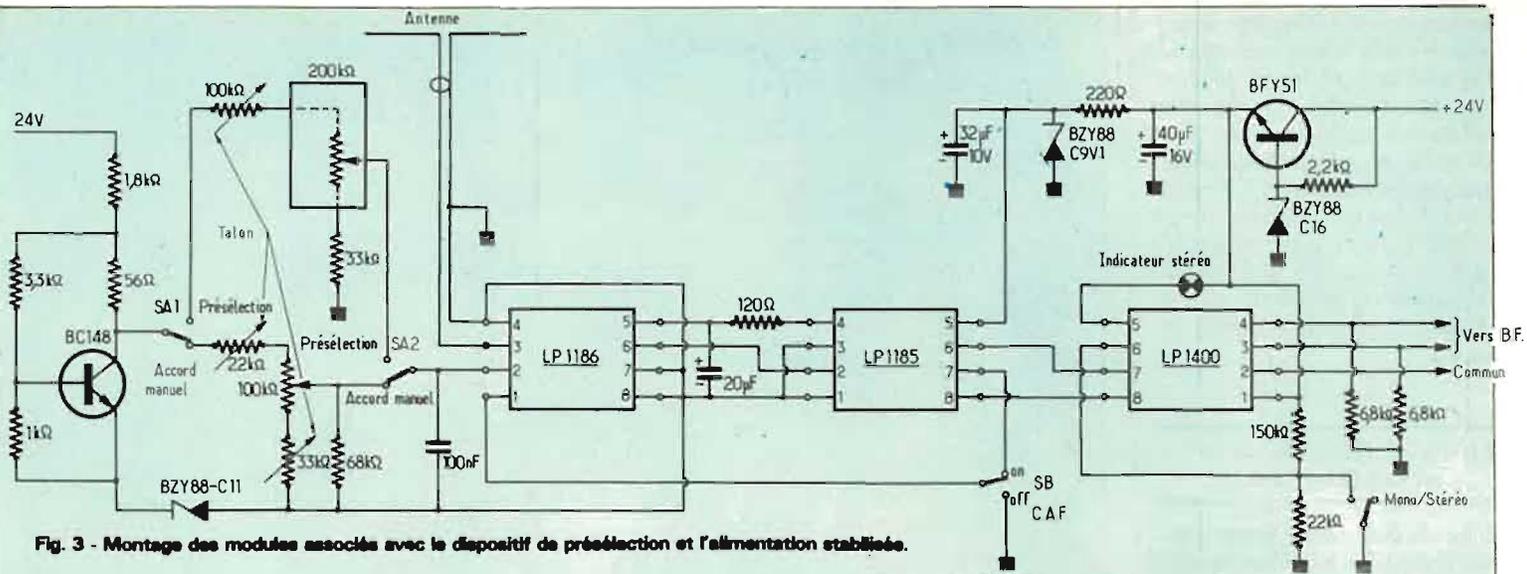


Fig. 3 - Montage des modules associés avec le dispositif de présélection et l'alimentation stabilisée.

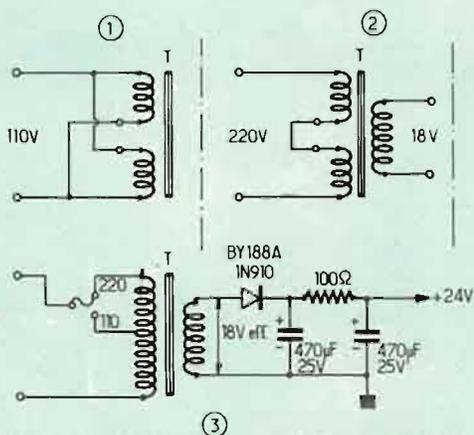


Fig. 4 - Exemple de redresseur + 24 V à partir du réseau (trois modes du branchement du primaire).

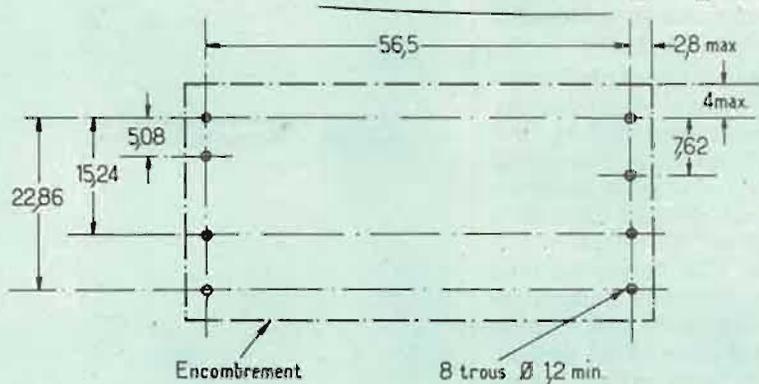


Fig. 9 - Diagramme de perçage de la platine imprimée (vue de dessous).

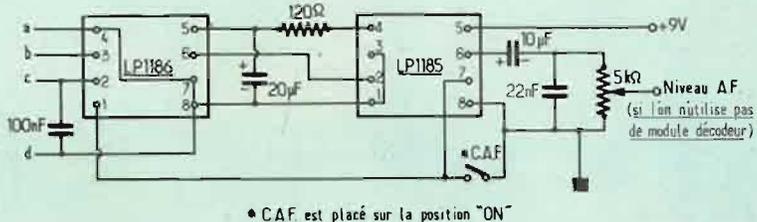


Fig. 5 - Branchement des modules LP 1186 et LP 1185.

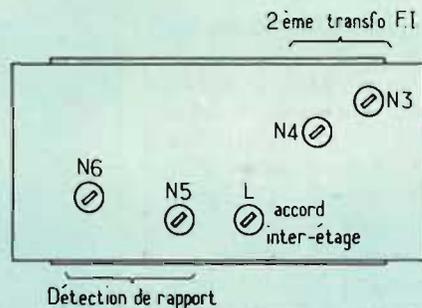


Fig. 7 - Disposition des réglages du module FI LP 1185.

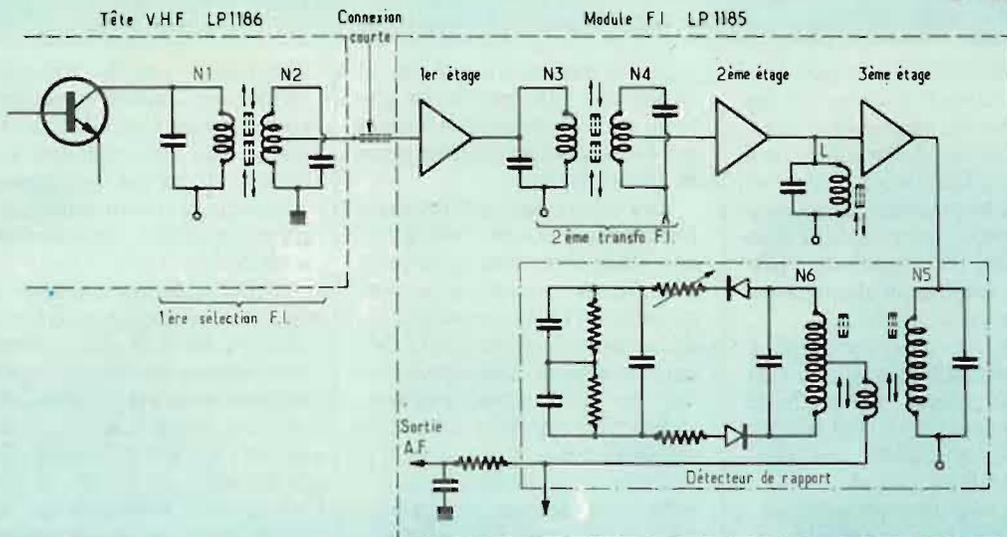


Fig. 6 - Schéma synoptique du module FI (implantation approximative et sujette à modification).

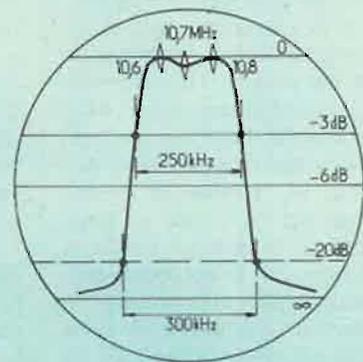


Fig. 8 - Courbe de sélectivité des circuits FI complets (y compris la première sélection du module VHF LP 1186).

primée requiert le perçage de la figure 9 quant à l'encombrement, il est celui du module LP 1186 (voir figures 1 A et B). Le branchement au module décodeur stéréo est indiqué figure 3 : il s'effectue **directement** des broches 6 à 7. Si ce décodeur n'est pas employé, on peut utiliser le dispositif potentiométrique de la figure 5 (pot. log. de 5 k $\Omega$ , shunté par 22 nF afin de désaccueillir la transmission des aigus).

## MODULE DÉCODEUR STÉRÉO LP 1400 BR

Le module utilise un seul circuit intégré TCA290A pour extirper du canal complexe démodulé les voies gauche et droite.

Rappelons que ce canal multiple se compose d'une voie monophonique compatible M (figure 10), d'une trace de sous-porteuse à 19 kHz et deux bandes latérales - sous-porteuse centrale - supportant la différence  $S = G - D$ . Ces bandes latérales correspondent donc à une modulation d'amplitude avec suppression de porteuse. Ceci suppose, donc, une régénération de porteuse avant de réaliser la démodulation.

Cette platine comporte des bobines destinées à sélectionner les sous-porteuses 19 kHz et 38 kHz ainsi qu'une composante double à 76 kHz prévue pour assurer l'asservissement de la phase de la sous-porteuse reconstituée (système P.L.L. facile à mettre en œuvre dans un circuit intégré).

Le mécanisme du décodage est résumé dans le bloc diagramme de la figure 11 ; nous verrons que la mise en œuvre est quelque peu différente.

Le but à atteindre n'est pas seulement de distinguer la voie gauche de la voie droite mais, aussi, de l'obtenir avec le **minimum** de bruit de souffle. Or, généralement, aucune précaution n'est prise lors du matricage pour effectuer le mélange des différentes sources. Ici, la bande de chaque composante est limitée au strict minimum de telle sorte que la puissance du bruit thermique, proportionnelle à la largeur de bande, soit aussi minimisée dans chaque voie. Dans la figure 11, on voit, tout d'abord, un préamplificateur séparant les composantes vers trois canaux : le canal supérieur ; sur le schéma, ne passe que la composante S de 23 à 53 kHz ;

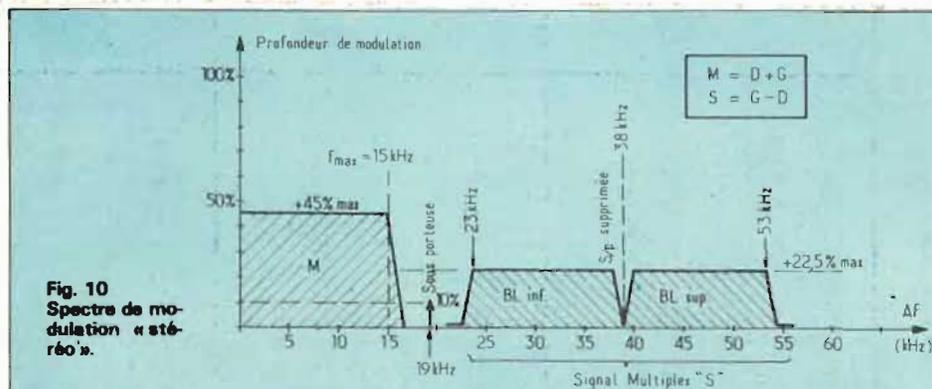


Fig. 10 - Spectre de modulation « stéréo ».

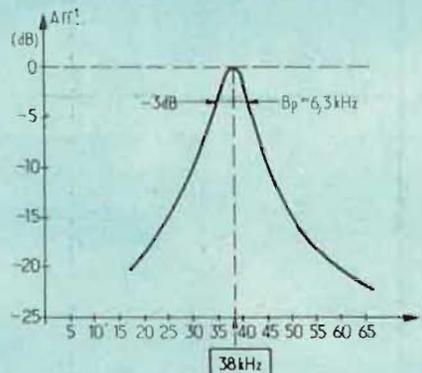


Fig. 12 - Sélectivité de l'amplificateur devant reconstituer la sous-porteuse à 38 kHz.

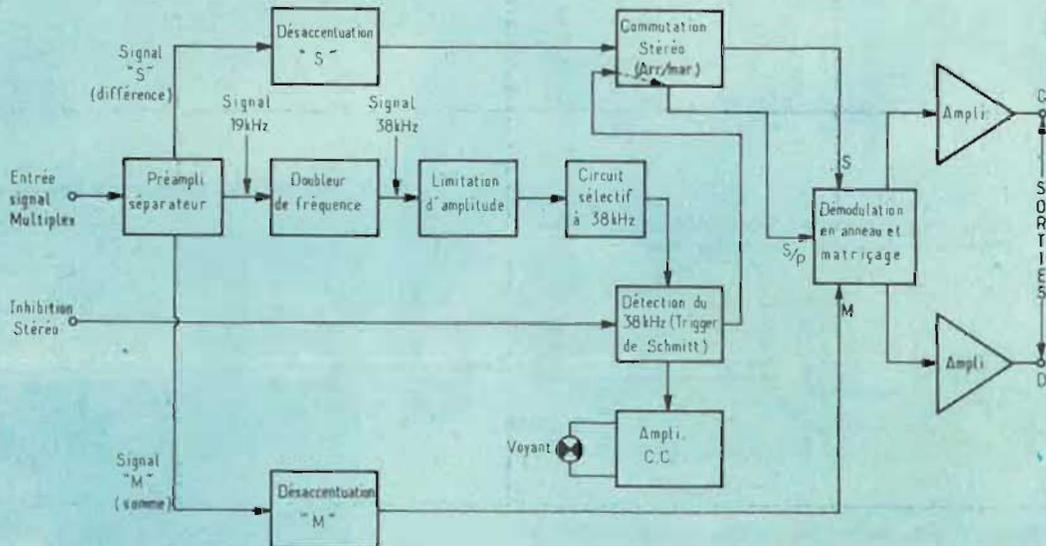


Fig. 11 - Mécanisme nécessaire pour séparer la voie gauche de la voie droite.

une désaccentuation pondérée à 53 kHz rattrape la remontée des fréquences élevées du spectre, remontée effectuée évidemment à l'émission. Dans le canal inférieur le signal M (« somme ») est pondéré par une désaccentuation plus vigoureuse : la propre bande passante du canal monophonique est suffisante, soit 15 kHz.

Enfin, la sous-porteuse à 19 kHz est amplifiée, doublée en fréquence limitée en amplitude puis soumise à un circuit très sélectif ( $B_p = 6,3$  kHz, voir figure 12). Le bruit propre de sous-porteuse se trouve très réduit ainsi que toutes les composantes annexes qui arrivent à passer. On réduit, beaucoup, ainsi, les phéno-

mènes d'intermodulation et les sifflements intempestifs. **Le système est bien préférable à celui qui consiste à désaccentuer après la démodulation.**

La commande automatique Mono/Stéréo doit se faire sur le haut du spectre, donc sur le canal S, car en ne prenant que la sous-porteuse à 19 kHz, certains émetteurs modulant au-delà de 15 kHz en monophonie, la commutation peut se faire temporairement, amenant un souffle inutile sur les sorties G et D.

Dans le système de la figure 11, cette commutation se pratique sur le canal S qui présente la plus large bande ; le blocage est fait au moyen d'un trigger de Schmitt

commandé par la fréquence 38 kHz reconstituée et pondérée correctement. Une inhibition manuelle peut être appliquée à cet endroit du circuit qui alimente également le voyant annonçant la présence d'une retransmission « stéréo ».

Enfin, la démodulation en anneau et le matricage pratiquent le mélange des trois voies ci-dessus mais auparavant désaccentuées et limitées en bande passante, donc en bruit, on gagne, ainsi, quelques décibels sur les 20 à 26 dB d'accroissement de niveau de bruit qui apparaît **normalement** lorsqu'on passe de la transmission Mono à celle de la Stéréo.

Toutefois, il importe qu'**aucune**

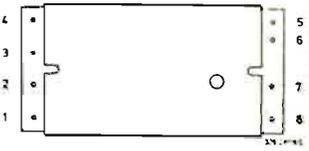
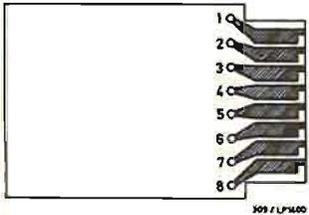
Référence	Construction	Branchement	Caractéristiques électriques																
<b>LP 1186</b> <b>Tête RF-FM à diodes d'accord VARICAP</b>	 <p>L = 62 mm l = 31 mm h = 17 mm</p>	<ol style="list-style-type: none"> <li>1. CAF</li> <li>2. Tension d'accord (+ V)</li> <li>3. Entrée antenne (75 Ω)</li> <li>4. Entrée antenne (masse)</li> <li>5. + V alimentation</li> <li>6. Sortie</li> <li>7. Sortie (masse)</li> <li>8. Masse</li> </ol>	<table> <tr> <td>V alimentation</td> <td>+ 8 V</td> </tr> <tr> <td>Courant consommé</td> <td>6,1 mA</td> </tr> <tr> <td>V accord</td> <td>2 à 12 V</td> </tr> <tr> <td>Gamme fréquences FI</td> <td>87,4 à 104,5 MHz</td> </tr> <tr> <td>Bande FI à - 3 dB</td> <td>10,7 MHz</td> </tr> <tr> <td>Réjection F image</td> <td>&gt; 250 kHz</td> </tr> <tr> <td>Gain en puissance</td> <td>40 dB</td> </tr> <tr> <td></td> <td>30 dB</td> </tr> </table>	V alimentation	+ 8 V	Courant consommé	6,1 mA	V accord	2 à 12 V	Gamme fréquences FI	87,4 à 104,5 MHz	Bande FI à - 3 dB	10,7 MHz	Réjection F image	> 250 kHz	Gain en puissance	40 dB		30 dB
V alimentation	+ 8 V																		
Courant consommé	6,1 mA																		
V accord	2 à 12 V																		
Gamme fréquences FI	87,4 à 104,5 MHz																		
Bande FI à - 3 dB	10,7 MHz																		
Réjection F image	> 250 kHz																		
Gain en puissance	40 dB																		
	30 dB																		
<b>LP 1185</b> <b>Platine FI 10,7 MHz</b>	 <p>L = 62 mm l = 31 mm h = 17 mm</p>	<ol style="list-style-type: none"> <li>1. Entrée (masse)</li> <li>2. Entrée</li> <li>3. Masse</li> <li>4. + V alimentation pour tuner</li> <li>5. + V alimentation</li> <li>6. Sortie audio</li> <li>7. Tension CAF</li> <li>8. Sortie audio (masse)</li> </ol>	<table> <tr> <td>Tension alimentation</td> <td>+ 9 V</td> </tr> <tr> <td>Courant consommé</td> <td>6,5 mA</td> </tr> <tr> <td>FI</td> <td>10,7 MHz</td> </tr> <tr> <td>Bande FI à - 3 dB</td> <td>250 kHz</td> </tr> <tr> <td>Sensibilité pour <math>V_s = 40</math> mV</td> <td>min 300 <math>\mu</math>V max 60 <math>\mu</math>V</td> </tr> <tr> <td>Tension CAF pour <math>\Delta V_{acc} \pm 100</math> kHz</td> <td><math>\pm 1</math> V</td> </tr> <tr> <td>Réjection AM</td> <td>40 dB</td> </tr> </table>	Tension alimentation	+ 9 V	Courant consommé	6,5 mA	FI	10,7 MHz	Bande FI à - 3 dB	250 kHz	Sensibilité pour $V_s = 40$ mV	min 300 $\mu$ V max 60 $\mu$ V	Tension CAF pour $\Delta V_{acc} \pm 100$ kHz	$\pm 1$ V	Réjection AM	40 dB		
Tension alimentation	+ 9 V																		
Courant consommé	6,5 mA																		
FI	10,7 MHz																		
Bande FI à - 3 dB	250 kHz																		
Sensibilité pour $V_s = 40$ mV	min 300 $\mu$ V max 60 $\mu$ V																		
Tension CAF pour $\Delta V_{acc} \pm 100$ kHz	$\pm 1$ V																		
Réjection AM	40 dB																		
<b>LP 1400</b> <b>Décodeur stéréophonique</b>	 <p>L = 48,5 + 11,4 mm l = 42 mm</p>	<ol style="list-style-type: none"> <li>1. V alimentation</li> <li>2. Masse</li> <li>3. Sortie droite</li> <li>4. Sortie gauche</li> <li>5. Indicateur</li> <li>6. Commutation mono-stéréo</li> <li>7. Entrée</li> <li>8. Masse</li> </ol>	<table> <tr> <td>Tension alimentation</td> <td>+ 8 à 18 V</td> </tr> <tr> <td>Courant (à 15 V)</td> <td>20 mA</td> </tr> <tr> <td>Gain en tension</td> <td>10 dB par canal</td> </tr> <tr> <td>Impédance d'entrée</td> <td>70 kΩ</td> </tr> <tr> <td>Impédance de sortie</td> <td>5 kΩ</td> </tr> <tr> <td>Réponse en fréquence (3 dB)</td> <td>15 Hz - 15 kHz</td> </tr> <tr> <td>Diaphonie</td> <td>MM, 50 dB</td> </tr> <tr> <td>Courant délivré pour l'indication d'accord</td> <td>50 mA à 28 V max.</td> </tr> </table>	Tension alimentation	+ 8 à 18 V	Courant (à 15 V)	20 mA	Gain en tension	10 dB par canal	Impédance d'entrée	70 kΩ	Impédance de sortie	5 kΩ	Réponse en fréquence (3 dB)	15 Hz - 15 kHz	Diaphonie	MM, 50 dB	Courant délivré pour l'indication d'accord	50 mA à 28 V max.
Tension alimentation	+ 8 à 18 V																		
Courant (à 15 V)	20 mA																		
Gain en tension	10 dB par canal																		
Impédance d'entrée	70 kΩ																		
Impédance de sortie	5 kΩ																		
Réponse en fréquence (3 dB)	15 Hz - 15 kHz																		
Diaphonie	MM, 50 dB																		
Courant délivré pour l'indication d'accord	50 mA à 28 V max.																		

TABLEAU A

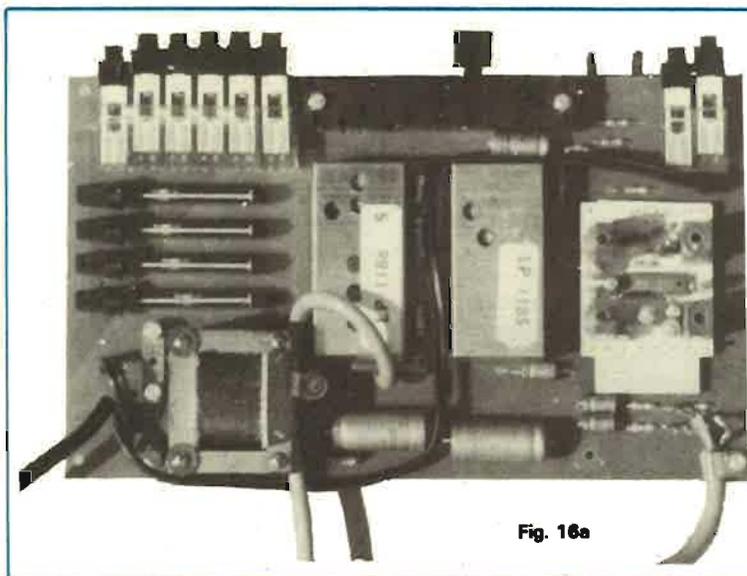


Fig. 16a

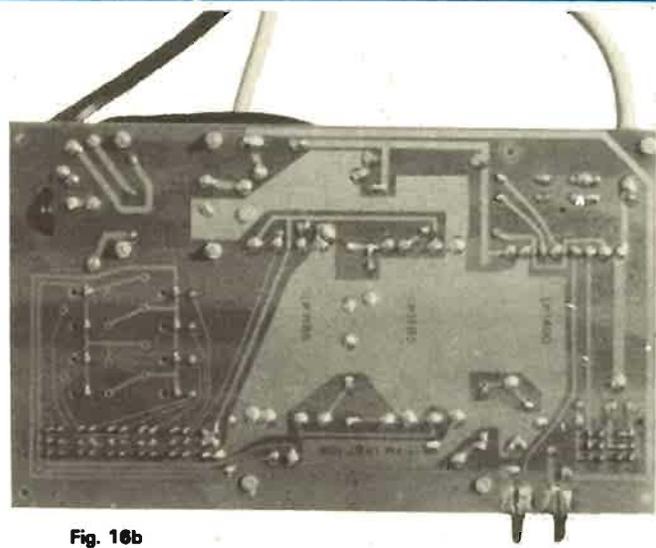


Fig. 16b

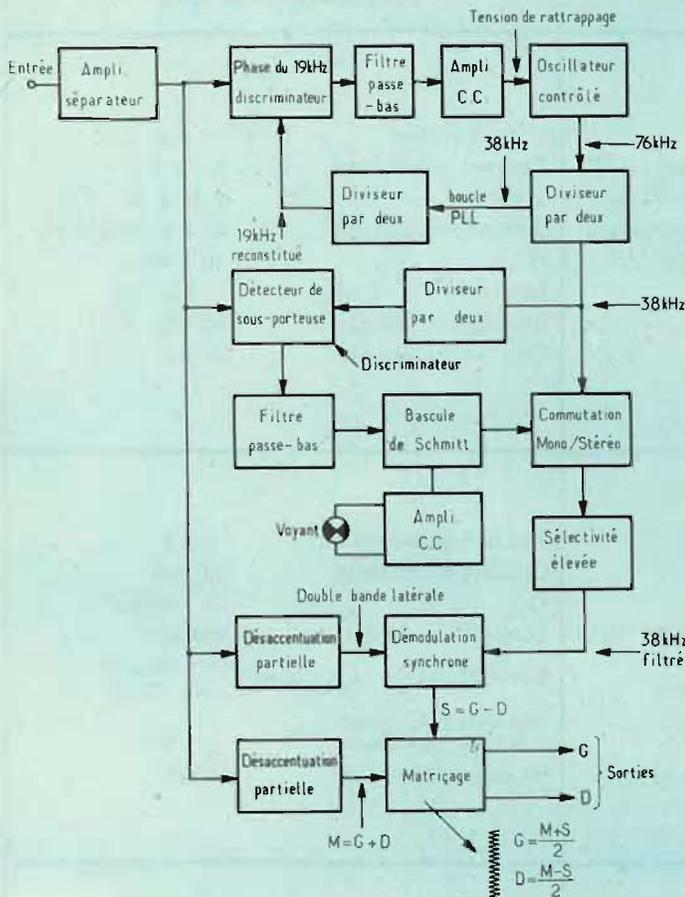


Fig. 13 - Fonctionnement du décodeur utilisant une boucle d'asservissement de phase (TCA 290A).

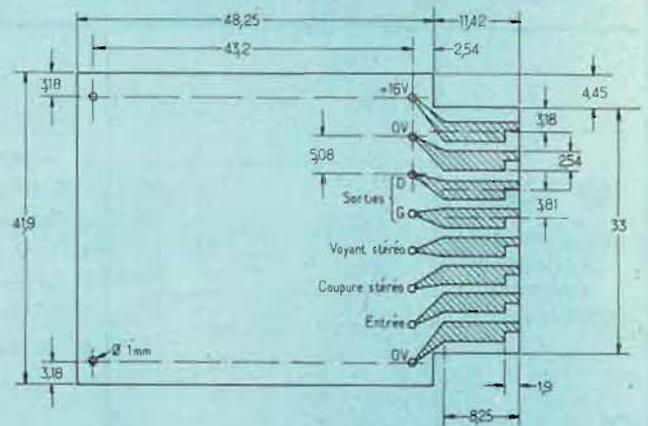


Fig. 14 - Cotes du module décodeur « stéréo ».

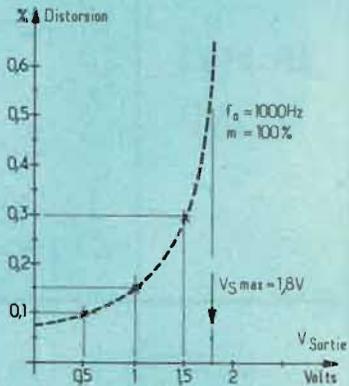


Fig. 15 - Courbe de la distorsion harmonique en fonction de la tension de sortie.

désaccentuation ne soit opérée dans le module FI, après le détecteur de rapport.

### SYSTÈME À BOUCLE DE PHASE ASSERVIE (PLL)

Le bloc diagramme évoqué précédemment reste général et rien n'est commenté à propos de la création de la sous-porteuse. Avec le TCA290A, une boucle d'asservissement de phase est ajoutée afin de rattraper les variations de phase qu'entraînent le traitement de la sous-porteuse et les différences de bande passante résultant des diverses désaccentuations. De plus, on souhaite limiter les parasites. **L'idée consiste à ne pas utiliser la sous-porteuse de l'émission mais de recréer une porteuse rigoureusement synchronisée.**

Après l'étage séparateur, on dispose, figure 13, un discriminateur de boucle dont la référence est précisément le 19 kHz issu du signal reçu et dont l'alimentation provient d'un 19 kHz reconstitué. Le discriminateur ne fournit de tension que si un écart de phase

est constaté entre le 19 kHz de l'émission et le 19 kHz reconstitué. Cette tension - si elle existe ! - est filtrée de telle sorte qu'il ne reste qu'une composante continue, qu'on amplifie avant de l'appliquer à un oscillateur, afin d'en modifier la fréquence proportionnellement à cette tension. L'oscillateur est calé à 76 kHz, fréquence exactement quadruple de 19 kHz. Un diviseur par deux délivre, après le bon filtrage que l'on a déjà évoqué, le 38 kHz de base. Cette composante sera exploitée dans le démodulateur en anneau. Une division par deux fournit encore deux composantes : L'une - à 19 kHz - alimentant le discriminateur de boucle asservie, et l'autre - à la même fréquence - commande le détecteur de sous-porteuse destiné à fermer ou à ouvrir la voie en cas - respectivement - de transmission Mono ou Stéréo.

L'oscillateur contrôlé ne peut dériver, ni en fréquence ni en phase, car le discriminateur de boucle fournit alors une d.d.p. qui ramène la fréquence 76 kHz à la bonne phase. C'est l'asservissement P.L.L. classique. Le détecteur de

sous-porteuse fournit une tension **s'il n'y a plus coïncidence parfaite entre le 19 kHz de l'émission et le 19 kHz reconstitué**; c'est, aussi, un discriminateur... La tension continue - si elle existe ! - déclenche une bascule de Schmitt qui bloque la voie Stéréo et éteint la lampe Stéréo.

Le reste du circuit ne diffère pas du cas précédent.

### CARACTÉRISTIQUES DU DÉCODEUR STÉRÉO

Le montage est aisé car les dimensions - faibles - s'accordent avec la grille internationale des circuits; on donne, figure 14, les cotes du module, permettant une facile implantation sur un circuit imprimé normalisé.

Les principales caractéristiques du décodeur sont résumées dans le tableau A.

On remarquera la réjection diaphonique: 50 dB, ce qui est exceptionnel!

La tension d'alimentation peut être quelconque du moment qu'elle reste comprise entre 8 et 18 V. En fait, on voit, figure 3, qu'on prévoit une alimentation

stabilisée sommaire mais très efficace. Le gain de chaque voie s'élève à 10 dB ce qui permet de relever le niveau de sortie - assez faible - de la platine FI (module LP 1186).

La distorsion harmonique croît avec le niveau de sortie ainsi qu'en témoigne la courbe de la figure 15. On obtient moins de 0,2 % pour une association avec le module FI; en effet, celui-ci ne délivre que 180 mV, au plus, et, pour un gain de 10 dB, le module Stéréo ne peut fournir plus de 570 mV.

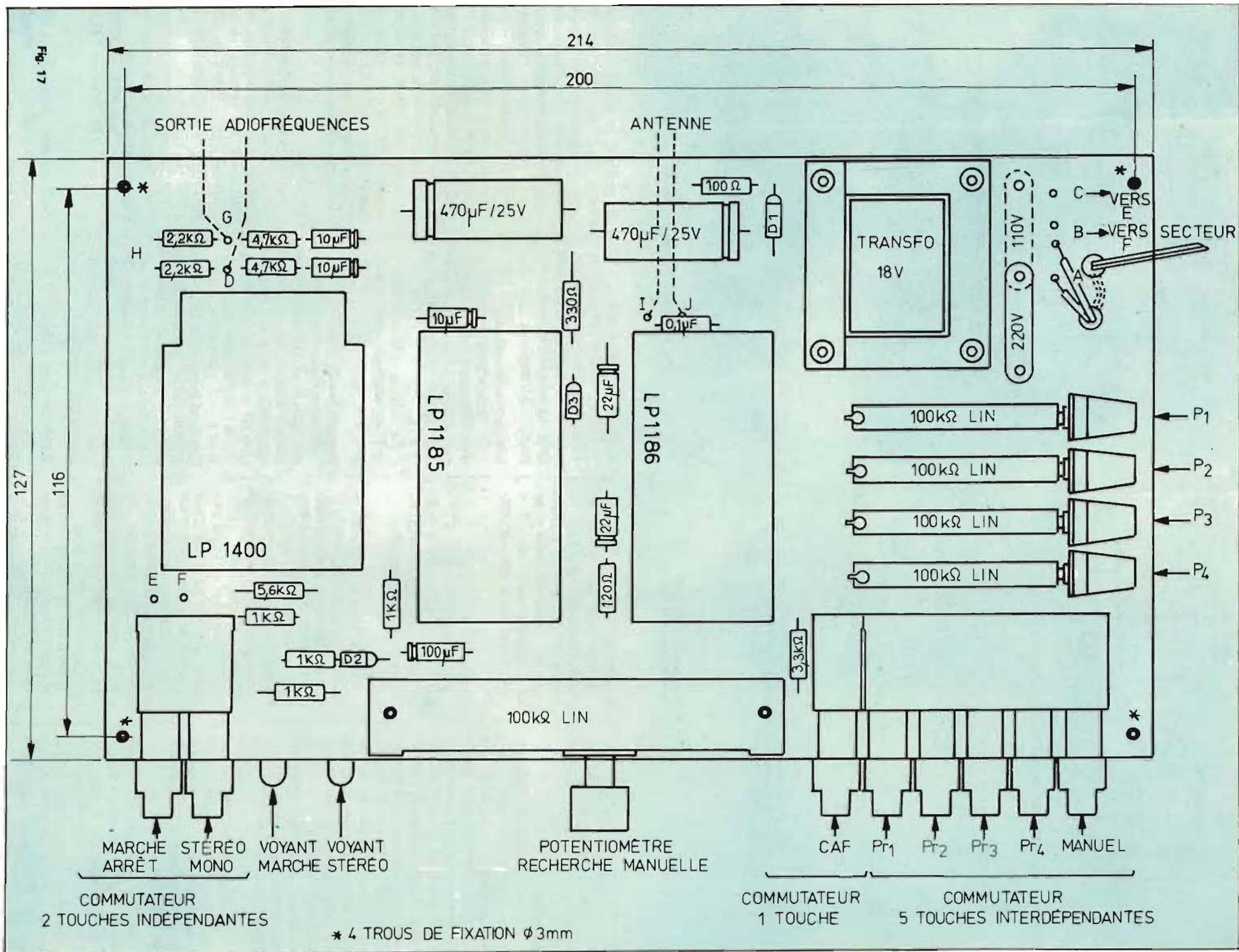
L'équilibrage des niveaux de sortie A.F. est fait de telle sorte que la balance n'exécède pas  $\pm 1$  dB.

La réjection des sous-porteuses dépasse 40 dB ce qui se justifie par le fait qu'on n'utilise pas un doublage de fréquence mais la division d'une fréquence supérieure.

Notons que l'entrée d'inhibition « stéréo » nécessite 0,8 à 1,3 V.c.c.

Pour actionner tout le mécanisme ci-dessus, il faut prévoir néanmoins une attaque minimale de 5 mV.

Fig. 17



COMMUTATEUR  
2 TOUCHES INDÉPENDANTES

\* 4 TROUS DE FIXATION  $\phi$  3mm

COMMUTATEUR  
1 TOUCHE

COMMUTATEUR  
5 TOUCHES INTERDÉPENDANTES

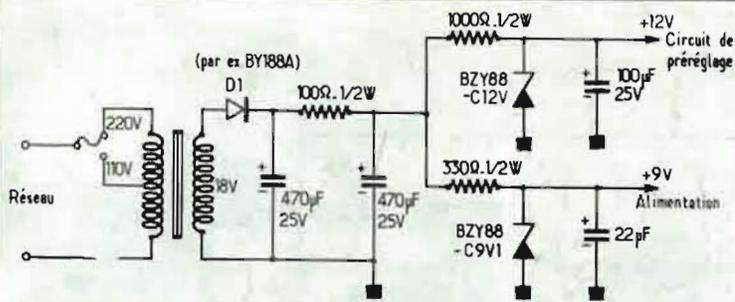


Fig. 18 - Schéma de l'alimentation simplifiée du Tuner LR 7312.

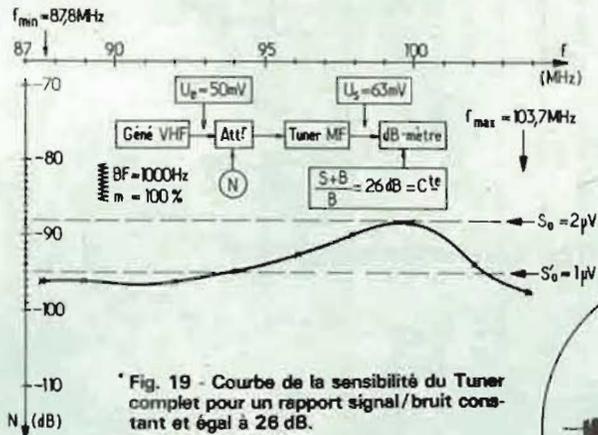


Fig. 19 - Courbe de la sensibilité du Tuner complet pour un rapport signal/bruit constant et égal à 26 dB.

Fig. 20 - Vobulogramme de la réponse du discriminateur pour  $V_{ant.} = 50 \mu V$ .

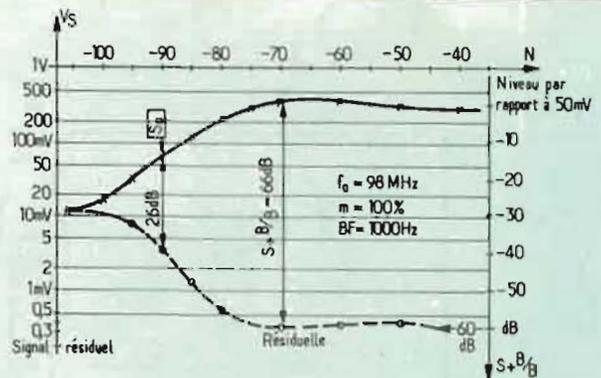
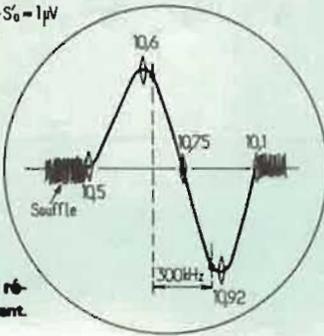


Fig. 21 - Courbe de la réception MF à 98 MHz et rapport signal/bruit.

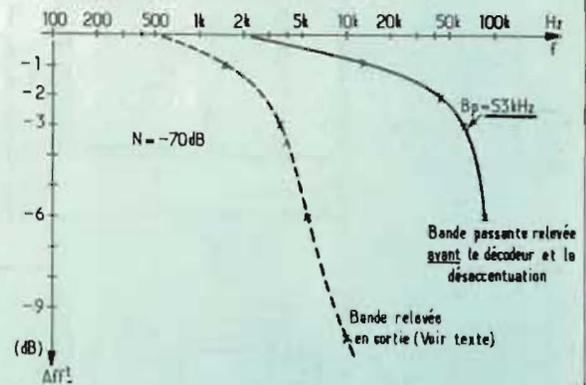


Fig. 22 - Courbe de réponse globale.

## BANC D'ESSAI DU TUNER LR 7312

### Montage

Les modules décrits précédemment peuvent être livrés montés sur une platine de 214 x 127 mm qui comporte également toutes les commutations afférentes au fonctionnement normal d'un Tuner, à savoir (voir figures 16 et 17) de gauche à droite : les deux touches Arrêt-Marche et Mono-Stéréo ; puis, l'enclenchement du CAF (clavier de droite, figure 16) et, enfin, les quatre touches des stations pré-régées ( $P_1$  à  $P_4$ ) et la touche manuelle. Dans ce dernier cas, on recherche les stations au moyen du potentiomètre linéaire central de 100 k $\Omega$ . Le pré-régage des stations s'effectue au moyen de quatre potentiomètres  $P_1$  à  $P_4$  (figure 15A) dont les molettes sont accessibles sur le côté droit de la platine.

On voit également les voyants Arrêt/Marche et Mono/Stéréo, sur la gauche de la plaquette. L'alimentation est directement câblée sur le circuit imprimé (figure 16B) ; elle ne comporte qu'une régulation par diode zéner (figure 18).

### Sensibilité

Mesuré pour un rapport Signal/Bruit constant de 26 dB, au moyen du montage de la figure 19, on remarquera que la sensibilité pratique oscille entre 1 et 2  $\mu V$ , ce qui paraît fort convenable.

### Gamme

La bande couverte va de 87,8 à 103,7 MHz (à 0,5 % près, à cause de l'étalonnage du générateur), au moyen du réglage manuel.

### Réponse

Au vobuloscope, on relève la courbe de discrimination de la figure 20 ; elle révèle une très légère dissymétrie, imputable à l'attaque trop élevée de la platine FI. On rappelle, en effet, que la courbe en S du détecteur de rapport se déforme - apparemment ! - lorsqu'on l'attaque par un signal trop fort et, dès lors qu'un clamping du zéro n'est pas fait entre le détecteur et le générateur. Comme ce n'est pas possible avec l'équipement de contrôle classique - ni avec le type de détecteur, non plus... - on se contente de limiter l'attaque au niveau du bruit.

Néanmoins, la courbe arbore - et c'est l'essentiel ! - une plage linéaire de 300 kHz.

Le zéro correspond à

10,75 kHz ; l'écart constaté avec 10,7 MHz résulte de l'erreur d'étalonnage du marqueur ou bien, entre dans les tolérances d'accord préconisées par le constructeur des modules.

### Limitation d'amplitude

En augmentant progressivement l'attaque on constate que le plateau de limitation débute au niveau de -75 dB/50 mV (soit 9 à 10  $\mu V$ ).

Ce plateau reste constant à  $\pm 1$  dB près pour les fortes attaques (voir figure 21).

### Rapport S + B/B

En notant la tension résiduelle qui apparaît en stoppant seulement la modulation, on constate que le rapport signal sur bruit (figure 21) atteint environ 60 dB, valeur préconisée par le constructeur. Il faut, néanmoins, couper, lors de la mesure, les fréquences inférieures à 200 Hz ; car il subsiste une très légère ondulation à 50 Hz due à l'alimentation un peu sommaire de l'équipement. Disons tout de suite que l'aiguille d'un voltmètre est plus exigeante que l'oreille qui écoute !

### Bande passante globale

En modulant le générateur MF par une B.F. variable, on relève

directement la bande passante globale du Tuner ; toutefois, il faut faire attention où on pratique la mesure, car, à la sortie, intervient la désaccentuation, alors que le générateur ne comporte pas de pré-accentuation.

Si la mesure se fait entre le module FI (après la détection) et le module décodeur, on obtient une bande passante voisine de 53 kHz, limite extrême du spectre multiplex. Par contre, en sortie générale, la bande tombe à 3,6 kHz (voir figure 22) mais la chute est compensée en émission, par le gabarit de pré-accentuation.

### Diaphonie

La mesure de cette réjection révèle un résultat voisin de 40 dB, y compris la propre réjection du générateur. On constate seulement une perte de 3 dB dans la protection, en passant de 1000 Hz à 5000 Hz.

Les autres caractéristiques s'apparentent à celles fournies, éparées, dans le tableau A.

Roger Ch. HOUZÉ  
Professeur à l'ECE

Bibliographie : Documents R F C - La Radiotechnique - Comelec et Philips.

# CENTRALE CLIGNOTANTE ET TEMPORISATEUR D'ESSUIE-GLACE

## pour automobile

L'OBLIGATION actuelle d'avoir à équiper chaque automobile d'un système « Warning » pose quelques problèmes aux propriétaires de véhicules ne comportant pas à l'origine un tel dispositif. Si les acheteurs de nouveaux modèles trouveront ces derniers tout équipés, il est évident que la majorité des automobiles en service depuis quelques temps seront à modifier. Une réserve toutefois est à faire en ce qui concerne les productions d'outre Rhin qui comportent presque toujours un système « Warning ».

Rappelons que l'on désigne sous ce vocable Anglo-Saxon le fonctionnement simultané des quatre feux clignotants du véhicule (deux à l'avant et deux à l'arrière). Ceci est destiné à signaler à tous que le véhicule est victime d'un incident ou d'un accident, qu'en tous cas il se passe quelque chose d'anormal et qu'il convient de redoubler de précautions.

Les montages habituels permettent de faire clignoter les feux soit d'un côté, soit de l'autre, mais pas l'un et l'autre. On pourrait penser qu'il suffit de relier par un interrupteur les deux réseaux gauche et droite des lampes pour que celles-ci fonctionnent simultanément quand l'interrupteur additionnel est fermé. En fait, dans la pratique, il n'est pas possible d'agir ainsi. En effet, la quasi totalité des dispositifs équipant les automobiles fonctionnent au moyen d'un bilame. Le courant qui circule dans les lampes de signalisation parcourt également une lame métallique spéciale qui s'échauffe, se déforme mécaniquement sous l'effet de la chaleur, coupant ainsi le circuit électrique. A partir de ce moment,

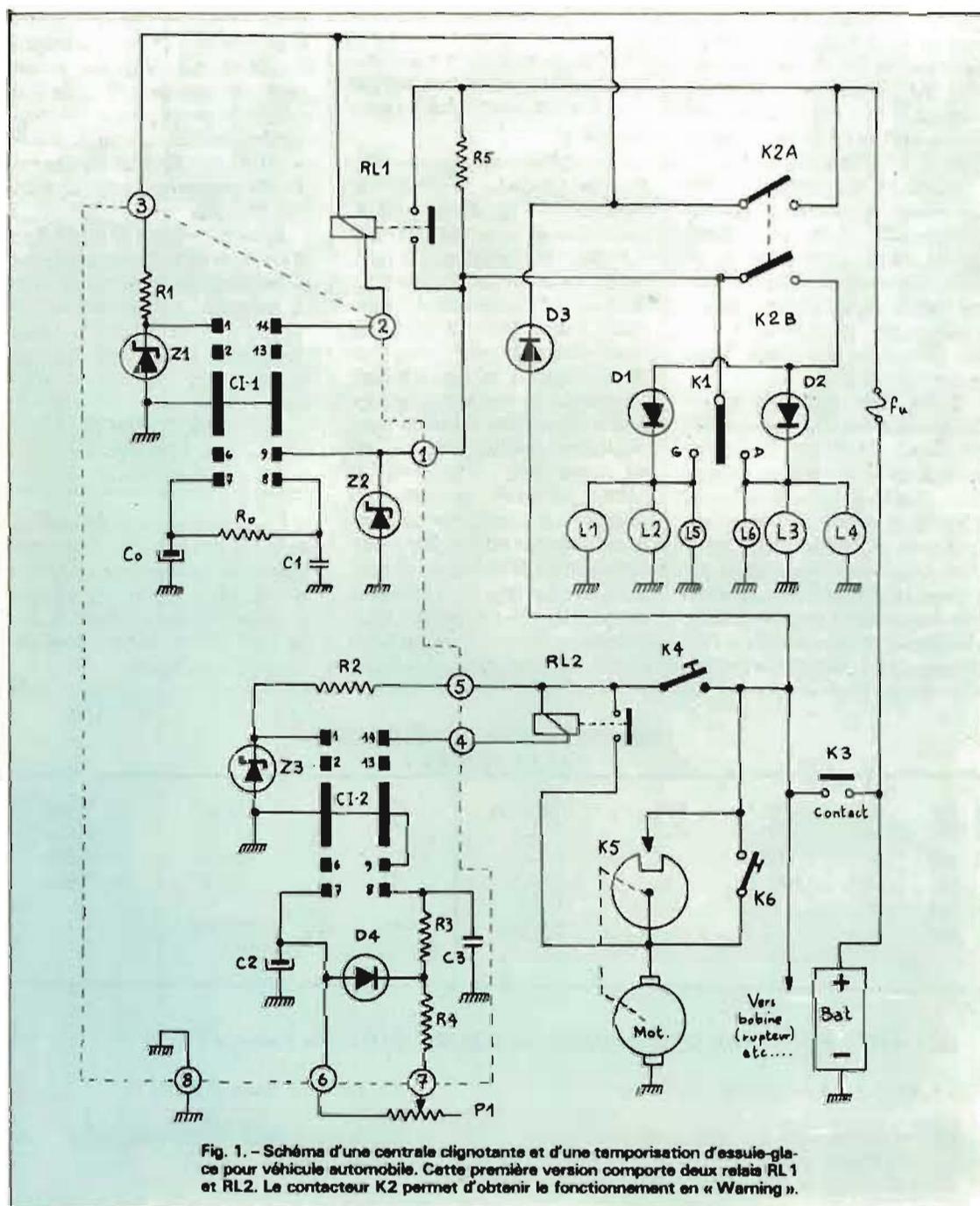


Fig. 1. - Schéma d'une centrale clignotante et d'une temporisation d'essuiе-glacе pour véhicule automobile. Cette première version comporte deux relais RL 1 et RL 2. Le contacteur K 2 permet d'obtenir le fonctionnement en « Warning ».

puisque le courant est interrompu, la lame se refroidit et reprend sa forme primitive, rétablissant ainsi le passage du courant, et le cycle recommence.

On conçoit donc intuitivement que la vitesse du clignotement dépend de la rapidité avec laquelle la lame s'échauffe et par voie de conséquence de l'intensité qui y circule. Celle-ci est définie par le type des lampes utilisées. C'est pourquoi toute modification dans la puissance consommée par ces dernières influe directement sur la durée et la fréquence des éclats lumineux. C'est ce qui explique que lorsqu'une lampe est coupée la fréquence de fonctionnement devient plus lente parce que le courant étant plus faible, la lame met plus de temps pour se déformer. Inversement, une lampe en court-circuit fait circuler un courant très important; la lame s'échauffe très rapidement et le clignotant produit une suite d'éclats lumineux très brefs.

Si donc on réunissait, par un interrupteur, les quatre ampoules, la fréquence de fonctionnement du clignotant deviendrait beaucoup trop rapide. De plus, le bilame n'étant pas prévu pour laisser circuler une intensité deux fois plus élevée que la normale risque de se détériorer.

Il est, bien sûr, possible de changer l'ancien système et de le remplacer par un nouveau comportant un « Warning ». Cependant, quelle que soit la solution adoptée, et compte tenu d'une légère mais inévitable intervention dans le cablage existant pour effectuer la modification, la solution électronique peut se révéler séduisante, principalement si l'on envisage de la réaliser soi-même.

## PRINCIPE DU CLIGNOTANT ÉLECTRONIQUE

Il s'agit d'obtenir, à partir d'une tension d'alimentation de 12 Volts, des signaux rectangulaires capables d'actionner un relais. Celui-ci doit battre à une fréquence comprise entre 1 et 1,5 Hz, avec un rapport cyclique de 0,5 de telle sorte que les signaux lumineux aient une durée d'allumage égale à la durée d'extinction.

Il est possible d'obtenir ce type de fonctionnement par exemple à l'aide d'un multivibrateur à transistors, mais la faible fréquence de récurrence obligerait à compiler passablement le montage et à employer des capacités de très fortes valeurs, donc onéreuses et encombrantes. Il est bien préférable d'utiliser un circuit intégré destiné à cet usage : c'est ce qui a été fait ici.

Le cœur du montage est constitué par un circuit SFC 606 B de Sescossem. Il s'agit d'un circuit intégré monolithique qui a été spécialement développé pour la réalisation de centrales clignotantes destinées à l'équipement des véhicules automobiles. Il offre de nombreux avantages parmi lesquels on peut citer : une très bonne stabilité de fréquence, un rapport cyclique bien défini et éventuellement réglable, une absence de temps mort à l'allumage. Il permet, en outre, de détecter la coupure d'une lampe et de commander toutes les lampes simultanément (« Warning »). Il peut aussi être employé pour effectuer une commande temporisée d'essuie-glace. Enfin, il est protégé contre les inversions de polarité

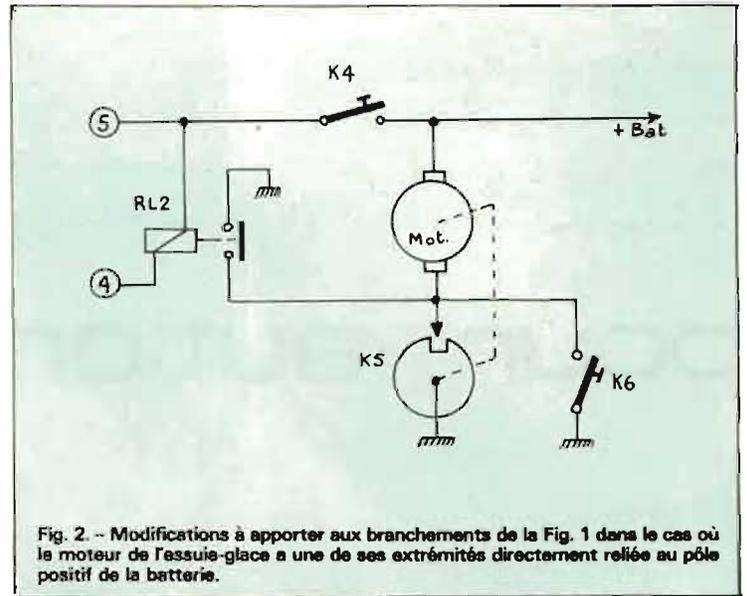


Fig. 2. — Modifications à apporter aux branchements de la Fig. 1 dans le cas où le moteur de l'essuie-glace a une de ses extrémités directement reliée au pôle positif de la batterie.

et son courant de sortie maximal est de 200 mA, ce qui est amplement suffisant pour actionner un relais. Sa température de fonctionnement est comprise entre  $-30^{\circ}\text{C}$  et  $+80^{\circ}\text{C}$ , et la tension d'alimentation doit se situer entre 9 et 16 Volts.

Le circuit intégré SFC 606 B se présente sous la forme d'un petit parallélépipède d'environ 19 mm de longueur, sur approximativement 7 mm de largeur et 5 mm d'épaisseur. Il comporte 10 pattes de sortie (voir Fig. 10).

## DESCRIPTION DU PREMIER MONTAGE

La partie supérieure du schéma de la Fig. 1 représente l'ensemble clignotant « Warning », tandis que la partie inférieure indique comment on peut utiliser le circuit SFC 606 B pour une temporisation d'essuie-glace.

Le circuit CI 1 délivre, sur sa sortie N° 14, des crénaux de tension d'amplitude 12 Volts, de fréquence et de rapport cyclique convenables. Ces deux derniers paramètres sont déterminés par la valeur de la résistance RO et du condensateur CO. La capacité CI évite l'influence des parasites sur le fonctionnement du clignotant. Quand celui-ci est actionné, le potentiel de la sortie N° 14 passe périodiquement par zéro, ce qui fait coller et décoller le relais RL1 suivant le rythme imposé par le circuit CI 1. Le contact travail du relais RL1 alimente directement les lampes de signalisation L1, L2 ou L3, L4 selon que c'est le côté gauche ou droit qui est sélectionné au moyen du contacteur K1. Les lampes L5 et L6 sont les témoins G ou D du clignotant.

En parallèle sur les contacts du relais RL1 se trouve placée une résistance R5 dont le rôle est de détecter la coupure d'une lampe, de la façon suivante : pendant la phase de repos du relais, le potentiel de la sortie N° 9 est déterminé par le rapport potentiométrique de R5 et des lampes. Si l'une d'elles est coupée, le potentiel en 9 s'élève et agit ainsi sur un dispositif à seuil qui détermine le doublement de la fréquence. Si, pendant la phase de repos du relais, le potentiel en 9 reste compris entre zéro et 0,35 Volt, alors la fréquence de l'oscillateur est déterminée uniquement par le réseau RO et CO, en accord avec la relation :  $F = 0,8/RO \cdot CO$

Si, par contre, ce même potentiel s'élève à une valeur comprise entre 0,45 et 4 Volts, la fréquence de clignotement est un peu plus que doublée (multipliée par 2,2).

En fonctionnement normal, la

## NOMENCLATURE DES ÉLÉMENTS DE LA FIGURE 2

R0	=	5600 $\Omega$	10 %	1/2 Watt	C0	=	100 $\mu\text{F}$	16 Volts
R1	=	100 $\Omega$	—	—	C1	=	0,47 $\mu\text{F}$	63 Volts
R2	=	100 $\Omega$	—	—	C2	=	220 $\mu\text{F}$	16 Volts
R3	=	1000 $\Omega$	—	—	C3	=	0,47 $\mu\text{F}$	63 Volts
R4	=	15 k $\Omega$	—	—	P1	=	100 k $\Omega$	
R5	=	82 $\Omega$	—	2 Watts				

RL1 = RL2 = Bobine 100  $\Omega$ , 12 Volts (Siemelec 3223 0007 1100 25 ou équivalent)

L1, L2, L3, L4 = 12 Volts, 21 Watts

L5, L6 = 12 Volts, 2 Watts

CI 1 = CI 2 = SFC 606 B (Sescossem)

D1 = D2 = ESM 181/50 (Sescossem)

D3 = 1 N 645

D4 = 1 N 4148

Z1 = Z2 = Z3 = BZX 46 C 22 (Sescossem)

tension en 9 varie, au rythme du clignotement, entre la valeur de la tension d'alimentation et une tension proche de zéro (inférieure à 0,35 Volt). La valeur de la résistance R5 à utiliser dépend donc de la puissance des lampes employées (L1 à L6). Quand les lampes L1 à L4 dissipent 21 Watts unitairement et les lampes témoins L5 et L6 2 Watts chacune, la résistance R5 doit être portée à une valeur de 82 Ω (2 Watts) pour un bon fonctionnement et une détection correcte de lampes coupées.

Le circuit clignotant SFC 606 B consomme environ une vingtaine de mA au repos : il est donc nécessaire de prendre son alimentation après le clef de contact afin que la batterie ne se décharge pas trop si le véhicule reste longtemps à l'arrêt. Cependant, dans le cas où l'on doit utiliser le « Warning », il faut pouvoir le faire en laissant le contact coupé. Une telle éventualité peut se présenter, par exemple, lorsque le véhicule est en panne sur le bord de la chaussée et que l'on doit quitter sa voiture pour partir à la recherche d'un garagiste. C'est la raison de la présence de la diode D3 qui, pour un usage normal, alimente la borne N° 1 du circuit, uniquement quand le contact est mis.

L'interrupteur K2A permet d'alimenter le circuit et lui seul à l'exclusion du restant des appareils électriques dans le cas où le « Warning » s'avère nécessaire.

Le courant qui circule en permanence à travers R5 et qui entre par la borne N° 9 dans le circuit est de l'ordre de 2 mA. Ceci représente, pour une durée d'un mois, une quantité d'électricité d'environ 1,5 Ampère/heure et constitue une décharge absolument négligeable pour la batterie du véhicule. L'interrupteur K2B, jumelé avec K2A, applique le signal de clignotement aux anodes des deux diodes D1 et D2, ce qui alimente simultanément l'ensemble des lampes (fonctionnement en « Warning »).

Les diodes Zéner Z1 et Z2 assurent la protection du circuit contre les violentes surtensions qui peuvent prendre naissance dans le circuit électrique du véhicule en certaines circonstances. Par exemple, si l'on coupe le contact pendant que les vis platonnées du rupteur sont en contact, il peut y avoir à ce moment production d'une surtension due à l'énergie emmagasinée dans le primaire

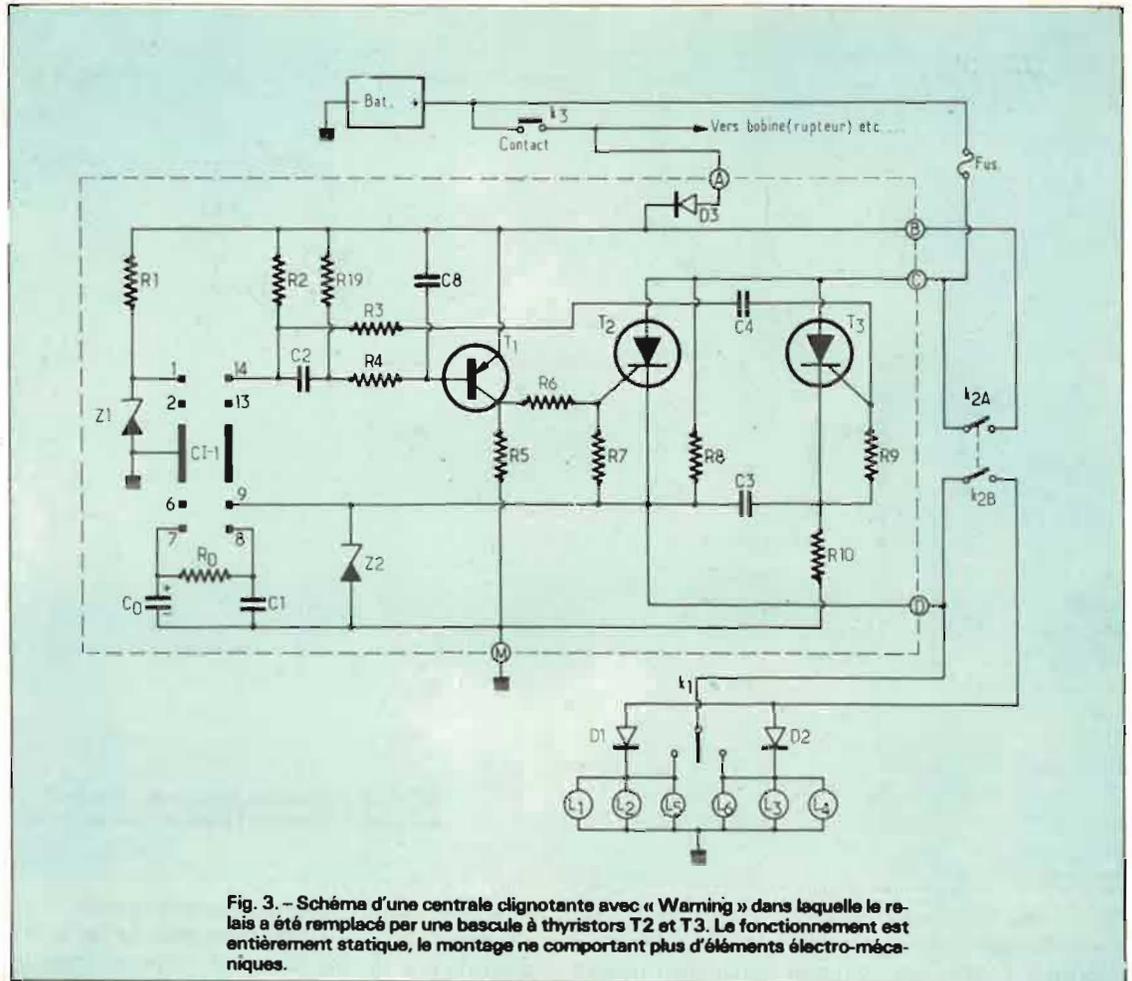


Fig. 3. - Schéma d'une centrale clignotante avec « Warning » dans laquelle le relais a été remplacé par une besucule à thyristors T2 et T3. Le fonctionnement est entièrement statique, le montage ne comportant plus d'éléments électro-mécaniques.

#### NOMENCLATURE DES ÉLÉMENTS DE LA FIGURE 3

R0	=	5600 Ω	10 %	1/2 Watt
R1	=	100 Ω	—	—
R2	=	270 Ω	—	—
R3	=	750 Ω	—	—
R4	=	3900 Ω	—	—
R5	=	1000 Ω	—	—
R6	=	270 Ω	—	—
R7	=	270 Ω	—	—
R8	=	82 Ω	—	2 Watts
R9	=	220 Ω	—	1/2 Watt
R10	=	27 kΩ	—	—
R19	=	12 kΩ	—	—

C0	=	100 μF	16 Volts
C1	=	68 nF	63 Volts
C2	=	0,1 μF	—
C3	=	4 μF	—
C4	=	47 nF	—
C8	=	0,1 μF	—

L1, L2, L3, L4 = 12 Volts, 21 Watts  
L5, L6 = 12 Volts, 2 Watts

CI 1 = SFC 606 B (Sescossem)  
T2 = BTW 27 S / 200 R (Sescossem)  
D1 = D2 = ESM 181 / 50 (Sescossem)  
Z1 = Z2 = BZX 46 C 22 (Sescossem)

T1 = BCW 96 A (Sescossem)  
T3 = BRY 55 / 30 (Sescossem)  
D3 = 1 N 645

de la bobine d'allumage. Cette surtension peut atteindre des valeurs très élevées (plusieurs centaines de volts) et prendre des formes diverses (impulsion unique, train d'oscillations amorties, etc.). Elle est présente sur toute la partie du circuit électrique qui est commune à l'allumage, c'est à dire sur la quasi totalité de celui-ci.

Le fait qu'au moment précis où l'on ouvre le contact, la batterie soit alors débranchée du circuit

électrique favorise l'apparition de cette surtension dans ce dernier puisque la batterie ne peut plus contribuer à réduire l'amplitude du parasite. Les diodes Zéner Z1 et Z2 limitent l'amplitude des surtensions occasionnelles à 22 volts.

Le relais RL1, dont la résistance ohmique de l'enroulement est de l'ordre de 100 Ω ou plus, commande directement par ses contacts l'application de la tension sur les lampes de signalisation. Pour des lampes de puissance

ces identiques à celles mentionnées plus haut, et pour une tension d'alimentation de 14 volts, l'intensité commutée par RL1 peut atteindre 8,6 ampères environ, dans le cas le plus défavorable, c'est à dire en position « Warning ». Les contacts du relais RL1 devront donc pouvoir supporter ce courant auquel vient s'ajouter une surintensité transitoire qui a lieu au début de chaque allumage et qui correspond au temps de chauffage des filaments

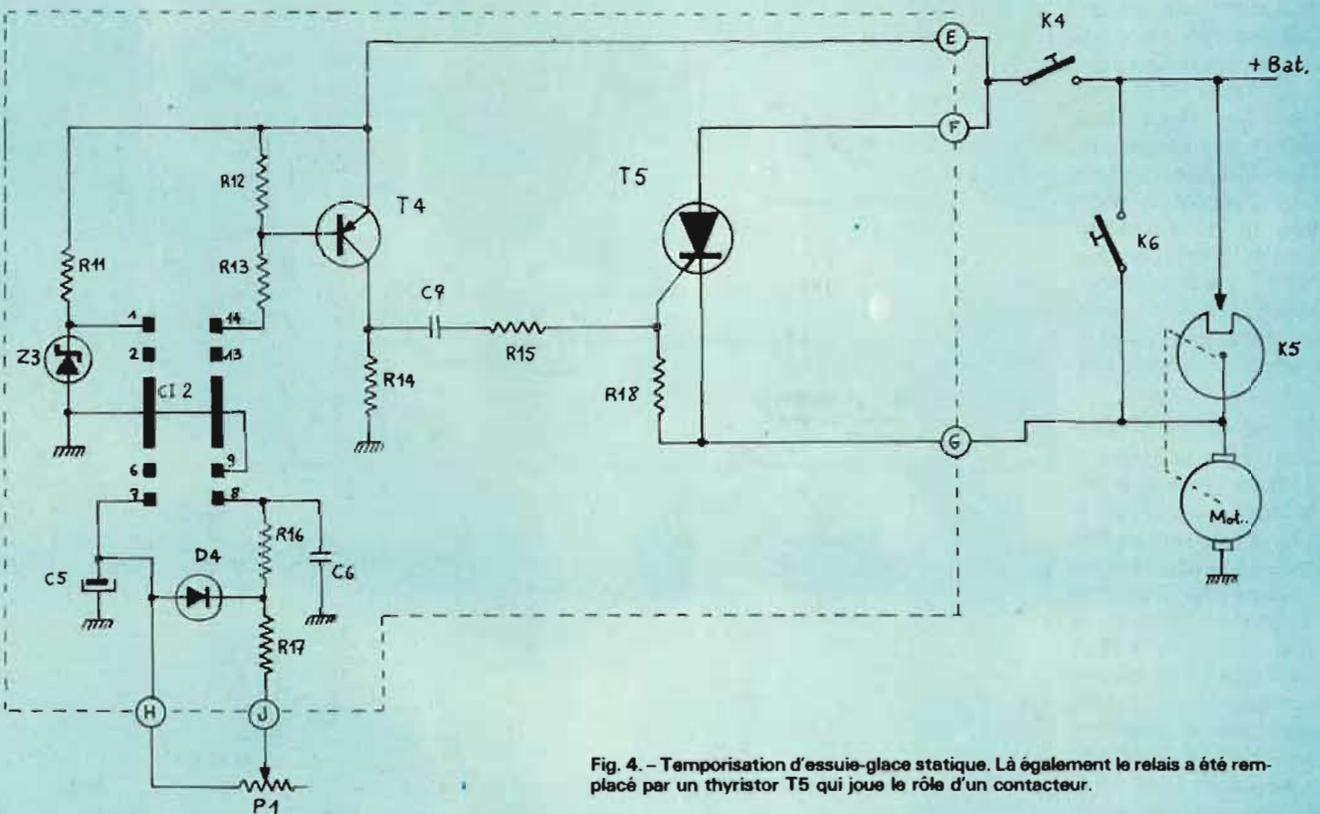


Fig. 4. - Temporisation d'essuie-glace statique. Là également le relais a été remplacé par un thyristor T5 qui joue le rôle d'un contacteur.

des lampes, la résistance à froid de ces derniers étant notablement inférieure à celle que l'on peut mesurer lorsqu'ils sont chauds.

Un fusible calibré à 10 Ampères protège la partie clignotant du montage.

### TEMPORISATION D'ESSUIE-GLACE

Ainsi que nous l'avons précédemment mentionné, le circuit SFC 606 B permet également de réaliser une commande temporisée d'essuie-glace. L'utilité de cel-

le-ci n'est plus à démontrer et tous ceux à qui il a été donné de circuler lorsqu'il tombait du crachin ou de la bruine apprécieront la commodité de la temporisation.

Il s'agit, en fait, de déclencher un va et vient de l'essuie-glace à la fois, ceci avec une récurrence rendue variable au moyen d'un potentiomètre P1 (voir Fig. 1). Ce dernier permet d'ajuster le temps de pause entre deux battements. Pour  $P1 = 100 \text{ k}\Omega$  et avec les valeurs des composants indiqués, le temps de pause est continuellement ajustable entre 4 et 20 se-

condes approximativement.

L'impulsion délivrée par le circuit fait coller temporairement le relais alimenté directement, à partir de la batterie, le moteur de l'essuie-glace, permettant ainsi à la came d'arrêt fixe K5 de franchir sa position de repos. Un certain temps après que celle-ci ait été franchie, le relais RL2 décolle mais le moteur continue de tourner jusqu'à ce que la came d'arrêt fixe repasse par sa position de repos : à ce moment le moteur s'arrête, un cycle complet de balayage ayant été effectué. Après un certain temps de pause, le circuit délivre une nouvelle impulsion ; le même fonctionnement se reproduit et ainsi de suite, chaque cycle correspondant alors à un va et vient des balais.

La durée du temps de pause est déterminée par la valeur des éléments suivants : C2, P1, R3 et R4. La résistance R2 et la diode régulatrice de tension Z3 jouent le même rôle que leurs homologues R1 et Z1. Le relais RL2 est en tous points semblable au relais RL1.

L'interrupteur K4 commande le fonctionnement avec temporisation à condition que l'interrupteur K6 reste ouvert. Ce dernier est l'interrupteur manuel d'essuie-glace, existant à l'origine et qu'il faut conserver puisqu'il per-

met d'obtenir le va-et-vient continu, particulièrement utile en cas de pluie battante.

La Fig. 1 indique le branchement du relais RL2 pour un moteur d'essuie-glace comportant un pôle à la masse du véhicule, l'alimentation positive se faisant à travers la came d'arrêt fixe K5. Dans le cas où c'est cette dernière qui aurait un pôle à la masse et que le moteur recevrait alors directement le pôle positif de la tension de batterie, on trouvera sur la Fig. 2 les modifications à apporter au branchement du relais RL2 pour conserver un fonctionnement semblable au précédent.

### DESCRIPTION DU SECOND MONTAGE

C'est une version améliorée des montages précédents. Elle a été développée de telle sorte que les composants électromécaniques RL1 et RL2 soient remplacés par des interrupteurs statiques, c'est à dire par des thyristors. Le schéma du clignoteur est représenté sur la Fig. 3. Une grande partie du montage est identique à celui de la Fig. 1 ; la seule différence est que l'on a substitué au relais RL1 une bascule à thyristors composée de T2 et de T3. Le thyristor T2 est un BTW 27 S/200R de Sescosem,

### NOMENCLATURE DES ÉLÉMENTS DE LA FIGURE 4

R11	=	100 $\Omega$	10 %	1/2 Watt
R12	=	1000 $\Omega$	—	—
R13	=	470 $\Omega$	—	—
R14	=	1000 $\Omega$	—	—
R15	=	220 $\Omega$	—	—
R16	=	1000 $\Omega$	—	—
R17	=	15 k $\Omega$	—	—
R18	=	1000 $\Omega$	—	—
P1	=	100 k $\Omega$	—	—
C5	=	220 $\mu\text{F}$	16 Volts	—
C6	=	0,47 $\mu\text{F}$	63 Volts	—
C7	=	0,1 $\mu\text{F}$	63 Volts	—

CI 2 = SFC 606 B (Sescosem)

T4 = BCW 96 A (Sescosem)

T5 = BTW 27 / 100 R (Sescosem)

D4 = 1 N 4148

Z3 = BZX 46 C 22 (Sescosem)

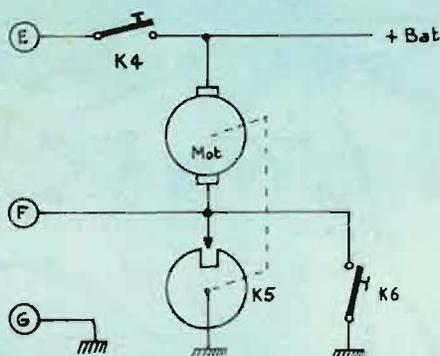


Fig. 5. - Modifications à apporter aux branchements du montage de la Fig. 4 dans le cas où le moteur de l'essui-glace a une de ses extrémités directement reliée au pôle positif de la batterie.

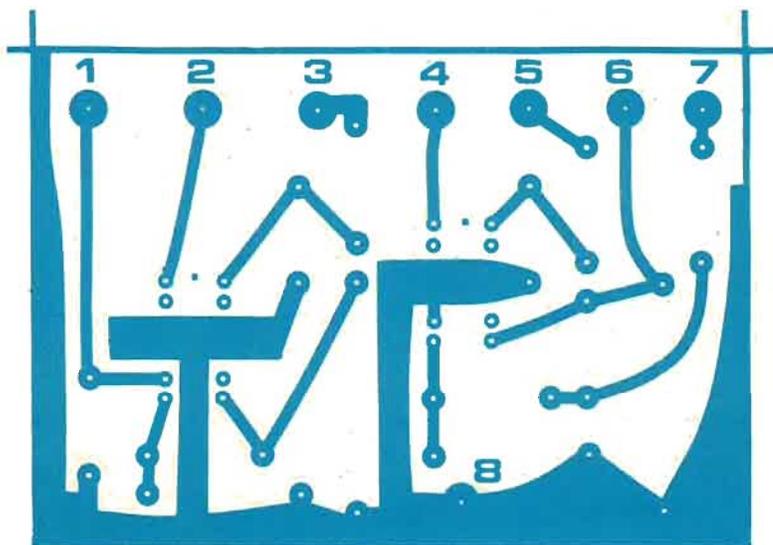


Fig. 6. - Dessin du circuit imprimé correspondant au schéma de la Fig. 1. Les dimensions sont 95 mm x 65 mm (vue côté cuivre).

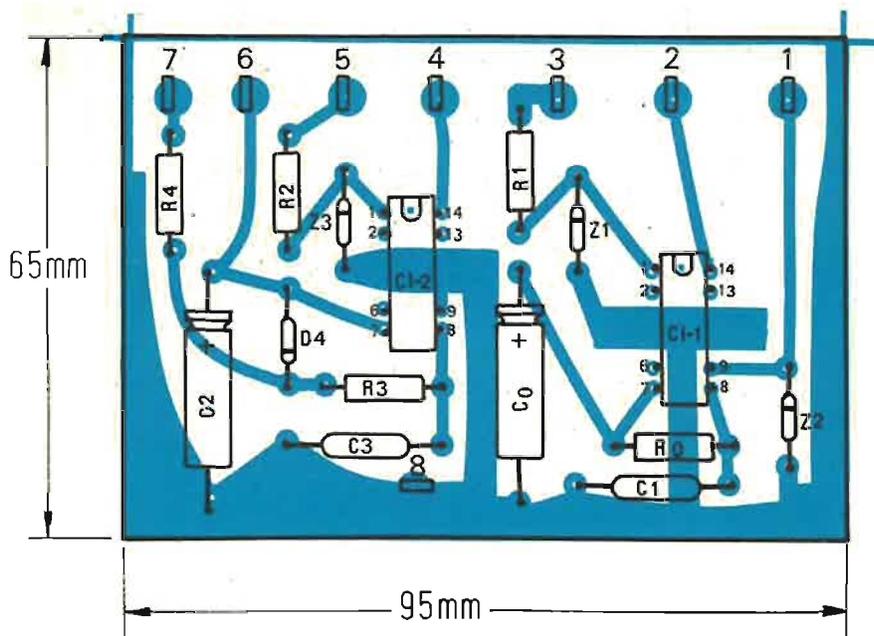


Fig. 7. - Implantation des éléments sur le circuit imprimé de la Fig. 6. Le stratifié est supposé transparent pour permettre de voir les éléments à travers celui-ci.

dispositif rapide prévu pour la commutation forcée, qui commute le courant circulant dans les lampes de signalisation et effectue le travail précédemment dévolu aux contacts de RL1. Le thyristor T3 est un BRY 55/30, petit dispositif en encapsulation époxy, dont le rôle consiste à bloquer le thyristor principal T2 au moment voulu.

Le fonctionnement de la bascule à thyristor est le suivant : dès que l'impulsion négative, délivrée par le circuit C11 sur sa broche N° 14, est présente, celle-ci rend conducteur le transistor T1. Sur le collecteur de ce dernier, aux bornes de la résistance R5, on recueille le flanc avant du créneau positif (c'est-à-dire le flanc positif) qui est transmis à la gâchette du thyristor T2 par l'intermédiaire de la résistance R6. Le thyristor T2 devient alors conducteur et laisse circuler le courant d'alimentation dans les lampes. La capacité C3 se charge à un potentiel voisin de celui de la batterie, avec un pôle positif du côté de la cathode de T2.

Au moment où le créneau négatif cesse, c'est à dire au moment où la tension sur la sortie N° 14 passe de zéro volt à +12 Volts par exemple, il y a production, à cet endroit, d'un flanc positif qui est appliqué à la gâchette du petit thyristor T3 à travers R3 et V4. Le thyristor T3 est rendu conducteur à son tour. La capacité C3, déjà chargée à 12 Volts, applique momentanément sur la cathode de T2 une tension environ deux fois supérieure à celle de la batterie, ce qui suffit à bloquer le thyristor principal. Le condensateur C3 se charge alors, mais avec des polarités opposées à celles de la phase précédente. Lorsque C3 est chargé, le thyristor auxiliaire T3 se désamorce car le courant qui circule dans R10 se situe nettement en dessous du courant de maintien ; il est donc insuffisant pour maintenir ce dispositif en conduction. Le montage est alors prêt pour commencer un autre cycle identique au premier.

Ce type de montage permet d'éviter l'inconvénient majeur des bascules à thyristors alimentées en continu, à savoir la conduction simultanée des deux dispositifs, par exemple à cause d'un déclenchement dû à des parasites. Dans un tel cas, si l'on n'a pas pris de précautions particulières à ce sujet, les deux semiconducteurs conduisent simultanément et il n'est plus possible de bloquer l'un par l'autre. Par

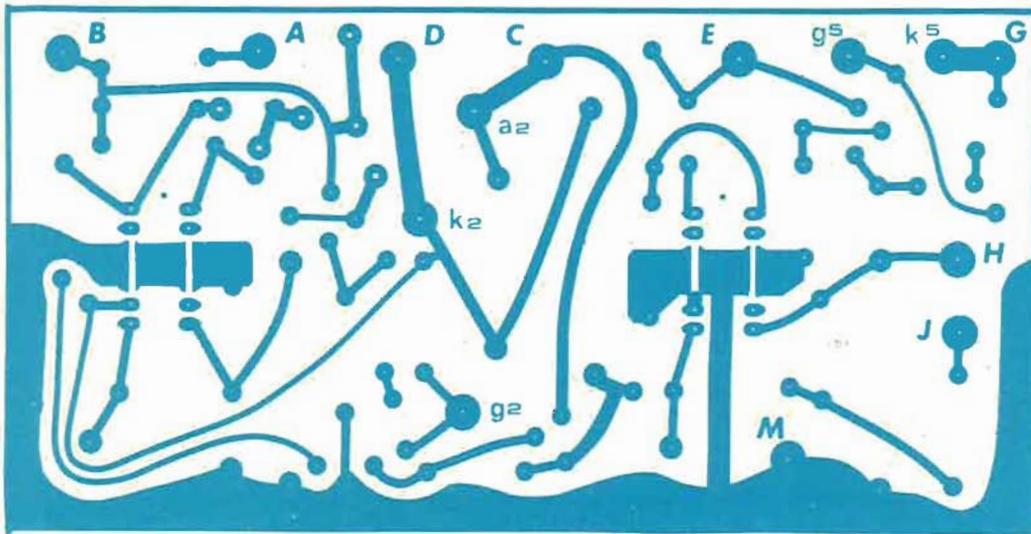


Fig. 8. - Dessin du circuit imprimé correspondant aux schémas des figures 3 et 4. Le circuit est vu du côté cuivre.

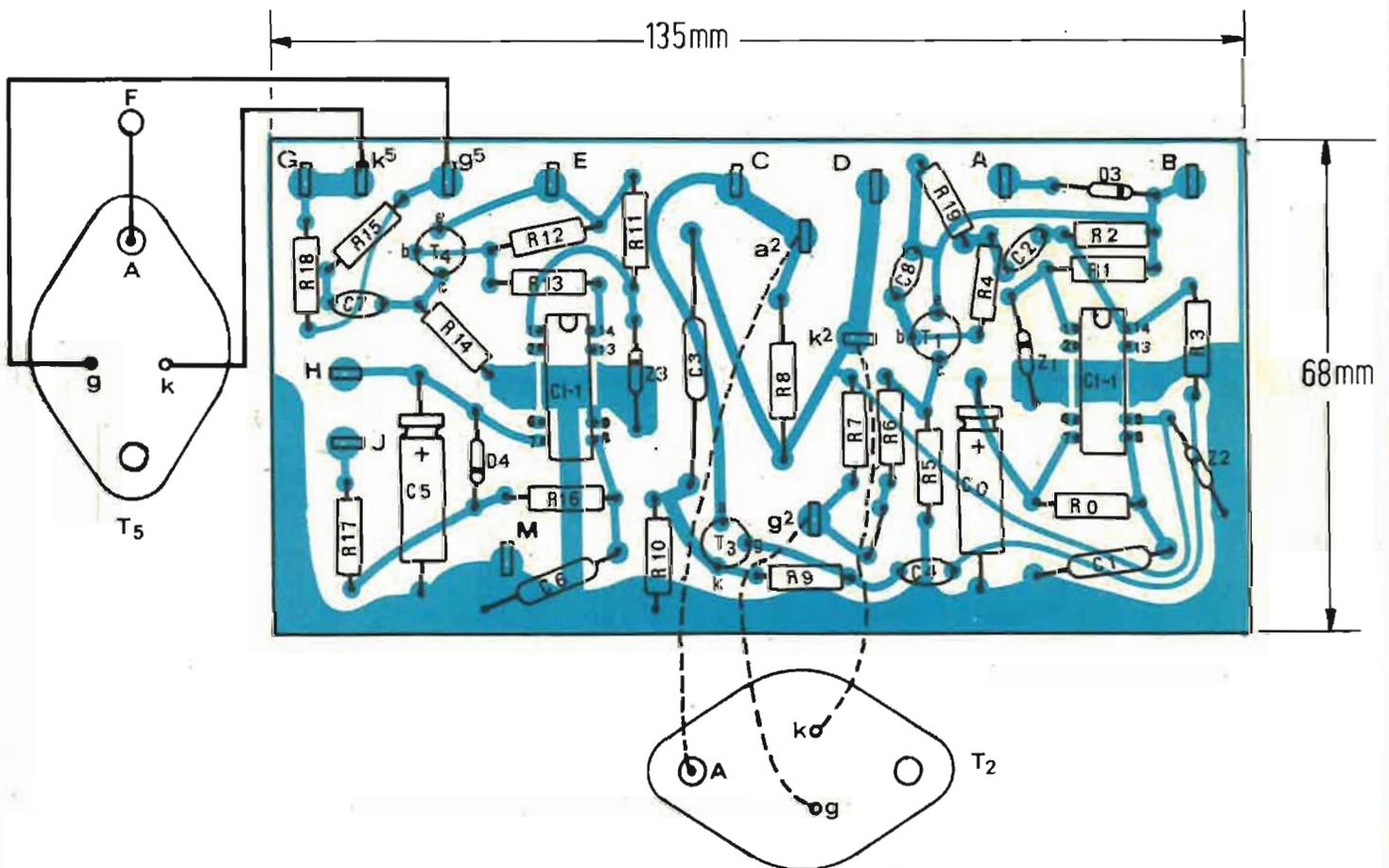
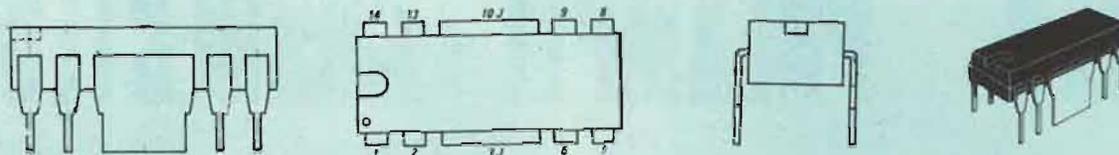
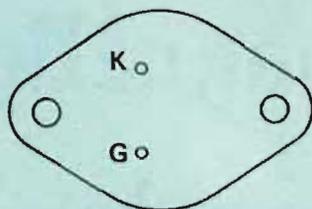


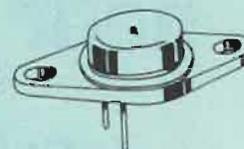
Fig. 9. - Implantation des éléments sur le circuit imprimé de la Fig. 8. Les composants sont vus à travers le stratifié qui est supposé transparent.



C.I. 1 & C.I. 2      Circuit intégré SFC 606 B



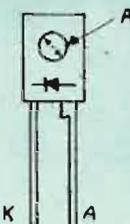
Anode au  
boîtier



Thyristors BTW 27 & BTW 27 S



Transistor P.N.P. BCW 96 A



Diode ESM 181/50



Thyristor BRY 55/30

Fig. 10. - Branchements des principaux semiconducteurs et circuits intégrés utilisés dans les différentes réalisations.

contre, avec le schéma de la Fig. 3, même si T2 et T3 conduisent simultanément, une fois la capacité C3 chargée, T3 finira par se bloquer. Lors de sa prochaine mise en conduction il sera à même de désamorcer le thyristor principal.

La résistance R8, située entre l'anode et la cathode de T2, remplit la même fonction que la résistance R5 du schéma de la Fig. 1 : elle détecte la coupure éventuelle d'une lampe. Un fusible rapide fu protège le circuit clignotant en cas de court circuit d'une lampe.

#### TEMPORISATION D'ESSUIE-GLACE (Fig. 4)

Là encore, la modification principale réside dans le remplacement du relais RL2 par un thyristor T5, qui est du type BTW 27/100R. Dès que l'impulsion négative apparaît sur la sortie N° 14 de CI2, le transistor PNP T4 est rendu conducteur. Le flanc avant de l'impulsion positive qui est présente sur son collecteur rend le thyristor T5 conducteur parce que cette impulsion positive est transmise à sa gâchette par C7 et

R15. Le thyristor T5 applique alors la tension de la batterie au moteur de l'essuie-glace qui se met à tourner.

Dès que la came d'arrêt fixe a dépassé sa position de repos, elle alimente à son tour le moteur qui continue de tourner. Par la même occasion, celle-ci court-circuite l'espace anode-cathode de T5 qui alors se désamorçe. Le moteur continue à tourner jusqu'à ce que la came d'arrêt fixe K5 repasse par sa position de repos ; à ce moment le moteur s'arrête et l'ensemble est prêt pour effectuer un nouveau cycle qui débutera lors de la prochaine impulsion positive envoyée sur la gâchette de T5.

La Fig. 5 montre les branchements à effectuer dans le cas où le moteur a une de ses extrémités reliée directement à la ligne positive.

#### REALISATION

L'ensemble « Warning » et temporisation a été réalisé sous forme de deux circuits imprimés. Le premier circuit, dont la représentation est donnée sur la Fig. 6, comporte tous les éléments du

schéma de la Fig. 1 qui sont compris dans la surface délimitée par le trait en pointillé. Les numéros des sorties (1 à 8) sont indiqués sur le circuit imprimé. Celui-ci est vu du côté cuivre, les zones sombres correspondant au cuivre qui doit subsister après gravure.

La figure. 7 montre la disposition des éléments sur le circuit imprimé, le stratifié étant supposé transparent pour permettre de voir les composants à travers ce dernier.

La Fig. 8 est le dessin du circuit imprimé de la deuxième version : il comporte tous les éléments des Figures 3 et 4 qui sont situés à l'intérieur des surfaces inscrites par les pointillés, à l'exclusion toutefois des thyristors T2 et T5 qui sont fixés sur un côté de la boîte en aluminium, celle-ci servant de refroidisseur à ceux-là. On n'oubliera pas d'intercaler entre chacun de ces deux dispositifs et le coffret, un mica isolant enduit de graisse silicone pour assurer une bonne conduction de la chaleur. Les fils de liaison entre le circuit imprimé et les électrodes des thyristors T2 et T5 sont repérés : a2, g2, k2, sont à relier res-

pectivement à l'anode, à la gâchette et à la cathode de T2 ; il en est de même pour T5 avec k5 et g5.

En ce qui concerne D1 et D2, ces deux dispositifs seront à monter sur un refroidisseur en aluminium d'environ 7 x 10 cm. Ce dernier sera isolé de la masse du véhicule. Rappelons que c'est l'anode des diodes D1 et D2 qui est électriquement reliée au boîtier, ce qui permet de les fixer sur le radiateur sans les isoler de celui-ci, puisque, dans le schéma, ce sont les anodes qui sont communes.

Sur le circuit imprimé, on réalisera, aux endroits voulus, deux fentes pour permettre le passage et la soudure des deux ailettes des circuits intégrés CI1 et CI2.

La Fig. 9 représente l'emplacement des composants sur le circuit imprimé. De même que la Fig. 7, la Fig. 9 suppose le stratifié transparent et les éléments vus à travers celui-ci.

On trouvera sur la Fig. 10 les branchements des principaux semiconducteurs et circuits intégrés utilisés dans les différents montages.

G.L.

# MODULES PREAMPLI - CORRECTEURS

## • Préamplificateur stéréo pour cellule magnétique

## • Préamplificateur correcteur de tonalité

### A) PREAMPLIFICATEUR CORRECTEUR RIAA

UN préamplificateur pour cellule magnétique doit remplir deux fonctions :

- Amplifier les signaux fournis par la cellule qui sont de l'ordre de 2 à 10 mV, avec un taux de distorsion négligeable.

- Corriger la courbe de l'enregistrement, rôle de la contre-réaction RIAA qui doit atténuer les fréquences élevées et amplifier les basses fréquences en inverse de ce qui a été fait à la gravure des disques.

La courbe obtenue doit se superposer le plus exactement possible avec la courbe théorique (voir fig. 1). A la fréquence de 50 Hz, nous devons avoir un gain de 20 dB. Entre 500 Hz et 2121 Hz, le gain est nul. A la fréquence de 20 kHz, nous devons avoir une atténuation de 20 dB.

Les caractéristiques RIAA mentionnent une réponse en vélocité pratiquement plate entre 20 et 50 Hz, ce qui implique un relèvement des basses dans cette zone. Avec le préamplificateur nous atteignons 25 Hz, ce qui est remarquable puisque, généralement, on se contente de suivre la courbe théorique jusqu'à environ 50 Hz.

Malheureusement, le gain du circuit est assez faible et il faut faire appel à un étage amplificateur, ce que nous constatons sur le schéma de principe fig. 2.

### LE SCHÉMA DE PRINCIPE

Comme nous venons de le signaler, nous avons dû faire appel à un étage amplificateur complémentaire et le nombre de transistors par voie se trouve porté à 4.

La résistance de charge nécessaire pour une cellule magnétique est de 47 k $\Omega$ , ce qui est assuré par la résistance R1.

Le gain d'étage est donné par :

$$\frac{R7 + R9}{R9}$$

soit :

$$\frac{2\,200 + 470}{470} = 5,7$$

à la fréquence intermédiaire (1 kHz).

La courbe de réponse en fréquence de la fig. 1 est obtenue en choisissant convenablement les condensateurs C2 et C3.

Q1 et Q3 sont des étages amplificateurs de tension à gain élevé et faible bruit, tandis que Q2 est un étage transformateur de phase et de tension, permettant au transistor d'entrée d'être utilisé dans sa zone la plus linéaire. Le transistor Q3 a une résistance de charge fai-

ble pour réduire la distorsion à un niveau aussi faible que possible.

La stabilité du point de fonctionnement en courant continu est assurée par une contre-réaction négative en courant continu à travers R3 et R2 jusqu'à la base de Q1 et par R7 jusqu'à l'émetteur du même transistor.

Le circuit R7 - C4 et C5 fournit également le trajet en contre-réaction nécessaire, en association avec le condensateur C1 pour fournir un filtre de coupure de ronflement de 18 dB par octave avec une fréquence de recouvrement de 25 Hz et une atténuation

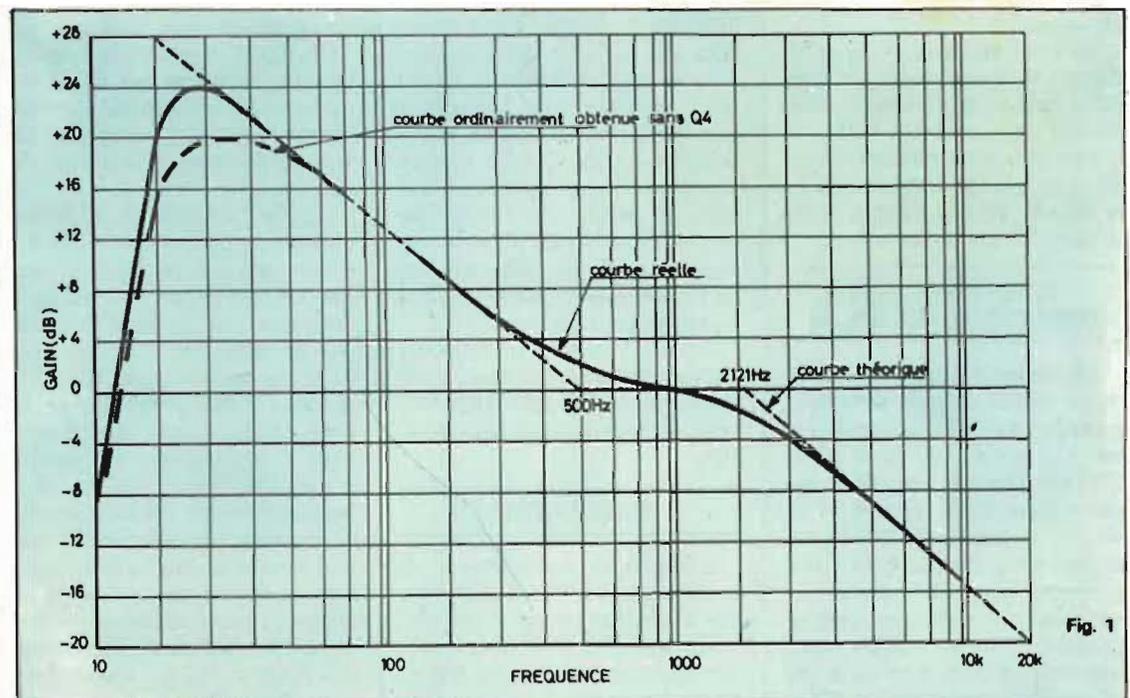


Fig. 1

finale de plus de 40 dB à 8 Hz.

Le condensateur C5 fournit une correction de phase, il est primordial pour obtenir une réponse correcte en onde carrée.

La réponse de ce circuit est particulièrement satisfaisante, il peut délivrer un signal de sortie atteignant 1 V avec une distorsion inférieure à 0,02 %, entre 100 Hz et 10 kHz.

Le transistor Q4 est un circuit à émetteur flottant et collecteur suiveur. Le gain de cet étage permet de compenser le faible gain obtenu avec Q1 et Q3.

La tension d'alimentation est de +24 volts avec cellule de filtrage de 220  $\mu$ F et résistance de 2,2 k $\Omega$ .

### LE CIRCUIT IMPRIMÉ

L'implantation sur circuit imprimé de ce préamplificateur est donnée à l'échelle 1, Fig. 3.

Le dessin des pistes-cuivrées n'est pas trop complexe à réaliser surtout si on se sert des autocollants MECANORMA.

Vu les faibles courants en circulation, les pistes peuvent être très fines, nous avons utilisé personnellement une largeur de pistes de 1,27 mm et des pastilles de 2,54 mm de diamètre.

Tous les perçages s'effectueront avec un foret de 1 mm. Il sera nécessaire de reprendre ensuite quelques trous à 1,3 mm pour la prise d'entrée et les pinoches.

### CÂBLAGE DU MODULE

Celui-ci est facilité par le plan de câblage de la fig. 4. Le module étant symétrique, nous avons représenté à la partie supérieure les composants suivant les symboles électriques du schéma de principe, à la partie inférieure, ceux-ci sont marqués en clair, évitant ainsi les longues listes de la nomenclature.

La prise d'entrée est une DIN pour circuit imprimé.

Bien veiller à l'orientation des semiconducteurs et des électrochimiques.

Pour le condensateur C3 du réseau RIAA, la valeur préconisée de 1 800 pF n'étant pas normalisée, nous avons prévu la possibilité de mettre en parallèle deux condensateurs dont la somme donne la valeur désirée, soit par exemple :

$$C3 = 1\ 500\ \text{pF} + 330\ \text{pF}$$

soit : C3 = 1 830 pF

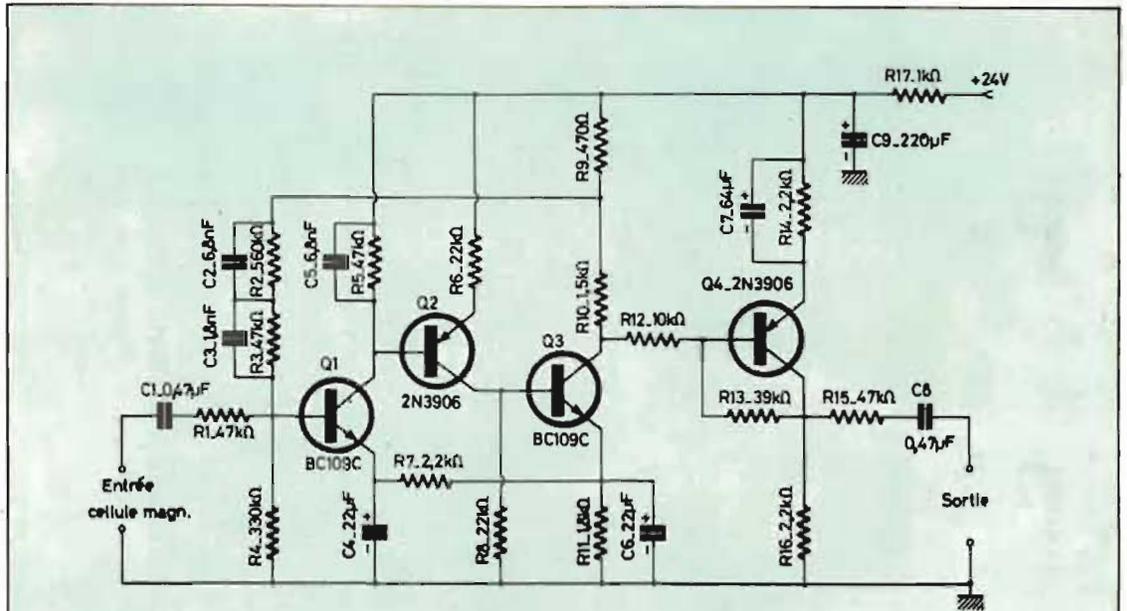


Fig. 2



Fig. 3

Pour obtenir les performances annoncées, il est indispensable d'utiliser des composants de qualité :

- Résistances à couche métallique  $\pm 2\%$  ou  $\pm 5\%$  max. pour obtenir le meilleur rapport signal/bruit.
- Condensateurs à  $\pm 5\%$  pour le réseau RIAA afin de suivre au mieux la courbe théorique.
- Transistors de premier choix.

### UTILISATION DU MODULE

Personnellement, il est une chose que nous comprenons mal, concernant les platines et leur utilisation.

Pour toutes les autres sources, que ce soit un tuner ou une platine de magnétophone, ces appareils sont équipés de leur électronique et permettent d'attaquer

l'amplificateur à haut-niveau.

Pour la platine de lecture, alors que le niveau du signal que peut fournir une bonne cellule magnétique ne dépasse pas 4 à 5 mV, on se contente de véhiculer celui-ci jusqu'à l'amplificateur avec un câble plus ou moins blindé atteignant 1,50 m de longueur. C'est là seulement, après avoir ramené pas mal de parasites, que l'on va traiter le signal fourni par la cellule. Il est plus raisonnable d'inclure

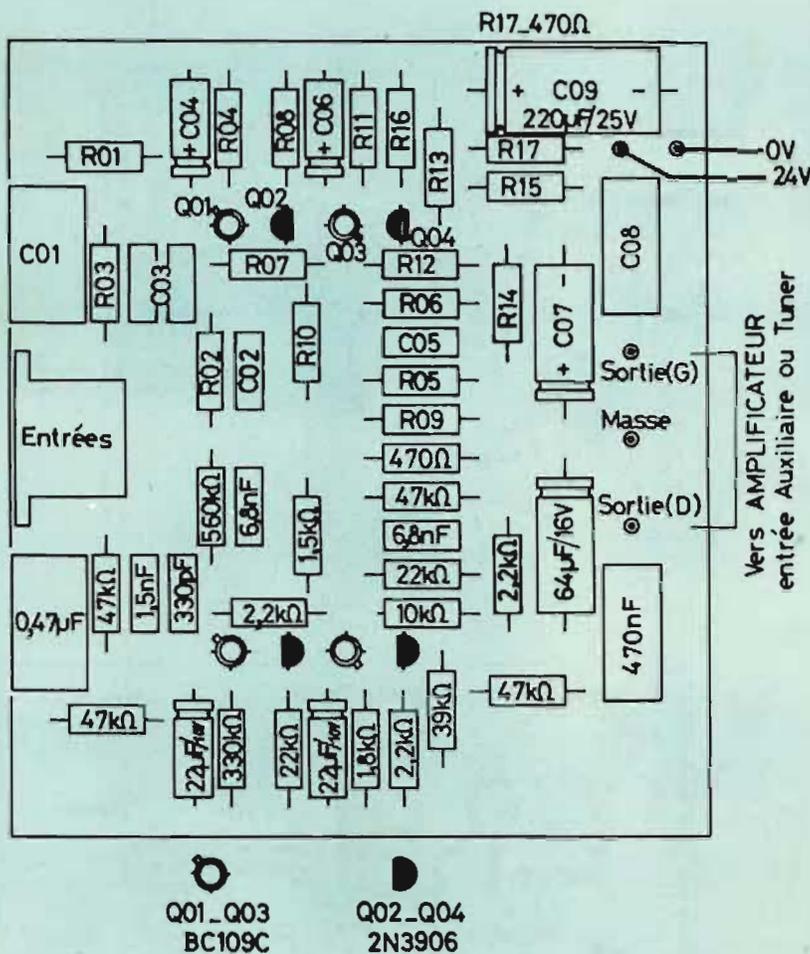


Fig. 4

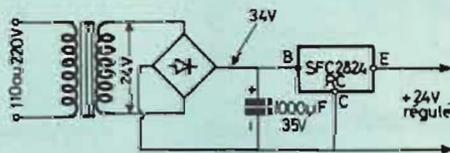


Fig. 5

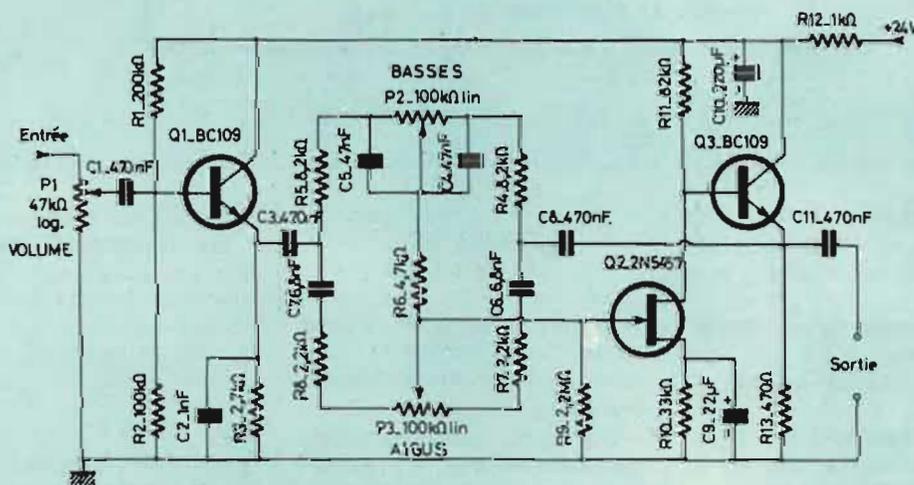


Fig. 6

le préamplificateur-correcteur dans le socle de la platine et de transporter des signaux à haut-niveau et, si possible, à basse impédance vers l'amplificateur, le rapport signal/bruit ne pourra qu'y gagner.

Le préamplificateur que nous venons de proposer permet cette combinaison, les deux sorties (voies gauche et droite) seront injectées sur une entrée haut-niveau de l'amplificateur, soit tuner, soit entrée auxiliaire.

La tension d'alimentation + 24 volts devra être régulée, on se servira avantagement d'un régulateur de tension en boîtier T03, le SFC 2824 RC Scosem, par exemple. Fig. 5. Vu la faible consommation du module, le régulateur sera fixé sans radiateur.

### B) PRÉAMPLIFICATEUR CORRECTEUR DE TONALITÉ

Un correcteur de tonalité est un étage quelque peu contesté sur un amplificateur par les puristes de la haute-fidélité. Il est vrai que la grande musique doit être écoutée sans déformation de la tonalité, c'est sans doute pour cette raison que certains appareils sont équipés d'une touche linéaire court-circuitant le Baxandall. Cependant certaines enceintes affectées par une coloration propre peuvent être corrigées avec le correcteur de tonalité.

### LE SCHÉMA DE PRINCIPE Fig. 6

Le circuit proposé est du type conventionnel et utilise un système à contre-réaction négative. Toutefois l'élément actif utilise un transistor à effet de champ. Les transistors à effet de champ présentent à la fois un plus faible niveau de bruit et une meilleure linéarité que les transistors bipolaires, et, dans ce type de circuit, une impédance d'entrée élevée entraîne une charge négligeable de circuit de réglage de tonalité.

Le gain d'étage nécessaire dans ce circuit exige une résistance de charge de drain de valeur élevée et le transistor à effet de champ doit par conséquent être suivi d'un émetteur suiveur pour fournir la faible impédance de sortie nécessaire pour faciliter l'interconnexion avec l'étage suivant.

Pour que le circuit de réglage de tonalité à contre-réaction fonctionne de façon satisfaisante, les

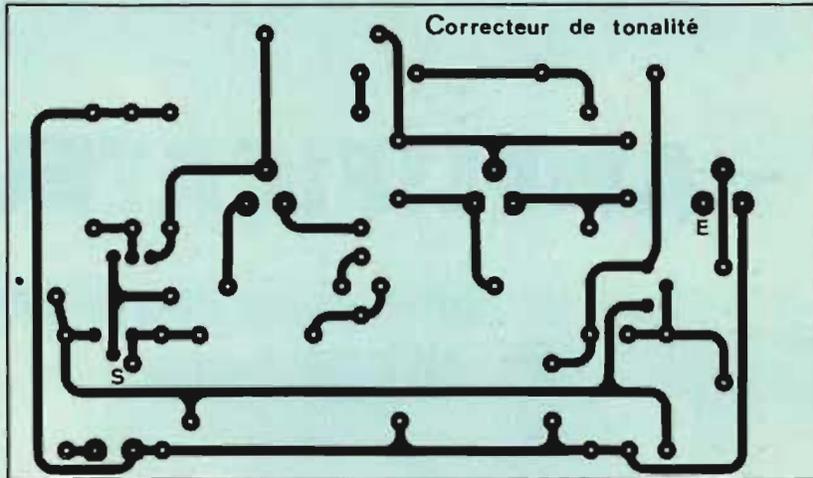


Fig. 7

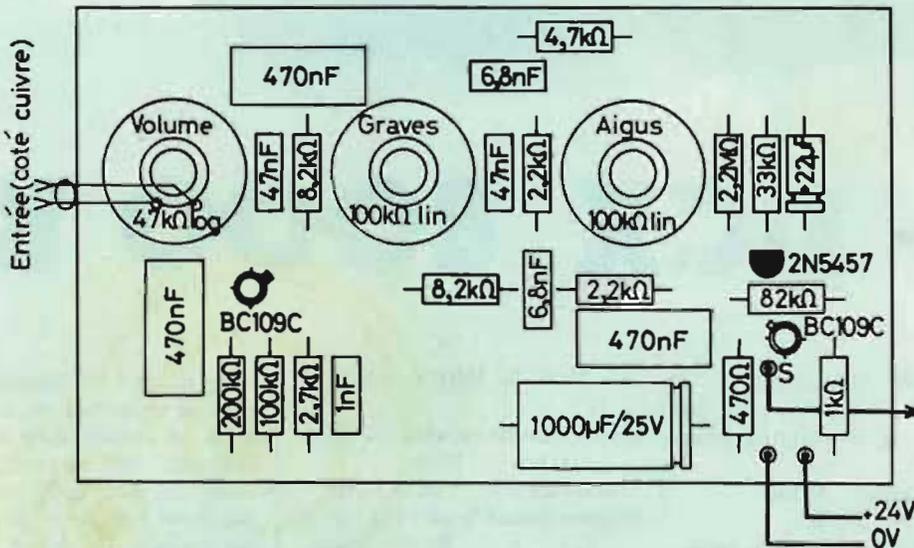


Fig. 8

impédances d'entrée et de sortie situées à chaque extrémité doivent être faibles par rapport à l'impédance d'entrée du circuit.

Un circuit de conversion d'impédance est également nécessaire entre les circuits de réglage de volume et de tonalité, d'où la présence d'un étage émetteur suiveur. Le condensateur C2 1 nF monté dans le circuit émetteur de Q1 permet d'éviter qu'une oscillation parasite haute fréquence ne se produise.

Ce correcteur de tonalité est très efficace :

- ± 20 dB à 40 Hz et
- ± 18 dB à 20 kHz

Nous trouvons un plateau entre 750 Hz et 900 Hz.

### LE CIRCUIT IMPRIMÉ

Comme pour le préamplificateur RIAA, l'étude du circuit imprimé est proposée à l'échelle 1, fig. 7.

Là, encore, aucune difficulté de réalisation.

### LE CÂBLAGE DU MODULE

Le plan de câblage de ce module est fourni à la fig. 8. Tous les composants sont repérés suivant leur valeur nominale, donc pas de risque d'erreur.

Pour les potentiomètres, l'étude du circuit imprimé a été établie

pour les modèles PC5, PE25 S fernice. Malheureusement ces composants sont assez onéreux et il pourront être remplacés, par exemple, par des Radhioms. Dans ce cas les interconnexions se feront par câble blindé.

La résistance de 470 Ω dans l'émetteur de Q3 peut varier jusqu'à une valeur maximale de 2,2 kΩ suivant le gain que l'on veut tirer de ce correcteur de tonalité.

L'entrée se fait directement aux bornes du potentiomètre de volume, côté circuit imprimé avec un câble blindé.

L'alimentation de ce module se fait en + 12 volts.

D.B.

# 1<sup>ère</sup> Leçon gratuite



Sans quitter vos occupations actuelles et en y consacrant 1 ou 2 heures par jour, apprenez

### LA RADIO ET LA TELEVISION

qui vous conduiront rapidement à une brillante situation.

● Vous apprendrez Montage, Construction et Dépannage de tous les postes.

● Vous recevrez un matériel de qualité qui restera votre propriété.

Pour que vous vous rendiez compte, vous aussi, de l'efficacité de notre méthode, demandez aujourd'hui même, sans aucun engagement pour vous, la

*première leçon gratuite!*

Si vous êtes satisfait, vous ferez plus tard des versements minimes à la cadence que vous choisirez vous-même. A tout moment, vous pourrez arrêter vos études sans aucune formalité.

SI VOUS HABITEZ EN FRANCE  
POSSIBILITÉ D'ÉTUDES GRATUITES  
AU TITRE DE LA FORMATION  
CONTINUE



Notre enseignement est à la portée de tous et notre méthode VOUS MERVEILLERA.

### STAGES PRATIQUES SANS SUPPLEMENT

Documentation seule gratuitement sur demande.

Documentation + 1<sup>ère</sup> leçon gratuite

- contre 2 timbres à 0,80 (France)  
- contre 2 coup.-réponse (Etranger).

### INSTITUT SUPERIEUR DE RADIO-ELECTRICITE

Etablissement privé

Enseignement à distance tous niveaux (Membre du S.N.E.C.)

27 bis, rue du Louvre, 75002 PARIS  
(Métro : Sentier)

Téléphone : 231-18-67

# LE TUNER - AMPLIFICATEUR



## SANYO - DCX 8000 K

**C**ET appareil représente le haut de la gamme actuelle Sanyo. La ligne est celle adoptée par les constructeurs japonais, le haut de l'appareil légèrement incliné vers l'arrière.

Ses possibilités de raccordement sont très étendues, sa puissance est grande, et ses caractéristiques sont bonnes, tant pour la partie tuner que pour celle de l'amplificateur.

### CARACTÉRISTIQUES

**Amplificateur** : 2 gammes PO - FM  
**Tuner** : gamme FM, 88-108 MHz

**Sensibilité** :  $2 \mu\text{V}$  pour un rapport signal + bruit/bruit de 30 dB

**Rapport de capture** : 2 dB

**Fréquence intermédiaire** : 10,7 MHz

**Réflexion FI** : 95 dB à 98 MHz

**Suppression AM** : 50 dB

**Distorsion harmonique** : mono, 0,3 % ; stéréo, 0,5 % ; à 100 % de modulation

**Séparation des canaux** : 40 dB

**Gamme PO** : 535 - 1605 kHz

**Sensibilité** :  $300 \mu\text{V/m}$  pour un rapport signal + bruit/bruit de 20 dB

**Réflexion image** : 45 dB

**Réflexion FI** : 35 dB

**Antenne** : cadre ferrite ou extérieure en AM, extérieure  $300 \Omega$  -  $75 \Omega$  en FM

**Amplificateurs** : puissance maximale :  $2 \times 40 \text{ w eff}/8 \Omega$

**Distorsion harmonique** : 0,5 %

**Bande passante** : 10 Hz - 60 kHz

**Entrées** : PU 1 - PU 2,  $2,5 \text{ mV}/50 \text{ k}\Omega$  ; micro,  $2,5 \text{ mV}/50 \text{ k}\Omega$  ; auxiliaire,  $180 \text{ mV}/100 \text{ k}\Omega$ . 2 magnétophones, DIN  $180 \text{ mV}/100 \text{ k}\Omega$ , RCA  $180 \text{ mV}/100 \text{ k}\Omega$  ; amplificateur,  $500 \text{ mV}/50 \text{ k}\Omega$ .

**Sorties** : 2 paires d'enceintes 4 -  $16 \Omega$ , fonctionnement alterné ou simultané ; casque basse impédance ; préamplificateur,  $500 \text{ mV}$  ; magnétophone, DIN et RCA,  $180 \text{ mV}/100 \text{ k}\Omega$ .

**Filtre passe haut** : coupure 12 dB par octave à 70 Hz

**Filtre passe bas** : inflexion à 6 kHz

**Correcteur physiologique** :

+ 10 dB à 100 Hz, + 6 dB à 10 kHz

**Correcteurs de tonalité** : + 10 dB à 100 Hz et à 10 Hz

**Muting BF** : - 20 dB à 1 kHz

**Rapport signal/bruit** : PU 1 et 2, 70 dB ; Aux., 80 dB ; micro, > 50 dB

**Facteur d'amortissement** : 30 sur  $8 \Omega$  à 1 kHz

**Alimentation** : 110 - 220 V 50 Hz, consommation 210 W

**Encombrement** : 455 x 340 x 148 mm

**Poids** : 11,5 kg

### PRÉSENTATION

L'appareil est de la nouvelle génération, caractérisée par la disposition bien équilibrée des commandes sur la face avant.

Le cadran linéaire très large est muni de deux galvanomètres, l'un indiquant la valeur du champ reçu en AM et FM, le second signalant l'accord exact en FM, au centre de l'échelle.

L'éclairage des indications portées sur le cadran est sur fond bleu, alors que les galvanomètres

sont sur un fond beaucoup plus clair, se détachant harmonieusement du cadran. Selon la source exploitée, une ampoule signale celle-ci en rouge sur le cadran, qui est éteint lorsque le tuner n'est pas exploité. De même, en AM, un seul galvanomètre est éclairé, celui du Smètre, le second à zéro central ne s'illumine qu'en FM.

La commande de recherche de l'accord est munie d'un bouton de grand diamètre, à volant gyroscopique, commun aux gammes AM/FM.

Sous le cadran, les différents potentiomètres, touches et commutateur sont disposés en ligne. Le détail de leur affectation est cité figure 1.

Les possibilités de raccordement sont très nombreuses ; il y a là de quoi satisfaire l'utilisateur le plus exigeant (fig. 2). On peut installer et raccorder simultanément : 2 platines tourne-disque à cellule de lecture magnétique, un lecteur enregistreur de cassettes sur prise DIN, un lecteur de cartouches 8 pistes sur entrée AUX, 2 magnétophones à trois têtes

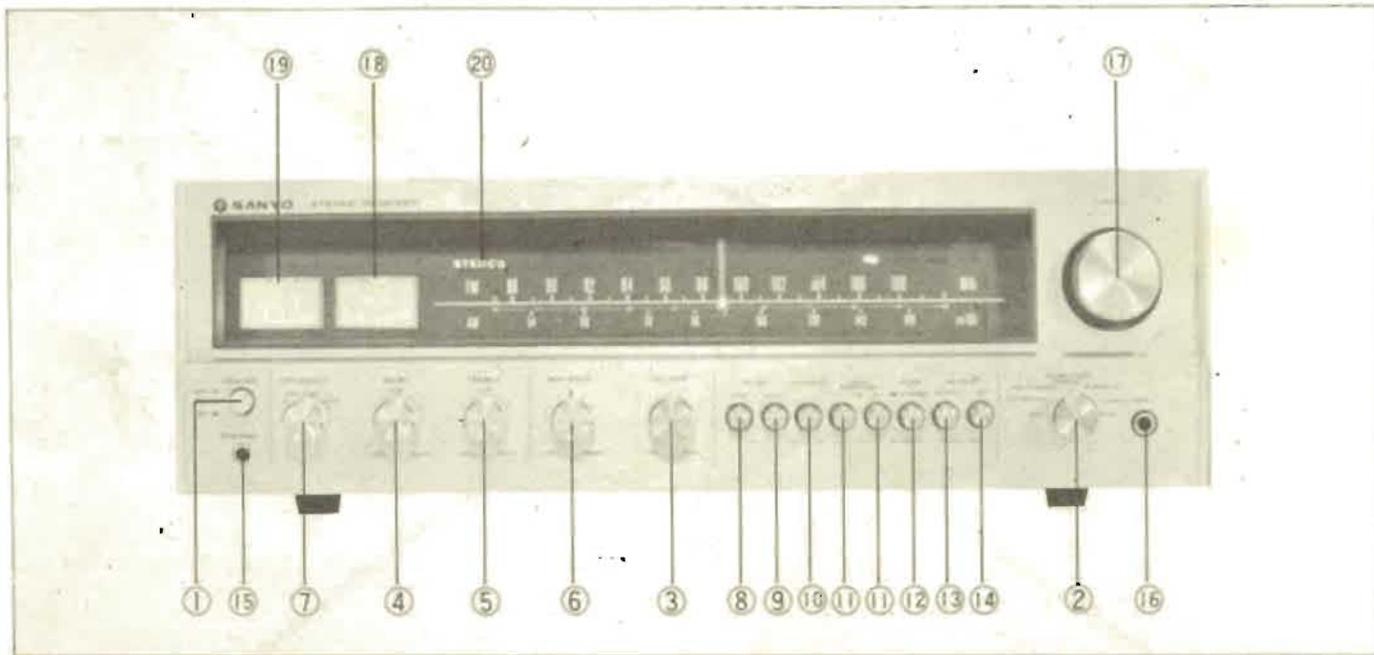


Fig. 1 - (1) Touche de mise en route. - (2) Sélecteur de source. - (3) Potentiomètre de volume. - (4) Correcteur graves. - (5) Correcteur aigus. - (6) Potentiomètre de balance. - (7) Sélecteur d'enceintes. A - arrêt - B - A B. - (8) Filtre passe haut (rumble). (9) Filtre passe bas (scratch). - (10) Correction physiologique (loudness). - (11) Monitoring 1 - monitoring 2. - (12) Commutation mono-stéréo. - (13) Muting BF (- 20 dB). - (14) Muting FM. - (15) Prise casque. - (16) Prise microphone. - (17) Commande d'accord. - (18) Galvanomètre d'accord FM. - (19) Galvanomètre intensité du champ. - (20) Voyant stéréo.

avec monitoring, un microphone, le casque, et en séparant la section préamplificateur de l'amplificateur de puissance, une table de

mixage, un second amplificateur de puissance... On est presque étonné de ne pouvoir y raccorder que deux paires d'enceintes.

Toutes les entrées disposées sur l'arrière du DCX 8000 K sont munies de prises CINCH/RCA, à part la prise DIN magnétophone.

Les enceintes sont raccordables sur des bornes à ressort dans lesquelles s'introduisent les extrémités dénudées des câbles.

Le cadre ferrite est monté sur un étrier rabattable, qui n'est pas orientable dans le plan horizontal.

L'inverseur de la tension d'alimentation est un interrupteur, que l'on a muni d'un étrier vissé le verrouillant sur 110 ou 220 V afin d'éviter de le déplacer accidentellement. Les fusibles de protection des amplificateurs de puissance sont directement accessibles, ils sont du type cartouche.

Les bornes d'entrées antennes sont du modèle simple à blocage par vis. Un petit étrier permet le blocage du câble de l'antenne AM.

La réalisation est soignée, la technique et la technologie sont modernes. Les divers sous-ensembles sur circuit imprimé, au nombre de sept, sont disposés en dessus ou au-dessous du châssis, ceux des circuits à bas niveau sont blindés contre les influences parasites.

La tête HF est une très belle réalisation; elle regroupe l'ensemble des circuits FM autour d'un condensateur variable à 7 éléments, commun à l'AM/FM et emploie des transistors mosfet double gate.

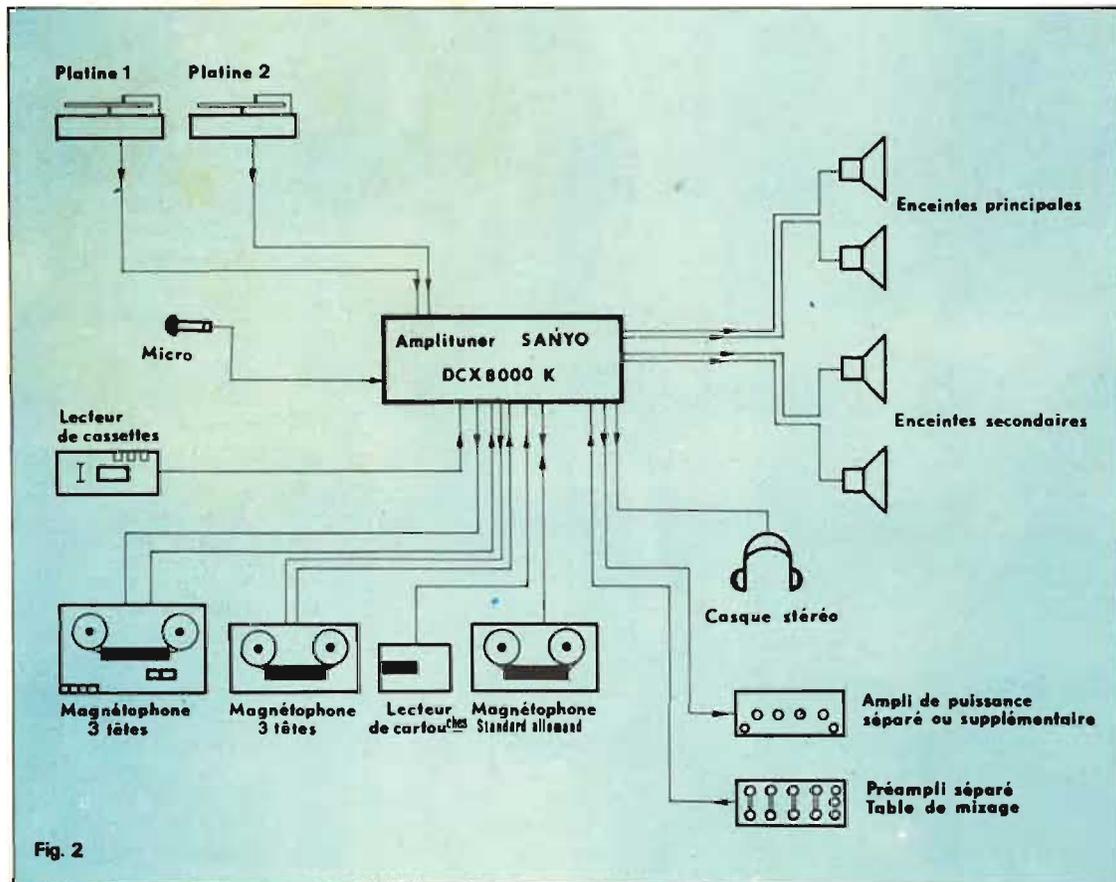
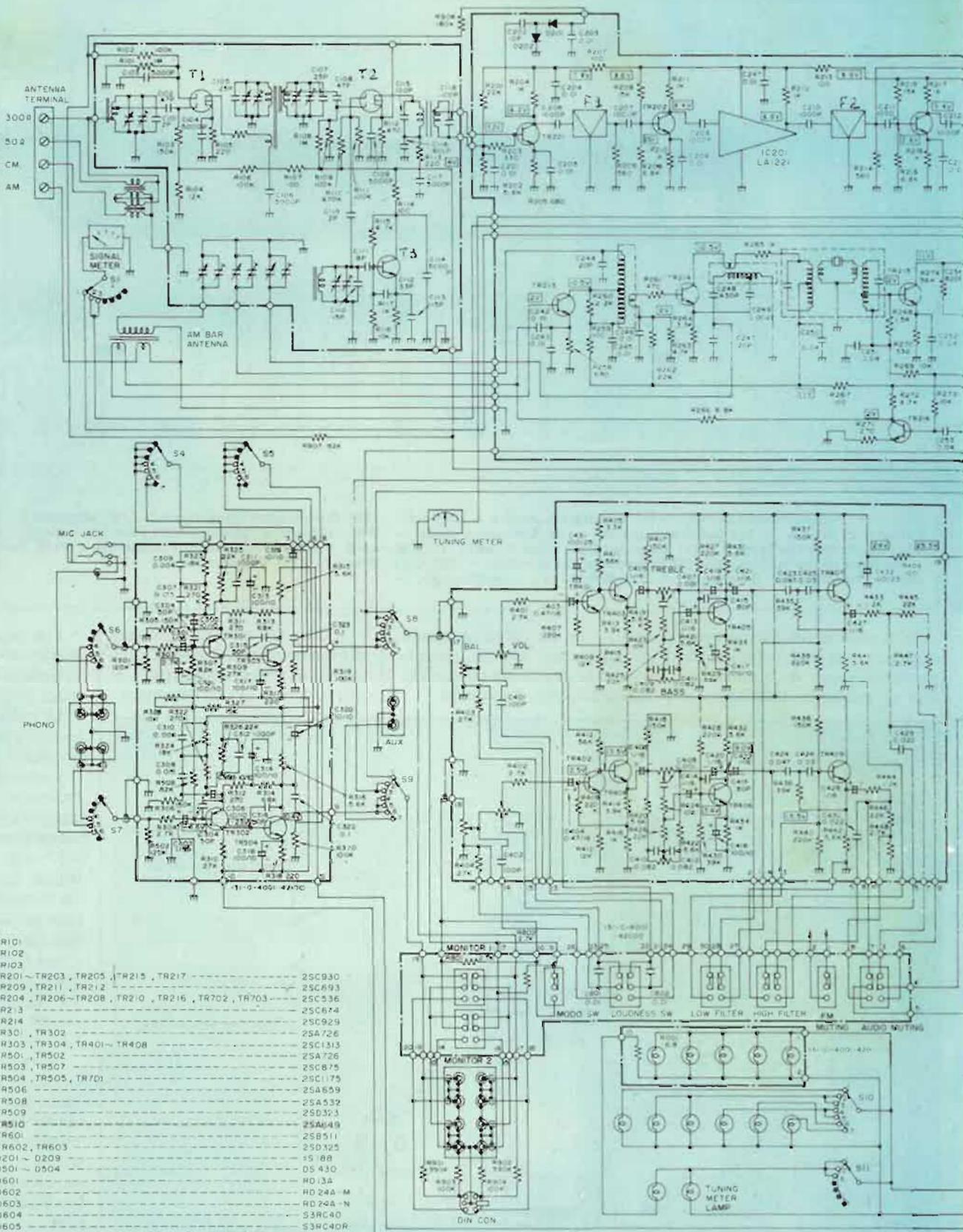
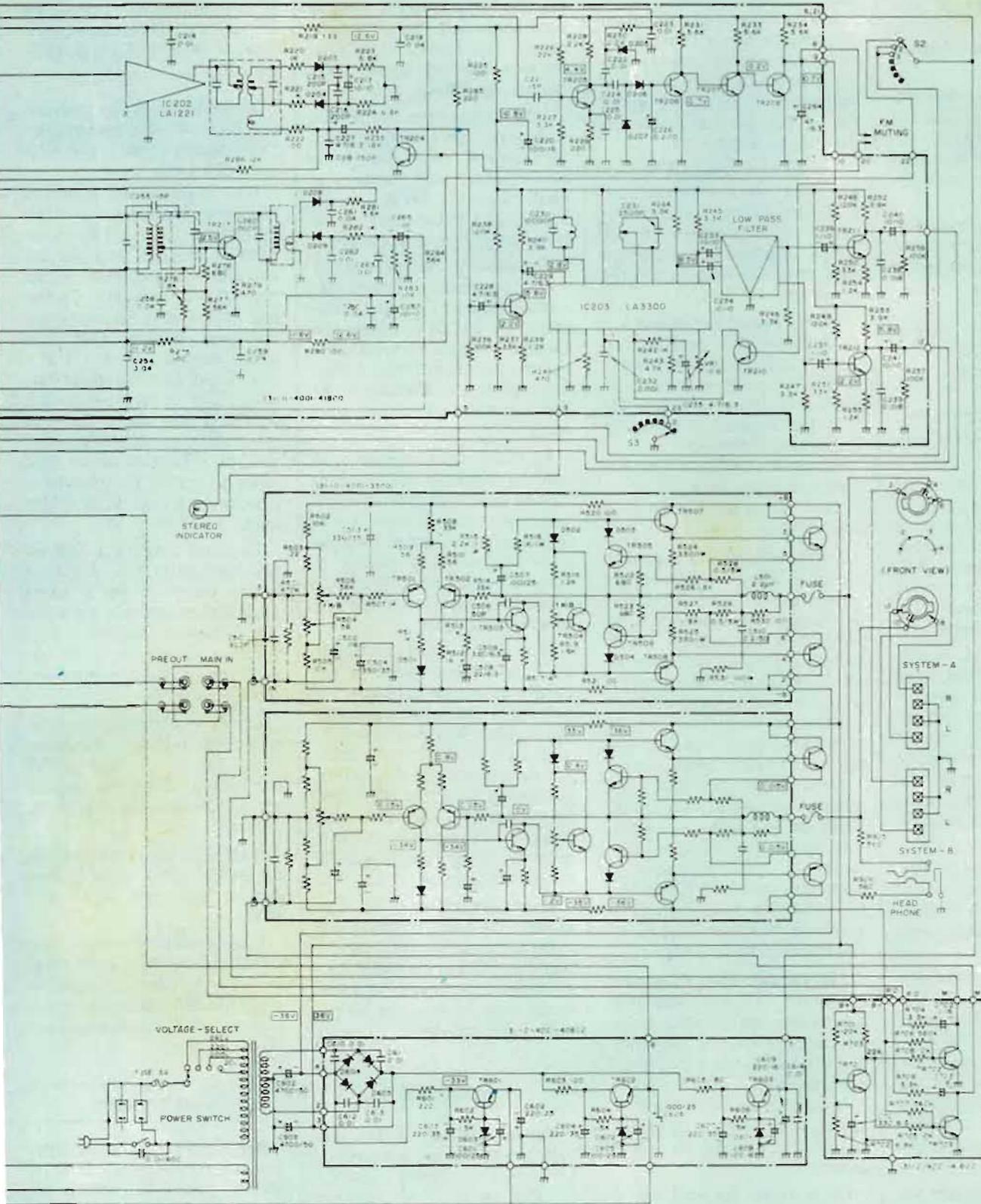


Fig. 2



TR101	2SC930
TR102	2SC693
TR103	2SC693
TR201~TR203, TR205, TR215, TR217	2SC930
TR209, TR211, TR212	2SC693
TR204, TR206~TR208, TR210, TR216, TR702, TR703	2SC536
TR213	2SC674
TR214	2SC929
TR301, TR302	2SA726
TR303, TR304, TR401~TR408	2SC1313
TR501, TR502	2SA726
TR503, TR507	2SC875
TR504, TR505, TR701	2SC175
TR506	2SA659
TR508	2SA532
TR509	2SD353
TR510	2SA649
TR601	2SB511
TR602, TR603	2SD325
D201 ~ D209	1S188
D501 ~ D504	DS430
O601	RO13A
O602	RO24A-M
O603	RO24A-N
O604	S3RC40
O605	S3RC40R

- SELECTOR SWITCH (Position)
- |            |            |                           |  |
|------------|------------|---------------------------|--|
| 1. AM      | 5. PHONO 2 | 51. SIGNAL METER (AM/FM)  | 56, 57. EQ INPUT SW (PHONO/MIC)        |
| 2. FM MONO | 6. MIC     | 52. AM/FM POWER SW.       | 58, 59. INPUT SELECT SW.               |
| 3. FM AUTO | 7. AUX     | 53. FM (MONO/AUTO)        | 510. SELECT POSITION INDICATOR         |
| 4. PHONO 1 |            | 54, 55. EQ SW (PHONO/MIC) | 511. METER AND NEEDLE LAMP SW (AM, FM) |



Les circuits de l'AM et de la FM sont totalement indépendants, de l'antenne à la réception, en réalité il y a deux récepteurs distincts employés alternativement.

En FM, la chaîne FI est équipée de circuits intégrés et de filtres céramique, avec un décodeur intégré.

Trois stabilisations électroniques des tensions employées sur les circuits tuner et les petits étages BF permettent d'éviter toutes les interférences entre leurs différentes fonctions.

Le bloc amplificateur basse fréquence est intégralement blindé par une grille perforée, y compris ses étages de puissance.

## DESCRIPTION DES CIRCUITS

La tête HF FM comporte trois étages montés en amplificateur, mélangeur et oscillateur local.

Le signal antenne est injecté sur l'une des gates du transistor TI, traversant préalablement un transformateur accordé. Lorsque l'antenne est d'impédance  $75 \Omega$ , un transformateur symétrique asymétrique (balun) adapte celle-ci à celle du circuit d'entrée.

La sortie drain de T1 est couplée par un enroulement basse impédance à un double transformateur accordé, ce qui permet d'obtenir une bonne sélectivité de la fréquence reçue. Un signal de CAG contrôle le gain de cet étage, appliqué sur la seconde gate, et provenant du premier étage FI.

Le transistor mélangeur T2 reçoit sur ses gates le signal incident amplifié et le signal de l'oscillateur T3, dont le circuit oscillant base comporte une réaction capacitive sur l'émetteur.

La sortie drain du mélangeur T2 sélectionne la fréquence intermédiaire dans son double transformateur accordé, et les signaux FI sont injectés sur le transistor TR 201 premier amplificateur, dont une partie de la tension de sortie est redressée par les diodes D 201 - D 202, et fournit le CAG à l'étage HF T1.

L'amplification est ensuite assurée par la chaîne qui comporte deux transistors et deux circuits intégrés, avec deux filtres céramique pour obtenir une courbe de sélectivité à flancs raides. Le signal de commande du muting est prélevé en sortie du filtre F2,

pour être amplifié par le transistor TR 205, puis redressé et amplifié en continu par deux étages, TR 207 - TR 208 et bloque l'entrée du décodeur en l'absence d'émission à l'aide du transistor TR 204 qui met le signal à la masse.

La détection est assurée par un détecteur de rapport, dont la sortie fournit le signal au galvanomètre d'accord via R 286. Le signal du Smètre est généré à la sortie du TR 205, par redressement à l'aide de la diode D 205.

Le décodeur intégré IC 203 est à bobinages accordés extérieurs. En l'absence d'émission, il est bloqué à l'aide du transistor TR 210, ce qui constitue une protection supplémentaire vis-à-vis de celle assurée par TR 204.

Un filtre passe bas permet à la sortie du décodeur de ne conserver que les fréquences inférieures de 15 kHz, les signaux gauche et droite sont alors amplifiés par TR 211 - TR 212 puis injectés sur les étages basse fréquence.

En petites ondes, la tête HF comporte deux étages, un amplificateur HF accordé, suivi d'un convertisseur.

L'étage HF, TR 212, comporte un circuit accordé d'entrée et un second sur la sortie collecteur. Son circuit d'émetteur reçoit un signal de CAG, amplifié par le transistor TR 216. Le convertisseur a son circuit collecteur chargé par un double transformateur à liaison par filtre céramique, assurant une bonne sélectivité aux signaux FI avant amplification.

Deux étages classiques assurent celle-ci, soumis à l'action du CAG sur leur base. Une détection séparée est installée pour fournir le signal au Smètre, à l'aide de la diode D 208, la détection par D 209 démodulant le signal basse fréquence, et après filtrage fournissant le CAG.

Les circuits basse fréquence sont ordonnés de façon classique. Les entrées bas niveaux raccordées aux pick-up et au microphone sont traitées par un préampli correcteur RIAA, dont la réponse en fréquence est rendue linéaire lorsque le microphone est exploité, par commutation du réseau correcteur.

Le montage employé est à deux étages, ne comportant pas de réglage de niveau individuel pour le micro. Le couplage est continu, le signal de sortie est dirigé sur les prises enregistrement et sur les amplificateurs ; dans ce dernier cas, la commutation mo-

nitroning permet l'exploitation de la source ou du signal enregistré.

Les circuits de volume et de balance interviennent à ce niveau, puis un amplificateur à deux étages dont la sortie est en émetteur follower porte le signal à un niveau permettant son affaiblissement par les correcteurs de tonalité sans risquer de dégrader son rapport signal/bruit.

Ces correcteurs sont des Baxendall, leurs circuits de sortie sont couplés aux filtres passe haut et passe bas commutables, et un dernier étage, TR 407, monté en émetteur follower permet de les isoler du bloc de puissance.

Le circuit de muting permet non de couper le signal basse fréquence, mais de l'atténuer fortement ( $-20$  dB) lorsque par exemple on désire répondre au téléphone sans interrompre l'audition, à l'aide d'un abaissement du niveau d'attaque du bloc de puissance.

Le bloc de puissance est celui que l'on rencontre sur les matériels de haut de gamme, avec entrée différentielle et liaison continue jusqu'aux enceintes. La stabilisation en continu est soignée, le transistor symétriseur TR 504 est monté sur le radiateur des transistors de puissance.

Outre la protection assurée par les fusibles, garantissant les enceintes en cas de claquage des transistors finals, une protection électronique classique par transistors assure la limitation automatique du courant final, en coupant l'excitation à l'entrée des étages divers, à partir d'une information prélevée aux bornes de la résistance d'émetteur des transistors complémentaires de sortie.

L'alimentation comporte après le pont de diodes redresseuses trois cellules de filtrage et régulation électronique par transistors et diodes Zener, pour les petits étages basse fréquence et les circuits haute fréquence.

## MESURES

**Tuner.** Ses caractéristiques sont excellentes en tous points. La sensibilité antenne mesurée sur  $75 \Omega$  est de  $1,7 \mu V$  pour un rapport signal + bruit/bruit de 26 dB. La bande passante BF à  $\pm 1$  dB s'entend entre 20 Hz et 15 kHz.

Le soin apporté aux circuits ressort aux mesures sur les signaux parasites : la réjection FI

est de 97 dB, la réjection image de 88 dB.

A 1 kHz, la séparation des voies est de 39 dB, de 33 dB à 100 Hz et 37 dB à 10 kHz.

En sortie du décodeur, après le filtre et les préamplificateurs TR 211 - TR 212, les résidus indésirables sur 19 et 38 kHz sont éliminés à 52 dB.

**Amplificateurs.** La puissance à la limite de l'écrêtage visible à l'oscilloscope atteint  $2 \times 45$  W eff sur  $8 \Omega$  à 1 kHz.

Pour  $2 \times 40$  W eff, le taux de distorsion harmonique à 1 kHz est de 0,3 %, alors que l'intermodulation mesurée pour les fréquences de 50/6000 Hz en rapport 4/1 ressort à 0,6 %. Ce dernier chiffre peut paraître élevé, mais nous signalons ce que nous avons indiqué dans le « H.-P. » n° 1433 lors des mesures sur l'ensemble ESS : la remontée de cette distorsion près de la puissance maximale est brutale, pour  $\pm 0,5$  W d'écart, sa valeur peut varier de  $\pm 50$  %. En réduisant la puissance à  $2 \times 30$  W, ce chiffre tombe à 0,15 %.

La bande passante à 3 dB est très étendue, 20 Hz - 53 kHz. Le niveau de sortie de la partie préamplificateur atteint 0,6 V, valeur largement suffisante pour l'attaque d'une table de mixage extérieure ou d'un filtre électronique à 3 voies.

Les filtres commutables passe haut passe bas et la correction physiologique ont une action convenable, la touche muting abaisse bien le niveau de sortie de  $-20$  dB.

L'efficacité des correcteurs de tonalité est conforme aux chiffres publiés,  $\pm 10$  dB à 100 Hz et à 10 kHz.

Côté correction RIAA, valeurs satisfaisantes, l'écart maximal ressort à  $\pm 1$  dB. Le rapport signal/bruit des entrées pick-up magnétique est très bon, 66 dB sur les deux voies.

## CONCLUSION

Bon appareil aux caractéristiques très intéressantes, le DCX 8000 K permet la constitution d'une chaîne très complète et de grandes qualités. On veillera en particulier à lui associer un platine tourne-disque munie d'une cellule de lecture de très bonnes performances.

J.B.

# mise au point sur les — TRANSISTORS

Les électroniciens, débutants ou chevronnés, sont animés par l'esprit de curiosité : ils aiment à découvrir le pourquoi des choses. Malheureusement, les auteurs de manuels croient que leurs lecteurs éventuels sont dotés d'un bagage mathématique important et ressemblent plus à des physiciens de laboratoire qu'à des praticiens.

C'est là une erreur trop répandue pour ne pas être relevée. Aussi, dans cette série d'articles, notre souci principal est-il la simplicité. Notre fil conducteur se résume en une phrase : « Comment expliquer à un profane \* le fonctionnement d'un transistor ? »

Le texte repose donc sur la clarté de l'expression et la multiplication des figures pour illustrer ce qui est avancé.

Voilà notre but, puisse-t-il convenir à tous ceux qui attendaient un tel exposé. Nous nous mettons à leur disposition pour les éclairer sur des points obscurs et nous acceptons d'avance leurs critiques afin de rendre plus constructif le travail que nous entreprenons pour eux... et tant pis pour les hauts savants s'ils n'y trouvent pas leur compte !

Bon courage.

## INTRODUCTION : LA BOÎTE NOIRE

**P**OUR comprendre comment « marche » un transistor et, plus encore, pour s'en servir, il n'est pas nécessaire de sortir de Polytechnique. Bien sûr, il y a un petit effort à accomplir : **apprendre quelques mots qui fixent les phénomènes mis en jeu**. Pour cela, il faut revenir à la **notion de courant**, continu et alternatif, c'est-à-dire remonter à la **bonne vieille loi d'Ohm**, que chacun cite et... utilise peu.

Nous commencerons donc par elle. Simultanément, il nous paraît capital de bien identifier les **unités**, non pas que nous désirions nous transformer en métrologistes éminents, mais parce qu'elles sont indispensables pour établir les feuilles de résultats d'expérience. Sans elles, aucune connaissance sûre ne peut être acquise et nous insistons sur cette discipline qui consiste à noter les valeurs relevées dans des tableaux, puis à tracer les « courbes » graphiques correspondantes. Car en comparant ces don-

nées entre elles, il est possible de saisir quelque détail qui **procurera une astuce de montage**, ou qui fera **trouver une panne secrète**.

Pour découvrir comment un transistor agit, mieux vaut disséquer, d'abord, une diode. Nous procéderons ainsi, en excluant, toute référence à la « physique du solide », nous réservant, à la requête de nos lecteurs, d'y revenir si un coup d'œil sur cette question leur semble utile.

Comme nous allons souvent rencontrer des « boîtes noires », il nous appartient de définir, dès maintenant, ce dont il s'agit. Par **boîte noire**, nous désignerons, de façon classique, un **composant quelconque**, muni d'un certain nombre de « pattes » qui permettent l'entrée et la sortie du courant, sous certaines conditions, sans détailler son contenu, du moins, par le menu.

Nous apprendrons ensuite ce qu'est une jonction, comment on la met en évidence, et son rôle dans les applications. Ensuite, nous tâcherons de découvrir comment la combinaison de jonctions conduit à des phénomènes

tournez la page

infra VOUS informe

\* Au moins « amateur averti » en électricité.

nouveaux. Enfin, nous examinons **pourquoi** des résistances, des condensateurs et des self-inductances, associées aux **composants actifs** (diodes et transistors) aboutissent à des circuits amplificateurs, oscillateurs, plus ou moins sélectifs.

Ne nous attardons pas ici sur eux et passons au concret.

## 1. LA LOI D'OHM

Prenons une pile P de force électro-motrice U, mesurée à l'aide d'un voltmètre placé sur ses bornes (fig. 11a). Nous lisons par déviation de l'aiguille sur le cadran U volts [V]. La pile ne débite pas. Montons en série avec la pile un ampèremètre et une résistance R, dont la valeur en ohms [Ω] nous est rappelée par le code des couleurs qui ornent son corps (fig. 11b). L'ampèremètre affiche une grandeur en sous-multiples d'ampères [A]. Entre ces trois quantités U, R et I, l'intensité, déterminée par l'ampèremètre, il existe une relation simple, précisément la loi d'Ohm (tableau I; fig. 1-1c):

$$U_{[V]} = R_{[\Omega]} \cdot I_{[A]} \quad (1-1)$$

Si l'on substitue à la résistance R un fil dont on fait varier la longueur l (fig. 1-2a) et la section s (fig. 1-2b) on aboutit à une autre formule qui s'incorpore aisément dans la précédente :

$$U_{[V]} = I_{[A]} \cdot (R)_{[\Omega]}$$

avec :

$$(R)_{[\Omega]} = \rho \cdot \frac{l_{[m]}}{S_{[m^2]}} \quad (1-2)$$

où  $\rho$  est le **coefficient de résistance** du fil, en ohms par mètre de longueur [Ω·m] si la surface est mesurée en mètres carrés (aire du cercle pour un fil cylindrique, surface du polygone pour un fil de section quelconque). Le **coefficient de résistance** s'appelle la **résistivité**. Il indique avec quelle inertie le conducteur va s'opposer au passage du courant continu émanant de la pile P. L'inverse de  $\rho$  est la facilité accordée par le fil au transfert du courant ; on l'appelle la **conductivité** et on la symbolise par la lettre grec « sigma »  $\sigma$  (parfois, on l'écrit « gamma »  $\gamma$ , mais il ne faut pas se laisser rebuter par ces changements de symboles, il suffit de bien retenir ce qu'ils représentent :

$$\rho = \frac{1}{\sigma}$$

$\sigma$  en mhos-mètre [Ω<sup>-1</sup>·m].

Il s'en déduit que :

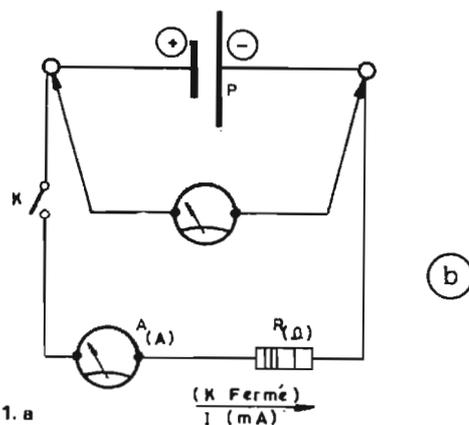
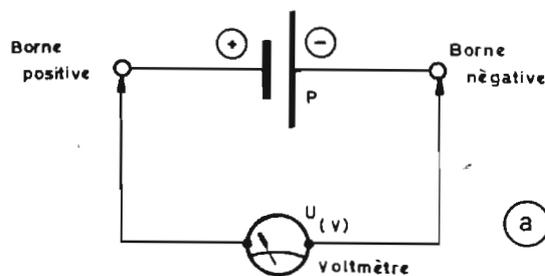


Fig. 1-1. a

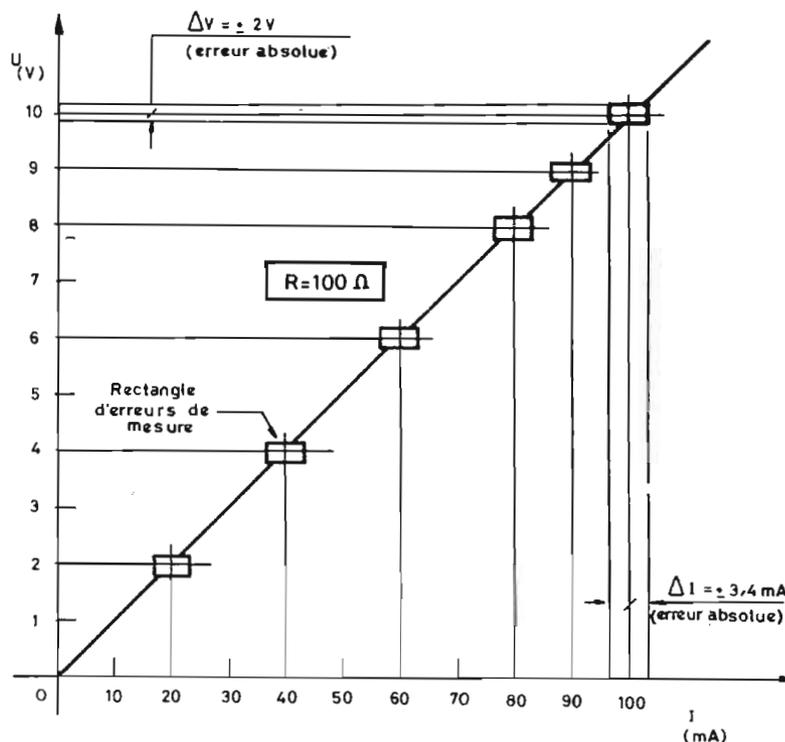


Fig. 1-1. b

$$U = \left( \frac{1}{\sigma \cdot S} \right) \cdot I$$

Le facteur entre parenthèse, dans le second membre, la résistance, est l'inverse de la conductance G, en mhos, ou siemens (appellation normalisée aujourd'hui):

$$U = \frac{1}{G} \cdot I$$

avec :

$$\frac{1}{G} = R$$

$$\text{d'où : } I = G \cdot U$$

Évidemment :

$$G = \frac{\sigma \cdot S}{l} \text{ [siemens]}$$

Ces rappels sont importants, car les transistors sont des composants qui agissent sur le cou-

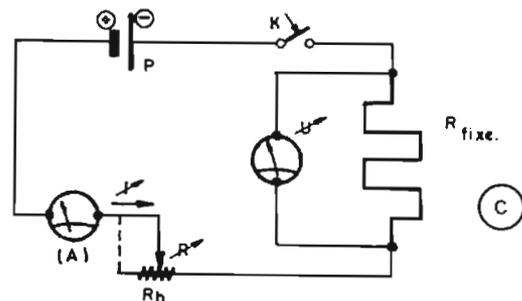


Fig. 1-1. c

Fig. 1-1. - Pour commencer les exercices pratiques, il faut posséder un voltmètre du commerce ayant une grande échelle, bien visible, graduée finement de 0 à 50 volts et se munir de plusieurs piles de 1,5 - 4,5 - 6 - 9 - 12 V. On commencera par mesurer ces tensions (a). Il est nécessaire de posséder un milliampèremètre, voire un micro-ampèremètre, un interrupteur électrique, un jeu de résistances au carbone et des fils de liaison, ou connexions, pour bâtir des petits montages (b). Grâce au circuit reproduit ici, on peut en agissant sur le rhéostat Rh (un potentiomètre jouerait le même rôle) faire varier I et lire consécutivement les valeurs que prend la tension U aux bornes de R ; en tenant compte des erreurs de lecture, on dresse le tableau I et on trace le graphique ci-dessus, en portant, les unités convenables sur ces axes.

rant, en fonction des différentes tensions qui existent entre leurs « pattes » (ou, en bon français, « connexions »).

La fig. 1-3 reprend les expériences des fig. 1-1 et 1-2 mais avec l et s constants, tandis que  $\rho$  (ou  $\sigma$ ) est variable. Cela veut dire que le matériau physico-chimique qui constitue le fil est de nature différente (fer, aluminium, cuivre,

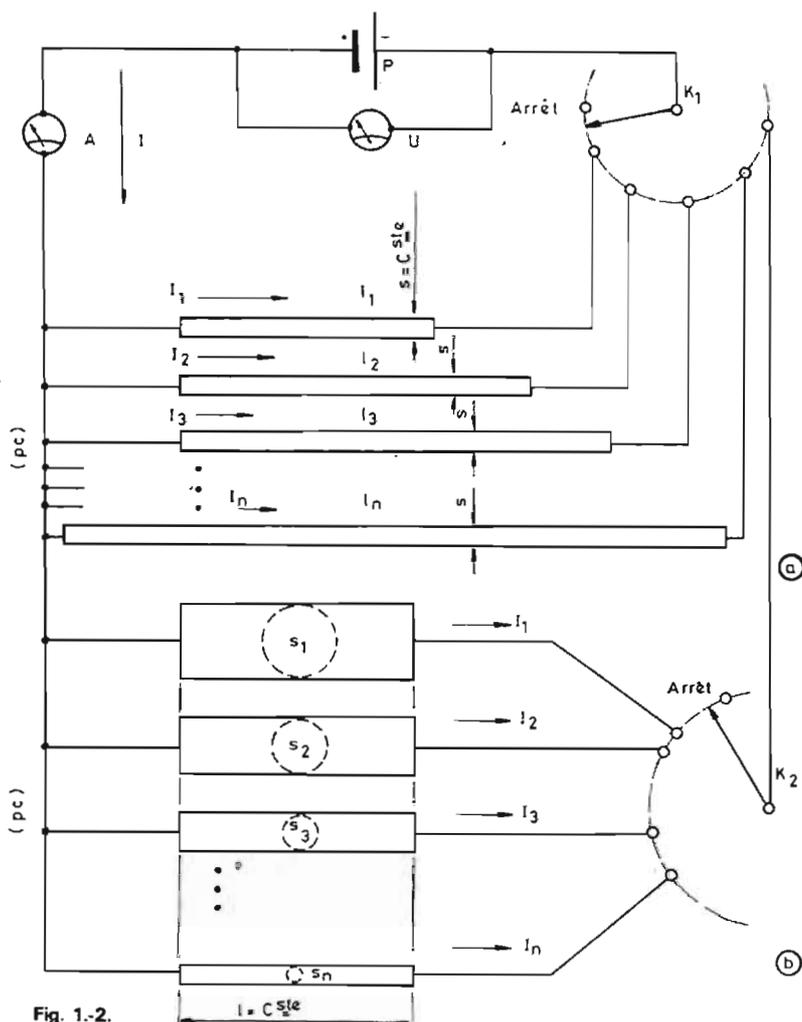


Fig. 1-2.

Fig. 1-2 - En montant sur une planchette plusieurs fils de différentes longueurs ayant un point commun (pc) et arrivant sur un rotacteur K<sub>1</sub>, on parvient à montrer l'influence de l dans la formule  $R = \rho \cdot l/s$ , si s, surface, et  $\rho$ , résistivité, demeurent les mêmes (a). On dressera un tableau et un graphique comme dans le cas précédent (fig. 1-1-c); en disposant un second rotacteur K<sub>2</sub>, derrière K<sub>1</sub>, et en prenant des conducteurs de sections diverses mais de même longueur l et de matériau de résistivité  $\rho$ , on met en évidence le rôle de s dans la formule  $R = \rho \cdot l/s$ . On inscrira les résultats et on tracera la courbe.

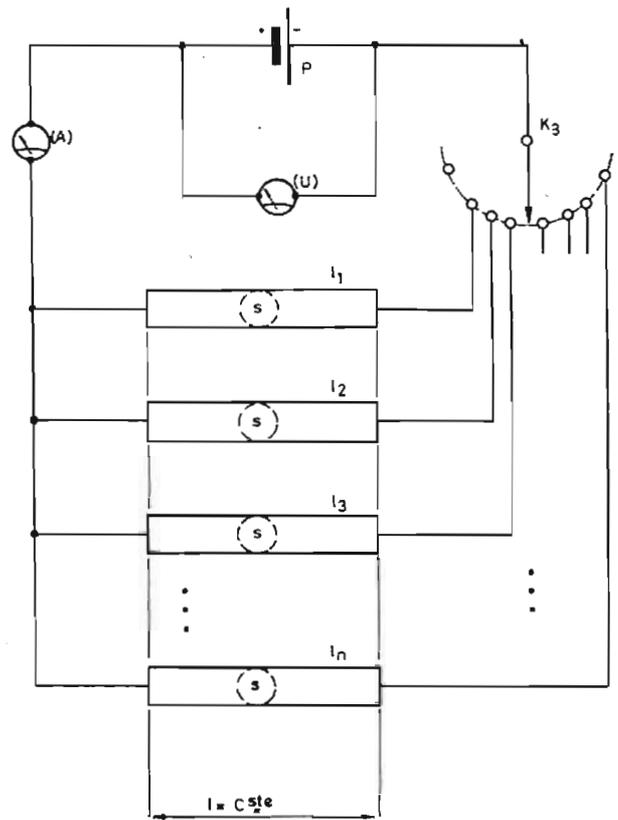


Fig. 1-3.

Fig. 1-3 - On recommencera les manipulations précédentes avec des fils de longueur et de section constantes mais de résistivités  $\rho_1 \dots \rho_n$  différentes. On consignera les résultats et on établira la courbe R fonction de  $\rho$ .

TABLEAU I : LA LOI D'OHM		
Mesure de I en [mA]	Mesure de U en [V]	Rapport de U sur I aux erreurs près, en [ $\Omega$ ]
10	1	100
20	2	100
30	3	100
40	4	100
50	5	100
60	6	100
70	7	100
80	8	100
90	9	100
100	10	100
Erreur relative sur I :	Erreur relative sur U :	Erreur relative sur R : 5,4 %
3,4 %	2 %	donc R = constante = 100 ohms

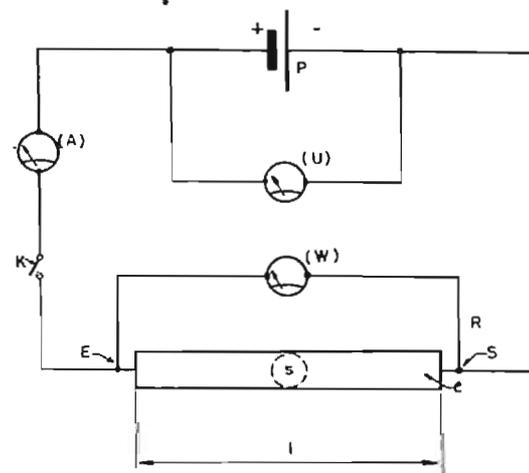


Fig. 1-4.

Fig. 1-4 - La puissance électrique dissipée par une résistance est  $P = u \cdot I = R \cdot I^2$  ou encore  $P = U^2/R$ , ainsi qu'il résulte de l'application de la loi d'Ohm  $U = R \cdot I$ .

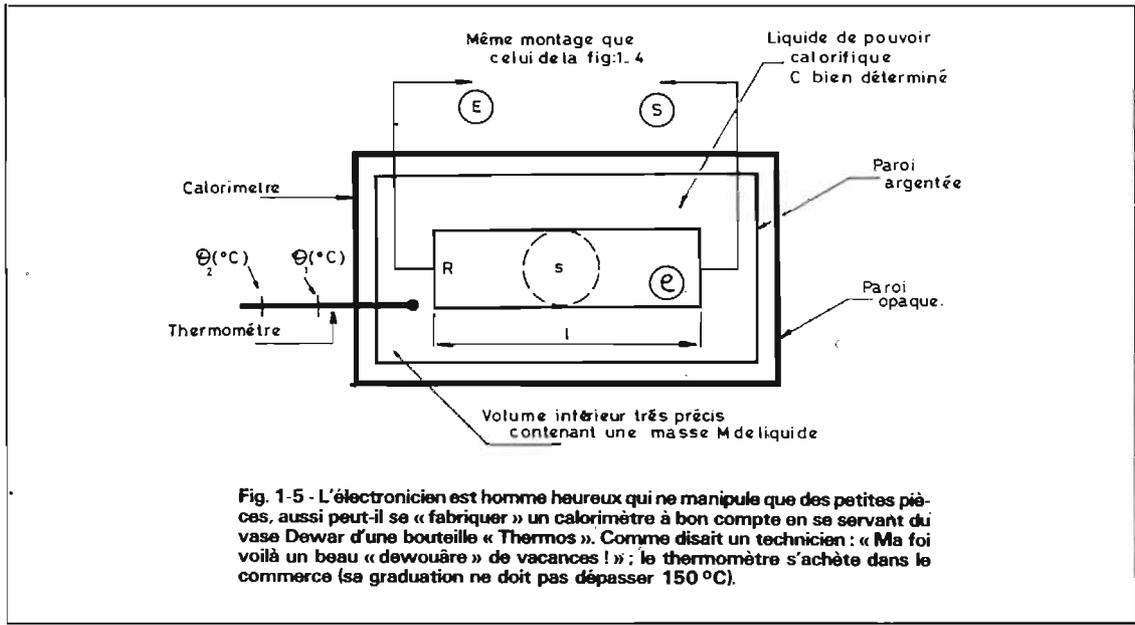


Fig. 1-5 - L'électronicien est homme heureux qui ne manipule que des petites pièces, aussi peut-il se « fabriquer » un calorimètre à bon compte en se servant du vase Dewar d'une bouteille « Thermos ». Comme disait un technicien : « Ma foi voilà un beau « dewouàre » de vacances ! » ; le thermomètre s'achète dans le commerce (sa graduation ne doit pas dépasser 150 °C).

son refroidissement, d'où l'emploi de **radiateurs à ailettes**, ou **massiques** et de ventilateurs pour améliorer la **convection** (la circulation) de l'air dans les modules électroniques.

Afin de bien assimiler ces notions, nous allons résoudre un petit problème (fig. 1-6). Une bouilloire dotée d'une résistance R échauffe en  $t = 5$  minutes, 1 litre d'eau de 15 °C à 100 °C. On a mesuré son rendement électro-thermique  $\eta$  et on l'a trouvé égal à 0,8. Le réseau d'alimentation alternatif U est de 120 [V], pris aux bornes d'un Variac. Un ampèremètre et un voltmètre ont été montés dans le circuit. On demande d'abord de déterminer la grandeur de l'intensité qui circule dans R.

Sachant que :

$$\eta = \frac{\text{énergie calorifique}}{\text{énergie électrique}}$$

maillechort, constantan, carbone, tungstène, etc.).

Enfin, si l'on branche (fig. 1-4) aux bornes du fil résistif R un wattmètre on s'aperçoit que son aiguille dévie lorsque le courant passe. Il y a consommation d'une certaine puissance P, mesurée en watts [W], l'énergie correspondante étant dégradée en chaleur. Un calorimètre (fig. 1-5) permet d'en connaître la valeur, exprimée en joules [J] et d'en apprécier la température  $\theta$ , en **degrés centésimaux**, ou **CELSIUS** (ne pas dire centigrades qui est un sous-multiple d'**unité d'arc**, le **grade**). Souvent, plutôt que de considérer la température  $\theta$  en degrés centésimaux [°C] on préfère la repérer en degrés **KELVIN** [°K], en ajoutant 273 °C à  $\theta$  [°C] :

$$T [°K] = \theta [°C] + 273 [°C]$$

par référence au zéro absolu qui est la température à laquelle les corps conducteurs deviennent, infiniment conducteurs, les corps isolants infiniment isolants (APP.1).

Grâce à la loi d'Ohm, on peut calculer les données supplémentaires que nous venons de rappeler. C'est ainsi que l'on constate que la puissance P dissipée dans la résistance R est proportionnelle au carré de l'intensité I qui la traverse et que le coefficient de proportionnalité est précisément la résistance :

$$P_{[W]} = R_{[\Omega]} \cdot I_{[A]}^2$$

Or, une puissance est une énergie W, en joules [J], divisée par un temps t, mesuré en secondes [s], donc :

$$W_{[J]} = P_{[W]} \cdot t_{[s]} = R \cdot I^2 \cdot t$$

Comme l'équivalent mécanique de la calorie est de  $J = 4,18$  joules, la quantité de chaleur Q re-

levée sur le calorimètre de la fig. 5, à la température  $\theta_2$  [°C] est, en calories :

$$Q = \frac{W}{J} = \frac{1}{4,18} R \cdot I^2 \cdot t$$

$$= 0,24 R \cdot I^2 \cdot t$$

La quantité de chaleur sert à échauffer le liquide (contenu dans le calorimètre) caractérisé par : — M, **masse de liquide** portée de la température initiale  $\theta_1$  [°C] à  $\theta_2$  [°C] lors du passage du courant I, en ampères [A] ; — C, **pouvoir calorifique du liquide** employé, en général de l'eau, donc  $c = 1$ .

Nous arrivons donc à :

$$Q_{[cal]} = c \cdot M (\theta_2 - \theta_1)$$

ou, dans le cas présent (avec  $c = 1$ ) :

$$Q = 1 \times M (\Delta\theta)$$

Si bien que :

$$Q = 0,24 R I^2 t = M \cdot \Delta\theta$$

Pratiquement, il existe un **rapport** entre l'énergie utile et l'énergie fournie, ou **rendement  $\eta$  (électro-thermique)** :

$$\eta = \frac{\text{énergie utile}}{\text{énergie fournie}}$$

$$= \frac{\text{énergie calorifique}}{\text{énergie électrique}}$$

qui définit, en quelque sorte, la **qualité de l'opération**. Par exemple, il faut que  $\eta$  soit très élevé dans les bouilloires, les fers à repasser, les appareils de chauffage, etc. En revanche,  $\eta$  doit être aussi faible que possible dans les composants électroniques afin d'éviter les pertes par dissipation thermique, qui non seulement nuisent au bon fonctionnement des circuits, mais, de plus, en cas d'emballage calorifique, aboutissent à des destructions irréversibles des pièces. Pour qu'un composant

actif (diode, transistor, circuit intégré) dure plus longtemps (fiabilité) il est nécessaire de veiller à

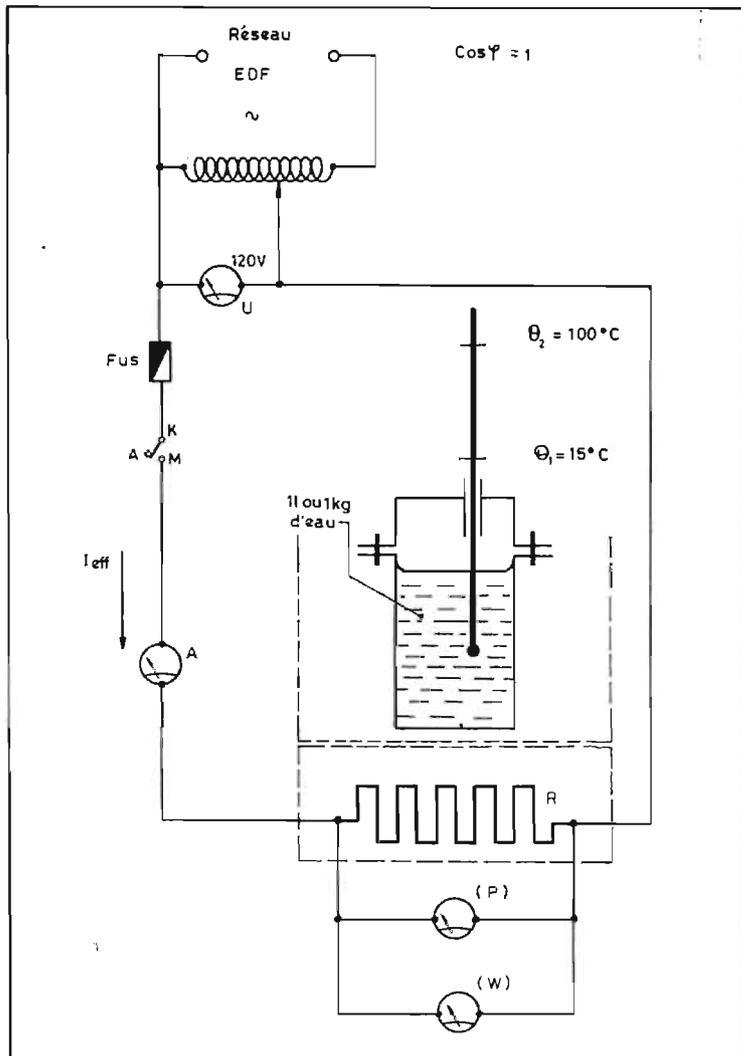


Fig. 1-6 - Un auto-transformateur, un voltmètre et un ampèremètre alternatifs, un interrupteur, un fusible-secteur, un réchaud électrique et... une casserole suffisent pour monter cette petite expérience grâce à laquelle, en résolvant le problème du texte, les notions de résistance, d'intensité, de tension, de puissance, d'énergie, de quantité de chaleur et de rendement, n'auront plus de secret pour quiconque, désormais assuré d'aborder l'étude des diodes et des transistors sans aucun souci.

$$= \frac{J.Q.}{U.I.t}$$

ou, dans ce cas :

$$\eta = \frac{J.M.c.\Delta\theta}{I.U.t}$$

avec :  $M = 1^l$  ou 1000 grammes d'eau ; dans ces conditions, on a :

$$I = \frac{J.M.c.\Delta\theta}{\eta.U.t}$$

$$= \frac{4,18 \times 1 \times 10^3 \times (100 - 15)}{0,8 \times 120 \times 5 \times 60}$$

d'où, tous calculs achevés :

$$I = 12,33 \text{ ampères}$$

Il s'agit là de l'intensité efficace parcourant le circuit.

Quelle est la valeur  $R_0$  de la résistance chauffante  $R$  à  $0^\circ\text{C}$  ?

$$R = R_0 (1 + \alpha\theta)$$

puisque  $\alpha = 1/273 = 0,004$  est le coefficient de dilatation thermique du fil résistif constituant  $R$ , il vient :

$$R_0 = \frac{R}{(1 + 100 \times 0,004)} = \frac{R}{1,4}$$

Or, par la loi d'Ohm, on sait que  $R = U/I$ , donc :

$$R_0 = \frac{U}{1,4 I} = \frac{120}{1,4 \times 12,33}$$

donc :  $R_0 = 6,93$  ohms à  $0^\circ\text{C}$ .

Donnons-nous un fil (de cuivre) dont  $\rho$  égale  $0,000\,002$  ohm-cm ; sa section  $s$  a deux millimètres de diamètre. Quelle est alors la longueur  $l$  du fil (plusieurs fois replié sur lui-même dans le bloc chauffant) ?

Nous partirons de :

$$R_0 = \rho \frac{l}{s}$$

$$= 0,000\,002 \times \frac{l}{\pi \times (0,12)^2} = 6,93$$

et en remplaçant les lettres par leurs valeurs :

$$l = \frac{6,93 \times 0,01 \times 3,14}{2 \times 0,000\,002} = 1088 \text{ [m]}$$

L'emploi du cuivre n'est pas raisonnable pour un tel usage, la longueur requise étant excessive. On préfère employer des corps beaucoup moins conducteurs dans les appareils de chauffage (néanmoins on est obligé de torsader en hélice serrée le fil, puis de le bobiner sur un support céramique à spires étroites).

Sans tenir compte du  $\cos \varphi$  de l'installation électrique (facteur de mérite du réseau) on demande de déterminer la puissance  $P$  consommée pendant la durée du chauffage, soit 5 mn (ou  $5 \times 60 = 300$  secondes) ainsi que l'énergie électrique dépensée.

La puissance  $P$  mesurée sur  $R$  est :

$$P = U.I$$

$$\text{Donc : } P = 120 \times 12,33$$

$$\text{soit : } P = 1480 \text{ watts}$$

L'énergie fournie est :

$$W = \frac{JQ}{\eta.t}$$

$$= \frac{4,18 \times 10^3 \times 1 \times (100 - 15)}{0,8 \times 300}$$

$$W = 1480 \text{ [J/s] ou [W]}$$

L'énergie électrique consommée pour amener l'eau de la bouilloire à l'ébullition a été :

$$W_{[W.h]} = \frac{P \times t}{3600} = \frac{1480 \times 300}{3600}$$

$$= \frac{1480}{12}$$

soit :  $0,123$  [kWh] comme l'expriment les recommandations E.D.F.

Toutes ces bases mémorisées et ré-exploitées, nous sommes suffisamment armés pour aborder les diodes et les transistors, sans crainte, et, surtout, avec la possibilité d'aller très loin dans l'étude de leur fonctionnement sans avoir à manipuler des... intégrales triples.

L'ouvrier belge Gramme, inventeur de la génératrice qui porte son nom, qualifiait, devant le docteur d'Arsonval, les intégrales

de « porte-manteaux ».

Voilà un beau sourire de la science qui prouve que l'on n'a pas besoin d'être « normalien » pour devenir un inventeur de talent !

## 2. LA DIODE

Nous appelons diode une boîte noire pourvue de deux électrodes, à la fois d'entrée et de sortie du courant, à l'intérieur de laquelle il n'existe pas de continuité de potentiel, c'est-à-dire qu'elle comporte une jonction, ou barrière de potentiel.

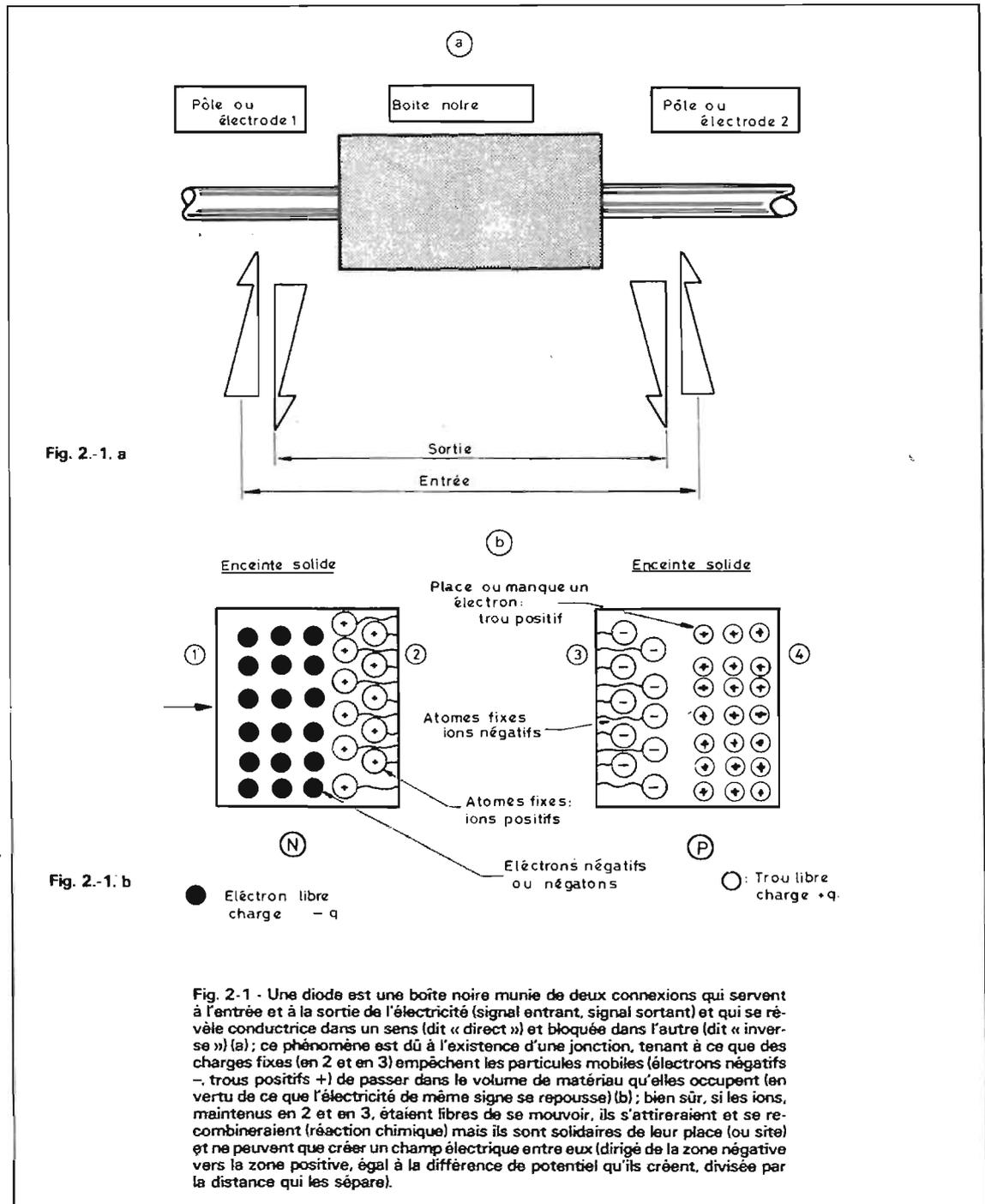


Fig. 2.-1. a

Fig. 2.-1. b

Fig. 2-1 - Une diode est une boîte noire munie de deux connexions qui servent à l'entrée et à la sortie de l'électricité (signal entrant, signal sortant) et qui se révèle conductrice dans un sens (dit « direct ») et bloquée dans l'autre (dit « inverse ») (a) ; ce phénomène est dû à l'existence d'une jonction, tenant à ce que des charges fixes (en 2 et en 3) empêchent les particules mobiles (électrons négatifs -, trous positifs +) de passer dans le volume de matériau qu'elles occupent (en vertu de ce que l'électricité de même signe se repousse) (b) ; bien sûr, si les ions, maintenus en 2 et en 3, étaient libres de se mouvoir, ils s'attireraient et se recombineraient (réaction chimique) mais ils sont solidaires de leur place (ou site) et ne peuvent que créer un champ électrique entre eux (dirigé de la zone négative vers la zone positive, égal à la différence de potentiel qu'ils créent, divisée par la distance qui les sépare).

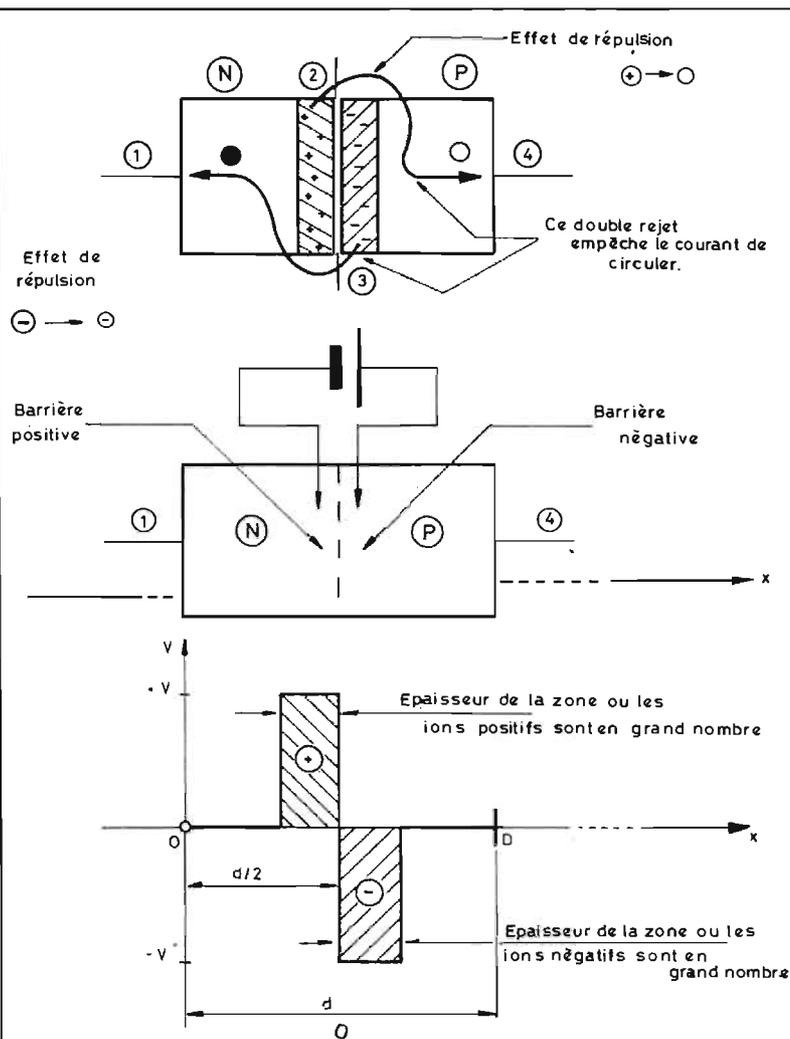


Fig. 2-2 - Les parois 2 et 3 sont fusionnées. Elles deviennent équivalentes à une pile mais leur force électromotrice n'est pas suffisante pour mettre les charges libres en mouvement, même en court-circuitant les électrodes 1-4. Grosso-modo, on peut estimer que la zone positive et la zone négative sont placées au même potentiel (positif, négatif) en valeur absolue (on dit qu'il s'agit du potentiel local, ou électrochimique, dépendant de la composition du matériau); en réalité, il existe toujours une petite d.d.p. car il est difficile d'obtenir l'égalité des charges fixes (au signe près) de part et d'autre de la jonction, ou mur de potentiel, ou colline, ou barrière, selon les terminologies de la littérature.

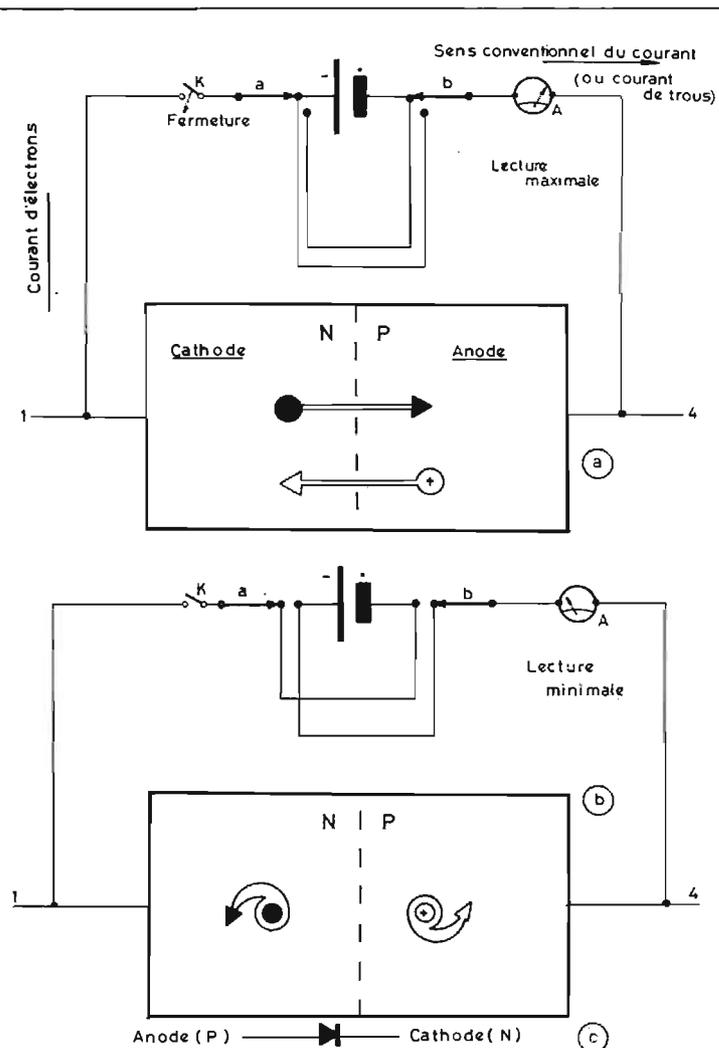


Fig. 2-3 - Au matériel expérimental décrit dans la première partie, il faut adjoindre deux interrupteurs inverseurs pour mettre en évidence le phénomène de polarisation directe et inverse d'une diode; dans le sens passant (a), la résistance est très faible (région positive P, ou anode, au pôle + de la pile; région négative, ou cathode, au pôle - de la pile); elle passe à plusieurs centaines d'ohms, dans le sens opposé (b); les constructeurs marquent la cathode d'un repère (point rouge) ou dessine sur l'enveloppe protectrice de la diode le symbole (C) qui montre dans quel sens circule le courant.

Expliquons ce donc il s'agit (fig. 2-1).

Prenons un matériau semi-conducteur\* qui contient beaucoup d'électrons libres. Nous aurons une enceinte (solide) 1 pleine de particules négatives (négatons n). Comme elle en est surchargée nous la désignerons par zone N. Supposons que nous ayons arraché ces charges à des atomes fixés le long de la paroi 2 et assujettis à celle-ci (ils ne parviennent pas à la quitter). Comme les électrons sont de charge négative, les atomes restant sont des ions positifs. Ceux-ci attirent les charges mobiles pour se recombinaison et redevenir électriquement neutres.

Prenons le même matériau, mais arrangeons-nous, cette fois-ci, pour raréfier les électrons dans l'enceinte solide qu'il constitue, en surchargeant les atomes fixes de la paroi 3 de particules négatives attachées aux ions. Il en résulte qu'à la place des électrons, il y a des « trous », petites lacunes mobiles, chargées positivement (P).

Accolons les parois 2 et 3 (fig. 2-2). Les ions négatifs du côté 3 repoussent violemment les électrons, vers 1. En revanche, les ions positifs du côté 2, renvoient vers 4 les trous. Électrons et trous se fuient en quelque sorte, alors qu'ils auraient tendance à fusionner les uns avec les autres en produisant des phénomènes lumineux (plus ou moins visibles suivant leur fréquence).

Ainsi, entre 2 et 3, naît une **barrière infranchissable** aux charges mobiles, qu'on appelle **barrière**, ou **colline**, de **potentiel**. Elle représente, de façon grossière, ce qui se passe dans une pile électrochimique isolée dans laquelle les charges libres ne circulent pas du pôle positif au pôle négatif, ni vice-versa.

Si l'on considère l'origine des longueurs en O, côté N et l'extrémité d, en D côté P, on constate que l'on peut calculer point par point la quantité de charges fixes et de charges mobiles (des deux signes) qui se répartissent le long de cet axe (abscisses x). Ne prenons que les charges fixes positives et négatives. Elles dessinent deux blocs de potentiel, de valeurs absolues  $|V_1|$ ,  $|V_2|$  (équivalentes dans la pratique) mais in-

versées en grandeurs réelles. Il en résulte une différence de potentiel positif-négatif de quelques centièmes de volt à travers la jonction. Elle est suffisante pour empêcher le transfert de charges d'une région à l'autre, soit de N vers P, soit de P vers N. Vue de l'extérieur, la jonction, même mise en court-circuit, paraît inerte.

Disposons en 1 et 4 une pile, en branchant son pôle négatif sur la patte de la boîte noire fixée sur la zone N et son pôle positif sur la patte sortant de la zone P. La pile envoie des électrons dans le sens inverse du sens conventionnel du courant, qui est celui des trous (fig. 2-3) lorsque K est fermé.

Le pôle négatif de la pile repousse les électrons vers la jonction et les oblige à la franchir dans

\* Voir appendice I : Conducteurs, isolants et semi-conducteurs.

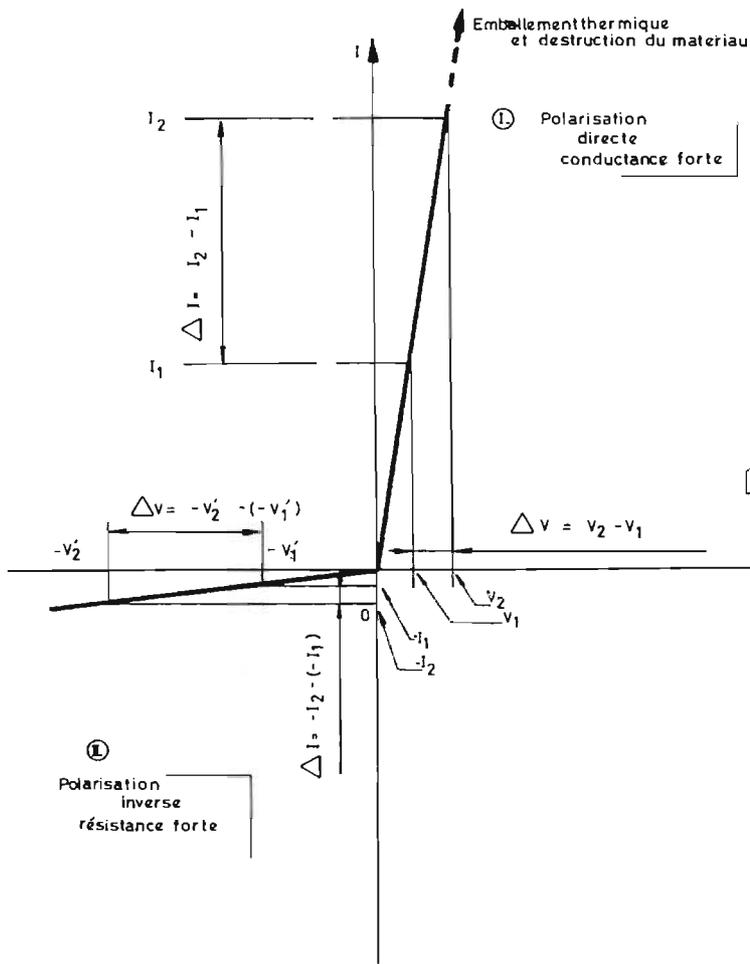


Fig. 2-4 - Caractéristique d'une diode : (I) zone du sens passant à faible résistance ; (II) zone du sens bloquant, à forte résistance ; une diode est un interrupteur automatique « fermé », dans les conditions (I), polarisation directe, « ouvert », dans les conditions II, polarisation inverse (conductance pratiquement nulle).

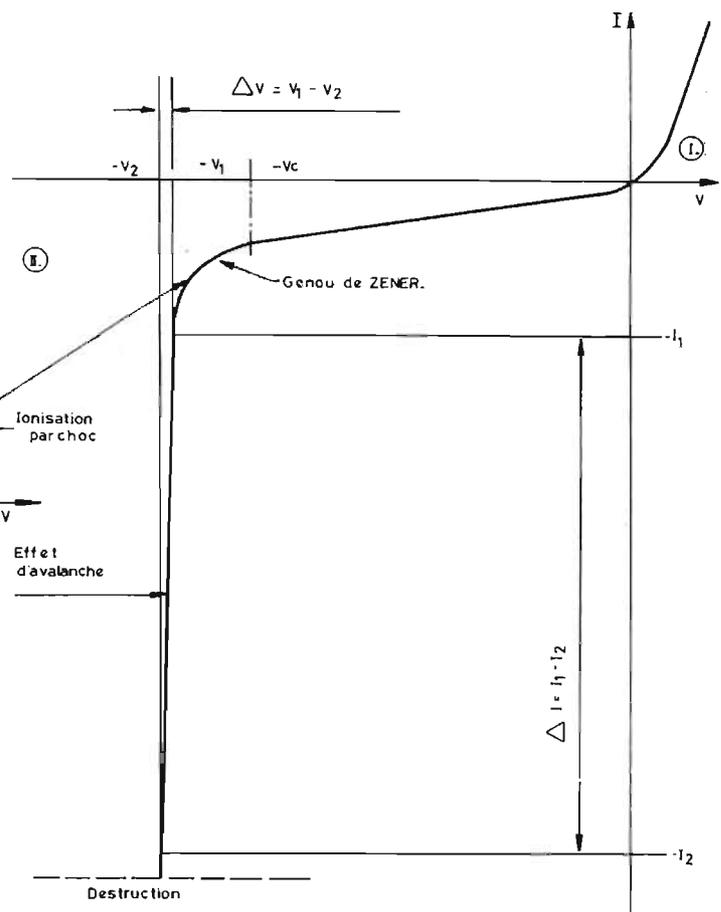


Fig. 2-5 - Si l'on augmente la tension négative au-delà d'une certaine valeur critique  $-V_C$ , un phénomène d'ionisation (similaire de celui des tubes luminescents) prend naissance, qui se poursuit par un effet d'avalanche tel que la diode peut, à la longue, être détruite. De même dans le cas (I), si l'on accroît trop la tension positive, un échauffement cumulatif se déclenche qui aboutit à la rupture de la jonction... la transformant de manière irrémédiable en interrupteur... ouvert, à jeter au panier !

le sens de la flèche à pointe noire, vers son pôle positif. Le pôle positif, pour sa part, renvoie les trous vers son pôle négatif en les contraignant de franchir, à leur tour, la barrière dans le sens indiqué par la flèche à pointe blanche. Les deux courants d'électrons et de trous s'additionnent. Ils contribuent tous les deux à l'intensité du courant passant par les conducteurs et mesuré (lorsque K est abaissé) en A.

Disons tout de suite que certains électrons et certains trous se recombinent entre eux, se détruisant mutuellement, ce qui appauvrit de leur présence le courant global.

De plus, il faut bien admettre que nous n'avons évoqué qu'une jonction idéale. En effet, parmi les électrons, des trous se promènent et vice-versa. On les nomme « porteurs minoritaires ». Il nous appartiendra d'y revenir plus loin.

Maintenant, basculons les inverseurs a et b (fig. 2-3) de manière que le pôle positif de la pile soit réuni à la région N tandis que le pôle négatif se trouve connecté à P. Alors que dans le premier cas de figure (a), la résistance apparente  $R_{app}$  était très faible (gros flux de charges à travers la jonction), dans ce second cas, au contraire  $R_{app}$  devient énorme, car la pile aide la jonction à séparer totalement les charges mobiles. L'intensité dans le circuit se révèle minimale.

Le premier cas est celui de la **polarisation directe** (forward bias, des anglo-saxons). Le second cas est celui de la **polarisation inverse** (reverse bias, en anglais). En polarisation directe, le courant est fort, pour une petite variation de tension. En compensation, il devient faible pour la polarisation inverse (d'où la **caractéristique de transfert**,  $I =$  fonction de  $V$ ,

bien connue, reproduite fig. 2-4). Dans un cas (I) la **résistance apparente**,  $\Delta R$ , on dit **dynamique** est faible (la conductance est forte). Dans l'autre cas (II), la résistance apparente est forte (la conductance est faible).

Avec les notations de la fig. 2-4, nous écrivons :

$$\Delta R = \frac{1}{\Delta G} = \frac{\Delta V}{\Delta I} = \frac{V_2 - V_1}{I_2 - I_1}$$

pour la **polarisation directe**, et :

$$\Delta R = \frac{1}{\Delta G} = \frac{-\Delta V}{-\Delta I} = \frac{-V_2 - (-V_1)}{-I_2 - (-I_1)} = \frac{-V_2 + V_1}{-I_2 + I_1}$$

ou :

$$\Delta R = \frac{V_1 - V_2}{I_1 - I_2}$$

pour la **polarisation inverse**.

En pratique, on n'observe pas une cassure aussi franche à l'origine des coordonnées que celle reproduite sur la fig. 2-4. En réalité, il y a comme un adoucissement et les deux droites se raccordent par un arrondi.

Nous ajouterons que la puissance  $\Delta P$  dissipée dans la diode est égale à :

$$\Delta P = \Delta V \times \Delta I = \Delta R \times \Delta I^2$$

Il faut qu'elle demeure inférieure à sa valeur limite, indiquée par les constructeurs, dans les circuits. Autrement, il se produit un emballement thermique qui, en accélérant les porteurs de charge libres, leur prouve une énergie plus forte, si bien qu'ils arrachent d'autres particules aux ions fixes du solide et le détruisent par **échauffement cumulatif**. La jonction ne peut dépasser une certaine température, au-delà de laquelle, elle se détériore rendant la diode inapte à toute fonction. On

# LA BAFFLERIE

LE NOUVEAU LIEU DE  
LA SONO SUR MESURE  
QU'IL FAUT CONNAITRE

PRESENTE  
TOUS LES HP PROFESSIONNELS

Altec Lansing - Fane - Jensen - JB Lansing  
RCF - Celestion - Goodmans - Utah - Vitavox...

ET AU MEME PRIX QU'A NEW-YORK !!!

MARLBORO M 12 Q	40 W. USA 31 cm. 25 w. sin spéc. guitare	145 F	MARLBORO M 15 Q	60 w. USA 38 cm. 30 w. sin spéc. guit. et bass.	240 F
MARLBORO M 12 N	70 w. USA 31 cm 30 w. sin spéc. guitare	250 F	MARLBORO M 15 L	100 w. USA 38 cm. 50 w. sin spéc. guit. et bass.	540 F

ET TOUJOURS

ELAC GB 20 W. sono bicône	70 F	ELAC GB 25 W. spécial sono bicône	145 F
---------------------------	------	-----------------------------------	-------

ASSISTANCE TECHNIQUE ASSURÉE : Schémas de baffles appropriés  
Conseils de montage  
Ecoute comparée par « dispatching »

SERVICE EXPEDITION	M 12 Q, ELAC 20 W ELAC 25 W	M 12 N, M 15 Q	M 15 L	AUTRES HP SUR DEMANDE
	+ 15 F de port	+ 20 F de port	+ 30 F de port	

Mandat, C.C.P. ou chèque à la commande + FRAIS d'ENVOI

26, rue Duperré - 75009 PARIS - Tél. 874-75-98

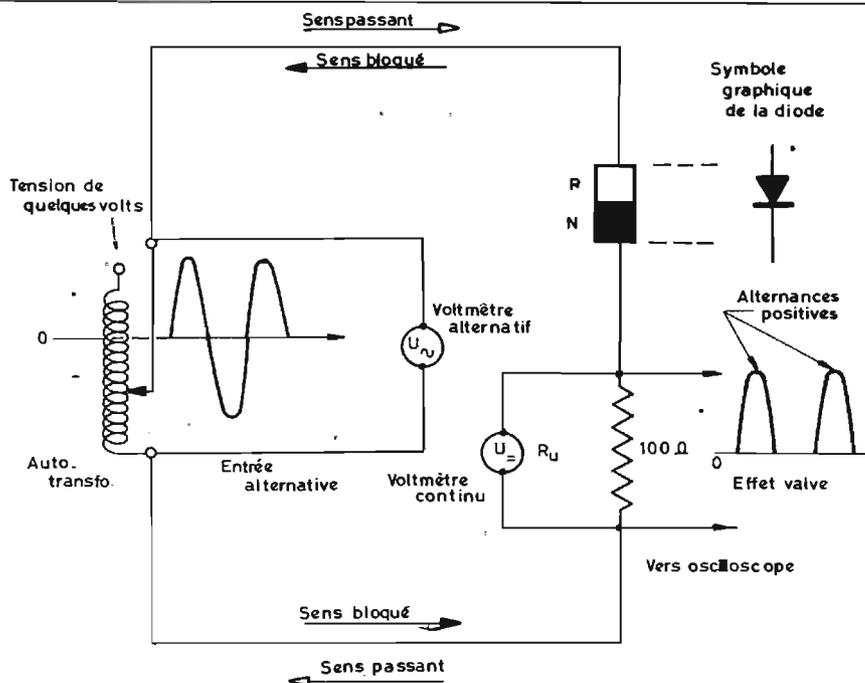


Fig. 2-6 - L'effet redresseur de la diode (ou effet valve) est pris en évidence par ce montage ; l'oscilloscope montre la forme du signal pris sur  $R_U$ , seules les alternances positives passent et l'intensité débitée apparaît comme continue.

dit qu'elle a claqué. Les technologies fournissent toujours les valeurs maximales  $V_c$  au-delà desquelles les jonctions se dénaturent.  $V_c$  est dite **tension de claquage**.

Que se passe-t-il, en polarisation inverse, si l'on pousse le courant plus loin ? Les particules arrivent en grand nombre (et avec violence) sur les ions solidaires de la paroi et leur prennent, par

chocs, de nouveaux électrons: on a affaire à une **ionisation par collision**, qui multiplie la quantité de charges mobiles, augmentant l'intensité véhiculée, qui accroît le mécanisme d'ionisation. La caracté-

ristique  $I = f(V)$  s'infléchit brutalement (genou de Zéner) et chute rapidement de telle sorte qu'une faible variation de tension favorise une grande variation de courant, jusqu'à destruction complète du matériau qui se met en circuit ouvert (résistance infinie). La fig. 2-5 retrace les étapes de ce phénomène, nommé processus d'avalanche.

Ainsi, dans ces limites de fonctionnement, la diode à jonction PN nous est-elle apparue comme un élément à circulation de courant en sens unique. Si nous la plaçons en série avec une résistance d'utilisation  $R_U$  et que nous les alimentons par une source alternative convenable, nous ne recueillerions aux bornes de  $R_U$  que les alternances positives du signal alternatif incident (fig. 2-6). Il s'agit du **redressement**, les alternances négatives étant chassées. La diode les a arrêtées totalement. Le courant émergent se comporte comme un courant continu. Il peut servir à charger une batterie d'accumulateur, par exemple.

(à suivre)

B. MARIN

# QUELQUES NOTIONS D'OPTIQUE

## concernant la prise de vue

### en TELEVISION

**L**ES lentilles optiques employées dans les objectifs de prise de vues ou lunettes ont des profils différents que nous pouvons résumer à l'aide de la figure 1 où la partie supérieure montre la coupe des lentilles convergentes et la partie inférieure la coupe des lentilles divergentes. Tout système optique possède un foyer qui est matérialisé par l'image d'un sujet situé à l'infini, lorsqu'on prend en considération les rayons lumineux parallèles à l'axe optique.

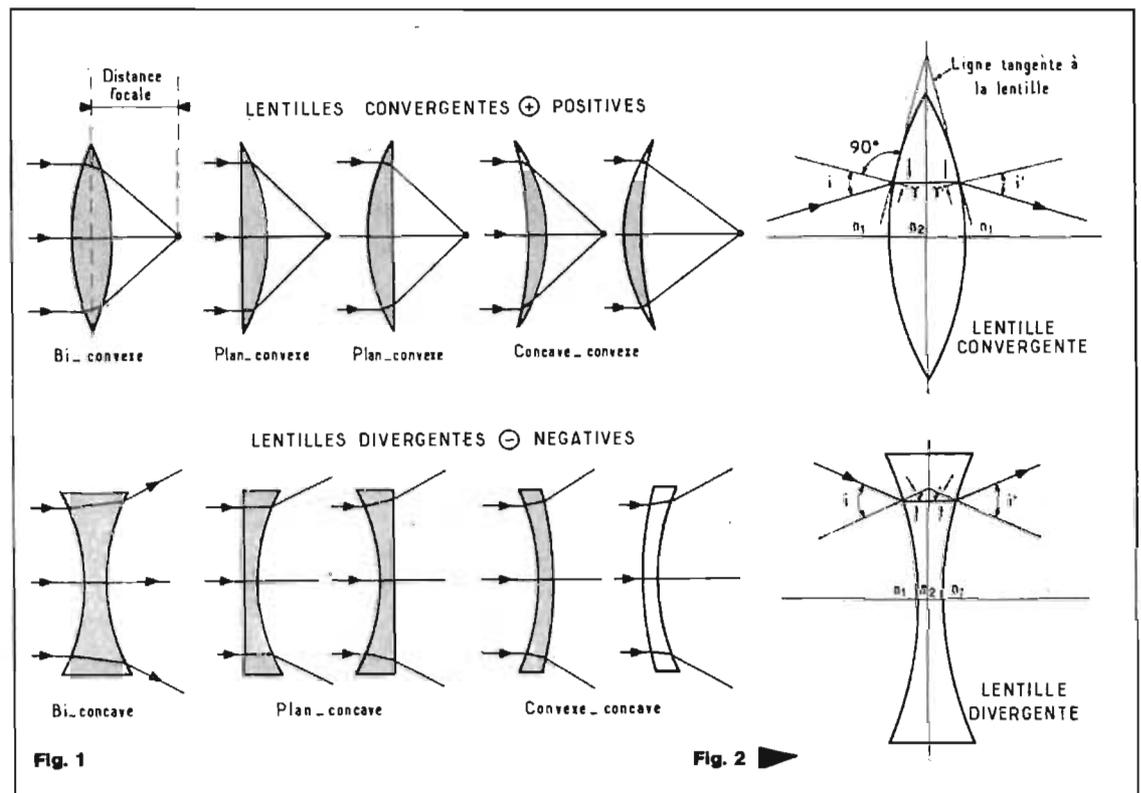
Afin de connaître la direction des rayons lumineux incidents et émergents dans les lentilles, nous faisons appel au prisme optique de la figure 2 en nous limitant au cas de rayons lumineux se propageant dans le plan de la figure. Nous supposons donc que l'onde monochromatique incidente est plane et normale au plan de la figure 2. Cette onde subit deux réfractions, l'une sur la face d'entrée, l'autre sur la face de sortie. L'onde émergente est plane, mais sa direction est différente de celle de l'onde incidente. Dans le cas qui nous intéresse ici, le milieu 1 est de l'air dont l'indice de réfraction  $n_1 = 1$ ; le milieu 2 peut être du verre dont l'indice de réfraction  $n_2 = 1,5$  par exemple. Partant de ces deux indices, nous pouvons facilement trouver les trajectoires des rayons lumineux en appliquant les équations simples de la réfraction à l'entrée de la lentille et à la sortie. Pour l'entrée l'équation est :  $n_1 \cdot \sin i = n_2 \cdot \sin \gamma$ . Comme  $n_2$  est plus grand que  $n_1$ , l'angle  $\gamma$  est plus petit que l'angle  $i$ . A la sortie de la

lentille, l'équation est :  $n_2 \cdot \sin \gamma' = n_1 \cdot \sin i'$ . Comme  $n_1$  est plus petit que  $n_2$ , l'angle  $i'$  est plus grand que l'angle  $\gamma'$ . La figure 2 montre l'onde plane incidente avec l'angle  $i$ . En passant du premier milieu dans le second, la direction des rayons se rapproche de la normale. L'onde plane émergente est déviée vers l'axe optique de la lentille. L'indice de réfraction dépend de la matière transparente qui produit la réfraction mais également de la longueur d'onde des rayons lumi-

neux. Dans la figure 2 l'onde est monochromatique donc caractérisée par une seule longueur d'onde  $\lambda$ . Dans la prise de vues, la lumière employée est presque toujours la lumière blanche dont le spectre n'est pas monochromatique mais composé d'un spectre allant de 400 à 700 millimicrons comme le montre la figure 3. Cette lumière est polychromatique. La lumière blanche qui traverse le prisme, ou la lentille, se compose donc de nombreuses radiations allant du rouge au violet. La lon-

gueur d'onde du rouge est plus grande que celle du violet (figure 3) et comme l'indice de réfraction varie avec la longueur d'onde, les trajets des rayons changeront avec la radiation. L'indice n'augmente quand la longueur d'onde  $\lambda$  diminue; le rouge est donc moins dévié que le violet et les rayons émergents sont ceux de l'arc en ciel de la figure 4 pour une lumière incidente blanche.

Si nous concentrons les rayons émergents du prisme à l'aide



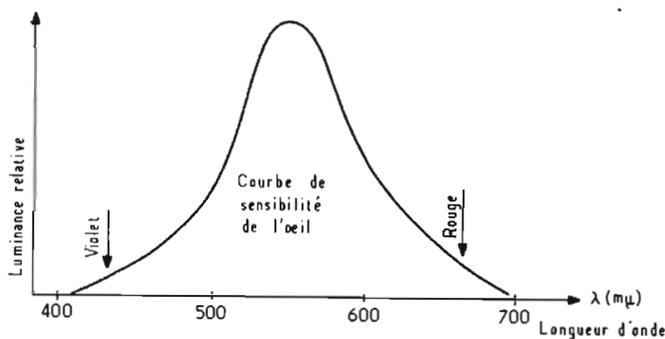


Fig. 3

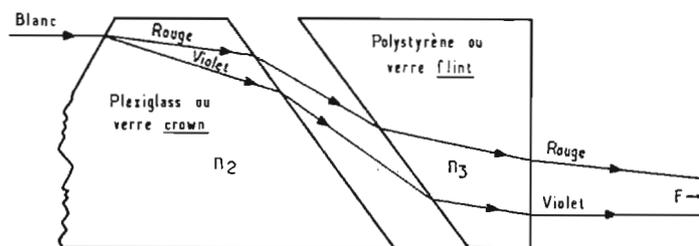


Fig. 6. - Correction des trajectoires

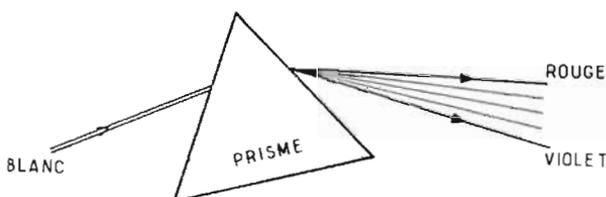


Fig. 4

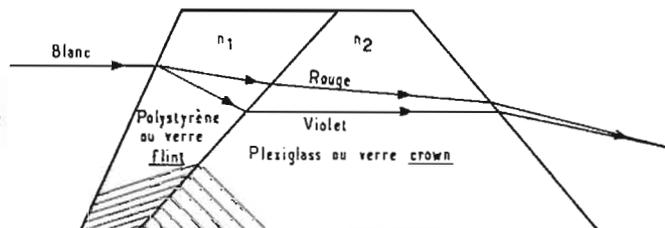


Fig. 7

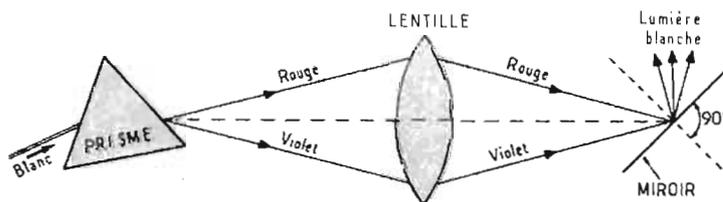


Fig. 5

d'une lentille bi-convexe, comme celle de la figure 5, nous obtenons à la sortie de cette lentille et à une certaine distance un foyer de lumière blanche que nous pouvons faire réfléchir à l'aide d'un miroir.

### LA CORRECTION DES TRAJECTOIRES

L'indice de réfraction  $n$  dépend de la matière transparente du prisme ou de la lentille ainsi que de la longueur d'onde des rayons lumineux. L'indice varie de 1,5 pour les verres légers (crowns) à 1,72 pour les verres denses (flints). L'indice croît quand la longueur d'onde du rayon lumineux diminue. Les rayons lumineux blancs qui frappent le premier prisme de la figure 6 sont déviés par ce dernier et dispersés en rayons lumineux colorés où le rayon rouge est moins dévié que le rayon violet étant donné que la longueur d'onde du rouge est plus grande que celle du bleu. Entre ces deux rayons rouge et bleu sont situés tous les autres rayons de l'arc en ciel qui composent la lumière blanche. Les rayons sortant du premier prisme ( $n_2$ ) sont dirigés vers le second prisme ( $n_3$ ) dont l'indice est plus grand :

$n_3 > n_2$ . En adoptant un certain profil pour le second prisme, il sera possible de réunir tous les rayons sortant de celui-ci au point de convergence  $F$ .

On peut obtenir la correction des trajectoires en s'inspirant du calcul et du dessin de la figure 2. Si l'angle  $i$  ne dépasse pas quelques degrés, on peut confondre sinus et angles d'où l'écriture :  $n_1 \cdot i = n_2 \cdot \gamma$ . Du fait que  $n_2$  est plus grand que  $n_1$ , l'angle  $\gamma$  est toujours plus petit que l'angle  $i$ .

On peut obtenir une correction des trajectoires à l'aide de deux prismes dont l'un en polystyrène et l'autre en plexiglass avec  $n_1$  plus grand que  $n_2$ . La correction s'effectue alors suivant les trajets indiqués sur la figure 7. L'ensemble des deux prismes est en partie comparable à une lentille achromatique comme celle de la figure 8. Dans cette dernière, la lentille convergente est en plexiglass et la lentille divergente est en polystyrène. Pour une lentille convergente donnée, il n'y a qu'une seule lentille divergente qui peut corriger les trajets en vue de supprimer l'aberration chromatique de la lentille convergente. Cette correction est fonction de la matière et de l'écartement des deux lentil-

les l'une par rapport à l'autre. Dans l'assemblage de la figure 8, la lentille convergente comporte deux faces de cambrures différentes. Les faces extérieures de l'ensemble achromat sont bombées à un degré différent. La lentille convergente doit avoir une distance focale relativement courte.

D'une manière générale, on peut remédier au défaut de chromatisme en associant deux (ou plusieurs) lentilles de verres différents, de manière que les distances focales du système optique soient les mêmes, non pour toutes les radiations, ce qui serait impossible, mais au moins pour deux radiations convenablement choisies. On réalise ainsi un système optique dit « achromatique » ou « achromat » que nous montre les figures 8 et 9.

### DISTANCE FOCALE

La figure 10 montre une lentille fortement convergente donc épaisse.

Un sujet situé dans le plan A de la figure 10 formera une image dans le plan B situé à une distance  $D_2$  du foyer optique de la lentille convergente dont la distance fo-

cale est  $f$ . Si le sujet se trouve à une distance  $D_1$  de la lentille, la distance  $D_2$  est :

$$\frac{D_1 + f}{D_1 - f}$$

En mesurant la distance  $D_2$ , nous trouvons inversement la distance

$$D_1 = \frac{D_2 + f}{D_2 - f}$$

On peut calculer la distance focale à l'aide de la formule bien connue :

$$\frac{1}{f} = \frac{1}{D_1} + \frac{1}{D_2}$$

Le rapport  $1/f = \delta$  appelé vergence et exprimé en dioptries. Par exemple :  $f = 131 \text{ mm} = 0,131 \text{ m}$  d'où  $\delta = 1/0,131 = 7,6$  dioptries.

### MISE AU POINT

Sa distance focale joue le rôle principal dans la mise au point du foyer optique. Si le film ou l'écran du tube analyseur se trouve à une distance trop courte du foyer, l'image nette du sujet se forme en arrière du film.

Quelle est la différence entre une prise de vue avec courte dis-

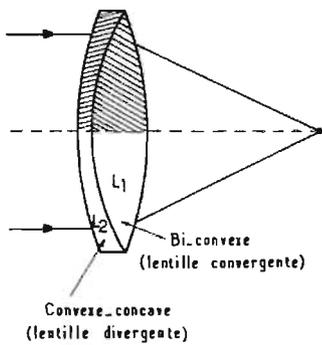


Fig. 8

Fig. 9. - L'objectif peut être constitué par une simple lentille. Etant donné toutes les aberrations, celle-ci ne peut donner de résultats acceptables qu'en la diaphragmant fortement. La lentille L<sub>1</sub> de la figure 8 est ainsi entachée de toutes les aberrations. En ajoutant une seconde lentille L<sub>2</sub>, l'objectif devient achromatique si L<sub>2</sub> est convergente et L<sub>1</sub> divergente. On peut réaliser un triplet anastigmatique à l'aide de deux lentilles convergentes L<sub>1</sub> et L<sub>2</sub> encadrant une lentille divergente L<sub>3</sub> (figure 9) au voisinage de laquelle est situé le diaphragme D. Cet objectif n'a presque pas d'aberration chromatique ni sphérique. On a pu supprimer l'aberration due à la courbure de champ à l'aide d'une lentille divergente collée L<sub>4</sub> (figure 9). Si l'ouverture d'une simple lentille est de l'ordre de 1/16, on a pu atteindre 1/2,8 avec l'anastigmat dissymétrique à 4 lentilles de la figure 9.

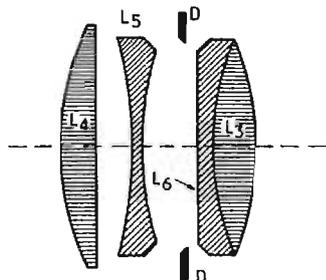


Fig. 9

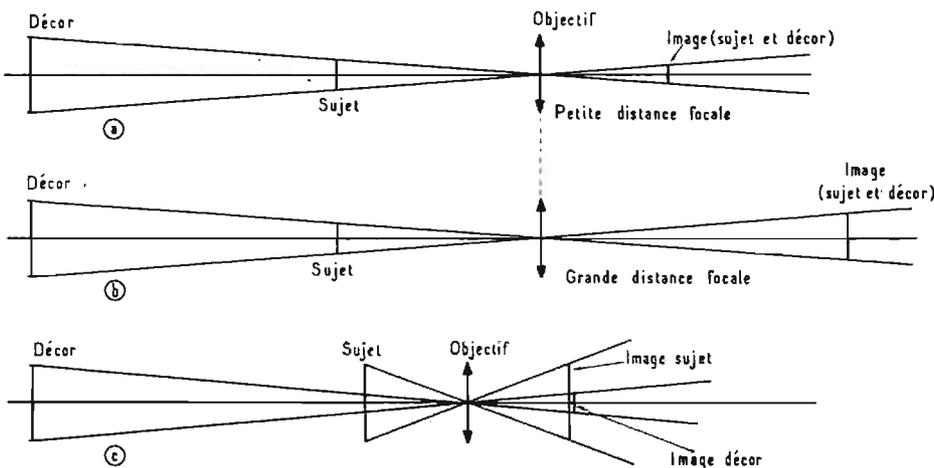


Fig. 11 a. - La dimension de l'image est seulement proportionnelle à la distance focale.

Fig. 11 B. - La distance du sujet situé au premier plan est adaptée à la distance focale. L'image du sujet a sa dimension normale. L'image du décor se trouve réduite considérablement.

tance focale à grand angle et une prise de vue à grande distance focale et petit angle ?

Du point de vue purement technique la prise de vues d'un même sujet avec un objectif à courte distance focale  $f_1$  ou à grande distance focale  $f_2$  peut sembler indifférente si, dans les deux cas, le sujet est en même

grandeur sur le film (ou cible du tube) et si le rapport diamètre d'ouverture utile à distance focale reste constant. Nous devons donc obtenir :  $d_1/f_1 = d_2/f_2 = 1/n$  où  $n$  est l'ouverture relative. Les dimensions de l'image restent les mêmes ainsi que l'éclaircissement.

L'angle formé par les rayons extrêmes est appelé « champ an-

gulaire-en largeur ». Le champ angulaire utile est l'angle formé par les rayons lumineux extrêmes correspondant à la diagonale de l'image. En augmentant la distance focale, le champ angulaire en largeur diminue si le sujet et l'image ont la même largeur.

Un sujet éloigné du sujet principal paraîtra plus petit et plus

éloigné avec une courte distance focale et, au contraire, plus grand et plus proche avec une longue distance focale.

Un sujet qui se rapproche ou s'éloigne de la caméra semblera le faire plus rapidement qu'en réalité avec une courte distance focale et plus lentement avec une longue distance focale (figure 11).

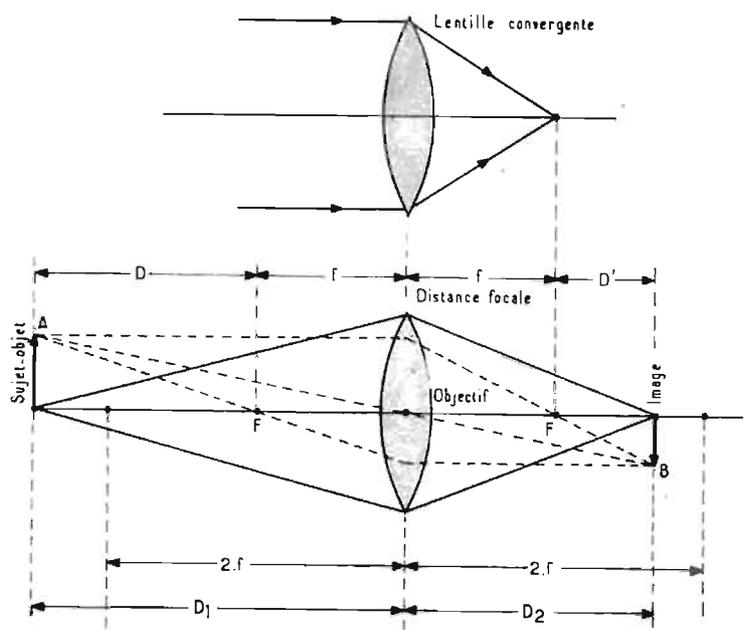


Fig. 10. - Le sujet A produit sur l'écran du tube d'analyse l'image B. La distance focale est donnée par :

$$\frac{1}{f} = \frac{1}{D_1} + \frac{1}{D_2}$$

La distance

$$D_1 = \frac{D \times f}{D - f}$$

et la distance

$$D_2 = \frac{D \times f}{D - f}$$

La dimension de l'image

$$B = \frac{D_1}{D_2} \times A$$

$$= \frac{D_1}{f} \times A$$

$$= \frac{f}{D - f} \times A$$

$$= \frac{D \times D}{D - f} \times A$$

La distance focale  $f = \frac{D \times D}{D - D}$

Exemples numériques : A = 3 476 km

(diamètre de la lune)  $f = 131$  mm

$D_1 = 384\,400$  km (lune à terre). On trouve

$$B = \frac{131 \times 3\,476\,000\,000}{384\,400\,000\,000} = 1,18$$

$$\text{mm}$$

$$= 1,18 \text{ mm}$$

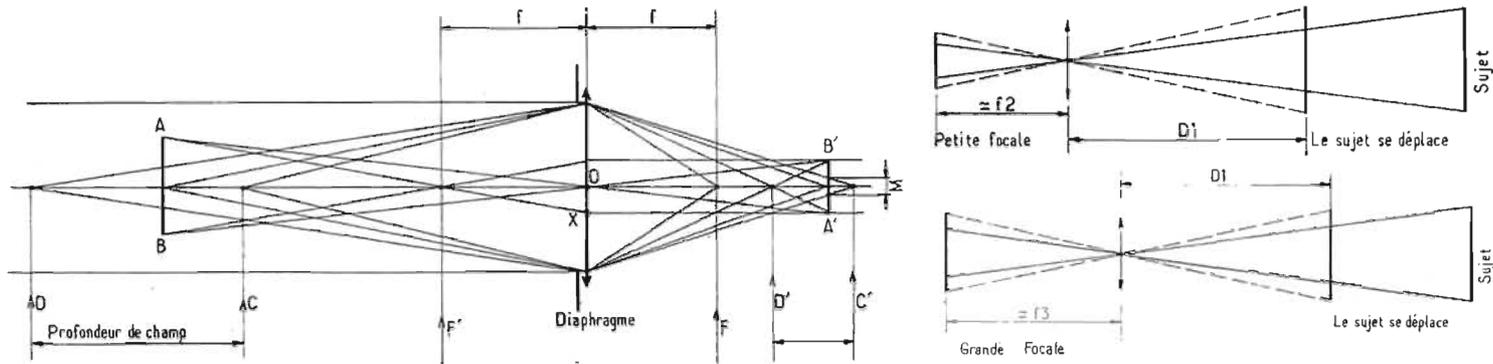


Fig. 12 a. - Par profondeur de champ, l'on entend le domaine compris entre la plus grande distance et la plus petite distance auxquelles un objet apparaît nettement dans le plan image sur la cible du tube d'analyse ou sur le film. Il n'y a qu'un plan objet ou sujet AB dont l'image est nette dans le plan image et devient A'B'. Pour obtenir le point A', relier A à O et continuer cette ligne vers la droite. Relier ensuite A à F' jusqu'à X. A partir du point X, suivre parallèlement l'axe horizontal. Le point A' correspond à l'intersection de ces deux lignes AOA' et XA'. Si nous admettons le diamètre  $\epsilon$  pour le cercle de diffusion toléré, nous trouvons le point C' à droite du plan image et le point D' à gauche du plan image. Le point C' correspond au point C du nouveau plan objet et le plan D' correspondant au point D du nouveau plan objet. La distance entre D et C est la profondeur de champ. Plus un point est éloigné du plan AB mis au point, plus la distance de l'image varie par rapport à A'B'. Cette distance varie d'autant plus que la distance de prise de vue est plus petite. Aussi la profondeur d'espace de l'objet dont l'image est nette est-elle toujours plus grande au-delà de la distance de mise au point. Lorsqu'on diaphragme, la profondeur de champ augmente. La distance de l'image varie très fortement aux faibles éloignements de l'objet. C'est la raison pour laquelle les objectifs à faible distance focale et les objectifs à grand champ ont une plus grande profondeur de champ.

Fig. 12 b

Fig. 12 c. - Si nous augmentons progressivement la distance du sujet, nous arrivons à une position pour laquelle nous obtenons une image nette du sujet et aussi une image nette des points situés à l'infini. Le sujet est alors à la distance < hyper focale > H où  $H = f/n$ . H avec  $n = f/d$  et K la tolérance de netteté. Si l'objectif est mis au point pour une distance D, la netteté s'étend entre  $H \times D/H + D$ , et  $H \times D/H - D$ , qui sont les limites de la profondeur de champ. Ces limites sont également données par :  $D \cdot f'/f \pm n \cdot K (D - f)$

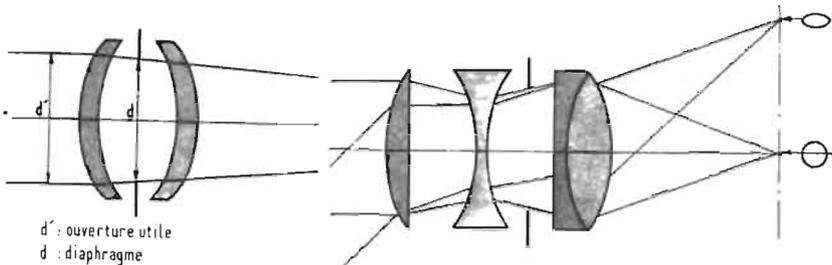


Fig. 13

Fig. 14. - Un faisceau lumineux parallèle à l'axe passe entièrement alors qu'un faisceau oblique se trouve rétréci. Il y a perte de lumière et déformation. Le diaphragme diminue ces défauts.

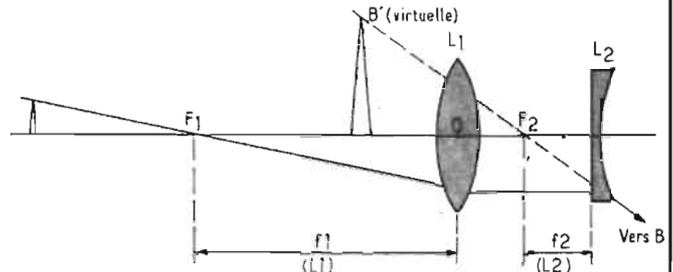


Fig. 15. - Grossissement de la lunette d'approche :  $\frac{f_1 (L_1)}{f_2 (L_2)}$

## DÉTERMINATION DES DIMENSIONS OPTIMA DES OBJECTIFS

La figure 12 nous montre l'intérêt d'une courte distance focale en ce qui concerne la prise de vue d'une scène où les sujets se déplacent. En augmentant la distance focale, le déplacement du sujet produit une variation plus grande dans la dimension de l'image. Une grande ouverture de l'objectif à longue distance focale produira des variations de dimensions de l'image plus grande quand le sujet se déplace qu'une petite ouverture utile d'un objectif à courte distance focale. Il suffit de varier  $f$  et le diaphragme  $d$  dans la figure 12 pour se rendre compte de l'intérêt que présente l'objectif à courte focale et petit diamètre d'ouverture utile en ce qui concerne la profondeur de champ. Celle-ci est inversement proportionnelle à l'ouverture utile  $d$  et à la distance focale  $f$ . Elle est proportionnelle au carré de la distance  $D$  de l'objectif au sujet et au diamètre  $\epsilon$  du cercle de diffu-

sion toléré. L'équation de la profondeur de champ est :

$$P = \frac{2 \cdot D^2 \cdot \epsilon}{f \cdot d}$$

L'acuité de l'œil étant limitée, le petit disque de dispersion, également nommé « cercle de flou », peut atteindre un certain diamètre  $\epsilon$  avant qu'un point d'image semble manquer de netteté. La taille admissible de ce disque dépend de l'agrandissement que doit subir l'image et de la résolution ou finesse que l'on veut obtenir.

## L'ÉCLAIREMENT

L'éclairement du film ou de la cible du tube analyseur est proportionnel à la brillance  $B$  (luminance) du sujet, au carré de l'ouverture utile  $d$  de l'objectif et à sa transparence  $T$ . L'éclairement est inversement proportionnel au carré de la distance focale  $f$ . La formule concernant l'éclairement est :

$$E = \frac{B \cdot T \cdot d^2}{f^2} \times \frac{\pi}{4}$$

$B$  est la luminance en candela par  $m^2$ .  $E$  est l'éclairement en lux.  $T$  est le facteur de transmission de l'objectif.

Si nous comparons les formules concernant la profondeur de champ  $P$  et l'éclairement  $E$ , nous constatons que  $P$  exige une courte focale  $f$  et un petit diamètre d'ouverture utile  $d$ . Par contre,  $E$  exige un grand diamètre  $d$ . Pour un angle de champ donné, la sensibilité de l'analyseur qui est fonction de l'éclairement, et la profondeur de champ ne dépendent que du diamètre d'ouverture utile. Ce diamètre devrait être le plus grand possible pour la sensibilité et le plus petit possible pour la profondeur de champ. Il faut donc adopter un compromis.

Le rapport  $f/d$  est appelé l'ouverture numérique (ou relative)  $n$ . On désigne souvent les objectifs par :  $n = f/d$  ou par  $1/n$  ou encore par l'ouverture  $d = f/n$ . Considérons un objectif réduit à une simple lentille de 2 cm de diamètre et de 10 cm de distance focale. Son ouverture relative ou numérique est :  $n = 10/2 = 5$ . On dit que l'objectif est ouvert à  $f/5$  ou simple-

ment à  $1/5$ . Le nombre  $n$  caractérise l'ouverture maximale de l'objectif.

## OUVERTURE UTILE

Dans le cas d'un objectif à 2 lentilles (figure 13) le diamètre du faisceau à l'entrée  $d'$  prend le nom d'ouverture utile. Le diamètre  $d$  concerné le diaphragme maximal.

L'éclairement reçu par la cible du tube d'analyse décroît en proportion du carré de la distance focale. Par exemple deux objectifs d'ouverture relative

$$n_1 = \frac{f_1}{d_1} = 4 \text{ et } n_2 = \frac{f_2}{d_2} = 8$$

éclairent la cible avec des luminosités dont le rapport est  $(1/4)^2$  à  $(1/8)^2$ . L'objectif ouvert à  $1/4$  est donc 4 fois plus lumineux que celui ouvert à  $1/8$ . La définition de l'ouverture relative est faite sur l'axe pour un objectif mis au point sur l'infini (figure 13).

## L'ŒIL DE CHAT

Considérons un objectif composé et représenté par la figure

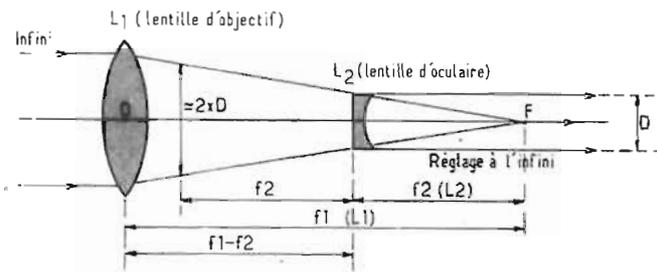


Fig. 16

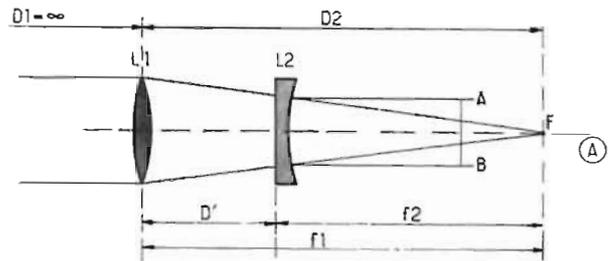


Fig. 17

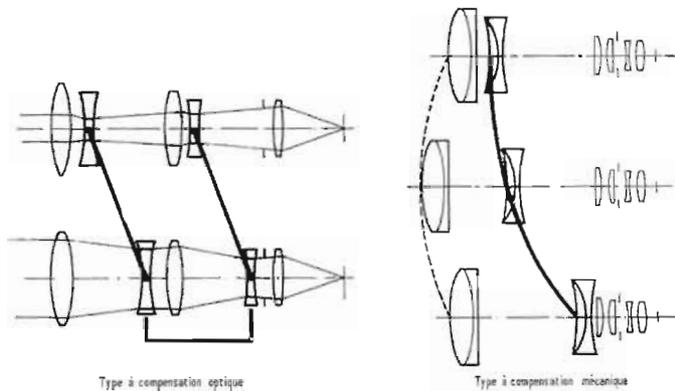


Fig. 18 a. - Schéma d'objectifs à compensation optique et à compensation mécanique. (D'après Kingslake Modern Photography)

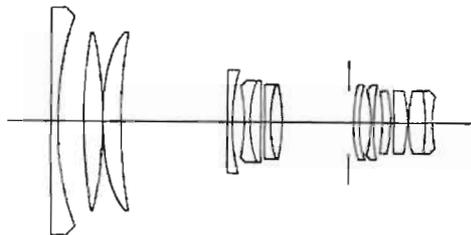


Fig. 18 b

Zoom Voigtlander 1:2,8/36-82

Rokkor Minolta 1:3,5/80-160

re 14. Le faisceau parallèle à l'axe traverse entièrement l'objectif, alors qu'un faisceau oblique se trouve rétréci. Si nous regardons l'objectif non diaphragmé d'un point situé sur l'axe, nous verrons le cercle lumineux de la figure 14.

Si nous regardons l'objectif en dehors de l'axe, nous verrons un cercle qui se rétrécit et qui devient une tache allongée rappelant la pupille du chat. Il y a « vignettage » par les montures qui viennent se silhouetter sur l'image. La luminosité varie entre le centre et les bords où elle diminue ce qui est très gênant dans le cas des prises de vues en couleurs. Le diaphragme diminue le vignettage et améliore la netteté pour les faisceaux obliques.

### IMAGES PARASITES

On constate trop souvent des images parasites lorsque l'objectif

est dirigé vers un objet brillant placé sur un fond obscur. L'objet brillant est par exemple le filament d'une lampe à incandescence qui éclaire le studio ou un terrain de sport.

Ces images parasites se traduisent également par des taches lumineuses sur fond obscur. Elles sont dues à des réflexions à l'intérieur de l'objectif où la lumière est renvoyée par les surfaces air-verre qui font plus ou moins miroir. La lumière perdue pour la cible à chaque traversée d'une surface air-verre est d'abord un peu diffusée et ensuite réfléchi. Si le nombre des surfaces air-verre de l'objectif est N, le nombre des images parasites peut atteindre :

$$\frac{n(n-1)}{2}$$

Un objectif ayant seulement 6 surfaces air-verre peut produire 15 images indésirables.

### LES ABERRATIONS DANS LE TÉLÉOBJECTIF

Il y a des cas où l'on doit réaliser une image d'une taille relativement grande avec un objectif qui n'a pas le tirage suffisant pour l'emploi d'un objectif à longue focale. On fait alors appel au principe de grossissement de la lunette d'approche de Galilée de la figure 15. Le téléobjectif est basé sur le même principe. La lentille L<sub>1</sub> donne dans son plan focal F<sub>1</sub> une première image d'un objet éloigné. Si nous plaçons une lentille divergente L<sub>2</sub> de manière que cette image se trouve entre cette lentille et son foyer F<sub>2</sub>, la lentille L<sub>2</sub> donnera une image réelle beaucoup plus grande que l'image de l'objectif L<sub>1</sub> ou O. Le tirage de l'appareil, c'est-à-dire la distance allant de O à B, est beaucoup plus petit que celui d'un objectif ordinaire.

Lorsque le foyer de L<sub>1</sub> (convergente) vient rejoindre celui de L<sub>2</sub> (divergente), le faisceau des rayons sortant de L<sub>2</sub> se compose de rayons parallèles et l'image est rejetée à l'infini.

Ce système porte le nom de « système afocal ». Le télescope de la figure 16 reproduit la combinaison d'une lunette de Galilée réglée sur l'infini.

Le téléobjectif de la figure 15 se compose donc d'un élément positif (convergent) et d'un élément négatif (divergent). En réalité ces éléments sont beaucoup plus complexes étant donné la correction des diverses aberrations à effectuer. Cette correction est particulièrement difficile dans le téléobjectif en raison de la brisure importante que subissent les rayons lumineux à la traversée de l'élément divergent. La luminosité est inférieure à celle des objectifs classiques. Le champ est réduit. (Suite page 226)

# UN ANTIVOL

## - ELECTRONIQUE -

### POUR VOITURE

**C**E dispositif d'alarme, rigoureusement inviolable pour quiconque ne possède pas la clé de contact du véhicule, présente l'avantage de ne nécessiter aucune manipulation spéciale pour sa mise en et hors service. L'utilisation normale du véhicule (ouverture des portières, contact,...) est en effet suffisante. Donc pas de risque d'oubli, ni dans un sens, ni dans l'autre.

#### PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT

A l'ouverture d'une des portières, le dispositif d'alarme commence à compter le temps, pendant une durée fixe de 10 secondes environ. Si, à l'expiration de ce délai le contact n'est pas mis, l'alarme se déclenche en actionnant l'avertisseur sonore du véhicule de façon discontinue pendant approximativement une minute. L'alarme s'arrête alors automatiquement et reste prête à fonctionner dans les mêmes conditions.

A la coupure du contact (fin de l'utilisation du véhicule), il reste possible d'ouvrir les portières pendant aussi longtemps qu'on le désire. La surveillance de l'alarme ne commence que deux minutes après la fermeture de la dernière portière (ou deux minutes après la coupure du contact, si aucune portière n'est ouverte pendant ce temps).

En cas de déclenchement involontaire, il suffit dans tous les cas de mettre le contact du véhicule pour couper le fonctionnement de l'avertisseur.

Si on désire éliminer complètement la surveillance des portières sans laisser le contact en permanence (par exemple pour l'entretien du véhicule) un interrupteur permet la mise hors circuit de l'alarme. Mais, en aucun cas, la coupure de cet interrupteur ne peut neutraliser l'alarme si celle-ci n'est pas préalablement inhibée par la clé de contact du véhicule.

#### LE SCHÉMA (Fig. 1)

Le schéma se compose de trois temporisateurs, dont l'un (T2-T3) est totalement électronique, et dont deux (T5-T6 ET T7-T8) utilisent des relais.

Au repos (contact coupé, toutes portières fermées), C1 est déchargé. Aucun courant ne traverse la base de T2. T2 et T3 sont donc bloqués. La base et l'émetteur de

T4 sont au 12 V. Les deux temporisateurs à relais sont donc alimentés en 12 V. Tant qu'aucune portière n'est ouverte, ils ne sont pas alimentés en -12 V. Les 2 relais sont donc au repos. La base de T1 restant au 12 V, T1 reste bloqué, et C1 reste déchargé. Dans cette situation, tout le montage est au repos. La consommation du montage se réduit aux fuites de T1, T2, T3 (quelques nanoampères).

A l'ouverture d'une portière, l'entrée D du montage se trouve reliée au -12 V par l'intermédiaire d'un contact de portière. Les 2 temporisateurs à relais se trouvent alors alimentés en + et -12 V. C2 commence à se charger à travers R8, T5 et T6. T5 et T6 sont alors conducteurs.

T6 alimente le relais r1. Le contact travail 1 permet d'auto-

alimenter le montage même si la portière ouverte venait à être refermée, ou si l'alarme était alors mise hors circuit par l'ouverture de l'interrupteur I.

C2 et R8 déterminent une constante de temps d'une minute environ. C'est le temps pendant lequel l'alarme fonctionnera.

Ces deux éléments peuvent être modifiés en fonction du temps désiré, ainsi que des caractéristiques de T5 et T6.

Le second temporisateur à relais, avec au départ r2 au repos, charge immédiatement C3 à 12 volts. C4 se charge à travers R10 en 10 secondes environ (même remarque que pour C2-R8). T7 et T8 deviennent conducteurs. r1 colle, actionnant l'avertisseur sonore par son contact travail 1. Le contact travail 2 décharge C3 à travers R13. C4 se décharge à tra-

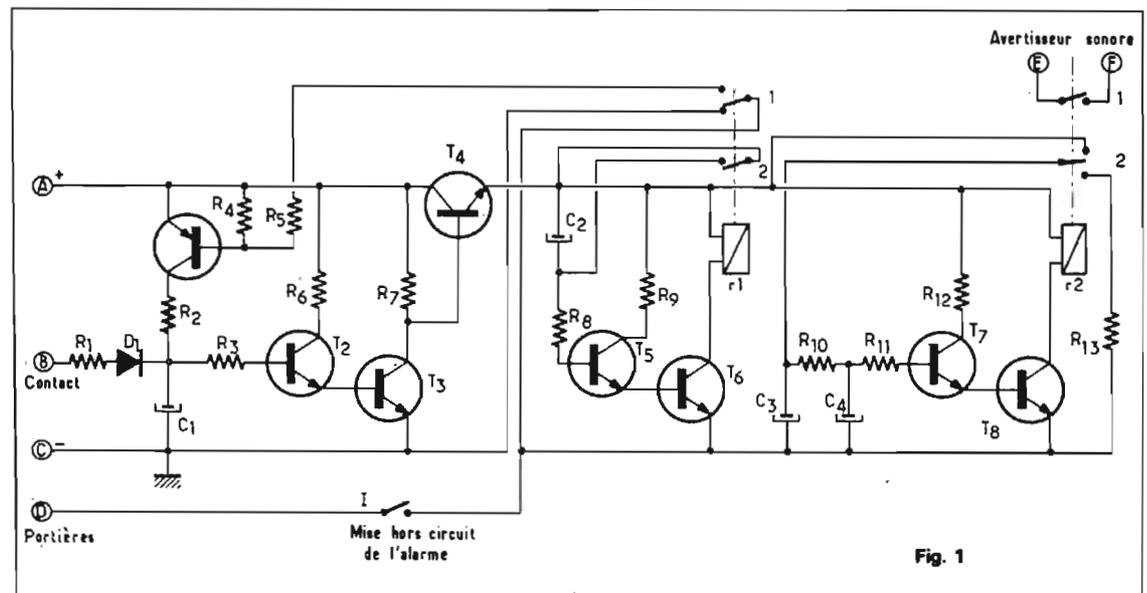


Fig. 1

vers R10 et R13. Au bout de deux secondes environ, r2 décolle. L'avertisseur s'arrête. C3 recommence à se charger par le contact repos 2 de r2. Le cycle recommence : l'avertisseur fonctionne de façon intermittente... jusqu'au moment où C2 devient suffisamment chargé pour ne plus alimenter T5, donc T6, donc r1. r1 décolle. Si la portière a été refermée, les deux temporisateurs à relais se trouvent coupés du -12 volts. r2 décolle et l'alarme s'arrête. Si la portière qui a déclenché l'alarme est toujours ouverte, l'alarme continue indéfiniment.

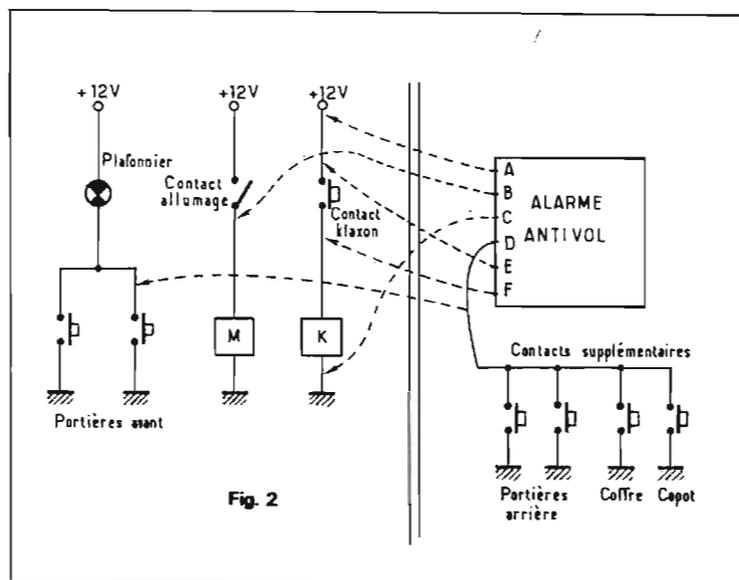
Dans le cas où le contact d'allumage est mis (soit avant, soit après le déclenchement de l'alarme), l'entrée B du montage passe au 12 Volts. C1 se charge très rapidement à travers R1 et D1. T2 et T3 se débloquent. La base et l'émetteur de T4 passent au -12 volts. Les deux temporisateurs à relais n'ont plus d'alimentation en 12 volts. Ils ne peuvent donc pas (ou plus) fonctionner : l'alarme ne se déclenche pas (ou s'arrête).

A la coupure du contact d'allumage, C1 se décharge lentement à travers R3, en deux minutes environ (même remarque que pour C2-R8). Si aucune portière ne s'ouvre pendant ce temps, C1 se décharge totalement. L'appareil se trouve alors à nouveau dans l'état d'attente initial. Si par contre une portière s'ouvre (pour sortir du véhicule), T1 se débloque, grâce au -12 volts arrivant dans R5 par le contact repos 1 de r1 et venant de l'entrée D. C1 se recharge alors au maximum, comme si le contact d'allumage était mis. La diode D1 permet d'éviter le retour du 12 volts vers l'allumage du véhicule. Dès que toutes les portières sont refermées, C1 commence à se décharger lentement dans R3, comme ci-dessus. Au bout de deux minutes, la surveillance devient effective.

### LE BRANCHEMENT (Fig. 2)

L'appareil nécessite une alimentation permanente en + et -12 volts. Ce sont respectivement les entrées A et C.

La détection d'ouverture des portières se fait par les interrupteurs existants pour l'allumage du plafonnier. Il a été supposé que le plafonnier a toujours une borne reliée en permanence au -12 volts (masse). L'entrée D du mon-



tage est reliée à la borne d'un interrupteur de portière, d'où part l'alimentation vers le plafonnier. Il est fortement recommandé d'ajouter des contacts sur toutes les issues du véhicule et sur le capot (pour empêcher de débrancher la batterie !).

L'entrée B est prise sur la borne du contact d'allumage qui passe au 12 volts lorsque le contact est mis.

Les sorties E et F sont à brancher en parallèle sur le contact avertisseur du tableau de bord. Le relais r2 devra être choisi en fonction de l'intensité qui doit circuler entre E et F. Toutefois, le fonctionnement étant intermittent, un pouvoir de coupure nettement plus faible que celui nécessaire à un fonctionnement permanent pourra être choisi (par exemple 5 ampères pour un avertisseur de 10 ampères).

### LE MONTAGE

Le montage de cet appareil ne pose pas de problème particulier. Il pourra être réalisé par exemple sur une plaquette « M-Board » de 5 x 10 cm.

Les temporisations obtenues peuvent être sensiblement différentes de celles annoncées. Le fonctionnement de l'alarme ne nécessite pas une grande précision dans les durées de temporisations. Ces temps varieront d'ailleurs selon l'état de charge de la batterie, et selon la température. Des temps différents pourront le cas échéant être obtenus en modifiant les valeurs de R3, R8 et R10.

A.H.

### VALEURS DES ÉLÉMENTS

Résistances :

R1 : 2,2 k $\Omega$   
 R2 : 47 k $\Omega$   
 R3 : 1 M $\Omega$   
 R4 : 15 k $\Omega$   
 R5 : 150 k $\Omega$   
 R6 : 12 k $\Omega$   
 R7 : 1,5 k $\Omega$   
 R8 : 820 k $\Omega$   
 R9 : 12 k $\Omega$   
 R10 : R11 : 470 k $\Omega$   
 R12 : 12 k $\Omega$   
 R13 : 4,7 k $\Omega$

Capacités :

C1 : 22  $\mu$ F 20 V  
 C2 : 50  $\mu$ F 20 V  
 C3 : C4 : 10  $\mu$ F 20 V

Transistors :

T1 : BC 179  
 T2 : T3 : T5 : T7 : BC 107  
 T4 : T6 : T8 : 2 N 697

Diode :

D1 : 0 A 200

Relais :

12 volts, 300  $\Omega$  min.

## NOTIONS D'OPTIQUE (Suite de la page 224)

### SCHEMA D'UN SYSTEME AFOCAL

Le dispositif n'est autre que celui que nous venons de décrire et qui est bien connu par la lunette de Galilée réglée sur l'infini. Nous reproduisons le schéma d'un système afocal dans la figure 17 afin de mieux voir son intérêt dans l'objectif à distance focale variable. Le foyer F correspond à la distance focale  $f_1$  de la lentille  $L_1$  et à la distance focale  $f_2$  de la lentille  $L_2$ . Pour obtenir une image nette d'un objet très éloigné, il faut que les rayons lumineux quittent  $L_2$  parallèlement. C'est le cas dans la figure 17 où  $D' = f_1 - f_2$ . La distance (tirage) est donc réduite à  $D'$  pour un réglage sur infini (figure 17 A). L'objet ou le sujet A (figure 17 B) se traduit par l'image A' avec un grossissement  $f_1/f_2$ . Si A augmente, A' augmentera également (figure 17 C).

### L'OBJECTIF À DISTANCE FOCALE VARIABLE

L'objectif Zoom comprend essentiellement :

- Un ensemble de groupe convergent dont le déplacement assure la mise au point.
- Le système afocal à grandissement variable.
- Le diaphragme commandant la luminosité.
- L'objectif de base.

L'amplificateur afocal comprend plusieurs lentilles alternativement convergentes et divergentes. Les distances focales et les écartements doivent être choisis de manière que le système reste afocal dans toutes les positions. La variation de grandissement du système afocal est due à la modification de la distance focale résultant du changement de distance de deux systèmes optiques disposés sur le même axe.

La permanence de la mise au point sur le plan focal de l'objectif fait appel à une compensation par déplacement d'un groupe de lentilles comme dans le Pan Cinor de la S.O.M. Berthiot ou par compensation mécanique au moyen de cames ou d'engrenages (figure 18).

R. ASCHEN

# Les alimentations stabilisées

(Suite — Voir N° 1469)

## UTILISATION D'UN AMPLIFICATEUR D'ERREUR

**N**OUS avons dit, dans notre précédent numéro, que le ballast était commandé par la différence entre la référence et la tension de sortie. La figure 1 illustre ce principe. Le triangle représente l'amplificateur en question (amplificateur d'erreur). En fait, dans les régulateurs série vus précédemment celui-ci n'existe pas vraiment et c'est le ballast lui-même qui en « joue » le rôle. Son utilisation augmente sérieusement les performances quant à la stabilisation. Sur la figure 2a on a représenté une version simplifiée de réalisation basée sur la figure 1. La capacité C1 de quelques  $\mu\text{F}$  diminue le ronflement de l'alimentation, les autres condensateurs évitent l'apparition d'accrochages (en diminuant le gain du transistor aux fréquences élevées) ou améliorent le filtrage et la régulation.

Le transistor T2 reçoit sur sa base une fraction de la tension de sortie et la référence, très inférieure à ER, sur son émetteur. Supposons une diminution de la tension de sortie (à cause d'une consommation élevée en sortie, par exemple), la tension sur la base de T2 étant une fraction de celle-ci diminuera dans les mêmes proportions. Elle sera donc moins positive par rapport à la masse, et surtout par rapport à son émetteur. Le courant collecteur-émetteur diminue. La base du ballast devient moins négative (en effet VZ étant plus faible que ENR, l'émetteur de T2 est négatif par rapport à ENR), donc le ballast conduit plus. La réserve de tension à ses bornes diminue, fournissant à la sortie ce qui lui manque.

### RÉALISATION PRATIQUE I ER = 14 V - 2 A (fig. 2a)

La valeur intrinsèque de la tension Zener n'est pas critique mais

doit être nettement inférieure à ER (même modèle que précédemment soit 9,1 V - 400 mW). Nous avons choisi pour  $I_z = 19 \text{ mA}$ , pour tenir compte

d'une résistance dynamique faible et de la dissipation maximale. Ici nous allons examiner le rôle de R4. Supposons que celle-ci n'existe pas. T2 devra fournir le cou-

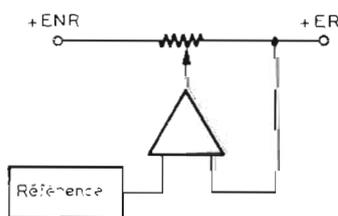


Fig. 1 - Organisation générale d'un stabilisateur série.

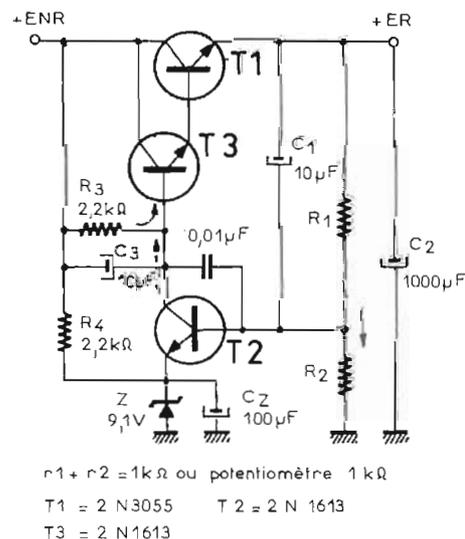


Fig. 2a - Mise en place de condensateurs afin d'améliorer la stabilisation et la stabilité de l'ensemble régulateur.

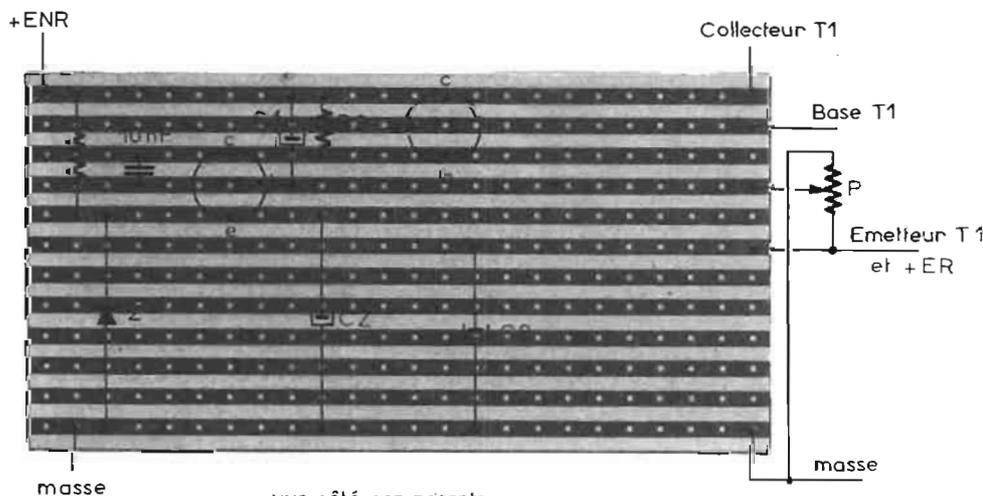


Fig. 2b. vue côté composants

rant total de la Zener, ce qui lui est très aisé en première approximation. Si l'on considère la base de T3 à 15 V, on peut dire que la tension aux bornes de R3 est  $35 \text{ V} - 15 \text{ V} = 20 \text{ V}$  (à vide). R3 doit passer le de T2 + Ib de T3 soit  $19 \text{ mA} + 2,5 \text{ mA}$  (voir exemple précédent) = 21,5 mA. Sa valeur sera

$$\frac{U}{I} = \frac{20 \text{ V}}{21,5 \text{ mA}}$$

soit environ  $1 \text{ k}\Omega$ .

Elle devra dissiper  $P = U \times I = 20 \text{ V} \times 21,5 \text{ mA}$  soit environ  $400 \text{ mW}$ . On pourra choisir un modèle de 1 watt si l'on est scrupuleux. En divisant R3 ( $1 \text{ k}\Omega$ ) en 2 résistances de  $500 \Omega$ , le point milieu étant découpé à la masse par un chimique de  $100 \mu\text{F}$ , on apportera une amélioration dans le filtrage (C1 sera  $10 \mu\text{F}$ , C2 :  $1000 \mu\text{F}$ , C3 :  $10 \mu\text{F}$ ). Le  $10 \text{ nF}$  est indispensable, retiré nous avons toujours constaté une entrée en oscillation de l'ensemble, faible à vide et considérable en charge (de l'ordre du volt crête-à-crête). Le gain de T2 (encore un 2N1613) étant au minimum de 40 son courant base sera toujours inférieur à  $19 \text{ mA}/40$  soit environ  $500 \mu\text{A}$ .

Afin d'être certain de ne pas perturber le pont diviseur en sortie, il faut que le courant dans celui-ci soit très supérieur au courant base de T2 (100 fois est une valeur qui nous l'assure). Prenons donc  $50 \text{ mA}$ . Cela représente une dissipation dans R1 et R2 de  $14 \text{ V}$  (ER)  $\times 50 \text{ mA}$ , soit  $700 \text{ mW}$  et

$$R1 + R2 = \frac{ER}{I_{\text{pont}}} = \frac{14 \text{ V}}{50 \text{ mA}} \approx 300 \Omega$$

R1 + R2 pourra être un potentiomètre d'environ  $300 \Omega - 1 \text{ W}$  assez courant dont le curseur sera au point commun (base de T2) de ces résistances. Mais la dissipation de celui-ci peut sembler abusive car la stabilité du pont, donc de ER, dépend de la température de celui-ci. Son coefficient n'est pas nul, en particulier si nous utilisons une résistance « talon » de chaque côté du potentiomètre. Les coefficients des résistances et de P étant différents on a toutes les chances d'observer une « dérive » de ER.

On pourrait utiliser pour T2 un modèle de gain supérieur (2N1711, 2N2219...  $\beta \approx 100$ ) mais nous ne pourrions voir le rôle de R4. Augmentons sérieusement R3, par exemple  $2,2 \text{ k}\Omega$ .

Ceci nous permet un courant base de T2, nettement plus faible. On va pouvoir utiliser un potentiomètre de valeur plus élevée,  $1 \text{ k}\Omega$  par exemple. Le complément de courant pour la Zener va être fourni par R4 afin que Iz soit toujours à  $\approx 19 \text{ mA}$  (ici  $R4 = 2,2 \text{ k}\Omega$ ). Comme le courant émetteur-collecteur de T3 dépend de son courant base, celui-ci dépendant à son tour de la tension au curseur du potentiomètre, si l'on veut une tension variable sur une grande plage, il faudra utiliser R4 d'office. Ainsi la variation de Iz dépendra très peu du courant dans T2. Pour cela on a choisi R3 pour fournir un courant  $I_{bT3} + 2 \text{ mA}$  environ pour le collecteur de T2. Tout le complément sera donné par R4, soit  $19 \text{ mA} - 2 \text{ mA} = 17 \text{ mA}$ , cela donnerait pour celle-ci

$$\frac{V_{R4}}{I_{R4}}$$

soit :

$$\frac{35 \text{ V} - 9,1 \text{ V}}{17 \text{ mA}}$$

environ  $1,5 \text{ k}\Omega$ . Et pour R3,

$$\frac{V_{R3}}{I_{bT3} + 2 \text{ mA}}$$

soit

$$\frac{20 \text{ V}}{4,5 \text{ mA}}$$

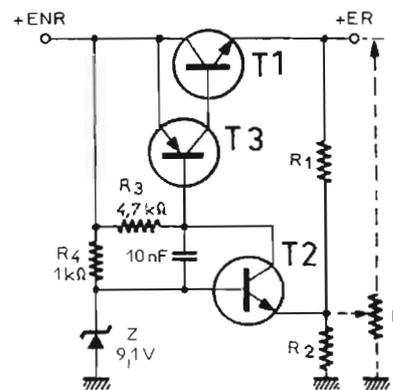
environ  $4,5 \text{ k}\Omega$ .

Ainsi la stabilisation dépendra très peu de la tension de sortie. Avec les dernières valeurs indiquées les essais ont donné le tableau suivant avec un ronflement de  $30 \text{ mV}$  sur  $14 \text{ V} - 2 \text{ A}$ .

ER	chute ER	débit ER
10,5 V	0,10 V	2 A
11 V	0,10 V	2 A
12 V	0,10 V	2 A
14 V	0,10 V	2 A
18 V	0,10 V	2 A
20 V	0,10 V	2 A
25 V	0,5 V	2 A
30 V	4 V	1,3 A

On a relevé une chute de  $3 \text{ mA}$  dans la Zener, en charge, alors qu'elle était de  $10 \text{ mA}$  sans R4. On ne peut descendre en-dessous de  $10,5$  à cause de la valeur de la référence plus les diverses chutes de tension dans les transistors. La tension maximale utilisable est déterminée par ENR. La figure 2b représente le « circuit imprimé ».

On peut utiliser, un ballast PNP composé de 2 transistors, mais alors son courant de commande devra être de polarité in-



$r1+r2 = 1 \text{ k}\Omega$  ou potentiomètre  $1 \text{ k}\Omega$   
T1 = 2N3055    T2 = 2N2905  
T2 = 2N1613

Fig. 3a - Commande directe de T1 par T2 (dans la figure 32, on utilisait un contre-courant de T2 qui s'opposait à IR3), R3, est néanmoins indispensable pour donner un courant minimal à T2. De plus, elle peut contribuer à la compensation du courant de fuite de T1-T3.

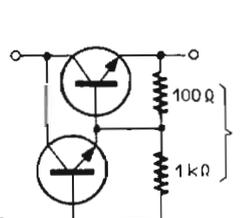


Fig. 4.

Fig. 4 - Compensation en température dans un ensemble Darlington NPN-NPN.

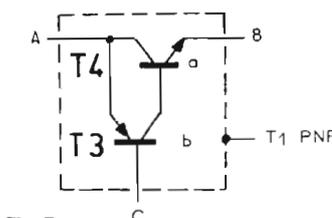


Fig. 5.

Fig. 5 - Darlington, PNP-NPN de puissance, équivalent à un PNP de puissance à gain très élevé ( $\beta = \beta Ta \cdot \beta Tb$ ).

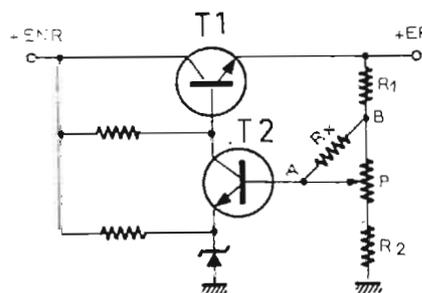


Fig. 6 - Une résistance Rx évite, si le curseur de P « lâche » la piste, de trouver ENR en sortie.

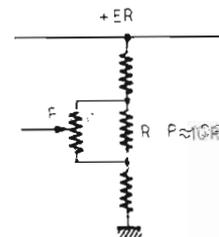


Fig. 7 - Sachant qu'il faut débiter un courant suffisant, dans le pont qui définit la tension ER, il se peut que le potentiomètre utilisé ait trop à dissiper, on utilisera avantageusement R ayant une valeur nettement inférieure à P que l'on connectera en parallèle.

verse (fig. 3a). On voit que T3 n'est plus monté en « collecteur-commun » mais cela n'a aucune importance puisqu'il est commandé en courant par T2. (En effet, un étage collecteur commun ne rempli sa fonction que si sa base est attaquée en tension, pour une attaque en courant, il n'y a pas de différence entre les montages collecteur-commun et émetteur commun).

R3 ne sert plus à alimenter la base de T1 mais, puisque cette résistance est placée entre base et émetteur, à compenser le courant de fuite d'un ballast aux températures élevées de jonction (fig. 4).

Dans la pratique R3 est obligatoire pour permettre un courant collecteur suffisant pour T2 afin d'avoir un fonctionnement correct (le gain de T2 diminue fortement aux faibles courants collecteurs).

Si l'on a quelques difficultés à se procurer pour T2 un PNP de puissance au silicium, on pourra encore réaliser l'assemblage maintenant bien connu de la figure 5 qui, rappelons-le, est strictement équivalent à un PNP de puissance\*. Le gain sera alors plus élevé et on consommera ainsi moins de courant sur la référence. Le transistor T5 qui commande T4 ne sera qu'un petit PNP dont le courant collecteur sera le courant base de T4.

### RÉALISATION PRATIQUE II 14 V - 2 A (fig. 3)

Un 10 µF entre base et collecteur de T2 a été nécessaire pour éviter une oscillation du système (phénomène très sensible avec la combinaison PNP [T1 + T3] + NPN [T2]). On constate qu'en essayant un 0,1 µF, loin de disparaître, l'accrochage prend alors des proportions qui dépassent notre écran d'oscilloscope (si l'on tient quelque peu à nos transistors il est bon de ne pas prolonger l'essai). R3 est nécessaire pour donner un courant collecteur minimal pour T2 sinon son gain risque de s'effondrer. Les essais ont donné 4,7 kΩ mais cette valeur peut être inférieure ou supérieure de 1 ou 2 kΩ, nous l'avons essayé et l'ensemble fonctionne correctement. Comme pour la réalisation précédente, on a remplacé R1 + R2 par un potentiomètre toujours de 1 kΩ. R4 fait 1 kΩ, ce qui donne un courant de

23 mA à vide et 18 mA quand la sortie est à 14 V et débite 2 A. On a relevé le courant réel de base de T3. Il est de 200 µA en charge. T3 est un PNP genre 2N2905. Le courant collecteur de T3 est de 130 µA à vide et 330 µA en charge (2 A en sortie). Celui de son émetteur fait 140 µA à vide et 350 µA en charge.

La chute de tension aux bornes de R3 (Vbe de T3) varie de 0,6 V à vide pour 0,85 V en charge). Le tableau suivant résume les performances de l'ensemble.

ER	chute ER	débit ER
10 V	50 mV	2 A
14 V	100 mV	2 A
20 V	100 mV	1,5 A
25 V	100 mV	1,5 A
30 V	3 V	1,2 A

On voit que le montage est utilisable de 10 V à 25 V à plus d'un ampère.

Le câblage de ce montage diffère du précédent (fig. 2b) par les points suivants :

— croiser émetteur et collecteur T3

— croiser émetteur et base T2 (le 10 nF doit être entre base et collecteur de T2).

Nous n'avons décrit que des régulateurs de la ligne positive d'alimentation, mais le principe reste le même pour réguler les tensions négatives, il suffit d'inverser toutes les polarités. On peut modifier la tension de sortie en modifiant le rapport du pont diviseur alimentant le transistor amplificateur puisque la tension-émetteur de T2 ≈ Vz on peut dire que

$$\frac{R2}{R2 + R1} \approx \frac{Vz}{ER}$$

on connaît Vz, ER, R2 + R1, il est facile de trouver R2.

On remplacera une partie de ce pont par un potentiomètre (fig. 6). Il est bon d'être certain de sa qua-

lité car si le curseur venait à perdre contact avec la piste, on pourrait trouver pratiquement ENR en sortie, ce qui risque d'être fatal pour beaucoup de charges. On peut palier ceci en plaçant entre les points A et B (fig. 6) une résistance telle que lorsque le curseur n'est pas relié, la tension de sortie reste dans des limites non dangereuses pour la charge. Si l'on craint pour la dissipation du potentiomètre (modèle sub-miniature), il suffit d'utiliser le montage de la figure 7.

### Amplificateur d'erreur, symétrique

Dans les alimentations précédentes, une variation de température de l'ensemble donnait une variation de la tension de sortie\*. On peut améliorer les performances de l'alimentation, notamment à ce sujet en utilisant un véritable amplificateur différentiel symé-

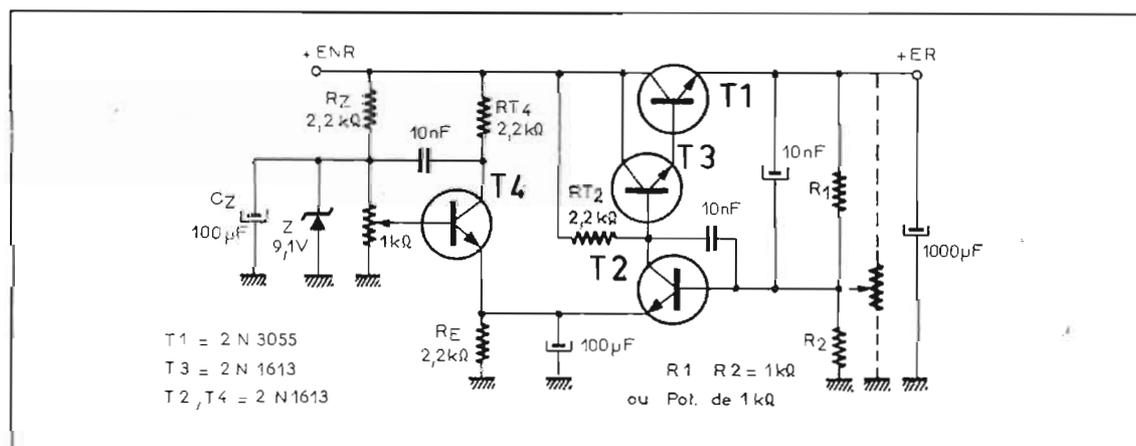


Fig. 8 - Un amplificateur de type symétrique diminue considérablement l'influence de la température sur la tension de sortie.

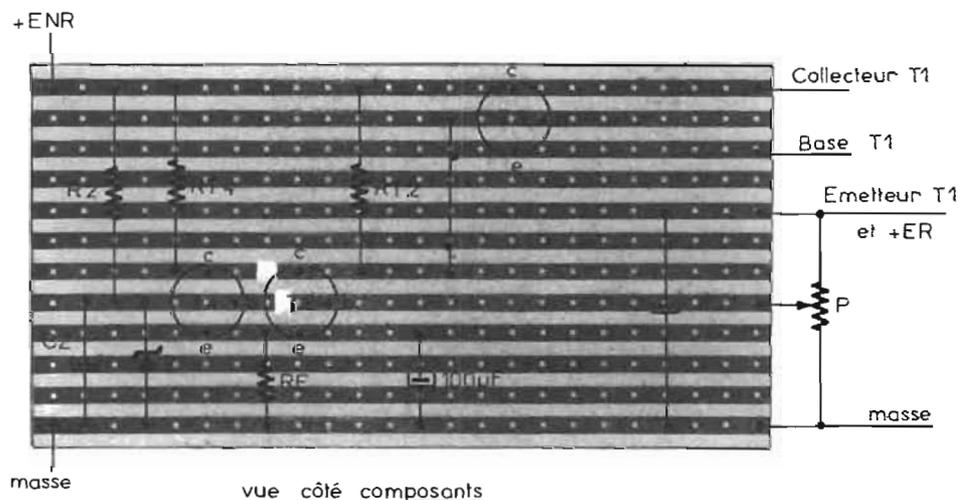


Fig. 8b.

\* Dans cet assemblage C représente la base, A l'émetteur et B le collecteur.

trique (fig. 8). Dans ce montage la température agissant d'égale façon sur T4 et T2 ne produira que très peu d'effet si ceux-ci sont identiques et placés en contact « thermique » parfait (attention au court-circuit électrique)\*\*. La figure 8 est la variante symétrique de la figure 2. Nous représentons en figure 9 une variante avec ampli différentiel du montage de la figure 3, où T4 commande directement le courant base de T3, celui-ci étant alors un PNP.

### RÉALISATION PRATIQUE III 14 V - 2 A (fig. 8b)

L'ensemble T4-T2 constituant l'amplificateur symétrique n'est pratiquement sensible qu'au mode différentiel et on verra que le courant Zener n'est pratiquement pas influencé par la tension de sortie. Pour notre part, T4-T2 étaient réalisés par un transistor double trouvé pour 1 F chez un revendeur de Vincennes, ce qui a donné une bonne stabilité de la tension de sortie avec la température de cet amplificateur. Nous n'avons pas lésiné et c'est avec la panne du fer à souder que nous avons fait l'essai. L'emploi de transistors indépendant est très valable, il suffira de les mettre en contact thermique (et non électrique!) « intime ». On a placé un 10 nF entre base et collecteur de chacun de ces transistors. Un 100 μF en parallèle sur RE diminue le ronflement en sortie. Un 1000 μF a été placé en parallèle sur la sortie et un 10 μF entre la base de T2 et +ER. Puisque l'amplificateur est symétrique, il est normal, a priori que  $R_{T4}$  et  $R_{T2}$  soient égales ( $R_{T4} = R_{T2} = 2,2 \text{ k}\Omega$ ). Dans la pratique on peut supprimer  $R_{T4}$ , ce qui ne change pas grand-chose. Le tableau suivant donne les résultats de la stabilisation.

ER	chute ER	débit ER
11 V	1 V	2 A
12 V	1 V	2 A
13 V	0,2 V	2 A
14 V	0,1 V	2 A
20 V	0,1 V	1,5 A
25 V	0,4 V	1,5 A
30 V	4 V	1,5 A

La zone utilisable est plus restreinte et s'étend de 13 à 20 V, ceci à cause de l'effet différentiel de T4-T2. On pourra remédier à cet état de faits en modifiant la ré-

férence par un potentiomètre de 1 kΩ. Pour la limite supérieure (tension de sortie plus élevée), il convient d'augmenter ENR (attention aux transistors!). On a relevé les indications suivantes à 14 V de sortie.

**Tensions :** Bases de T4 et T2 : 9,1 V à peu près constants et égaux ; base de T3 : 14,5 volts à vide, 15 V en charge (2 A) ; émetteurs de T4 et T2 : 8,5 volts à peu près constants ; collecteur de T4 (avec  $R_{T4}$ ) : 35 V à vide, 19 V en charge.

**Courants :**  $I_{CT4} = 500 \mu\text{A}$  à vide, 4 mA en charge (avec ou sans  $R_{T4}$ ) ;  $I_{bT4} = 7 \mu\text{A}$  à vide, 70 μA en charge ;  $I_z = 22 \text{ mA}$  à vide, 13 mA en charge (varie de 2 mA en réglant la tension de sortie) ;  $I_{RE} = 250 \mu\text{A}$  à vide et 4 mA en charge.

Le circuit imprimé est représenté figure 8b.

### Montage variable de 0 à ER

Le montage de la figure 10a permet une sortie ER variable depuis zéro. T3 est toujours polarisé de la même façon (avec Vz sur son émetteur) par rapport à sa base. Mais l'émetteur de celui-ci étant au zéro volt (point commun de l'alimentation) on obtiendra en sortie au minimum la tension de l'émetteur de T3, soit zéro volt (en pratique les diverses chutes de tensions dans les transistors empêcheront ER d'être inférieure à 1 volt environ). La tension zener est peu critique et peut être de quelques volts. Elle est destinée à créer une contre tension suffisante pour faire descendre la base de T3 en-dessous de son émetteur.

### RÉALISATION PRATIQUE IV 0 à 25 V - Is > 1 A (fig. 10a)

Dans ce montage il est nécessaire de disposer d'un enroulement supplémentaire. Dans notre cas il était tel que l'on a obtenu une source négative auxiliaire de 14 volts après redressement simple et filtrage (1000 μF). Ces 14 volts ne sont pas critiques, il suffit qu'ils soient supérieurs à la Zener utilisé. Pour cette valeur R aux fait 220 Ω et le potentiomètre P, plus élevé que dans les exemples précédents : 2,5 kΩ -  $R_{T3}$  fait 3,3 kΩ et la capacité entre base et

\* La tension base-émetteur d'un transistor varie avec la température.

\*\* Le montage symétrique ne compense pas le coefficient de température de la référence.

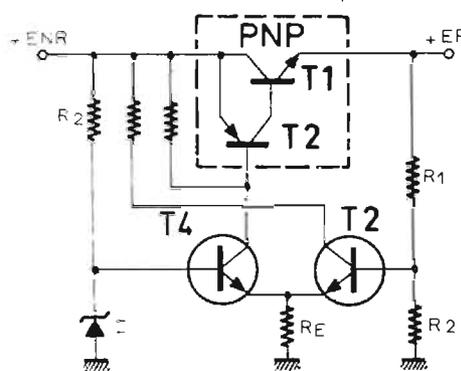
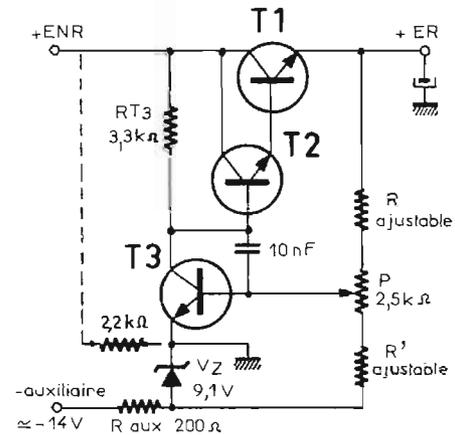


Fig. 9 - Version symétrique à ballast PNP (commande directe du ballast par T4).



T1 = 2 N3055  
T2, T3 = 2 N1613  
R, R' ajuster selon valeurs min et max

Fig. 10a - Obtention d'une sortie variable de zéro avec un amplificateur.

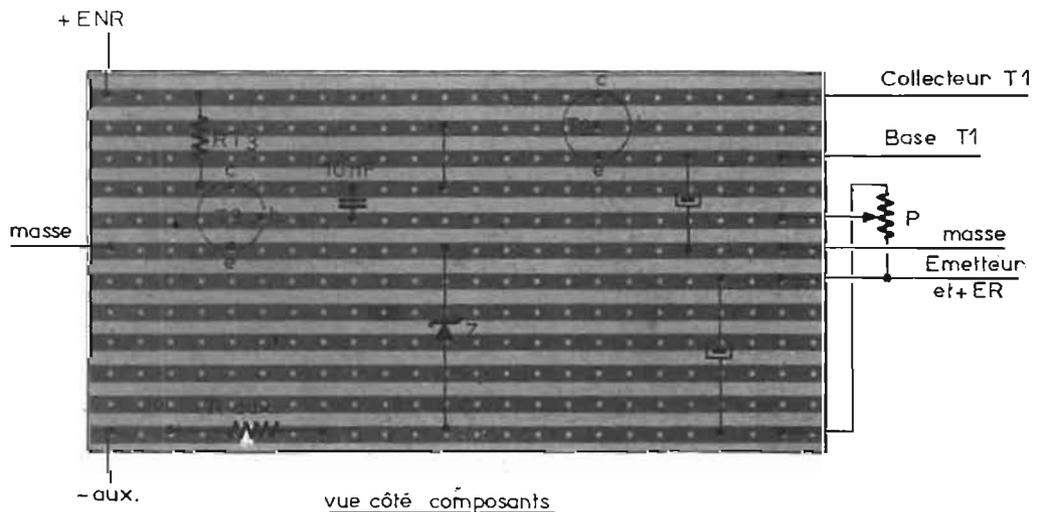


Fig. 10b.

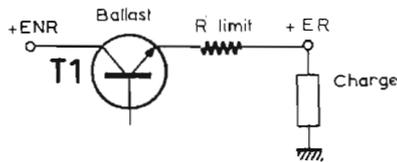


Fig. 11 - Une résistance R.limit en série dans la sortie pourrait limiter le courant mais détruirait le rôle régulateur de l'ensemble.

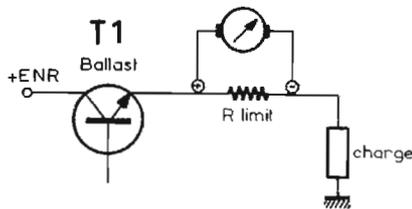


Fig. 12 - On constate que la tension aux bornes de R.limit augmente avec le courant débité. On va pouvoir utiliser une résistance de très faible valeur dont la tension pourra commander un transistor.

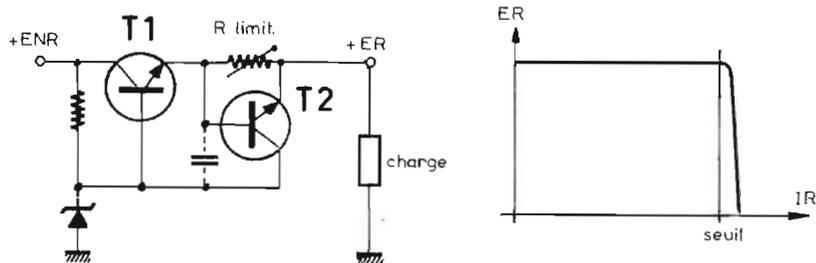


Fig. 13a - Système de limitation. Quand la tension aux bornes de R.limit atteint 0,6 à 0,8 V ( $V_{be}$  de T2) T2 conduit entre émetteur et collecteur et relie plus ou moins la base de T1 à son émetteur, donc diminue le courant possible en sortie, si on dépasse celui-ci la tension de sortie s'effondre.

Fig. 13b - Allure de la limitation de courant réalisée par la figure 13a.

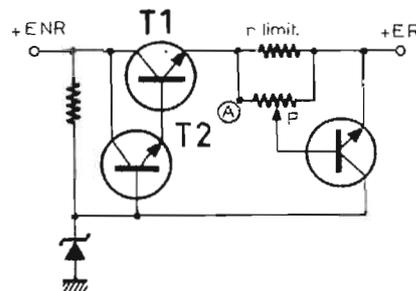


Fig. 14 - Si la tension aux bornes de R.limit monte trop, limitant le courant avant la valeur désirée, il se peut que l'on ne puisse utiliser de résistance plus faible dans ce cas on pourra réduire ou même annuler la tension de commande par P.

collecteur de T3 est toujours de 10 nf. Les résultats sont résumés dans le tableau suivant.

ER	chute ER	courant ER
1,5 V	70 mV	1 A
2,5 V	50 mV	1 A
5 V	50 mV	1 A
5 V	100 mV	2 A
10 V	100 mV	1 A
10 V	100 mV	2 A
15 V	100 mV	1,5 A
20 V	100 mV	1 A
25 V	0,5 V	1,2 A
30 V	3 V	1 A

En reliant la cathode de la Zener par une 2,2 k $\Omega$  au +ENR plutôt qu'à la masse on a obtenu une stabilisation nettement meilleure. On mettra une résistance ajustable de quelques k $\Omega$  en série avec la connection inférieure de P de façon à limiter la sortie à 25 V maximum (limite d'un fonctionnement correct). Une autre résistance ajustable dans l'autre partie de P limitera la tension minimale de sortie en-dessous de laquelle on ne voudrait pas descendre (ne pas oublier qu'à 1,5 V volts de sortie la dissipation du ballast est considérable et on aurait intérêt à diminuer ENR).

Les valeurs suivantes ont été mesurées pour 10 V et 2 A en sortie.

Tension Zener : 9,1 V à peu près stable.

Tension aux bornes de R.aux. : 4,5 V à vide, 4 V en charge.

Tension base-émetteur de T3 : 0,67 V à vide, 0,65 V en charge.

Tension base-collecteur de T3 : 10,4 V à vide, 11 V en charge.

Tension aux bornes de R.T3 : 23 V à vide, 15 V en charge.

Tension base de T2 : 11,1 V à vide, 11,7 V en charge.

Tension base de T3 - +ER : 9,3 V à vide, 9,2 V en charge.

Tension base de T3 - anode de la Zener : 10,4 V à peu près stable.

Tension aux bornes de P : 20 V stables sans résistances talon.

Tension émetteur-collecteur de T1 : 24 V à vide, 19,5 V (1 A), 18 V (2 A).

**Courants :**  $I_{R_{T3}} = 7$  mA à vide, 4 mA en charge ;  $I_{b_{T2}} = 6$   $\mu$ A à vide, 400  $\mu$ A (1 A), 800  $\mu$ A (2 A) ; courant dans P :  $\approx 6,5$  mA stables (avec P seul) ; courant émetteur de T3 : 7 mA à vide, 4 mA en charge ;  $I_{b_{T3}} = 90$   $\mu$ A à vide, 70  $\mu$ A (1 A), 45  $\mu$ A (2 A) ;  $I_z$  : 17 mA à vide, 14 mA en charge ; courant dans R.aux. : 24 mA à vide, 21 mA en charge ; courant base de T1 : 200  $\mu$ A à vide et 60 mA en charge ; ronflement : < 30 mV en charge.

La figure 10b représente le « circuit imprimé ».

## Protection

Les montages examinés (alimentations « série ») ont un grave défaut : ils ne supportent ni les court-circuit franc en sortie ni les surintensités. Le fusible étant inefficace, du fait de son temps de réponse trop élevé, nous allons examiner quelques systèmes de protection, le nombre n'en est pas d'ailleurs limitatif, mais on peut en distinguer 2 types principaux : ceux dont la tension de sortie chute vers zéro dès qu'on dépasse progressivement le débit nominal qu'on s'est fixé et ceux dont la tension de sortie disparaît totalement dès que l'on dépasse un seuil du courant de sortie.

### 1) Limitation de courant

La figure 11 montre l'interposition d'une résistance en série dans la sortie régulée. Cette résistance pourrait donc limiter le courant maximal (ou de court-circuit). Mais pour être efficace celle-ci devrait avoir une valeur élevée et, alors, augmenterait considérablement la résistance interne de l'alimentation dégradant totalement ses propriétés de base.

Mettons une résistance de très faible valeur, par exemple 0,1  $\Omega$  (celle-ci ne gêne pratiquement pas le régulateur) et faisons débiter l'alimentation (fig. 12), le point +ER sera négatif par rapport à l'émetteur du ballast dès qu'on

débitera en sortie, on trouvera donc une tension aux bornes de la résistance de limitation (R.limit), tension qui augmentera avec le courant consommé à la sortie régulée (+ER). On pense de suite à utiliser cette chute de tension pour commander un transistor (fig. 13a). Celui-ci recevra cette tension entre base et émetteur ce qui donnera un courant collecteur plus ou moins important qui pourra commander la base du ballast. Celui-ci verra sa base rapprochée du potentiel de son émetteur ce qui le fera moins conduire, limitant le courant disponible en sortie et par là même anéantissant la stabilisation (fig. 13b). Si la tension aux bornes de « R.limit » est trop élevée, avant limitation et qu'on ne peut utiliser de R plus faible, il suffit de réaliser la configuration de la figure 14. On pourra même annuler totalement l'effet de limitation\*. La protection décrite est applicable à tous les montages précédents. La valeur très faible de R. limitation n'introduit qu'une faible augmentation de la résistance interne totale de l'alimentation, par contre, elle est totalement inter-dépendante de l'alimentation régulée proprement dite. La figure 15 indique un montage indépendant, de limitation du courant. Son seul inconvénient est d'utiliser un transistor de puissance supplémentaire.

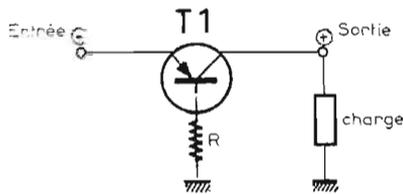


Fig. 15 - Système de limitation très simple et indépendant. R est ajustée pour saturer T1 jusqu'au courant maximal que demandera la charge. Au-delà, le transistor ne sera plus saturé et se comportera en résistance qui s'élèvera comme diminuera celle de la charge, donnant un courant ajusté par R. L'ensemble est peu stable avec la température.

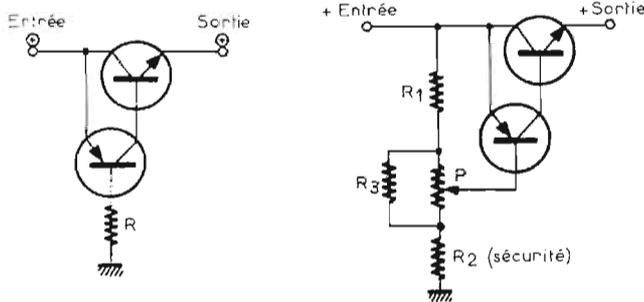


Fig. 16 - La configuration Darlington permet d'utiliser une résistance de valeur nettement plus élevée de dissipation plus faible, et un ballast NPN plus courant.

Fig. 17 - L'utilisation d'un point diviseur diminue l'emballement thermique en compensant un peu la fuite de l'ensemble.

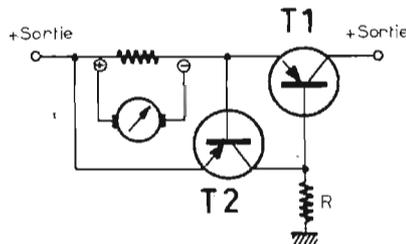


Fig. 18 - Une amélioration des figures 15-16-17. On choisit R pour voir T1 saturé dans toutes les conditions de débit. r est une petite résistance d'une fraction d'ohm, analogue à celle des figures 42 à 44. Lorsque le courant débité devient trop important, la tension aux bornes de r commande la conduction de T2 dans les mêmes conditions que pour les figures 43 à 44 et T1 voit sa base venir à un potentiel voisin de celui de son émetteur, ce qui le fait moins conduire. On a donc un courant limité par r en sortie. Ce montage offre un avantage c'est d'avoir avant T1, la résistance interne de l'ensemble sera donc très faible tant que le système de limitation n'agira pas.

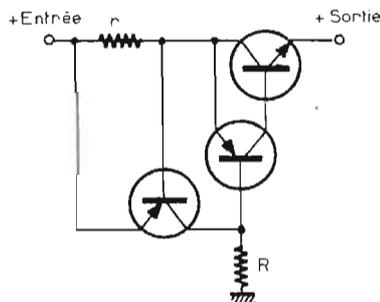


Fig. 19 - Version avec Darlington de la figure 48.

avec les problèmes que cela entraîne. Le courant base du transistor est voisin de  $U/R$ . Tant qu'on ne consomme pas, en sortie, un courant supérieur à  $\beta \cdot U/R$  ( $\beta$  = gain du transistor au courant de collecteur considéré), il reste saturé. (Donc se comporte comme un court-circuit et dissipe très peu). Dès que l'on veut dépasser ce courant, le transistor cesse d'être saturé (commence à dissiper sérieusement) et sa résistance collecteur-émetteur augmente, pour compenser la diminution de la résistance équivalente de la charge, créant une chute de tension qui fait s'effondrer la tension de sortie. Le ballast en question doit avoir une dissipation suffisante pour supporter facilement, dans les pires conditions (court-circuit) le courant qu'on lui impose ( $U$  entrée  $\times I$  consommé). On diminuera sérieusement la dissipation sur R par l'utilisation du très classique Darlington de la figure 16 qui permettra l'utilisation d'un NPN de puissance, plus courant.

Ce montage (à un ou deux transistors) a un inconvénient ; la détermination précise de la résistance de limitation. En effet, celle-ci dépend essentiellement du gain réel (mesuré dans les conditions de travail) du (ou des) transistor(s). Cela nécessite donc l'expérimentation car tout le monde sait que le gain des transistors au silicium est très différent d'un échantillon à l'autre du même modèle. De plus, la valeur ajustée dépendra fortement de la température (le  $\beta$  augmente avec celle-ci). Ce montage aura donc tendance à l'emballement thermique dès que la température monte un peu trop et en cas de maintenance du ballast R sera à ajuster de nouveau. En remplaçant celle-ci par un pont de polarisation, on diminue ces inconvénients (fig. 17) d'une part le gain est un peu mieux défini et d'autre part la partie supérieure du pont crée une légère compensation des fuites lorsque s'élève la température. Ce système de limitation (fig. 15 à 17) introduit une résistance non négligeable dans l'alimentation. En effet, quand le ballast est saturé n'oublions pas la présence d'une chute de tension entre émetteur et collecteur. Au niveau des problèmes thermiques et de choix du ballast le montage de la figure 18 donne de bien meilleurs résultats R est choisie suffisamment petite pour saturer T1 dans toutes les conditions. La limitation sera ap-

portée par T2 qui se déblocuera dès que  $U_r$  atteindra 0,6 à 0,8 V, soit son  $V_{be}$ . Il rendra alors la base T1 très proche du potentiel de son émetteur ce qui diminuera sa conduction et la tension de sortie s'écroulera. En état de limitation ce montage est assez analogue à celui de la figure 17. En effet, T2 et R forment un pont de polarisation. Lors de la mise en route d'une alimentation stabilisée, celle-ci délivre presque instantanément une puissance élevée à la charge. Certains montages « n'aiment » pas tellement cela, en particulier s'ils ont une composante capacitive très importante en sortie tel les amplificateurs dans lesquels le condensateur de sortie se charge très rapidement par l'intermédiaire du haut parleur. Celui-ci subit alors une pointe d'énergie qui peut le rendre « malade » sinon le détruire. Cela se traduit par un claquement très audible. Il serait donc intéressant de « voir » la tension régulée monter progressivement à la mise en route. La figure 20 illustre une réalisation des plus simples. Dès qu'il apparaît une tension en sortie  $+ER$ , C1 se charge à travers R1 et la jonction émetteur-base de T4, rendant celui-ci conducteur. En effet, au départ C1 n'étant pas chargé, se comporte un peu comme un court-circuit dont la résistance interne augmente avec sa charge et polarise la base de T4 positivement par rapport à son émetteur. La conduction de celui-ci fait baisser la tension base de T2 (la rendant moins positive). Pendant ce temps (assez court) C1 se charge. La conduction de T4 décroît alors, donc la tension de sortie croît. Une fois la charge de C1 suffisante, il ne circule plus assez de courant dans celui-ci pour alimenter la base de T4 et celui-ci n'est plus commandé. Il apparaît alors la tension de sortie en totalité. Dès la mise en route la tension de sortie grimpe donc comme la charge de C1. On peut donc par un choix judicieux de C1 et R1 définir la vitesse de montée de la tension (volts par seconde). Ce montage ne protège nullement contre les courts-circuits et les su-

\* Pour avoir une tension utilisable aux bornes de R, limit on risque, pour des débits courants, d'être gêné par l'importance relative de sa valeur (stabilisation moins bonne) ; dans ce cas, il suffit de relier le point A du potentiomètre à l'émetteur de T2.

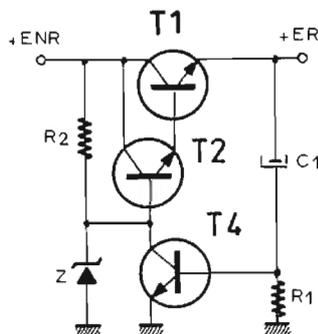


Fig. 20 - Système à montée progressive de la tension de sortie à la mise en marche. Dès que tend à apparaître ER, R1 commence à charger C1, qui pour l'instant se comporte en « court-circuit » donc rend la base de T4 positive (par rapport à son émetteur) ce qui le fait conduire et court-circuiter en partie z. C'est seulement quand C1 sera suffisamment chargé qu'apparaîtra ER en totalité.

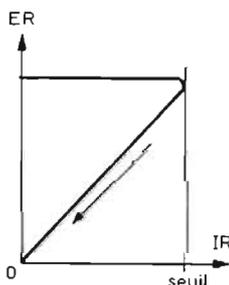


Fig. 23 - Forme de la tension de sortie du disjoncteur.

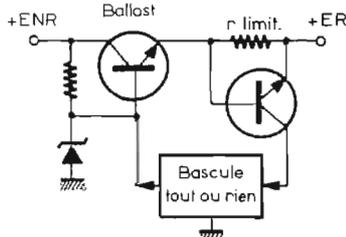


Fig. 24 - Organisation d'un système de disjoncteur.

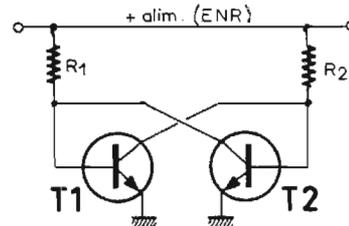


Fig. 25 - Réalisation de la bascule de commande du ballast.

rintensités. On peut aisément imaginer et réaliser bien d'autres systèmes ayant le même rôle mais celui-ci nous semble en fait, le plus simple.

La figure 21 représente un système très simple de protection par limitation. En première approximation, on peut dire que la base de T1 étant maintenue à une tension constante  $U_Z$ , par la diode Zener, la tension ER en sortie est constante. On retrouve donc le principe général de la figure 25 de l'article précédent, mais la référence est alimentée par la sortie régulée. Supposons, en seconde approximation que la tension de sortie tende à s'abaisser à cause d'un débit prohibitif (ou un court-circuit), la Zener étant alors sous alimentée, ne fonctionne plus et la référence ayant disparu, la tension de sortie en fait autant. En fait, il se pose un petit problème, à la mise en route R1 ne conduit pas entre émetteur et collecteur (pas suffisamment de fuite si l'on peut dire) pour alimenter la référence et ainsi déterminer la ten-

sion de sortie. Donc le régulateur ne fonctionnera pas. On pourrait donc laisser passer un courant entre collecteur et émetteur de T1 afin d'alimenter la référence. Ce serait le rôle de R2 mais celle-ci perturbe T1. On peut éviter ce défaut en remplaçant R2 par R3 dont le rôle sera de donner à la diode Zener un faible courant afin qu'elle soit correctement polarisée la sortie étant à vide. La valeur de cette résistance déterminera le courant maximal qu'on peut débiter en sortie après quoi, la référence ne sera plus correctement alimentée et la tension de sortie chutera. Malheureusement cette méthode (fig. 22) demande une mise au point assez rigoureuse et qui n'est pas très stable mais elle permet une « vague » protection par des moyens très simples mis en œuvre, c'est pourquoi nous l'avons citée.

## 2) Disjonction

Rappelons que dans ce cas, la tension de sortie disparaît totalement dès que l'on dépasse le seuil de limitation (fig. 23). Suivant les

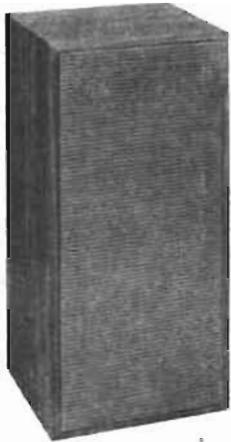
systèmes, on retrouve la tension régulée dès qu'on redescend en-dessous de ce seuil, ou un réarmement manuel, par bouton poussoir est nécessaire. La figure 24 illustre le principe du disjoncteur. On reconnaît le système des figures 13 et 14 qui actionne un système tout ou rien. Celui-ci bloque toute alimentation positive pour le ballast (en court-circuitant la référence, par exemple). La figure 25 donne un exemple de bistable (système tout ou rien) qui pourrait être utilisé pour le système de la figure 24. Supposons que T1 soit saturé, son collecteur est (presque) à la masse et bloque T2 (en mettant sa base à la masse). Puisque T2 est bloqué, sa tension de collecteur tend à monter mais ne le peut pas car la base de T1 qui lui est reliée est, rappelons-le (presque) à la masse puisque T1 est saturé. Le système peut donc rester indéfiniment stable dans cet état.

Appliquons une masse sur la base de T1, c'est alors T2 qui conduirait empêchant T1 de conduire. En renvoyant un zéro

(masse) sur T2, on revient à notre point de départ et T1 conduit, T2 étant bloqué. Pour plus de commodités, on peut « afficher » par une lampe verte la présence de la tension de sortie et par une lampe rouge que le disjoncteur a fonctionné. C'est très utile dans le cas d'une alimentation intégrée dans un ensemble électronique, comme un amplificateur-préamplificateur, car l'on peut alors se demander pourquoi l'ensemble ne fonctionne pas, en effet, la plupart du temps ces ensembles comportent un nombre assez important de boutons et commutateurs qui tendent à nous induire en erreur. Les lampes en question pourront tout simplement remplacer les résistances de charge de collecteur du bistable, T1 et T2.

**M. MOURIER**

(A suivre)



# Cabasse

PROFESSIONNELS DU SON  
vous proposent : UNE GAMME D'ENCEINTES  
PRESTIGIEUSES



## ACER

42 bis, rue de Chabrol  
PARIS 10 - Tél. : 770-28-31

Vente par correspondance Cremb. 30 % A LA COMMANDE

OUVERT :

CREDIT 6 à 21 MOIS  
CREG - SOFINCO - CETELEM

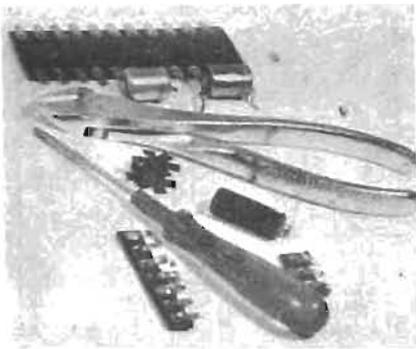
Métro : Poissonnière  
Gares de l'Est et du Nord  
C.C. Postal : 658-42 PARIS

Lundi : de 14 à 19 h 30  
Autres jours : de 9 à 12 h 30  
14 à 19 h 30. Fermé Dimanche

**PORT  
GRATUIT**

**CHAQUE KIT D'ENCEINTE EST LIVRE  
AVEC UN PLAN DE MONTAGE DÉTAILLÉ**

<b>CARACTERISTIQUES</b>	<b>121 ZEF*</b>	<b>182 PONANT*</b>	<b>221 DINGHY 1*</b>	<b>222 DINGHY 2*</b>
<b>principe de fonctionnement</b>	haut-parleur unique	Système à deux voies	haut-parleur unique	Système à deux voies
<b>équipement</b>	double résonateur	close à raidisseur TW M3	double résonateur	double résonateur TW M3
enceinte haut-parleur d'aigus haut-parleur de médiums haut-parleur de graves filtre	12L16, Ø 12 cm, cône	17 A 16, Ø 3 cm, cône réf. 6350, f 6500 Hz	24 B 25 C, Ø 24 cm, cône	24 B 25 20010 f 5 000 Hz
<b>performances</b>	20 W 30 W 90 dB	20 W 40 W 93 dB	25 W 50 W 98 dB	25 W 50 W 96 dB
puissance continue admissible puissance de crête admissible efficacité (bruit blanc, niveau 1 W, mesuré à 1 m) bande passante réponse en fréquence impédance nominale	100 - 18 000 Hz 110 - 14 000 Hz ± 4 dB 4, 8 ou 16 Ω	60 - 22 000 Hz 100 - 20 000 Hz ± 4 dB 4, 8 ou 16 Ω	60 - 20 000 Hz 80 - 18 000 Hz ± 4 dB 4, 8 ou 16 Ω	50 - 22 000 Hz 70 - 20 000 Hz ± 4 dB 4, 8 ou 16 Ω
<b>encombrement</b>	28 x 17 x 23 cm 3 kg	50 x 25 x 20,5 cm 5 kg	61 x 30 x 24 cm 10 kg	61 x 30 x 24 cm 11 kg
<b>PRIX DES ENCEINTES</b>	<b>*486,00</b>	<b>*756,00</b>	<b>*756,00</b>	<b>*1.026,00</b>
<b>CARACTERISTIQUES</b>	<b>310 SAMPAN LEGER*</b>	<b>311 SAMPAN* LOURD</b>	<b>313 GALION*</b>	<b>372 BRIGAN- TIN*</b>
<b>principe de fonctionnement</b>	système à trois voies	systèmes à trois voies	systèmes à trois voies	système à trois voies
<b>équipement</b>	close à raidisseur TW M3	close à raidisseur DOM 4	double résonateur DOM 4, Ø 2,5 cm, dôme	double résonateur DOM 4, Ø 2,5 cm, dôme
enceinte haut-parleur d'aigus haut-parleur de médiums haut-parleur de graves filtre	12 K 16 30 BY 12, Ø 30 cm, cône 20050 f 900/9 000 Hz	DOM 13, Ø 5,5 cm, dôme 30 BY 12, Ø 30 cm, cône 40030 f 700/5 500 Hz	DOM 13, Ø 5,5 cm, dôme 30 DY, Ø 30 cm, cône 40 040 f 850/6 000 Hz	DOM 13, Ø 5,5 cm, dôme 38 II EY, Ø 36 cm, cône 40080 f 900/5 500 Hz
<b>performances</b>	35 W 80 W 94 dB	35 W 80 W 95 dB	50 W 90 W 95 dB	100 W 130 W 96 dB
puissance continue admissible puissance de crête admissible efficacité (bruit blanc, niveau 1 W, mesuré à 1 m) bande passante réponse en fréquence impédance nominale	40 - 22 000 Hz 60 - 20 000 Hz ± 3 dB 8 ou 16 Ω	40 - 22 000 Hz 60 - 20 000 Hz ± 3 dB 8 ou 16 Ω	30 - 22 000 Hz 55 - 20 000 Hz ± 3 dB 8 ou 16 Ω	20 - 22 000 Hz 50 - 20 000 Hz ± 3 dB 8 ou 16 Ω
<b>encombrement</b>	64 x 40 x 31 cm 18 kg	64 x 40 x 31 cm 22 kg	95 x 43 x 34 cm 32 kg	103 x 58 x 40 cm (sur roulettes) 52 kg
<b>PRIX DES ENCEINTES</b>	<b>*1 530,00</b>	<b>*2 376,00</b>	<b>*5 058,00</b>	<b>*6 498,00</b>
<b>PRIX DES HP</b>	<b>HAUT PARLEURS</b>		<b>FILTRES</b>	
<b>CABASSE SEULS</b>	12 L 16 ..... 198,00 12 K 16 ..... 144,00 17 A 16 ..... 216,00 24 B 25 ..... 330,00 24 B 25 C ..... 342,00 TW M3 ..... 288,00	30 BY 12 ..... 432,00 30 DY ..... 938,00 36 II EY ..... 1 692,00 DOM 4 ..... 432,00 DOM 13 ..... 468,00	20010 ..... 216,00 20050 ..... 216,00 40030 ..... 288,00	40040 ..... 288,00 40080 ..... 288,00



# ABC de L'ELECTRONIQUE

## DECODEURS TETRAPHONIQUES

### INTRODUCTION

**D**ANS les décodeurs pour stéréophonie à quatre canaux réels, de nombreux circuits électroniques sont nécessaires et il est parfaitement légitime de traiter de cette application dans le cadre de l'ABC de l'électronique, dont la série actuelle est un cours pratique pour amateurs avertis.

Dans un autre article nous décrivons le décodeur tétraphonique SQ applicable aux disques Columbia. Le décodeur SQ utilise un CI de Motorola.

Voici l'étude du principe et de la composition du **décodeur CD-4** pour quatre canaux réels. Des disques pour ce système de décodage existent dans le commerce.

Les composants nécessaires pour le montage du CD-4 peuvent être trouvés en France.

L'élément le plus important du montage du CD-4 est le circuit intégré 5022, fabriqué par des sociétés japonaises et des sociétés américaines.

On peut le trouver en France chez Signetic. Il faut deux 5022 pour un décodeur de ce type. Autour de ces deux CI, on devra monter des composants individuels R, C, L, des diodes, des contacteurs, des bornes, des potentiomètres. Une alimentation peut être prévue, à moins que l'on ne prélève la tension continue nécessaire, sur l'alimentation de l'ensemble Hi-Fi, dont fait partie le décodeur considéré.

### LE CI TYPE 5022

Ce circuit intégré est monté dans un boîtier rectangulaire à 28 broches, 14 de chaque côté. Il est représenté à la figure 1 avec le schéma simplifié de ces parties intérieures. Le schéma complet de l'intérieur de ce CI est fort compliqué et il n'est pas indispensable de le connaître pour l'emploi pratique de ce composant. Sur la figure 1, le CI est vu de dessus.

On verra plus loin comment se branchent les composants extérieurs à chacun des deux CI QS1 - 5022.

L'un recevra à l'entrée le signal composite gauche fourni par le PU et donnera aux sorties, le signal  $G_{AV}$  (gauche avant) et le signal  $G_{AR}$  (gauche arrière).

De même, l'autre QS1 - 5022 recevra du PU, le signal de droite et donnera à ses deux sorties, le signal  $D_{AV}$  (droite avant) et  $D_{AR}$  (droite arrière).

La tétraphonie à l'audition est obtenue grâce à la disposition des quatre haut-parleurs aux quatre coins du local comme le montre la figure 2. A l'enregistrement la disposition des microphones peut être celle de la figure 3. Les quatre microphones M sont groupés au centre du local et orientés vers les quatre coins. Les éléments constituent les sources de sons entourant les microphones. S'il s'agit d'un quatuor, les quatre instruments sont ceux numérotés 1 - 3 - 7 - 9. D'autres dispositions sont possibles, mais il faut que les emplacements des haut-parleurs soient déterminés en fonction des emplacements des sources de sons.

### PRINCIPE DU CD-4

Le disque stéréo 4 canaux (ou tétraphonique) est lu par un style comme le montre la figure 4 (A). La composition des mouvements se fait comme en stéréophonie à deux canaux et les deux cordons du PU donnent, l'un le signal de gauche, donc  $G_{AV}$  et  $G_{AR}$ , l'autre, le signal de droite  $D_{AV}$  et  $D_{AR}$ .

A cet effet, on étend la bande couverte par le PU et le disque bien au-delà de la limite supérieure adoptée dans les disques pour atteindre 45 kHz.

En (B) figure 4, on montre que la somme des « informations »  $G_{AV} + G_{AR}$  est dans la bande 0 - 15 kHz. Ce signal est aussi le signal gauche stéréo 2 canaux complet. Sur une porteuse de 30 kHz, on a inclus l'information  $G_{AV} - G_{AR}$  qui est la différence des mêmes deux signaux de gauche.

Par la suite, dans le décodeur associé au PU de lecture, on séparera les deux canaux  $G_{AV}$  et  $G_{AR}$  en utilisant un procédé matériel donnant, par exemple :

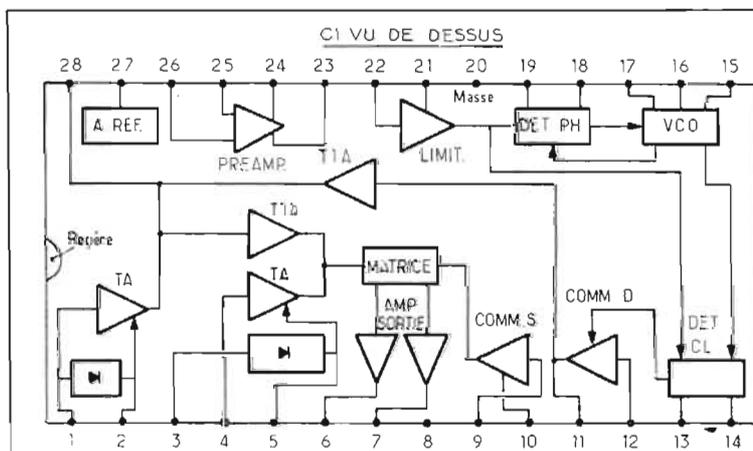


Fig. 1

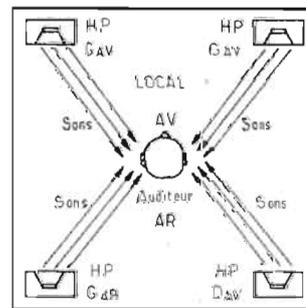


Fig. 2

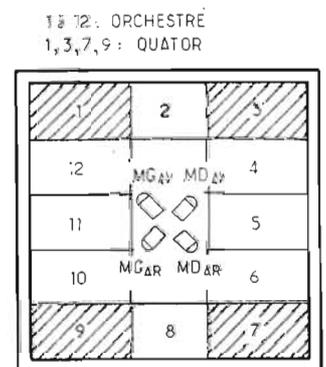


Fig. 3

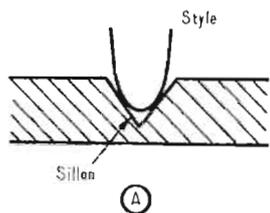


Fig. 4

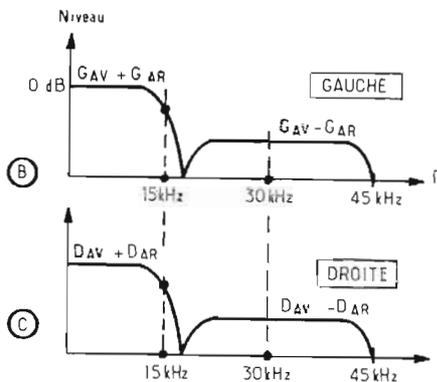


Fig. 6

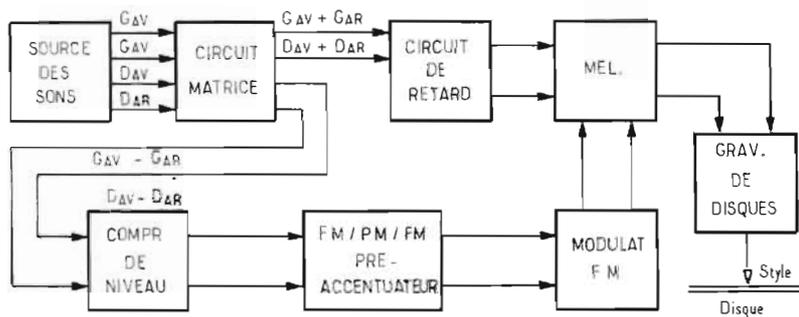
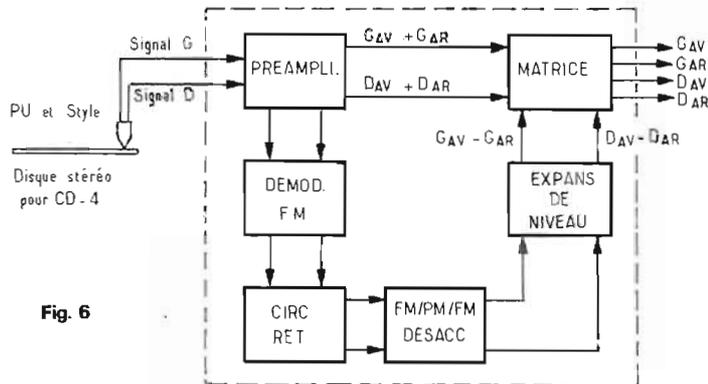


Fig. 5

$$\begin{aligned} (G_{AV} + G_{AR}) + (G_{AV} - G_{AR}) &= 2G_{AV} \\ (G_{AV} + G_{AR}) - (G_{AV} - G_{AR}) &= 2G_{AR} \end{aligned}$$

Même procédé pour les canaux de droite, voir figure 4(C). A noter que l'idée de ce dispositif à portuse n'est pas nouvelle. On l'utilise en modulation de fréquence, et en télévision en couleur. Le mérite des réalisateurs du CD-4 est d'avoir réussi à fabriquer des disques, pick-ups et dispositifs électroniques, dont la complication et le prix ne sont pas trop poussés, afin d'être accessibles au grand public.

### LE CD-4 A L'ENREGISTREMENT

A la figure 5, on indique d'une manière simplifiée l'ensemble des éléments disposés entre la source de sons et le pick-up graveur agissant sur le disque qui, par la suite servira à la fabrication des disques commerciaux, par les procédés habituels.

A gauche, sur la figure 5, on a indiqué la source de sons. Les quatre microphones (voir aussi la figure 3) fournissent les signaux  $G_{AV}$ ,  $G_{AR}$ ,  $D_{AV}$ ,  $D_{AR}$ . Cela n'offre aucune difficulté et l'opération est à la portée de tous, mais malgré cette simplicité, il faut en réalité, des connaissances étendues de la prise de sons et de la stéréophonie pour savoir grouper les

instruments et placer convenablement les microphones en évaluant les distances et en tenant compte des nombreux autres facteurs tels que linéarité, réverbération, signaux parasites, etc.

Les quatre signaux étant disponibles on les applique à une matrice qui agit comme une calculatrice donnant des sommes et des différences de signaux. A la sortie de la matrice, on obtient, en effet, les signaux - sommes,  $G_{AV} + G_{AR}$  et  $D_{AV} + D_{AR}$ .

La même matrice donne les différences,  $G_{AV} - G_{AR}$  et  $D_{AV} - D_{AR}$ . On voit ensuite que les signaux - somme sont transmis à un circuit de retard, tandis que les signaux-différence sont envoyés à un dispositif de compression de niveau. Deux voies sont ainsi créées, celle des deux signaux somme et celle des deux signaux différence.

Remarquer que la tétrastéréophonie authentique sera toujours sauvegardée tant que l'on disposera de quatre signaux différents, qu'ils soient les signaux initiaux ou des combinaisons de ces signaux.

La voie des signaux-somme les conduit au mélangeur. La voie des signaux-différence passe par le compresseur puis par le circuit de préaccentuation et ensuite par le modulateur FM, d'une manière analogue à celle des émetteurs FM ou TV.

On obtient ainsi des signaux de portuse avec bandes latérales,

comme ceux de la figure 4 (B) et (C). Les deux signaux sont alors transmis au mélangeur. La portuse est à 30 kHz.

Dans le mélangeur, on crée deux signaux composites qui serviront à la gravure effectuée par le PU graveur. Ce PU sera évidemment à caractéristiques de fréquence plus étendues que le PU normal.

### LE CD-4 À LA LECTURE

A la figure 6 on a représenté la partie constituant le système décodeur CD-4, donc celui qui sera inclus dans les chaînes Hi-Fi tétraphoniques des utilisateurs.

Cette fois-ci, on part du PU de lecture, donnant les deux signaux composites G et D, comme ceux de la figure 4 (A) et (B). Ils sont appliqués à un préamplificateur donnant à ses sorties quatre signaux :

(a) les deux signaux-somme  $G_{AV} + G_{AR}$  et  $D_{AV} + D_{AR}$ . Ces signaux sont obtenus d'une manière assez simple. En effet, en tenant compte de la forme des signaux composites (voir encore les figures 4 (B) et 4 (C)) il est facile de voir que des filtres passe-bas permettront d'éliminer la partie de la bande au-dessus de 15 Hz et ne laisseront passer que celle contenant les informations-somme.

(b) les deux signaux composites entiers qui sont envoyés aux

démodulateurs FM. De là, on tire les signaux différence qui passent par un circuit de retard, par un circuit de désaccentuation compensant l'accentuation effectuée à l'enregistrement, par un expanseur dont la sortie donne les signaux différence appliqués à la matrice.

Celle-ci, ayant reçu les deux signaux-somme et les deux signaux-différence, donnera à ses quatre sorties les signaux requis :  $G_{AV}$ ,  $G_{AR}$ ,  $D_{AV}$  et  $D_{AR}$  qui devront autant que possible reproduire les signaux captés par les microphones à l'enregistrement.

### DÉTAIL DU CD-4 À LA LECTURE

Il va de soi que le choix du pick-up n'est pas indifférent dans un ensemble de tétraphonie où la bande passante du disque et du système décodeur doit atteindre 45 kHz au lieu de 15 kHz et même moins.

Pour la tétraphonie système CD-4, il existe, en plus des PU magnétiques à large bande, des pick-up semi-conducteurs. A la figure 7, on donne le schéma du décodeur CD-4 avec plus de détails que dans celui de la figure précédente.

Partons de l'entrée PU du décodeur. Si le PU est magnétique, l'inverseur  $S_1A$  sera en position « MAG » évidemment, et si le PU est à semi-conducteur,  $S_1A$  sera en position « SEMI ».

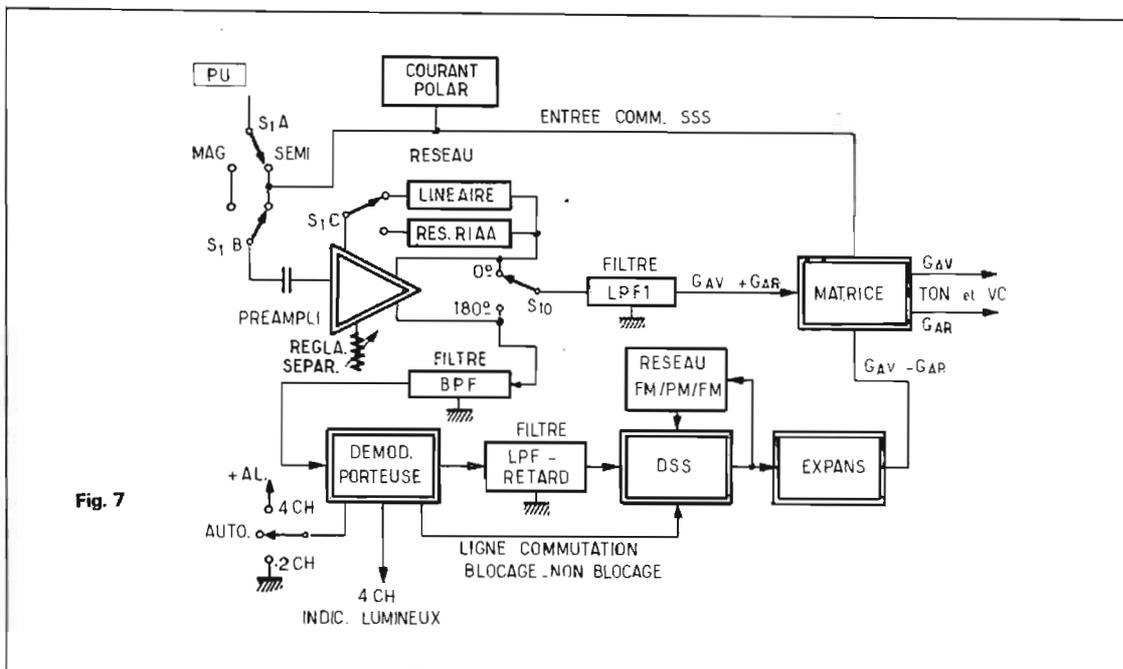


Fig. 7

Ce commutateur  $S_1$  est à plusieurs sections et à deux positions. Les sections sont A, B, C, D, toutes solidaires. Il y a, par conséquent, une commutation générale modifiant certaines parties, afin que le décodeur s'adapte au PU adopté.

Remarquons deux différences importantes, l'une porte sur la polarisation du PU semi-conducteur, l'autre sur le réseau correcteur RIAA nécessaire avec le PU magnétique, tandis qu'avec l'autre PU, ce réseau est remplacé par un réseau « linéaire ». Ces fonctions sont remplies par  $S_1C$  et  $S_1A$ .

D'autre part,  $S_1B$  branche l'entrée du préamplificateur-déphaseur au PU choisi, tandis que  $S_1D$  branche le filtre LPF, passe-bas, à la sortie convenable de ce même déphaseur.

Sur le schéma, les sections du commutateur  $S_1$  sont en position « SEMI » c'est-à-dire PU semi-conducteur.

Remarquons le déphasage de  $180^\circ$  des deux sorties pouvant être choisies sur le préamplificateur.

Dans le cas du PU semi-conducteur, on se sert de la sortie  $0^\circ$  qui aboutit au filtre passe-bas. De ce fait, comme on l'a expliqué plus haut, ce filtre ne laissera passer que le signal  $G_{AV} + G_{AR}$  s'il s'agit de la section de gauche du décodeur décrite présentement. Pour la section de droite, le montage est à peu près le même.

Le signal-somme est appliqué à la matrice. Cette même matrice recevra le signal-différence  $G_{AV} - G_{AR}$  par une deuxième voie et

donnera à la sortie les deux signaux  $G_{AV}$  et  $G_{AR}$ , les signaux  $D_{AV}$  et  $D_{AR}$  étant obtenus de la même manière à la sortie de l'autre section du décodeur.

Revenons au préamplificateur-déphaseur. Tandis que la sortie  $0^\circ$  est reliée au filtre passe-bas LPF 1, la sortie  $180^\circ$  (donc à signal inversé) est reliée au filtre BPF, un filtre passe-bande qui ne laisse passer que la partie supérieure de la bande, celle qui contient le signal 15 à 45 kHz. Ce signal est transmis au démodulateur qui donne à la sortie le signal différence. Une des terminaisons du démodulateur aboutit à un commutateur  $S_2$  à trois positions. En position 4 CH (= 4 canaux) donc en tétrastéréophonie, le démodulateur fonctionne car il est relié au + alimentation. Dans ce cas, si le signal est tétraphonique, la lampe indicatrice s'allume ; si le signal n'est pas tétraphonique, la lampe reste éteinte.

La position 2 CH correspond à un signal stéréo à deux canaux et le point terminal du démodulateur est à la masse. Il ne donnera pas de signal  $G_{AV} - G_{AR}$  mais seulement le signal  $G_{AV}$  c'est-à-dire un signal gauche de stéréo à deux canaux. S'il y a monophonie, les signaux de sortie seront identiques au signal unique lu par le PU, sur le disque monophonique. Le réglage de séparation associé au préamplificateur permet de régler son gain de manière à ce que les tensions de sortie soient de 150 mV efficaces, valeur convenant le mieux, dans un décodeur CD 4, réalisé comme celui analysé ici.

Le filtre passe-bas LPF 1 disposé entre le préamplificateur et la matrice doit avoir une perte d'insertion de 6 dB environ. Le signal d'entrée du préamplificateur sera réglé à 300 mV efficaces. Dans ces conditions, le niveau à la sous-porteuse de 30 kHz sera à 20 dB au-dessous, ce qui correspond à 20 mV environ à la sortie du préamplificateur.

Le démodulateur de porteuse est assez compliqué. Le signal à 30 kHz est amplifié par le préamplificateur, étant inclus dans le signal composite. Celui-ci passe par le filtre passe-bande BPF dont les fréquences de coupure sont 18 kHz et 45 kHz.

L'amplitude du signal de porteuse (30 kHz) est déterminée par un limiteur-amplificateur de façon à attaquer un circuit PLL inclus dans le système démodulateur FM.

Grâce à ce circuit, on retire des avantages : la distorsion est réduite, l'accord des oscillateurs VCO (à commande d'accord par une tension) est ajusté en agissant sur un seul potentiomètre ; il n'y a pas de bobinages ni capacités à régler. Dans le même bloc (figure 6), on trouve le détecteur de niveau de porteuse 30 kHz. Il sert à bloquer le sous-système différence DSS lorsqu'il n'y a pas de signal porteuse, donc dans le cas où le signal n'est pas tétraphonique CD-4. Si le signal CD-4 existe, le système DSS est opérant et l'indicateur de tétraphonie s'allume. Le système DSS demande 600  $\mu$ s pour passer du blocage à l'état de non-blocage et 20  $\mu$ s dans le sens opposé. Ces caractéristiques confèrent au CD-

4 de nombreux avantages contre les perturbations.

A la sortie du démodulateur, il y a un filtre « LPF-retard ». Le retard est réglé pour s'adapter à celui du signal-somme tandis que le réseau FM/PM/FM permet de régler le niveau du signal de sortie du DSS à 150 mV, comme le niveau du signal-somme.

Dans le circuit d'expansion, on effectue l'opération contraire à celle de compression effectuée à l'enregistrement du disque CD-4. L'alimentation du système étant de 13 V, les signaux de sortie  $G_{AV}$ ,  $G_{AR}$ ,  $D_{AV}$  et  $D_{AR}$  seront supérieurs à 3 V, sans atteindre de distorsions appréciables.

## SCHEMA DÉTAILLÉ DU CD-4

En examinant le schéma de la figure 8, on retrouve les différents circuits mentionnés plus haut. Le montage précis des deux CI 5022 et des éléments R C est indiqué avec la plupart des valeurs.

Voici quelques valeurs et nomenclatures d'éléments non indiquées sur le schéma.

Diodes :  $D_1$ ,  $D_2$  = 1N914 ;  $DS 1$  = LED ;  $D_3$ ,  $D_4$  = 1N4001.

L'alimentation régulée doit donner 13 V à la sortie.

Bobines :  $L_1$ ,  $L_2$  : 100 mH.  
Résistances ajustables : A : séparation ; B : VCO ; C : séparation ; D : VCO.

Quelques valeurs ou types ne sont pas indiqués : nous ne les avons pas.

Filtres :  $F_1$  = passe-bande de 30 kHz ;  $F_2$  = passe-bas 15 kHz ;  $F_3$  = passe-bas 15 Hz et retard ;  $F_4$  = passe-bande 30 kHz ;  $F_5$  = passe-bas 15 kHz ;  $F_6$  = passe-bas 15 kHz et retard.

Transformateur : primaire adaptable au secteur ; secondaire avec prise médiane

Les filtres  $F_1$  et  $F_4$ ,  $F_2$  et  $F_5$ ,  $F_3$  et  $F_6$  sont identiques. Pour les filtres passe-bande, les fréquences de coupure doivent être de 18 kHz et 46 kHz et l'atténuation à 15 kHz doit être de 15 dB. Perte d'insertion inférieure à 7 dB. Les filtres passe-bas (quatre) doivent posséder des caractéristiques de phase et de retard identiques.

Pour le moment, nous n'avons pas la possibilité de donner des renseignements plus complets ceux-ci seront publiés dès que nous les aurons. Il est possible que l'on dispose de montages plus simples. A noter que cette description est donnée à titre docu-

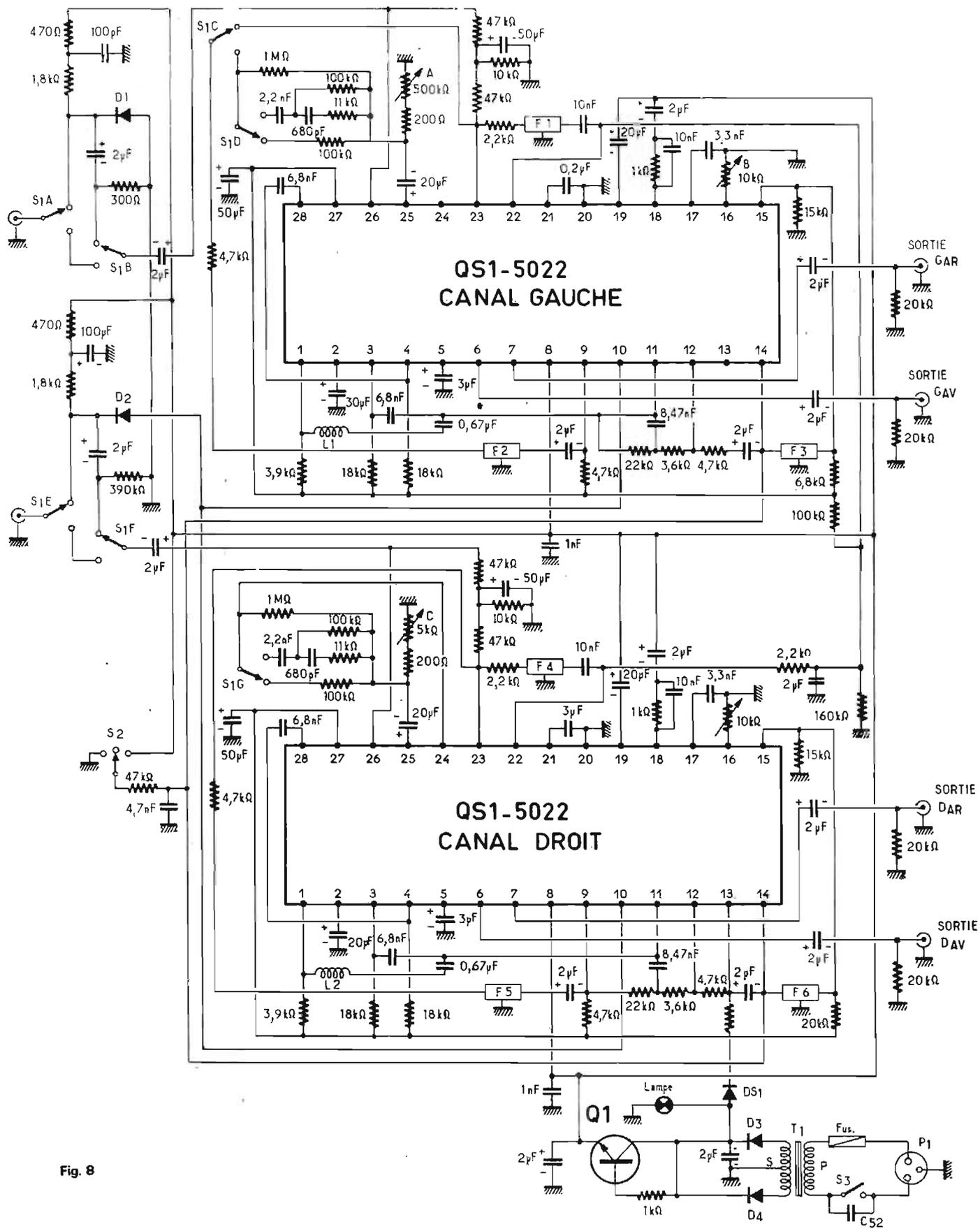


Fig. 8

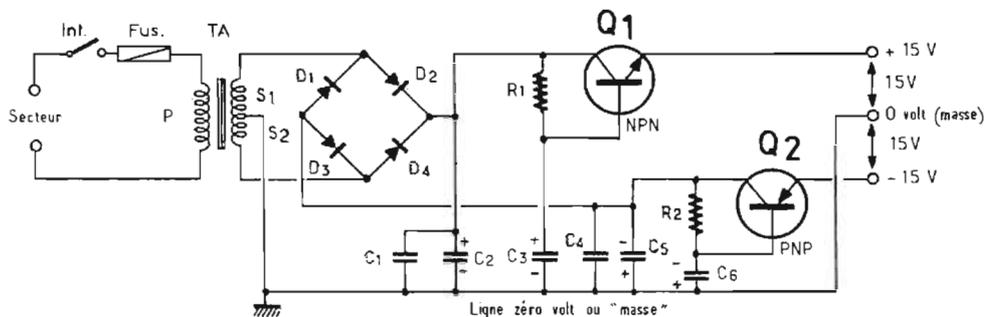


Fig. 9

mentaire et n'est nullement une « réalisation » car quelques données manquent.

Voici quelques références d'études sur le CD-4: Radio Electronics, numéros de: juin 1974, février 1974, octobre 1973 et mai 1973.

Le montage de la figure 8 est assez difficile à mettre au point et nécessite en tout cas, des appareils de mesure. Un décodeur de ce genre doit être bien réglé, sinon

les signaux de sortie ne seront pas corrects et il n'y aura pas d'effet stéréo phonique à quatre canaux. Les PU sont spéciaux et plus onéreux que les PU stéréo pour deux canaux.

#### ALIMENTATION ± 15 V 80 mA RÉGULÉE

Voici à la figure 9, le schéma d'une alimentation double de + 15 V et - 15 V par rapport à un

point commun de référence qualifié de « masse » ou de point zéro volt.

Le transformateur TA aura un primaire adaptable à la tension du secteur. On a inséré dans son circuit un fusible et un interrupteur.

Le secondaire est de 12 + 12 V donc 24 V avec prise médiane et prévu pour 80 mA.

On utilisera, pour le pont redresseur, quatre diodes D<sub>1</sub> à D<sub>4</sub>, type 1N5060. Le filtrage est assu-

ré par C<sub>1</sub> = 0,1 μF, C<sub>2</sub> = 1000 μF 25 V, C<sub>3</sub> = 100 μF 15 V, C<sub>4</sub> = 0,1 μF, C<sub>5</sub> = 1000 μF 25 V, C<sub>6</sub> = 100 μF 15 V.

La régulation est assurée par Q<sub>1</sub> = 2N 4238 NPN, Q<sub>2</sub> = 2N 4235, PNP, tous deux des transistors au silicium.

Les condensateurs polarisés, de 25 à 15 V sont des électrochimiques.

F. JUSTER

# découvrez l'électronique

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

RÉND VIVANTE L'ÉLECTRONIQUE

UN CADEAU SPÉCIAL à tous nos étudiants

**GRATUIT!**

Recevez sans engagement notre brochure 32 pages en envoyant ce bon à

LECTRONI-TEC, 35801 DINARD

NOM (majuscules SVP)

ADRESSE

# LISEZ RADIO PLANS

La revue mensuelle de  
l'électronique appliquée

En vente  
chez tous les marchands de journaux

# RADIOCOMMANDE



des modèles réduits

## La rubrique des F1000

### RETOUR SUR LE CHARGEUR DE BATTERIE DÉCRIT DANS NOTRE NUMÉRO 1450

L'UTILITÉ et la nécessité d'employer des batteries cadmium nickel en radio-commande n'est plus à démontrer, à l'heure actuelle chacun en connaît les raisons profondes et les courbes de ces batteries résument suffisamment l'application d'un tel matériel.

Nombre de chargeurs ont donc déjà été présentés dans plusieurs revues et tous semblent-il donner d'excellentes satisfactions. Ces chargeurs, vendus dans le commerce, permettent l'entretien énergétique des batteries citées ci-avant. Ils sont en général composés sous la forme de générateur de courant constant, plus ou moins élaborés et, bien que quelquefois très sophistiqués, arrivent tant bien que mal au même résultat ; certains de ceux-ci sont même multiples, c'est-à-dire qu'à

partir d'un même régulateur, plusieurs ballasts peuvent être utilisés simultanément.

A ce sujet, quelques critiques concernant le chargeur de batteries cadmium nickel présenté dans le N° 1450 du « Haut-Parleur », page 265, nous ont amenés à reconsidérer celui-ci. Ces re-

marques ont d'abord touché l'excursion en courant de sortie de ce montage ; celle-ci, fixée à 20 mA (de 30 à 50 mA), a paru un peu juste à certains de nos lecteurs. Il est vrai qu'elle était trop réduite et nous l'avons pour cela élargie, jusqu'à pouvoir charger pratiquement des batteries de capacité

d'un ampère/heure. La deuxième critique majeure est la stabilité en fonction de la tension d'entrée, soit :

$$\frac{\Delta I_s}{\Delta V_e}$$

Celle-ci nous a amené à compléter le schéma, à le compliquer quelque peu pour abaisser le coefficient de régulation et le multiplier par 2,5.

#### LES SCHÉMAS

Nous avons conservé le schéma de base d'un générateur de courant de sortie élargie, puisqu'elle ira de 20 mA à 80 mA. Cette version améliore aussi la régulation en courant, elle permettra à ceux qui ont réalisé la première version de ne pas changer de circuit imprimé et de porter cette amélioration en inversant

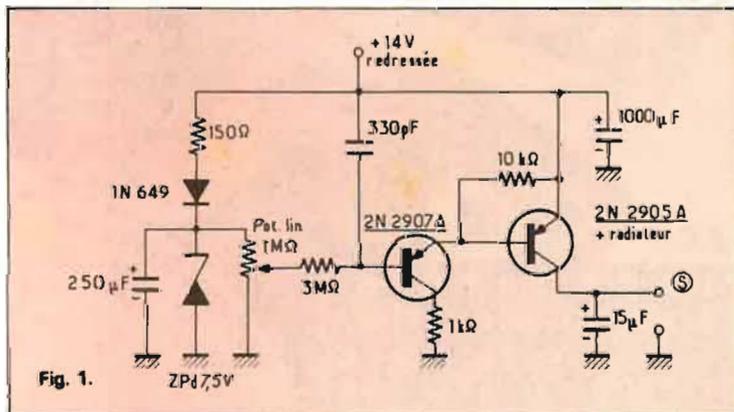


Fig. 1.

simplement quelques composants. La deuxième version apporte une régulation de charge nettement supérieure mais le circuit imprimé devra être modifié ou changé, l'auteur ayant préféré ajouter un autre petit circuit adjacent comportant uniquement le transistor T3 et ses quelques éléments. Nous en donnons le schéma figure III.

La première version nouvelle ne varie pratiquement pas (figure 1), seul le pont de référence est changé, la diode zéner placée en parallèle sur le potentiomètre assure un meilleur point fixe et permet par le truchement de celui-ci de commander l'étage de régulation en tension, et non en courant comme dans notre maquette initiale. Cette commande donne en sortie une plus grande variation de courant, dans notre cas : de 20 mA à 80 mA. La régulation

$$\frac{\Delta I_s}{\Delta V_e}$$

est elle-même avatagée et devient au maximum de

$$\frac{\Delta I}{\Delta V} = \frac{\Delta 4 \cdot 10^{-3} A}{\Delta 1 V}$$

La deuxième version modifiée de ce chargeur, présentée figure

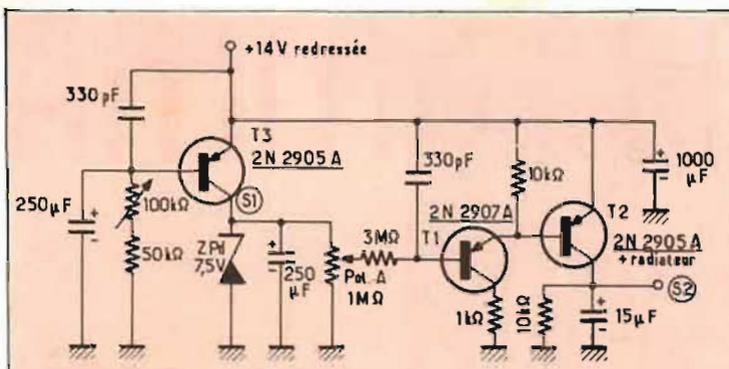


Fig. 2.

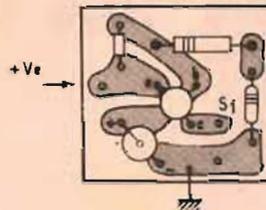


Fig. 3

re III, est plus élaborée. Nous conservons toujours le générateur à deux transistors T1 et T2 mais nous perfectionnons l'étage comprenant le pont de référence en « pilotant » la diode zéner par un transistor, monté en générateur de courant constant, de façon à la réguler en courant, donc en tension. En effet l'une des causes principales d'instabilité dans

les deux premiers montages sont le fait que lorsque la tension  $V_e$  (14 V alternatif filtrée) fluctue au gré de la tension secteur, le courant zéner change et de ce fait le point de polarisation de celle-ci se déplace, entraînant une variation de la tension inverse soit  $\Delta V_z$ . Cette variation amplifiée par l'ensemble darlington T1 et T2 provoque un changement de la ten-

sion collecteur-émetteur du transistor T2 donc du courant de sortie. Dans le but d'améliorer ce défaut, nous avons songé à réguler en courant cette zéner, donc de pallier les conséquences d'une fluctuation secteur. Le schéma donné figure II pourra être composé de celui de la figure I augmenté du générateur T3, le circuit imprimé du générateur utilisant T3 est donné figure III.

Avec un tel ensemble nous arrivons à un chargeur de bonne fiabilité et de caractéristiques suffisantes pour des batteries cadmium-nickel allant jusqu'à 1 A/heure.

Le générateur utilisant le transistor T3 = 2 N 2905 sera à régler suivant le type de zener employé (ZF, ZPD, BZX, etc.). Néanmoins le courant moyen pour polariser celle-ci est en général de 30 à 40 mA. La résistance de 100 kΩ permettra l'ajustage du courant de base de T3 donc du point de polarisation de la diode.

Avec ces quelques améliorations, nous espérons avoir répondu aux vœux de nos lecteurs et nous leur souhaitons une bonne réalisation et « bons vols » !

D. MOREAU

## MAITRISE DE L'ELECTRONIQUE



COURS PROGRESSIFS  
PAR CORRESPONDANCE  
**L'INSTITUT FRANCE  
ÉLECTRONIQUE**  
24, rue Jean-Mermoz - Paris (8<sup>e</sup>)  
Ecole privée d'enseignement à distance

FORME **l'élite** DES  
**RADIO-ÉLECTRONICIENS**

MONTEUR • CHEF MONTEUR  
SOUS-INGÉNIEUR • INGÉNIEUR  
**TRAVAUX PRATIQUES**

**PRÉPARATION AUX  
EXAMENS DE L'ÉTAT**

(FORMATION  
THÉORIQUE)

**PLACEMENT**

Documentation sur demande



BON W. distributeur de la région. Veuillez adresser sans engagement la documentation gratuite. (Ce droit à l'adresse pour tous les envois.)

Prénoms et nom  
Adresse



AUTRES SECTIONS D'ENSEIGNEMENT : Outils Industriels, Aviation, Automobile

# MAINTENANCE DES EQUIPEMENTS BF

Le R.T.S. 2 se compose de :

- GÉNÉRATEUR RC 15 Hz-150 kHz
- MILLIVOLTMÈTRE-DÉCIBELMÈTRE
- DISTORSIOMÈTRE
- FLUCTUOMÈTRE

PUBLIFIX 5012



**LABORATOIRE  
ÉLECTRO-ACOUSTIQUE**  
5, RUE JULES PARENT  
92500 RUEIL - 967 27-84

**COUPON-REPOSE**  
BON POUR  
UNE DOCUMENTATION  
Monsieur  
Adresse

## POUR TOUS VOS TRAVAUX MINUTIEUX UNIVERSA IV



Cette loupe a été étudiée et expérimentée pour les divers travaux effectués dans les industries électroniques : bobinage, câblage, soudure, assemblage et vérifications diverses.

- Optique de grossissement 4 X, composée de 2 lentilles applanétiques.
- Grand champ de vision (90 mm de large x 210 mm de long).
- Distance de travail variant de 16 à 30 cm sous la lentille.
- Aucune déformation d'image.
- Adaptation à toutes les vues (avec ou sans verres correcteurs) et rigoureusement sans fatigue.
- Eclairage en lumière blanche masquée par un déflecteur.
- Manipulation extrêmement libre (rotation, allongement).
- Mise au point rigoureuse
- Indispensable pour l'exécution de tous travaux avec rendement et qualité.

**CONSTRUCTION ROBUSTE**  
Documentation gratuite sur demande

ÉTUDES SPÉCIALES SUR DEMANDE

**JOUVEL** OPTIQUE, LOUPES DE PRÉCISION

BUREAU EXPOSITION ET VENTE

89, rue Cardinet, PARIS (17<sup>e</sup>)  
Téléphone : CAR. 27-56

USINE : 42, avenue du Général-Leclerc  
91-BALLANCOURT  
Téléphone : 498-21-42

GALLUS

# AMPLIFICATEURS

## STEREOPHONIQUES OU MONOPHONIQUES

### DE 120 A 800 WATTS—

#### GÉNÉRALITÉS

EN BF plusieurs problèmes sont à étudier lors de la construction d'un amplificateur.

Il faut avant tout que sa distorsion soit réduite. Il doit donc donner la puissance requise pouvant être choisie entre 0,25 W et plusieurs centaines de watts, selon l'application à laquelle l'appareil est destiné.

D'autre part, actuellement, dans de nombreux cas, on demande plusieurs amplificateurs identiques pour les besoins de la stéréophonie à deux ou à quatre canaux, sans perdre de vue le cas des amplificateurs monophoniques fonctionnant en parallèle ou ceux où une partie des amplificateurs ne sert qu'en cas de défaillance d'une autre partie.

Lorsque la puissance dépasse une valeur, même modérée, comme par exemple 1 W, il convient, en utilisant des semi-conducteurs, de ne pas négliger leur montage sur radiateurs, sinon ils seraient rapidement détruits.

Pratiquement, plus la puissance est grande, plus le montage des transistors de puissance devient délicat et doit être fait avec soin et précision.

Ce travail n'est pas à la portée de tous, surtout dans le cas d'amplificateurs de très grande puissance, dépassant 100 W. Le montage qui sera décrit est proposé par la RCA représentée en France par RCA, 9, rue E. Cognacq 92301, Levallois-Perret. Ceux qui voudront réaliser l'amplificateur de 200 W faisant l'objet du présent article pourront trouver les semi-conducteurs spéciaux nécessaires et quelques accessoires indispensables pour leur montage à l'adresse indiquée.

#### PRINCIPE DE L'AMPLIFICATEUR 200 W

Avec un seul exemplaire on disposera d'un amplificateur donnant 200 W modulés à la sortie. Il est donc évident qu'en stéréophonie à deux canaux, on disposera de 400 W, en stéréophonie à quatre canaux, de 800 W. Bien entendu, la plupart de nos lec-

teurs amateurs n'ont aucun besoin de 800 W pour leurs auditions, mais de telles puissances sont nécessaires dans des applications de spectacles en plein air ou dans de très grandes salles.

Nous décrirons l'amplificateur de 200 W utilisable en monophonie ou comme un des canaux stéréophoniques, quel que soit leur nombre.

La figure 1 donne le diagramme fonctionnel de cet amplificateur. A noter qu'il s'agit d'un ensemble amplificateur non précédé de préamplificateurs correcteurs.

De ce fait, aucun dispositif de réglage à la portée de l'utilisateur n'est prévu. Le signal correct doit être appliqué à l'entrée, qui aboutit à un amplificateur différentiel à deux transistors  $Q_1$  et  $Q_2$ , du type 1 A11 associés à une source de courant constant à transistor 1 A09.

Le signal, amplifié par l'étage différentiel d'entrée, est transmis à l'étage « prédriver » classe A utilisant deux transistors PNP,  $Q_4$  et  $Q_5$  du type 1 A10. Cet étage est associé à un multiplicateur de paramètre  $V_{BE}$  réalisé avec un

transistor NPN,  $Q_9$  du type 1 A18. Le signal amplifié par  $Q_4 - Q_5$  parvient à l'étage prédriver  $Q_{11}$  du type 1 B05. L'étage final comprend trois transistors en parallèle  $Q_{12} = Q_{13} = Q_{14} = 1 B05$  NPN.

Dans la branche inférieure de ce push-pull, on trouve le prédriver classe B avec  $Q_{15} = 1 E03$  PNP, le driver classe B avec  $Q_{16} = 1 B05$  et un étage final avec trois 1 B05 en parallèle. Un circuit de protection comprend  $Q_6 = 1 A18$  NPN et  $Q_7 = 1 A19$  PNP.

Il y a aussi une boucle de contre-réaction, partant de la sortie pour aboutir à  $Q_2$  en passant par le circuit de protection contre les surcharges.

L'ensemble de l'amplificateur comprend 19 transistors et 12 diodes dont la nomenclature est la suivante :  $D_1$  à  $D_8 = 1 N5391$ ,  $D_9$  à  $D_{12} = 1 N5393$ . Tous les semi-conducteurs sont des RCA.

#### SCHEMA DE PRINCIPE

A la figure 2, on donne le schéma complet de l'appareil avec

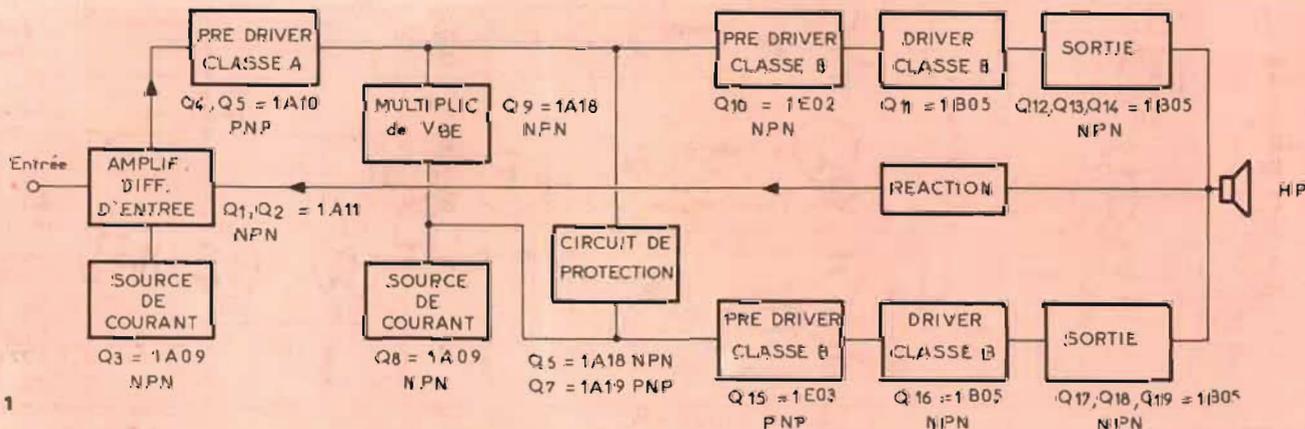


Fig. 1

toutes les valeurs des éléments. Sauf indication différente, les résistances sont de 0,5 W à tolérance de  $\epsilon$  10 % ou mieux, aucune résistance n'est inductive.

Le signal d'entrée est transmis par un réseau RC à la base de  $Q_1$  de l'étage différentiel  $Q_1 - Q_3$ .  $D_1$  et  $D_2$  constituent un limiteur. Du collecteur de  $Q_2$ , le signal passe directement à la base de  $Q_4$  de l'étage  $Q_4 - Q_5$  à transistors PNP.

Le circuit de protection est relié au collecteur de  $Q_5$  et à celui de  $Q_8$ . Du collecteur de  $Q_5$  le signal est transmis à la base de  $Q_{10}$ . On trouve ensuite des liaisons directes, émetteur à base, entre  $Q_{10} - Q_{11}$  et  $Q_{17}$ .

La mise en parallèle de  $Q_{12} - Q_{13}$  et  $Q_{14}$  se fait par les bases et les collecteurs, tandis que chaque émetteur est relié à la ligne médiane par des résistances distinctes : de 1  $\Omega$  10 W.

Le montage de l'autre branche est analogue à celui décrit.

Toutefois, remarquons que la sortie du signal se fait par les émetteurs du côté de la branche supérieure et par les collecteurs réunis de la branche inférieure.

Entre le point de sortie à relier au haut-parleur de 8  $\Omega$  et la sortie du signal amplifié, on a intercalé une bobine de 3  $\mu$ H shuntée par une résistance de 22  $\Omega$ /2 W.

Un condensateur de 50 nF shunte le HP, branché à son autre extrémité à la masse. La nomenclature des semi-conducteurs est donnée sur la figure 1.

## ALIMENTATION

Cet amplificateur nécessite deux alimentations, l'une positive de 80 V et l'autre négative de même valeur. On indique, à la figure 2, à gauche, que la masse est déterminée par le - de l'alimentation positive et le + de l'alimentation négative.

Voici, à la figure 3, le détail de l'alimentation unique, permettant d'obtenir les deux tensions, c'est-à-dire - 80 V et + 80 V par rapport à la masse, donc 160 V en tout. Le montage est en pont, avec un secondaire  $S_1 + S_2$  à prise médiane, alimentant le redresseur à quatre diodes  $D_1$  à  $D_4$ . Les points - et + de ce pont sont le - et le + des deux alimentations, tandis que la prise médiane est la masse, c'est-à-dire le commun des deux alimentations comme indiqué plus haut sur la figure 2.

Le filtrage est effectué par les deux condensateurs de 10 000  $\mu$ F 100 V service.

Il va de soi que la « masse » point de réunion de ces deux condensateurs devra être réunie au point médian du secondaire. Un composant très important est le transformateur TA. Son primaire P doit être adapté à la tension du secteur dont on dispose ou être adaptable à l'aide des procédés habituels : prises ou enroulements, à mettre en série ou en parallèle, avec enroulements complémentaires pour les valeurs autres que 110 et 220 V.

Si le primaire est à 120 V, le fusible est du type 10 A, donc, pour 220 V, le fusible sera de 5 A.

L'interrupteur INT 1 est du type ordinaire, prévu pour 10 A ou plus, celui désigné par INT 2 est du type thermique et doit couper le courant lorsque la température du radiateur des transistors de sortie atteint 100 °C. Cet interrupteur doit être fixé sur le radiateur.

Le secondaire du transformateur comprend  $S_1$  et  $S_2$ , deux enroulements distincts ou reliés entre eux donnant chacun 60 V, donc 120 V entre les deux extrémités non réunies. Il faut que le courant alternatif soit prévu pour 8 ampères.

## CARACTÉRISTIQUES GÉNÉRALES

Pour la détermination des caractéristiques, à l'aide des mesures, on branche le primaire sur une tension de 120 V avec le transformateur adapté à cette tension. La température ambiante est de 25 °C et le générateur est accordé sur 1000 Hz, sauf indication différente. La puissance obtenue, pour une distorsion de 0,5 % dépend de la charge qui, en l'espèce, est le haut-parleur ou l'ensemble des hauts-parleurs permettant de recevoir des signaux aux puissances de 200 W et plus.

Avec  $Z = 4 \Omega$

la puissance est de 300 W

Avec  $Z = 8 \Omega$

la puissance est de 200 W

Avec  $Z = 16 \Omega$

la puissance est de 130 W.

La bande passante à 3 dB, évaluée en considérant la puissance de sortie en fonction de la fréquence est comprise entre 5 Hz et 35 kHz.

La sensibilité se définit pour 900 mV à l'entrée par la puissance la plus élevée admissible (130, 200 ou 300 W) à la sortie. La résistance d'entrée est de 18 k $\Omega$ .

Voici d'autres indications concernant cet amplificateur :

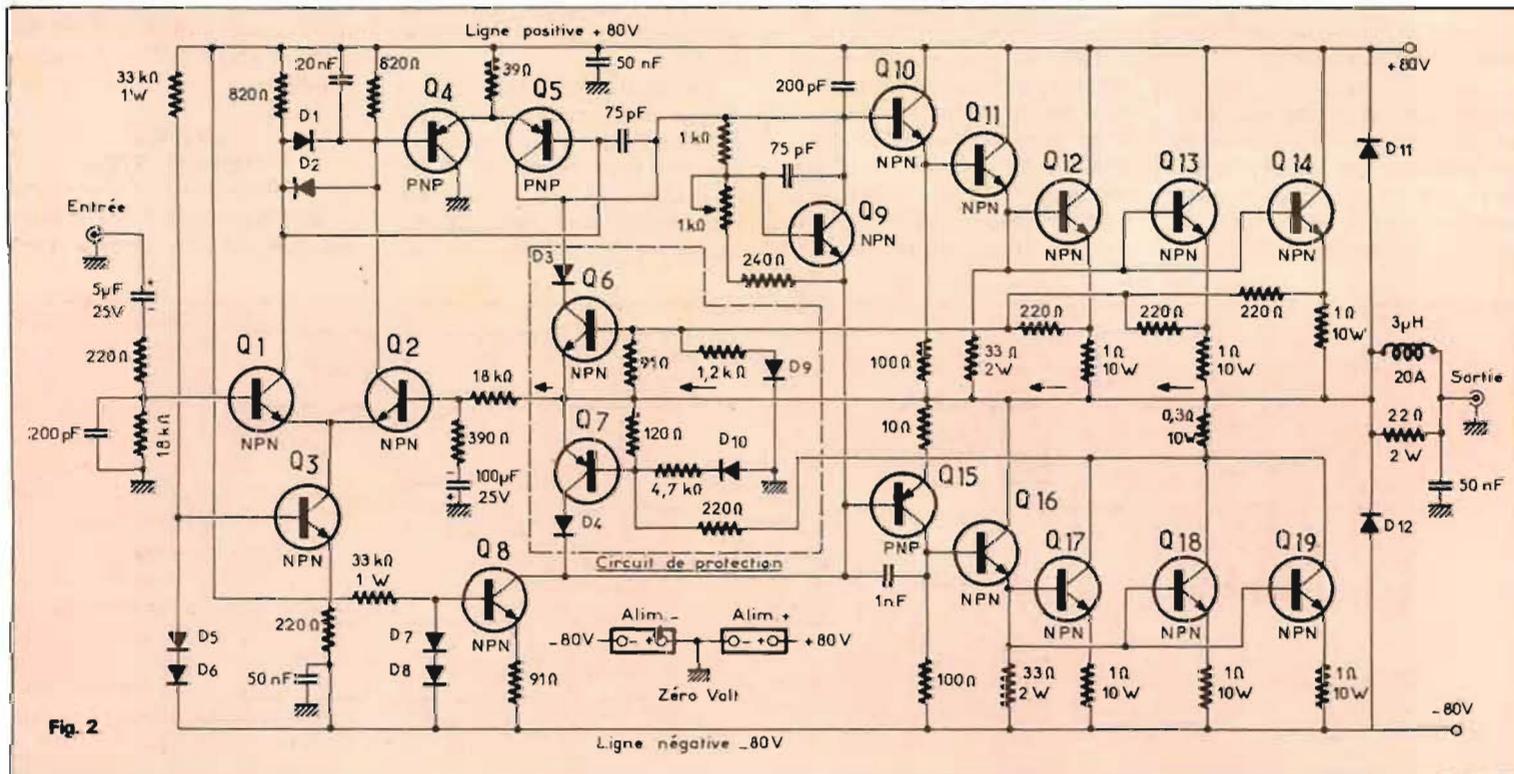
1) les radiateurs des transistors de sortie doivent être de 1 °C/W avec interposition de feuilles de mica et « compound » thermique au ZnO. Ce produit est de la marque CORNING, type 340, avec  $T_A = 45$  °C max.

2) l'interrupteur INT 2 thermique à 100 °C, monté sur le radiateur est de la marque Elmwood, Sensor, type n° 2455-88-4.

3) le transformateur est de la marque Signal Transformer C° 1 Junius St Brooklin, N.Y., 11.212. Il est du type Signal 120-6.

**Ces indications sont données par la RCA, dans la notice d'application de l'amplificateur décrit ici.**

Nous n'avons aucun autre renseignement complémentaire. Des modèles équivalents peuvent convenir, les demander aux fabri-



cants français. Le transformateur est assez simple à réaliser ou à trouver. Sa puissance  $P$  est de l'ordre de  $120,6 = 720 \text{ W}$  au secondaire, donc un peu plus au primaire, par exemple  $800 \text{ W}$  ou plus.

Il conviendra toutefois d'ajuster les tensions de sortie de manière à ce que les valeurs indiquées  $\pm 80 \text{ V}$  soient obtenues exactement ou à  $2 \%$  près. Pour cela, on utilisera les procédés habituels : adaptation du primaire, résistance en série dans le primaire, cela, évidemment, si les tensions continues obtenues sont supérieures à  $80 \text{ V}$ . Si elles sont inférieures, la puissance de sortie espérée ne sera pas obtenue avec la même faible distorsion.

4) Cet amplificateur a un excellent comportement en ce qui concerne les bruits parasites, tels que ronflement et souffle. Le bruit total est de  $96 \text{ dB}$  au-dessous du niveau de la puissance de sortie avec entrée court-circuitée ; de  $84 \text{ dB}$  avec entrée ouverte (sans signal bien entendu). Dans le cas d'un câble de  $6,5 \text{ m}$  environ, avec résistance de  $2 \text{ k}\Omega$ , le niveau est de  $94 \text{ dB}$ .

5) Distorsion d'intermodulation : à un niveau de  $10 \text{ dB}$  au-dessous de la puissance continue de sortie, à  $60 \text{ Hz}$  et à  $7 \text{ kHz}$ , dans le rapport  $4/1$  des deux signaux.

6) Distorsion harmonique totale en fonction de la fréquence : mesure faite avec  $P = 100 \text{ W}$ . On obtient les pourcentages suivants :

- $0,5 \%$  à  $35 \text{ kHz}$  environ
- $0,15 \%$  à  $15 \text{ kHz}$  environ
- $0,06 \%$  à  $10 \text{ kHz}$  environ
- $0,03 \%$  à  $1 \text{ kHz}$  environ

- $0,03 \%$  à  $20 \text{ Hz}$
- $0,035 \%$  à  $10 \text{ Hz}$
- $0,04 \%$  à  $4 \text{ Hz}$

Donc une distorsion extrêmement réduite par rapport à celle maximum de  $0,5 \%$ , mais il s'agit de  $P = 100 \text{ W}$  seulement.

#### Brochage des transistors

Les transistors utilisés sont présentés en boîtiers JEDEC TO 66 (types 1B02, 1E03) et JEDEC T03 (pour les types 1B05).

Voici les dimensions en millimètres pour le JEDEC T 66 (fig. 4) :

- A = 6,35 (min.) et 8,64 (max.)
- D1 = 0,711 à 0,863 (min. à max.)
- E = 4,83 à 5,33
- E1 = 0,5 E
- F = 1,27 à 1,91
- S = 14,48 à 14,99
- Q = 24,33 à 24,43
- PR = point de référence pour la mesure de la température
- r = 0,5 d : 3,68

Le perçage du châssis se fera en tenant compte des dimensions exactes des composants semi-conducteurs que l'on aura acquis.

Pour le JEDEC T03, les dimensions sont les suivantes (voir fig. 5), évaluées en millimètres :

- A = 6,35 à 11,43 (min. à max.)
- D = 22,23 max.
- E = 10,67 à 11,18
- F = 3,43 max.
- L = 7,92 min.
- Q = 29,90 à 30,40
- S 16,64 à 17,16

Dans les deux boîtiers, le collecteur est relié au boîtier métallique. Vu avec broches vers l'observateur, le point 1 est la base et le point 2 l'émetteur.

### AMPLIFICATEUR 120 W

Avec une puissance de  $120 \text{ W}$ , un peu plus faible que celle du montage précédent, l'amplificateur que nous allons décrire peut convenir également dans les ensembles de très grande puissance, notamment en tétraphonie. La puissance totale sera alors de  $480 \text{ W}$ , donc de l'ordre de  $0,5 \text{ kW}$ .

La figure 6 en donne le schéma qui présente avec celui de la figure 2 des analogies, mais on a supprimé les prédrivers classe B. Les étages de sortie sont constitués chacun par deux 1B04 en parallèle (au lieu de trois).

D'autres transistors sont également utilisés en drivers, comme les 1C12 et 1C13, un PNP et un PNP respectivement.

Les caractéristiques de cet amplificateur ont été relevées à  $120 \text{ W}$  de puissance de sortie, à  $25 \text{ }^\circ\text{C}$  de température ambiante et à la fréquence de  $1 \text{ kHz}$ , sauf mention différente :

Charge  $8 \Omega$  : puissance pour  $0,5 \%$  de distorsion,  $120 \text{ W}$ .

Charge  $4 \Omega$  : puissance pour  $0,5 \%$  de distorsion,  $180 \text{ W}$ .

Charge  $16 \Omega$  : puissance pour  $0,5 \%$  de distorsion,  $80 \text{ W}$

Distorsion (voir plus haut) :  $0,5 \%$ .

Distorsion à puissance réduite de  $10 \text{ dB}$  :  $0,25 \%$

Bande passante à  $3 \text{ dB}$ ,  $5 \text{ Hz}$  à  $50 \text{ kHz}$ .

Sensibilité = tension d'entrée pour max. sortie :  $900 \text{ mV}$

Bruits parasites : entrée ouverte :  $88 \text{ dB}$

entrée en court-circuit :  $104 \text{ dB}$   
entrée avec câble de  $6 \text{ m}$  et  $2 \text{ k}\Omega$  :  $104 \text{ dB}$ .

Résistance d'entrée :  $18 \text{ k}\Omega$   
Alimentation : comme celle de la figure 3 avec les données suivantes pour primaire de  $120 \text{ V}$  : fusible de  $6 \text{ A}$ . INT-2 : comme précédent N° 2455-88-4.

Transformateur : au secondaire :  $44 + 44 \text{ V}$ , soit  $88 \text{ V}$   $6 \text{ A}$ .

Redresseuses : quatre 1N1614.  
Filtrage : deux condensateurs de  $10\,000 \mu\text{F}$   $75 \text{ V}$ .

Distorsion en fonction de la fréquence : à la puissance de  $60 \text{ W}$  on a relevé :  $0,08 \%$  à  $5 \text{ Hz}$ ,  $0,04 \%$  à  $10 \text{ Hz}$ ,  $0,02 \%$  à  $40 \text{ Hz}$ ,  $0,02 \%$  à  $2000 \text{ Hz}$ ,  $0,04 \%$  à  $10 \text{ kHz}$ ,  $0,5 \%$  à  $100 \text{ kHz}$ .

Il va de soi que la qualité des haut-parleurs doit permettre la mise en évidence de ces excellentes qualités de fidélité.

### EMPLOI DES HAUT-PARLEURS

Soit  $Z$  l'impédance prescrite ou choisie par la charge de sortie. Les haut-parleurs usuels sont à  $4,8$  ou  $16 \Omega$  et leurs puissances sont rarement supérieures à  $50 \text{ W}$ , aussi il est nécessaire de monter plusieurs haut-parleurs ensemble en les branchant en série ou en parallèle ou en série parallèle.

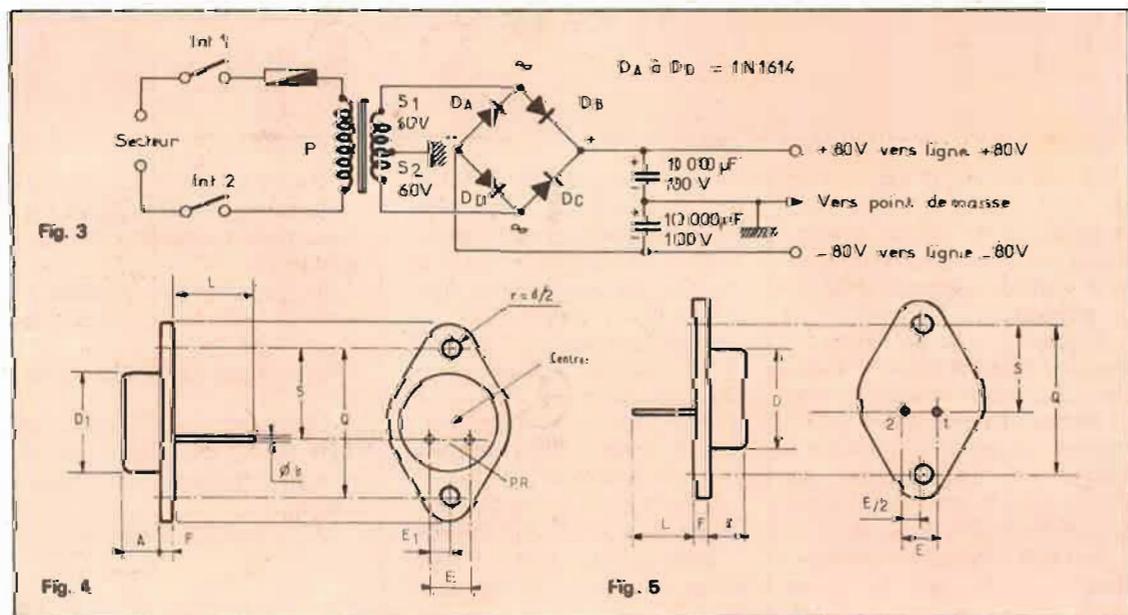
Dans une installation bien conçue, on voudra obtenir le maximum de puissance sonore. Cela exige une adaptation correcte. La meilleure solution est d'adopter des haut-parleurs identiques. Dans ce cas, quel que soit le montage choisi parmi les trois mentionnés, la puissance totale sera la somme des puissances de chaque HP.

Exemple : on désire une puissance totale de  $200 \text{ W}$  et on dispose de haut-parleurs de  $30 \text{ W}$ . Divisons  $200$  par  $30$ . On obtient  $200/30 = 6,66$ . Il faudra un nombre pair, donc huit haut-parleurs qui supporteront  $240 \text{ W}$ , ce qui leur évitera des surcharges.

Pour les impédances, le calcul se fait comme pour les résistances.

**Montage en série** (figure 7A). Exemple : on possède des HP de  $4 \Omega$  et on désire obtenir  $16 \Omega$ . On aura besoin de 4 HP de  $4 \Omega$ . Si les HP sont de  $8 \Omega$ , il en faudra deux.

**Montage en parallèle** (figure 7B). Exemple : pour  $4 \Omega$  il faut mettre en parallèle deux HP de  $8 \Omega$ . Pour  $8 \Omega$ , il faut deux HP de  $16 \Omega$  en parallèle. Montage en parallèle-série, par exemple deux groupes en série, chacun composé de quatre HP en parallèle. On a, évidemment,



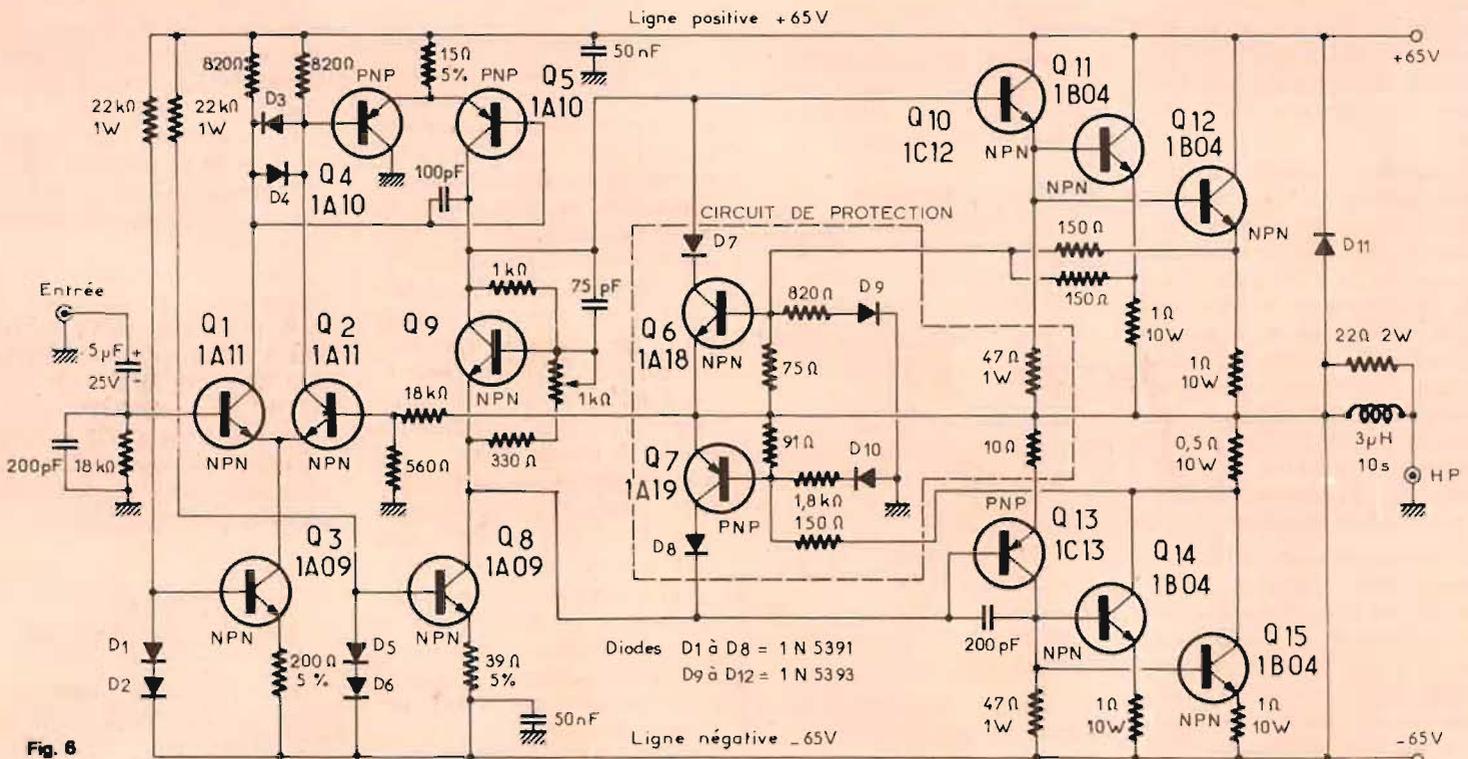


Fig. 6

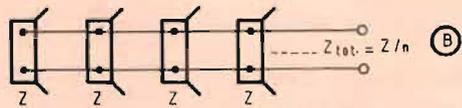
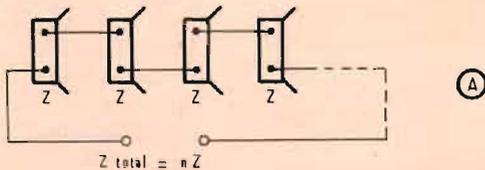


Fig. 7

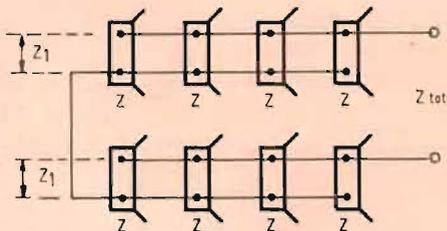


Fig. 8

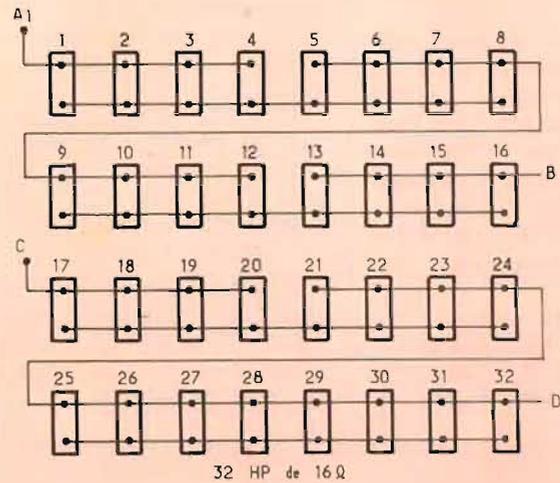


Fig. 9

$Z_1 = Z/4$      $Z_{TOT} = 2 Z_1$   
 Soit  $Z = 4$ , dans ce cas :  
 $Z_1 = 1$ ,  $Z_{TOT} = 2 \Omega$   
 $Z_1 = 2$ ,  $Z_{TOT} = 4 \Omega$   
 $Z_1 = 4$ ,  $Z_{TOT} = 8 \Omega$

Pour obtenir  $Z_{TOT}$  de  $16 \Omega$ , il faudrait deux groupes en série de 2 HP de  $16 \Omega$  chacun.

Autre solution : 16 HP de  $16 \Omega$  montés de la manière suivante : quatre groupes de quatre HP chacun. Chaque groupe de 4 HP en parallèle aura une impédance :

$$Z = 16/4 = 4 \Omega$$

Leur série donnera :  
 $4.4 = 16 \Omega$

Le nombre de HP est, comme on l'a dit plus haut, imposé par la puissance de chacun des endroits à desservir en sons, lorsqu'il s'agit de sonoriser un local en plein-air.

Exemple : soit un emplacement où il faut disposer 32 haut-parleurs, ayant à dissiper une puissance totale de 200 W. Tout d'abord, on voit qu'il faudra, pour chaque HP, une puissance de  $200/32 = 6,6$  W environ. Il faudra des HP de 7 ou 8 W ou plus.

Soit  $8 \Omega$  l'impédance à obtenir. Partons par exemple de HP de  $16 \Omega$ . Montons quatre en paral-

lèle, on obtiendra  $4 \Omega$ . Avec quatre groupes de  $4 \Omega$ , on obtiendra, en les montant en série, encore  $16 \Omega$  et on aura alors 32 HP en montant les deux groupes finals en parallèle (voir figure)).

Ainsi, les groupes 1, 2, 3, 4 ; 5, 6, 7, 8, ... 29, 30, 31, 32 ont chacun une impédance de  $16/4 = 4 \Omega$ . Montés en série, on obtient entre A et B,  $4.4 = 16 \Omega$  et entre C et D,  $16 \Omega$  également.

Il suffit de relier B et C pour obtenir A et D,  $8 \Omega$  comme exigé.

Avec des HP de  $8 \Omega$ , l'impédance totale sera, évidemment, de  $4 \Omega$ .

Toutes les combinaisons réalisables avec des HP uniques sont également réalisables avec des groupes de HP.

Indiquons que le montage en série de n HP de Z ohms donne :  
 $Z_{TOT} = nZ$

Le montage en parallèle donne  
 $Z/n$ .

Le montage série-parallèle de 4 HP (ou de quatre groupes) reproduit l'impédance de chacun, car on a :

$$Z_{TOT} = 4 Z/4 = Z_{TOT} = Z$$

F. JUSTER

# LA CHAÎNE

# SABA 8730 K

IL n'était pas dans les habitudes de la firme SABA de fabriquer des chaînes de stéréo intégrées. Cependant, depuis le festival du son en 1974, cette firme a mis à son catalogue plusieurs chaînes intégrées, comme le font tous les constructeurs allemands. La 8730 comporte une platine Dual 1214 munie d'une cellule de lecture magnétique DMS 200, un récepteur à quatre gammes AM/FM, et deux amplificateurs d'une dizaine de watts.

Comme c'est la règle chez SABA, l'ensemble est d'un volume non négligeable, la partie mécanique pouvant recevoir des éléments de puissance plus élevée.

Les caractéristiques sont bonnes, les divers maillons de cette chaîne sont homogènes, en particulier la platine Dual 1214 que nous avons déjà analysée, se trouve nettement valorisée par la cellule magnétique Dual DMS 200 dont elle est dotée sur cette réalisation

## CARACTÉRISTIQUES

**Récepteur** : à quatre gammes, AM/FM, GO, 140-360 kHz, PO, 510-1630 kHz, OC, 5,9 - 18,9 MHz, FM, 87.104 MHz.

Fréquence intermédiaire : 460 kHz - 10 MHz.

Sensibilité : FM,  $1,4 \mu\text{V}$  pour 30 dB de rapport signal/bruit et 40 kHz d'excursion ; 'C,  $1,5 \mu\text{V}$  pour 10 dB de rapport signal/bruit ; 10  $\mu\text{V}$  en PO et GO pour 10 dB de rapport signal/bruit.

Impédance de l'antenne FM : 240  $\Omega$ .

Distorsion harmonique : FM mono ou stéréo, < 0,50 %.

Rapport de capture : 1,7 dB pour 100  $\mu\text{V}$  antenne.

Suppression du 19 kHz : 60 dB.

Suppression de la sous-porteuse : 50 dB.

Séparation des canaux : 38 dB à 1 kHz, 35 dB de 250 Hz à 6,3 kHz, 30 dB de 40 Hz à 15 kHz.

**Amplificateurs** : puissance maximale : 2 x 9 W efficaces sur 4  $\Omega$ .

Distorsion harmonique : 0,1 % à la puissance maximale.

Distorsion d'intermodulation : 0,5 % pour les fréquences 250-8000 Hz en rapport 4/1.

Bande passante : 25 Hz, 30 kHz  $\pm 1$  dB, 22 Hz - 40 kHz  $\pm 2$  dB.

Sensibilité des entrées : PU, 2,1 mV/47 k $\Omega$ , magnétophone, 200 mV/100 k $\Omega$ .

Correcteurs de tonalité :  $\pm 16$  dB à 40 Hz,  $\pm 16$  dB à 15 kHz.

Séparation des canaux : 50 dB à 1 kHz (33 dB de 250 Hz à 10 kHz).

Sorties : deux paires d'enceintes 4-16  $\Omega$ , casque stéréo 4-2000  $\Omega$ , magnétophone, 0,8 mV/k $\Omega$  de charge.

**Platine** : Dual 1214, trois vitesses à changeur automatique. Les caractéristiques ayant été déjà publiées dans nos colonnes de façon détaillée, nous ne reviendrons pas sur ce point.

**Cellule de lecture** : type magnétique DMS200

Pointe : sphérique 15  $\mu$   
Pression de lecture recommandée : 2,5 g

Bande passante : 20 Hz, 20 kHz  $\pm 2$  dB

Ecart entre canaux : 2 dB max. entre les deux voies

Séparation des canaux : > 20 dB à 1 kHz

Niveau de sortie : à 1 kHz, 0,7 mV/ms

Facteur de lisibilité : horizontal,  $18 \times 10^{-6}$  cm/dyne, vertical,  $18 \times 10^{-6}$  cm/dyne

Poids : 7 grammes

Impédance de bouclage : 47 k $\Omega$

Accessoire spécial : pointe diamant de 65  $\mu$  pour la lecture de disques 78 tr/mn.

Alimentation : 220 V 50 Hz, avec une consommation maximale de 70 VA

Encombrement : 685 x 195 x 365 mm.

## PRÉSENTATION

L'appareil est de ligne basse, tout en longueur et bien que d'aspect sobre, sa longueur de près de 70 cm ne permet pas de l'installer n'importe où. La platine est sur la gauche, elle occupe la moitié de la surface disponible. Sur la droite, les diverses commandes du récepteur et des amplificateurs sont disposées de façon à offrir un maniement commode, elles sont référées sur la photographie illustrant l'article. La section FM est munie de cinq stations préréglées, ainsi que d'un AFC commutable.

Le cadran est d'une surface très importante, il occupe un emplacement généreux qui aurait pu être réduit et par là, diminuer les dimensions générales de l'appareil.

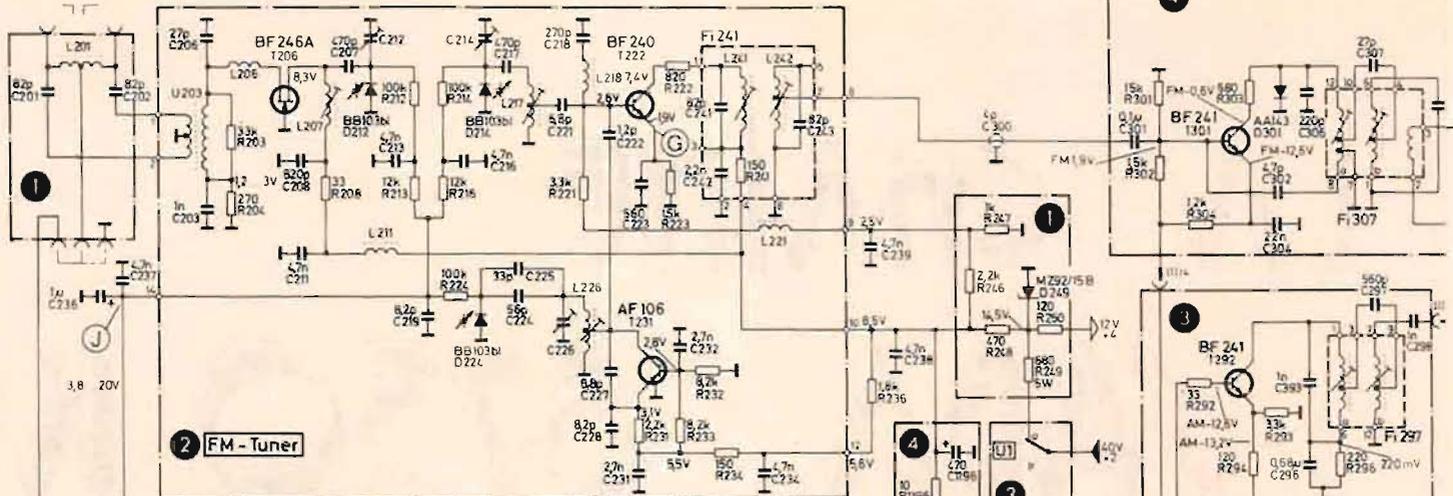
Côté circuits, la réalisation est très soignée, les divers composants restent du type discret, mis à part le décodeur stéréo réalisé à l'aide d'un circuit intégré à bobines d'accord extérieurs. La chaîne d'amplification de fréquence intermédiaire est commune à l'AM et à la FM, la partie HF-AM a son accord réalisé par condensateurs variables, la FM à

l'aide de diodes varicap. L'alimentation continue comporte deux sections régulées séparées, raccordées aux circuits HF et aux étages d'entrée basse fréquence. Les circuits basse fréquence comportent une position de reproduction linéaire éliminant l'action des correcteurs de tonalité, et la possibilité d'écoute sur le casque seul, en coupant les circuits.

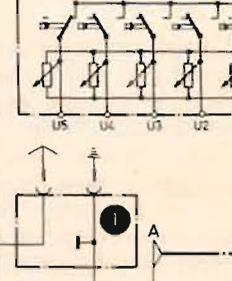
## DÉTAIL DES CIRCUITS (Fig. 1)

**Récepteur** : celui-ci comporte des têtes HF distinctes pour l'AM et la FM, une chaîne FI commune dont quatre étages sont utilisés en FM et deux en AM, les circuits de détection et de décodage stéréo.

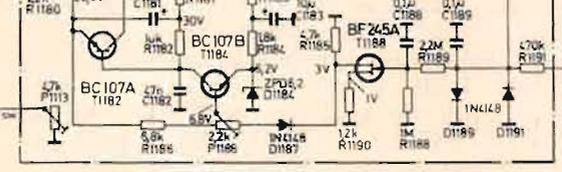
En FM, la tête HF comporte trois étages, l'accord étant réalisé par diodes à capacité variable. L'amplificateur HF est très bien réalisé, il emploie un transistor fet T<sub>206</sub>, monté en porte commune, ce qui améliore le rapport signal/bruit qui ne risquera plus d'être dégradé ensuite dans les divers circuits. La liaison au mélangeur T<sub>222</sub> est réalisée par l'intermédiaire de deux circuits accordés, et la base de cet étage comporte une trappe, constituée par le circuit série L<sub>218</sub>-C<sub>218</sub>, accordée sur la fréquence intermédiaire. Ce circuit améliore grandement la réjection de la fréquence FI, en éliminant les signaux indésirables sur cette fréquence qui auraient pu parvenir sur la base de T<sub>222</sub>. L'oscillateur local T<sub>231</sub> injecte son signal sur la base du mélangeur à travers le condensateur C<sub>222</sub>, il comporte un circuit commutable d'AFC.



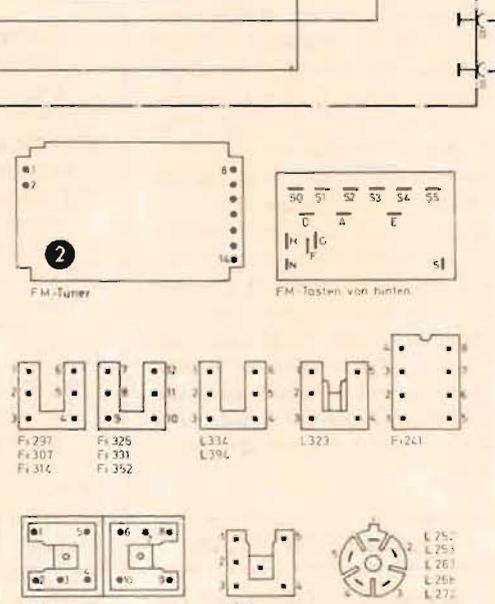
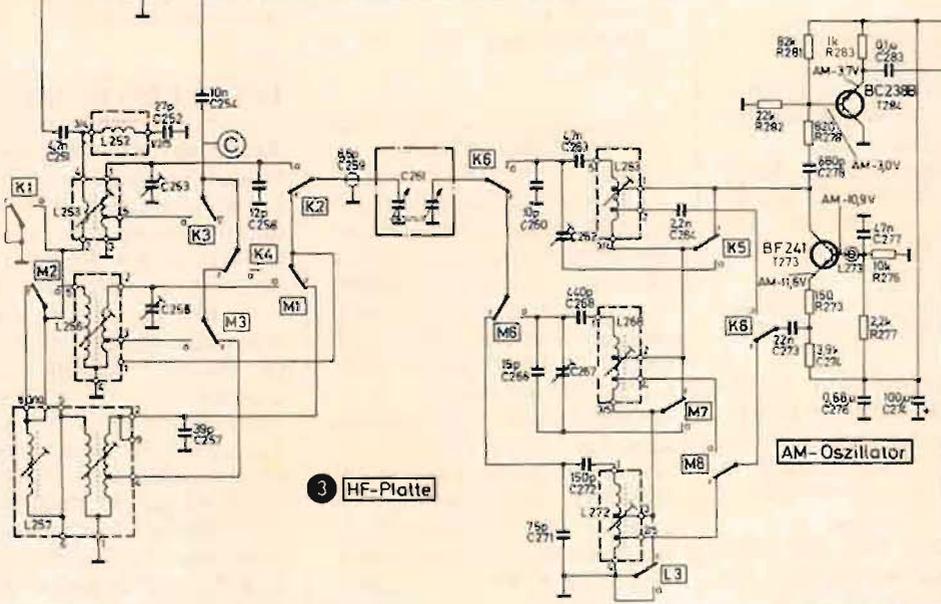
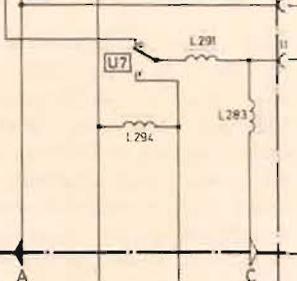
**FM-Tasten**



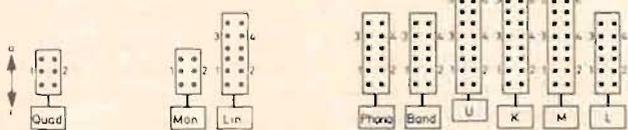
**Automatic-Platte**



**AM-Mischstufe**



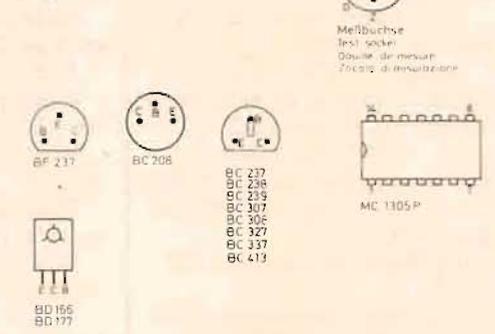
**Drucktastenaggregat**  
Key assembly  
Clavier  
Tastiera



a = Arbeitskontakt  
Operating contact  
Contact fonctionnant  
Contact di lavoro

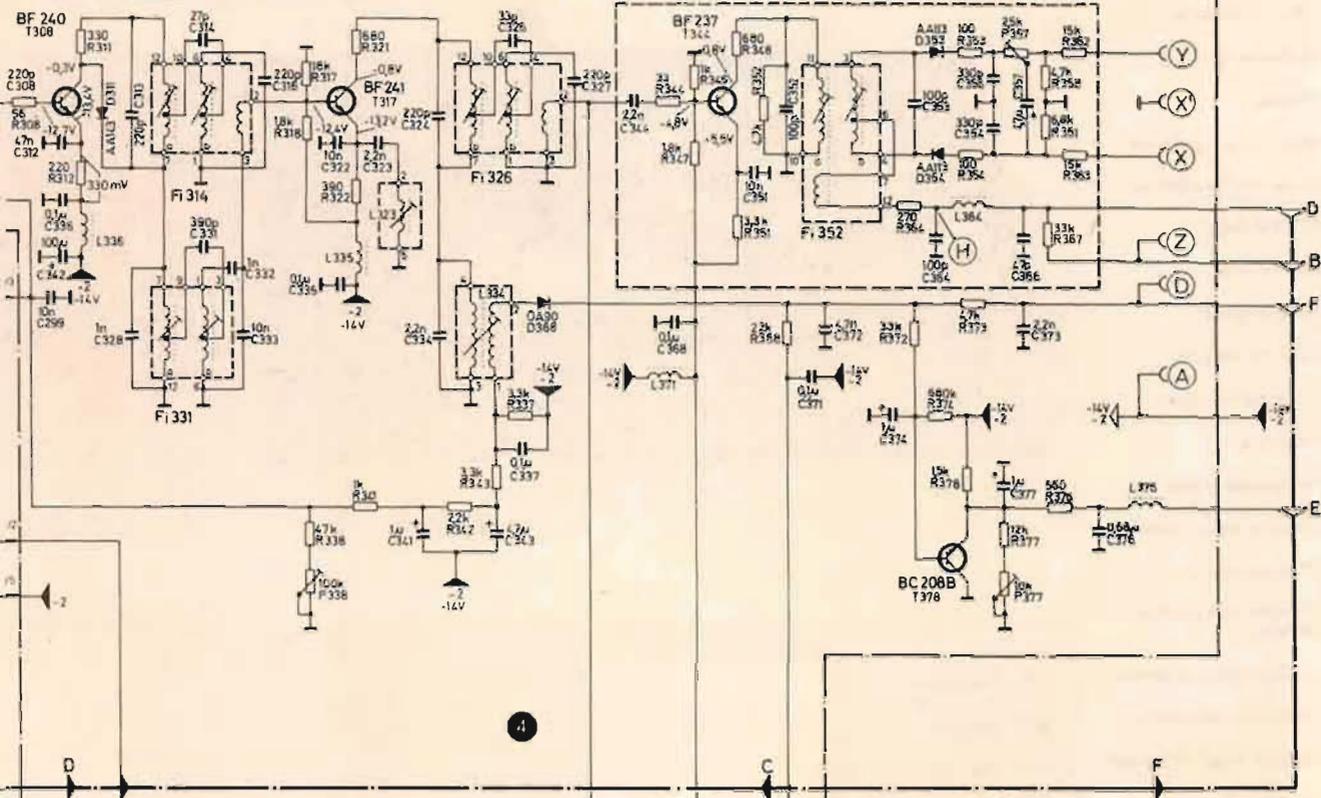
# = Ruhekontakt  
Rest contact  
Contact de repos  
Contact di riposo

**Filteranschlüsse (von unten)**  
Filter terminals (connection bottom view)  
Branchementi (inverso) M' (vue de dessous)  
Collegamenti di filo (visti dal basso)

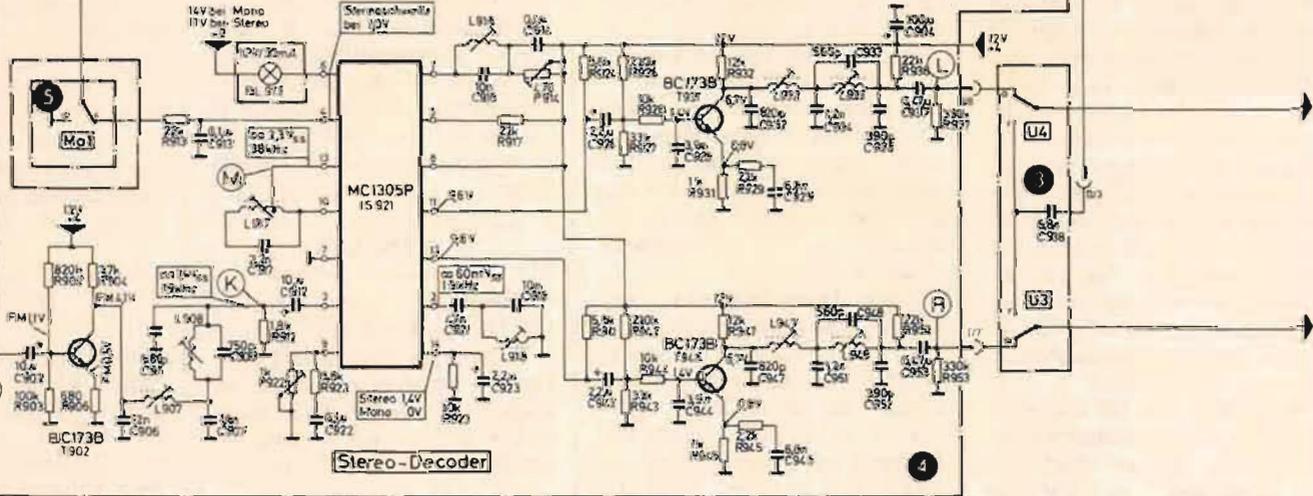
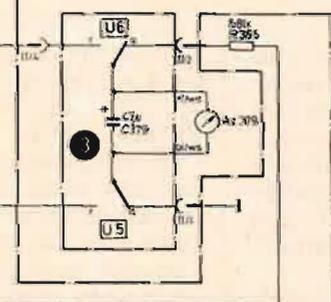
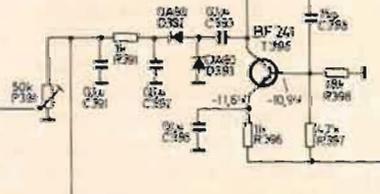


**AM - FM - ZF - Verstärker**

Änderungen vorbehalten!  
© 1979 VSO 8411 27177

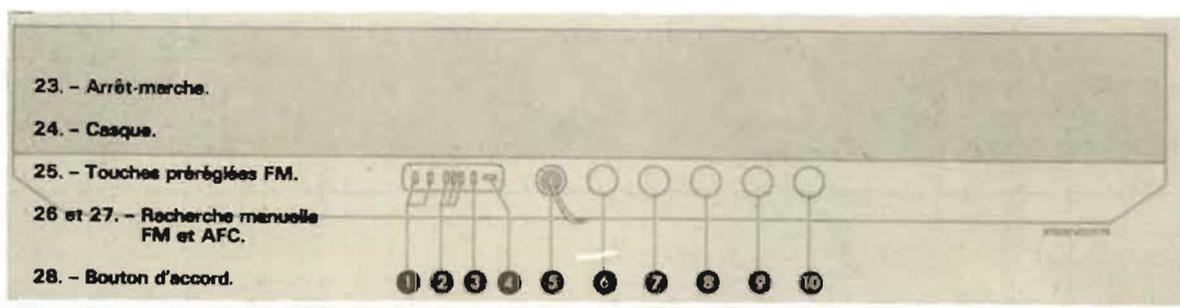
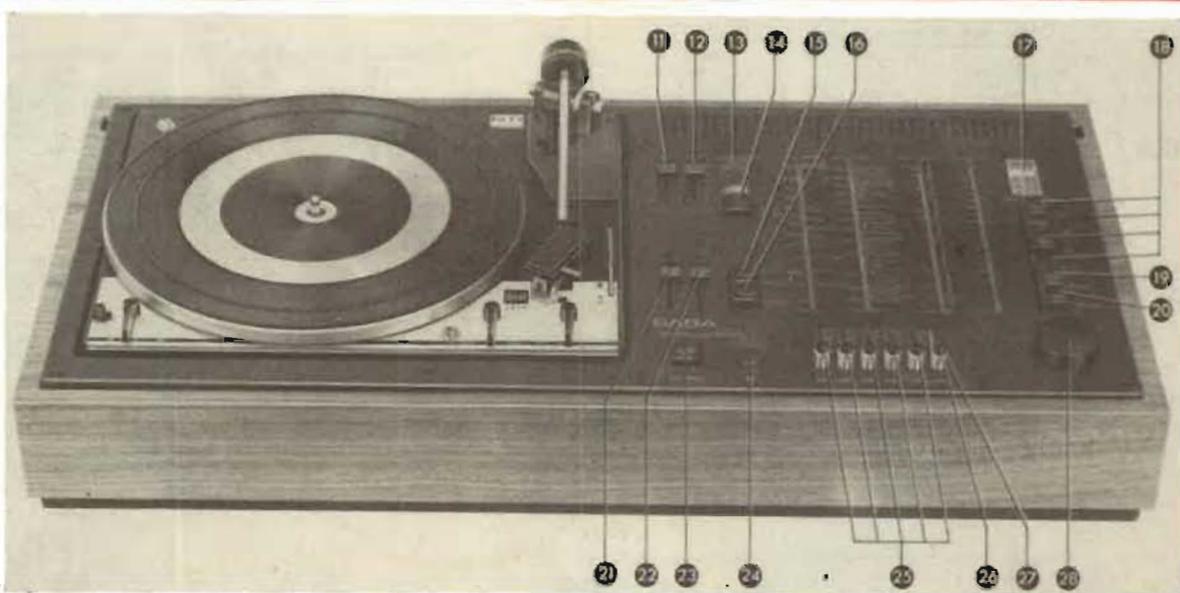


**Schaltverstärker**



**Stereo-Decoder**

1. - Antenne FM 240  $\Omega$ .
2. - Strap d'antenne.
3. - Antenne AM.
4. - Masse.
5. - Prise PU magnétique.
6. - Prise magnétophone.
7. - HP AV droit.
8. - HP AR droit.
9. - HP AR gauche.
10. - HP AV gauche.
11. - Correcteur aigus.
12. - Balance.
13. - Indicateur stéréo.
14. - Touche quatre enceintes.
15. - Touche mono.
16. - Touche reproduction linéaire.
17. - Galvanomètre d'accord.
18. - Sélection de gammes.
19. - Touche magnétophone.
20. - Touche tourne-disques.
21. - Correcteur graves.
22. - Volume.



23. - Arrêt-merche.
24. - Casque.
25. - Touches préréglées FM.
- 26 et 27. - Recherche manuelle FM et AFC.
28. - Bouton d'accord.

Le bloc de touches des fréquences préréglées, ainsi que les diverses diodes varicap sont alimentées à l'aide d'une tension soigneusement stabilisée et filtrée à l'aide d'un circuit séparé constitué par les transistors  $T_{1182} - T_{1184}$ , la diode zener  $D_{1184}$  et le transistor fét  $T_{1188}$ .

Le transformateur accordé FI 241 est calé sur 10,7 MHz en sortie du mélangeur, les signaux FI sont ensuite amplifiés en cascade par les étages  $T_{301} - T_{308} - T_{317}$  et  $T_{344}$ , démodulés, puis décodés dans le circuit intégré  $IS_{921}$ . Un étage séparé amplificateur de la fréquence pilote,  $T_{902}$  est toutefois employé. Après décodage, les signaux G et D sont amplifiés par les transistors  $T_{931} - T_{946}$ , puis soigneusement filtrés des résidus de 19 kHz pilote et 38 kHz sous-porteuse à l'aide de deux cellules LC en  $\pi$  sur chaque voie.

En AM, la tête HF comporte deux étages, un changeur de fréquence  $T_{292}$ , et l'oscillateur local  $T_{273}$ . Ce dernier est suivi d'un étage tampon assurant une séparation évitant de charger l'oscillateur, le transistor  $T_{284}$  monté en émetteur follower. Cette disposition permet d'obtenir une bien meilleure stabilité de l'oscillateur

local, surtout sur les ondes courtes, dont la gamme est très étendue (5,9 - 18,9 MHz, soit de 50,7 m à 15,80 m).

Le changement de fréquence est réalisé en injectant le signal antenne sur la base de  $T_{292}$  et le signal local sur son émetteur. Une protection pour la FI est prévue sur les ondes courtes, une trappe série est disposée au pied de l'antenne, avec le circuit  $L_{252} - C_{252}$ .

En sortie de  $T_{292}$ , deux étages  $T_{308} - T_{317}$  amplifient le signal FI, puis après détection par la diode  $D_{368}$ , les signaux sont dirigés vers les circuits basse fréquence d'une part, l'amplificateur de CAG  $T_{378}$  contrôlant la tension base du mélangeur  $T_{292}$  et le galvanomètre d'accord d'autre part.

**Circuits basse fréquence :** leur schéma n'est pas reproduit, car ils sont très orthodoxes. Un préamplificateur correcteur RIAA rend linéaire en l'amplifiant le signal délivré par la cellule DMS 200. Ce signal est ensuite appliqué aux étages correcteurs de tonalité et à la sortie enregistrement magnétique.

Les circuits correcteurs de tonalité comportent quatre étages par voie, ils sont suivis des amplificateurs de puissance, montés en

configuration quasi complémentaire à liaison directe vers les enceintes. La protection est assurée par deux fusibles rapides sur chaque voie, disposés en série avec chaque transistor final.

Une commutation permet l'utilisation en stéréo ou en pseudostéréophonie à quatre canaux.

Les tensions nécessaires sont prélevées sur les quatre enroulements secondaires du transformateur d'alimentation, deux des alimentations sont régulées électroniquement. L'amplificateur final est alimenté à l'aide de tensions symétriques simplement filtrées.

## MESURES

**Récepteur :** la sensibilité est très bonne en AM et en FM.

Pour 1,2  $\mu V$  antenne en FM, le rapport signal + bruit/bruit atteint 26 dB, pour 10 dB constant de S + B/B en AM on note des sensibilités de 14  $\mu V$  en OC 10  $\mu V$  en PO et en GO.

La séparation des voies en stéréo atteint 37 dB à 1 kHz D sur G, 38 dB G sur D.

Les résidus des fréquences pilote et sous-porteuse sont bien éliminées, nous avons relevé 58 dB

à 19 kHz, 51 dB à 38 kHz.

**Amplificateurs :** la puissance maximale délivrée est de 2 x 10 W eff, les deux voies chargées sur 4  $\Omega$  à 1 kHz.

Côté distorsion, et pour cette puissance, la distorsion harmonique est de 0,12 % à 40 Hz, 0,11 % à 1 kHz et 0,13 % à 20 kHz, alors que l'intermodulation est de 0,55 % pour les fréquences de 50/6000 Hz en rapport 4/1.

La linéarité de la bande passante est bonne, à - 3 dB 20 Hz - 40 kHz. Comme il se doit sur les productions HIFI allemandes, l'action des correcteurs de tonalité est très énergiques :  $\pm 17$  dB à 40 Hz, + 15 - 17 dB à 15 kHz.

## CONCLUSION

Construite sérieusement, la chaîne 8370k peut être classée dans la catégorie très voisine de celle HIFI. Une grande amélioration est apportée du côté platine par la cellule céramique DMS 200, mais une platine aux caractéristiques supérieures à celles de la Dual 1214 n'aurait rien gâté. L'ensemble reste cohérent, malgré un encombrement très gênereux. J.B.

# Le radio-cassette

## GRUNDIG

## C 6000



**P**ARFAITEMENT adaptés aux désirs des utilisateurs, les radiocassettes sont d'un emploi simple, et constituent la chaîne élémentaire monophonique. Les constructeurs ont donc bien mis sur le marché un appareil capable de séduire une très large couche du public, conscients de la qualité, de la simplicité d'emploi, et du prix modique de ces appareils.

Le C 6000 Grundig est un appareil situé dans le haut de cette gamme ; il associe un récepteur AM-FM 5 gammes à un magnétocassette permettant l'emploi de bandes standard à l'oxyde de fer ou de bandes haute qualité au bioxyde de chrome. Ses performances sont bonnes, ses possibilités d'emploi sont étendues.

### CARACTÉRISTIQUES

**Récepteur** : 5 gammes, FM 87,5 - 108 MHz ; GO 145 - 280 kHz ; PO 510 - 1620 kHz ; OC1 5,9 - 6,2 MHz ; OC2 6,1 - 18,5 MHz (49 m - 41 m - 31 m - 25 m - 19 m - 16 m)

**Fréquence intermédiaire** : AM 460 kHz ; FM 10,7 MHz

**AFC non commutable en FM**

**Antenne** : télescopique en FM et OC, prise antenne extérieure en FM (300  $\Omega$ ), cadre ferrite en PO-GO

**Bande passante basse fréquence** : 60 Hz - 12,5 kHz

**Puissance basse fréquence** : 2 W eff sur piles, 4 W sur réseau

**Magnétophone** : à cassettes standard, 2 pistes, commutation automatique, cassettes à bande oxyde de fer ou bioxyde de chrome

**Vitesse** : 4,75 cm/s

**Moteur** : continu à régulation de vitesse électronique

**Bande passante** : 60 Hz - 12 500 Hz

**Microphone à condensateur incorporé**

**Rapport signal/bruit** : > 48 dB

**Pleurage** :  $\pm 0,25$  %

**Contrôle automatique de réglage du niveau à l'enregistrement**

**Arrêt automatique en fin de bande**

**Compteur à trois chiffres**

**Raccordements** : entrée microphone extérieur à télécommande, 0,5 - 50 mV/15 k $\Omega$  ; PU, 20 mV/500 k $\Omega$  ; sortie 1 V/15 k $\Omega$  pour amplificateur

ou magnétophone extérieur ; prise écouteur

**Alimentation** : A) 6 piles torches 1,5 V (autonomie 22-115 heures selon niveau d'écoute) ; B) accumulateur incorporé rechargé par l'appareil ; C) alimentation réseau 110-220 V 50 Hz incorporée ; D) par source continue extérieure de 9 à 16 V

**Consommation maximale** : 15 W

**Encombrement** : 400 x 240 x 95 mm, pour un poids de 4,6 kg

### PRÉSENTATION

Comme la plupart des appareils portatifs, le C 6000 a le cadran du récepteur et le logement de la cassette sur la face avant, les commandes étant situées au-dessus de l'appareil.

Le cadran est muni d'échelles linéaires graduées de 0 à 100 pour le repérage précis des stations sur les ondes courtes. Ses dimensions sont importantes, ce qui permet une lecture facile, l'aiguille comporte des repères permettant de situer les gammes exploitées, dis-

posées vis-à-vis des graduations correspondantes du cadran.

L'éclairage n'est assuré que lorsque l'appareil est raccordé au réseau ou à une source continue extérieure, afin de limiter la consommation sur les piles ou l'accumulateur, et le constructeur a éliminé la touche d'éclairage cadran, ce qui est justifié.

Le bouton de recherche des stations est disposé latéralement sur le flanc droit, un logement pour l'index permet sa rotation rapide pour passer d'un bout à l'autre de la gamme utilisée.

Le logement de la cassette est muni d'une fenêtre permettant le contrôle visuel de la position de la bande, le bouton d'éjection est disposé juste au-dessus de celui-ci.

Le microphone est installé à l'extrême droite, au-dessus du cadran ; il est nécessaire pour l'utilisateur de contrôler sa distance d'utilisation, et le cas échéant, utiliser un microphone extérieur s'il ne peut s'approcher suffisamment de l'appareil.

Les différentes touches de contrôle sont installées au-dessus





de l'appareil, et groupées à gauche pour le magnétophone, à droite pour le récepteur, séparées par le vumètre contrôlant l'état des piles. Ce dernier, contrairement à une règle généralisée, n'est pas commutable sur la fonction indicateur d'accord, ce qui est dommage.

Les commandes de volume, correcteur de graves, correcteur d'aigus, sont assurées à l'aide de potentiomètres à déplacement linéaire à coulissement très doux.

L'antenne télescopique est orientable dans le plan vertical, afin d'assurer la réception la meilleure en FM. La AM, elle, doit rester verticale pour assurer une réception omnidirectionnelle et capter un signal maximum.

La touche avance rapide et rebobinage est à point central neutre, ne comportant pas de position verrouillée, ce qui est rationnel et permet d'éviter l'oubli de celle-ci hors du point neutre.

Au dos de l'appareil, une prise DIN 8 broches permet le raccordement universel à toutes les sources ou sorties que peut exploiter l'appareil : microphone à télécommande GDM 308 (arrêt-marche, enregistrement), microphone à condensateur avec amplificateur incorporé (dans ce cas la tension d'alimentation est fournie par le C 6000), magnétophone pour copie ou lecture, tourne-disque à cellule piézo ou céramique, amplificateur extérieur de puissance.

Un cordon spécial universel type 237 et un raccord 293 permettent tous ces raccordements.

La prise écouteur est du type miniature, elle peut être également employée pour raccorder un HP extérieur de 4  $\Omega$  car elle est disposée en parallèle sur le HP de l'appareil, avec coupure automatique lorsque le jack est enfoncé.

Une prise DIN deux contacts permet l'emploi d'une antenne FM extérieure d'impédance 300  $\Omega$ . Si l'on désire utiliser celle de son tuner 75  $\Omega$ , un transformateur « balun » devra être employé.

Une touche à voyant occultable permet le passage de l'alimentation piles ou accumulateur sur le réseau. Le câble de raccordement au réseau est installé dans un compartiment au dos de l'appareil, alors que le logement des piles ou de l'accumulateur est disposé sous l'appareil.

Un inverseur repéré « OSC » permet de décaler la fréquence de

l'oscillateur de prémagnétisation pour éviter les interférences lors de l'enregistrement en PO-GO. Son utilité et le détail du fonctionnement de ce circuit sont détaillés dans l'analyse du schéma.

Le répartiteur de tension réseau et la prise d'alimentation par tension continue extérieure sont d'une bonne accessibilité.

La technique et la technologie employées font appel à des circuits et des composants très classiques, comme sur le Satellit 2000 aucun circuit intégré n'est employé. La réalisation est soignée, l'implantation des divers circuits autorise un dépannage rapide, et une accessibilité directe aux différents points de réglage.

Une séparation complète est assurée entre les circuits radio et magnétophone ; ces derniers sont amovibles instantanément, grâce au dispositif de verrouillage mécanique à ressort de leur fixation, et à leur raccordement à l'aide de deux connecteurs enfichables.

Sur la partie radio, deux têtes HF séparées en AM-FM injectent leurs signaux sur une chaîne FI commune. Le bloc de puissance basse fréquence est comparable à celui d'un autoradio, donc capable de délivrer une puissance importante pour un appareil portable.

Côté magnétocassette, une régulation électronique asservit la vitesse du moteur, et un circuit de réglage automatique de niveau à l'enregistrement permet de réaliser celui-ci dans des conditions optimales.

## DÉTAIL DES CIRCUITS

**Récepteur.** En FM, la tête HF distincte comporte deux étages, un amplificateur HF suivi d'un convertisseur. L'accord est assuré à l'aide de condensateurs variables, et l'oscillateur est asservi par un signal d'AFC non commutable.

Les signaux provenant de l'antenne télescopique ou extérieure sont appliqués à un filtre de bande, avant l'attaque de l'amplificateur HF, TO1 monté en base commune. Le circuit collecteur de celui-ci est accordé, et le signal amplifié est injecté sur l'émetteur du convertisseur TO2, monté également en base commune, l'oscillation étant obtenue à l'aide d'un circuit collecteur avec réaction émetteur par C 324. La fréquence intermédiaire résultante

est recueillie dans le transformateur ZFI, puis dirigée vers la chaîne FI.

Le signal d'AFC est appliqué à travers R 317 à la diode DO2, et l'on note que l'action du CAG contrôle TO1 et TO2, signal élaboré par le discriminateur.

La chaîne FI dispose de trois étages, TO5, TO6, TO7 ; les liaisons sont assurées par deux circuits entre chaque étage, et un neutrodyne est installé sur chacun. Un détecteur de rapport démodule les signaux, que l'on dirige ensuite vers les circuits basse fréquence.

En AM, la tête HF comporte deux étages, un convertisseur et un oscillateur local. Le convertisseur TO3 reçoit le signal incident sur sa base, et le signal local sur son émetteur. Le CAG est appliqué à la base de TO3, et le signal FI est recueilli dans les transformateurs accordés ZF9-ZF10.

L'oscillateur local TO4 est du type Hartley ; il compte deux blocs de bobinages, l'un pour les PO-GO, le second pour OC1-OC2.

L'accord est réalisé par deux condensateurs variables, groupés avec les éléments employés en FM, munis d'un rattrapage de jeu efficace.

Deux étages sont utilisés pour l'amplification FI, TO5 - TO6, employant chacun deux transformateurs accordés de liaison interétages. La tension de CAG appliquée à TO3 est prélevée aux bornes de D 03, alors que D 04 détecte la composante basse fréquence.

Le bloc basse fréquence comporte un préamplificateur recevant les signaux issus de différentes sources, le transistor TO8, dont la base est attaquée après commutation. Cet étage est suivi des correcteurs de tonalité à action séparée pour les graves et les aigus, et du potentiomètre de volume à prise de correction physiologique.

Les signaux sont ensuite amplifiés par TO9 - TO10 - TO11, puis attaquent les étages de puissance équipés de l'étage symétriseur TO12.

La contre-réaction est injectée sur l'émetteur de TO9 à l'aide du réseau R628-R 627-C652.

La charge est raccordée à travers un condensateur de liaison de 1000  $\mu$ F, et la prise écouteur, disposée en parallèle sur le HP incorporé sera exploitée soit sur un HP extérieur de 4  $\Omega$ , soit sur un écouteur haute impédance.

L'alimentation réseau compor-

te une cellule de régulation électronique après redressement, cette disposition permet la recharge dans de bonnes conditions de l'accumulateur lorsqu'il est employé pour un fonctionnement autonome.

La régulation est assurée par les transistors TO15 ballast et TO16 amplificateur d'erreur, et la diode Zener DO10. Côté transformateur, on note les deux fusibles disposés dans les circuits primaire et secondaire.

Lorsque l'appareil est raccordé sur une tension continue extérieure, le bloc régulateur y est raccordé, afin d'obtenir une tension d'alimentation constante dans toutes les configurations d'alimentation utilisées, et un fusible est disposé en série dans la ligne positive près du connecteur.

**Magnétophone.** On utilise ici un préamplificateur de lecture et un amplificateur commutés à l'enregistrement et à la lecture, munis des circuits de correction pour le relevé des fréquences aiguës, de circuits permettant l'utilisation des bandes classiques et au bioxyde de chrome, et du circuit de régulation automatique de niveau à l'enregistrement.

Le schéma représente l'état des différentes commutations en position lecture. La tête commune enregistrement-lecture est donc raccordée sur la base de l'étage préamplificateur T101, contre-réactionné par R 102 disposée entre base et collecteur.

Le signal lu est ensuite amplifié par les transistors T103, T104, T105, la correction sur les fréquences aiguës étant appliquée sur l'émetteur de T103 en provenance de l'émetteur de T105, par les réseaux commutables. En sortie de T105, monté en émetteur follower, le signal est prélevé sur C 114, puis via R 132, est dirigé simultanément vers la prise DIN 8 broches pour attaquer un amplificateur séparé, et sur l'entrée de l'amplificateur BF.

À l'enregistrement, la base de T101 reçoit le signal du microphone incorporé ou de toute autre source exploitée, et sa charge de sortie comporte l'élément actif de la régulation de niveau disposé en parallèle sur celle-ci, le transistor T102.

Ce montage est maintenant très classique, il est commandé sur sa base par une tension continue redressée, provenant de la sortie de l'amplificateur d'enregistrement. Le transistor T102 se comporte donc comme une résis-

tance variable qui fait varier le niveau d'attaque de l'étage suivant T 103, de façon à obtenir un niveau de sortie constant à la sortie de T 105. En réalité, le niveau de sortie varie tout de même, pour les signaux de très faible amplitude, jusqu'au seuil de la régulation, et en sortie on obtient une variation de quelques dB pour une variation d'environ 40 dB à l'entrée.

Le signal BF est mélangé au signal de prémagnétisation, puis injecté sur la tête d'enregistrement, l'oscillation est générée par T 106, alimentant également la tête d'effacement. Le niveau du signal nécessaire à l'effacement des bandes au  $\text{CrO}_2$  étant supérieur à celui que nécessitent les bandes normales, on commutue la totalité de l'enroulement secondaire de l'oscillateur L 101, ainsi que les résistances R 18-R 129, dosant avec R 130 le mélange HF-BF. La protection contre les remontées HF est bloquée par L 102, évitant à celles-ci d'atteindre T 105.

Le condensateur C 116 est inséré dans le circuit oscillant à l'aide du commutateur « Oscillateur ». Il abaisse la fréquence de travail de l'oscillateur de prémagnétisation, et permet ainsi d'éviter les interférences entre sa fréquence et celle de l'oscillateur local lorsque celui-ci est en service sur les grandes ondes. En effet, le cadre ferrite est influencé par la fréquence délivrée par T 106, et l'on peut tomber sur un battement audible à l'enregistrement d'une station GO si  $F_{\text{osc local}} \pm F_{\text{osc prémagnétisation}} = F > 10 \text{ kHz}$ . A l'aide de C 116, on abaisse F prémagnétisation de façon que par construction, la fréquence  $F_{\text{osc local}} \pm F_{\text{osc prémagnétisation}}$  soit toujours plus grande qu'une fréquence audible.

La régulation de vitesse du moteur ne figure pas sur le schéma. Elle est assurée à l'aide de deux étages, disposés suivant la configuration classique de la régulation série.

Le microphone incorporé comporte un étage d'amplification incorporé par construction, muni d'un transistor fet, et l'appareil délivre une tension d'alimentation à travers la prise DIN 8 broches si un microphone extérieur à préamplificateur est employé.

### EXPLOITATION

La sensibilité du C 6000 est grande en FM, très satisfaisante en AM, tant sur les PO-GO que sur les OC. La bande OC 1 per-

met la réception étalée de la bande 49 m dans de très bonnes conditions.

Côté magnétophone, la commodité d'emploi se révèle très agréable, les circuits à la lecture ou à l'enregistrement sont mis en œuvre instantanément. Le compteur à trois chiffres se révèle précieux, et il est dommage que tous les radiocassettes n'en soient pas munis.

Les qualités musicales sont excellentes, l'emploi des bandes au bioxyde de chrome augmente largement celles-ci, et la commutation automatique à l'introduction de la cassette évite toute fausse manœuvre à l'utilisateur. Combinée à l'action du régulateur automatique de niveau à l'enregistrement, cette disposition permet de mettre entre toutes les mains cet appareil avec la garantie d'en obtenir de bons enregistrements.

### CONCLUSION

Construit sérieusement et soigneusement, quoique à l'aide de composants non intégrés, le C 6000 est un appareil aux qualités certaines.

Son alimentation universelle permet son emploi en tous lieux, ce qui est précieux et peut être un élément déterminant sur son choix par l'utilisateur.

La musicalité est très bonne, la puissance importante, près de 4 W en alimentation réseau, ce qui autorise la sonorisation de vastes pièces. Le seul point sur lequel nous critiquons le constructeur est la non-commutation du galvanomètre de contrôle des piles en indicateur d'accord, réalisable à peu de frais, et permettant un contrôle exact de l'accord en AM. Mais il s'agit d'une critique mineure.

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 +

# la chaîne stéréophonique

## dual hs 130

**L'**ENSEMBLE HS130 constitue une chaîne de petite puissance, 2 x 4 watts utilisant la nouvelle platine 1224 à deux vitesses, et livrée avec deux enceintes de volume réduit. Cette chaîne est équipée pour l'exploitation simultanée ou séparée de deux paires d'enceintes, avec une disposition permettant un effet de pseudo stéréophonie à 4 canaux.

Bien que sa faible puissance ne la classe pas en catégorie Hi-Fi, ses qualités permettent de tirer un très bon parti des disques ou autres sources exploitées, avec un volume sonore très largement suffisant pour assurer un confort d'écoute agréable.

### CARACTÉRISTIQUES

**Platine.** A deux vitesses 33-45 tours/minute, type 1224.

Fonctionnement : automatique ou manuel.

Réglage de vitesse :  $\pm 3\%$  (1/2 ton).

Plateau : 270 mm de  $\varnothing$ , dun poids de 1,5 kg.

Entraînement : par l'intermédiaire d'une poulie caoutchoutée prenant le mouvement sur l'axe conique à 2 étages du moteur.

Pleurage et scintillement :  $< \pm 0,15\%$ .

Moteur : Asynchrone 2 poles.

Rapport signal/bruit :  $> 35$  dB.

Bras : tubulaire, réglage de la pression compris entre 0 et 5 grammes.

Antiskating : réglage pour pointe conique, elliptique ou cellule quadristéreo.

**Cellule de lecture :** céramique type CDS 650 pointe saphir de  $15 \mu$ .

Séparation des voies : 20 dB à 1 kHz.

Niveau de sortie : 65 mV/cmS.

Bande passante : 20 Hz - 16 kHz.

Pression recommandée : 3,5 - 4,5 g.

**Amplificateurs.** Puissance de sortie : 2 x 4 W efficaces.

Bande passante : 20 Hz - 20 kHz  $\pm 3$  dB.

Correcteurs de tonalité : graves,  $\pm 12$  dB à 100 Hz, aigus  $\pm 12$  dB à 10 kHz.

Balance : 40 dB.

Correction physiologique : couplée au volume.

Impédance de sortie : 4  $\Omega$ .

Entrées : Tuner, 400 mV/470 k $\Omega$ ; magnétophone, 400 mV/470 k $\Omega$ .

Sorties : casque, 2 paires d'enceintes 4  $\Omega$ , commutées pour fonctionnement alterné ou simultané Casque.

Alimentation : 110 - 130 - 150 - 220 - 240 V.

Consommation : 30 W maximum.

Encombrement : 357 x 180 x 325 mm.

Poids : 7,5 kg.

**Enceintes.** Type CL101, à 1 voie. Puissance : 6 W crête.

Bande passante : 80 Hz - 16 kHz. HP : large bande, elliptique 260 x 130 mm.

Encombrement : 197 x 300 x 105 mm, pour un poids de 1,5 kg.

### PRÉSENTATION

L'allure générale de la chaîne HS130 reste celle des précédents modèles, tels les HS38 ou HS42 que nous avons précédemment analysés.

Toutes les commandes sont disposées sur une seule ligne de la face avant, ainsi que le jack du casque.

La nouveauté consiste en l'installation d'une nouvelle platine et de circuits plus élaborés.

La platine 1224 fait partie de la nouvelle gamme comportant cinq modèles. tous à deux vitesses. En effet, il s'avère inutile en 1974 de sortir des platines à 3 vitesses, même s'il existe encore de vieux



- |  |   |
|--|---|
| 1 - Vis de centrage de la plage de variation de vitesse    | 15 - Levier marche-arrêt du fonctionnement automatique. |
| 2 - Réglage de vitesse.                                    | 16 - Voyant de mise en route.                           |
| 3 - Axe 33 t/mn.   | 17 - Arrêt-marche.                                      |
| 4 - Levier de déplacement du bras et verrou de la cellule. | 18 - Jack casque.                                       |
| 5 - Cellule de lecture.                                    | 19 - Sélecteur d'enceintes.                             |
| 6 - Vis de blocage pour le transport.                      | 20 - Balance.   |
| 7 - Repose-bras.   | 21 - Correcteur aigus.                                  |
| 8 - Réglage de la force d'appui.                           | 22 - Correcteur graves.                                 |
| 9 - Contrepoids d'équilibrage.                             | 23 - Volume couplé à la commutation mono-stéréo.        |
| 10 - Réglage de l'antiskating.                             | 25 - Sélecteur de sources.                              |
| 11 - Levier du lift.                                       | 26 - Axe changeur 45 t/mn.                              |
| 12 - Support du bras.                                      | 27 - Centreur 45 t/mn.                                  |
| 13 - Position 33 t/mn.                                     | 28 - Axe changeur 33 t/mn.                              |
| 14 - Levier sélecteur de vitesse.                          |   |

disques 78 t/mn, ceux-ci doivent être dans un état tel que les résultats d'écoute n'incitent pas à les utiliser.

Si l'entraînement reste classique, par l'intermédiaire d'une poulie caoutchoutée, le mécanisme de l'ajustage de la vitesse est nouveau, ainsi que l'articulation du bras et le dispositif d'antiskating. Ce dernier comporte une triple échelle, permettant le réglage lorsqu'une pointe conique, elliptique ou spéciale pour quadristéreo est employée. Les mécanismes permettent au choix le fonctionnement en changeur automatique sur les deux vitesses, ou encore un départ manuel avec retour automatique, le lift permettant l'inter interruption de la lecture à tout instant. Le dispositif de mise en marche et d'arrêt automatique reste celui des types précédents.

Côté amplificateurs, les circuits sont réalisés soit de façon classique, soit avec un circuit intégré sur le bloc de puissance.

Deux entrées sont accessibles pour l'exploitation d'un Tuner et d'un magnétophone, et pour permettre aux curieux de goûter à la pseudostéréophonie à 4 canaux deux paires d'enceintes peuvent être exploitées simultanément.

L'ajustage à la tension réseau n'est pas laissé à la disposition de l'utilisateur, la commutation est interne, elle sera réglée par l'installateur.

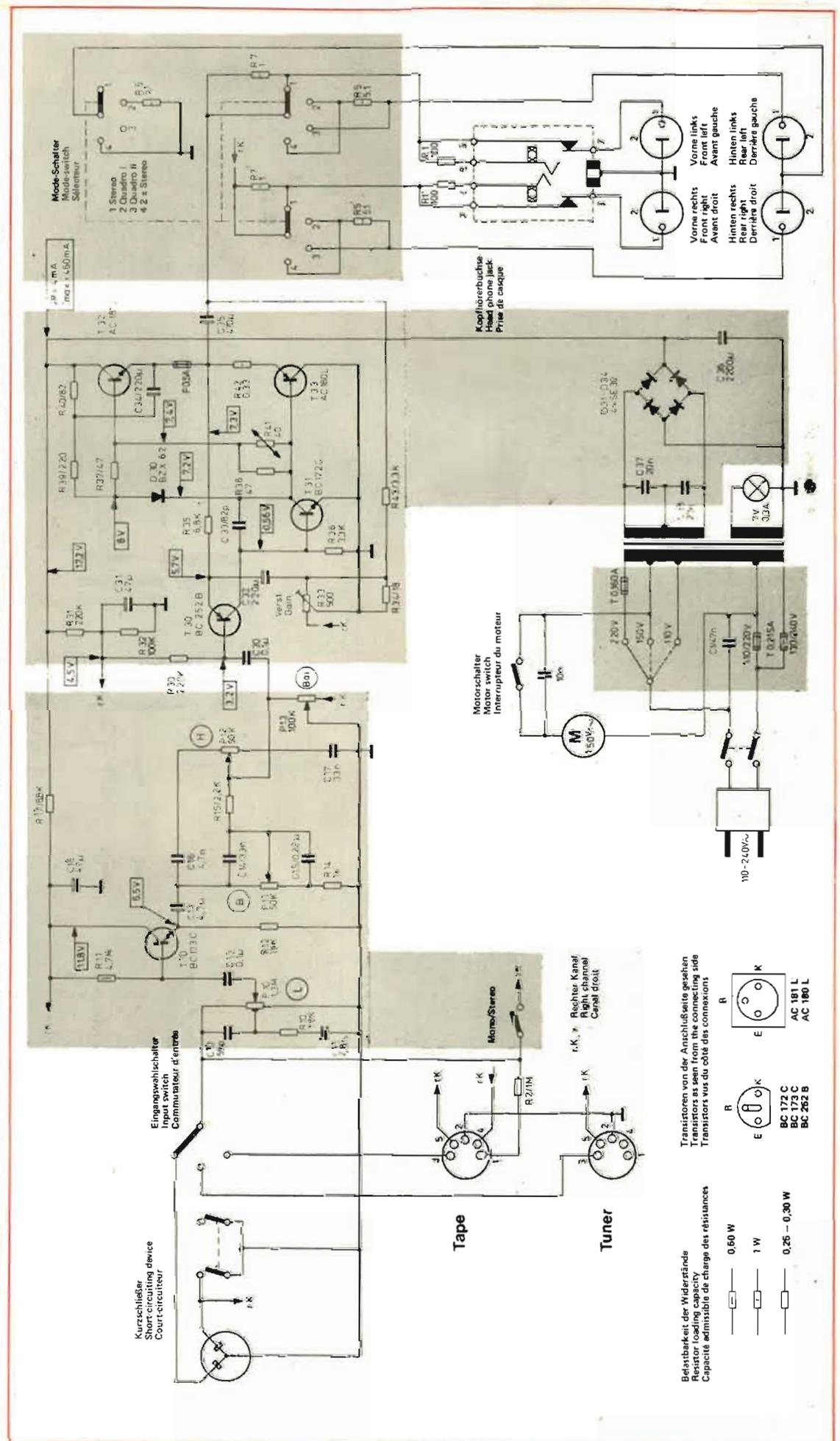
## EXAMEN DES CIRCUITS

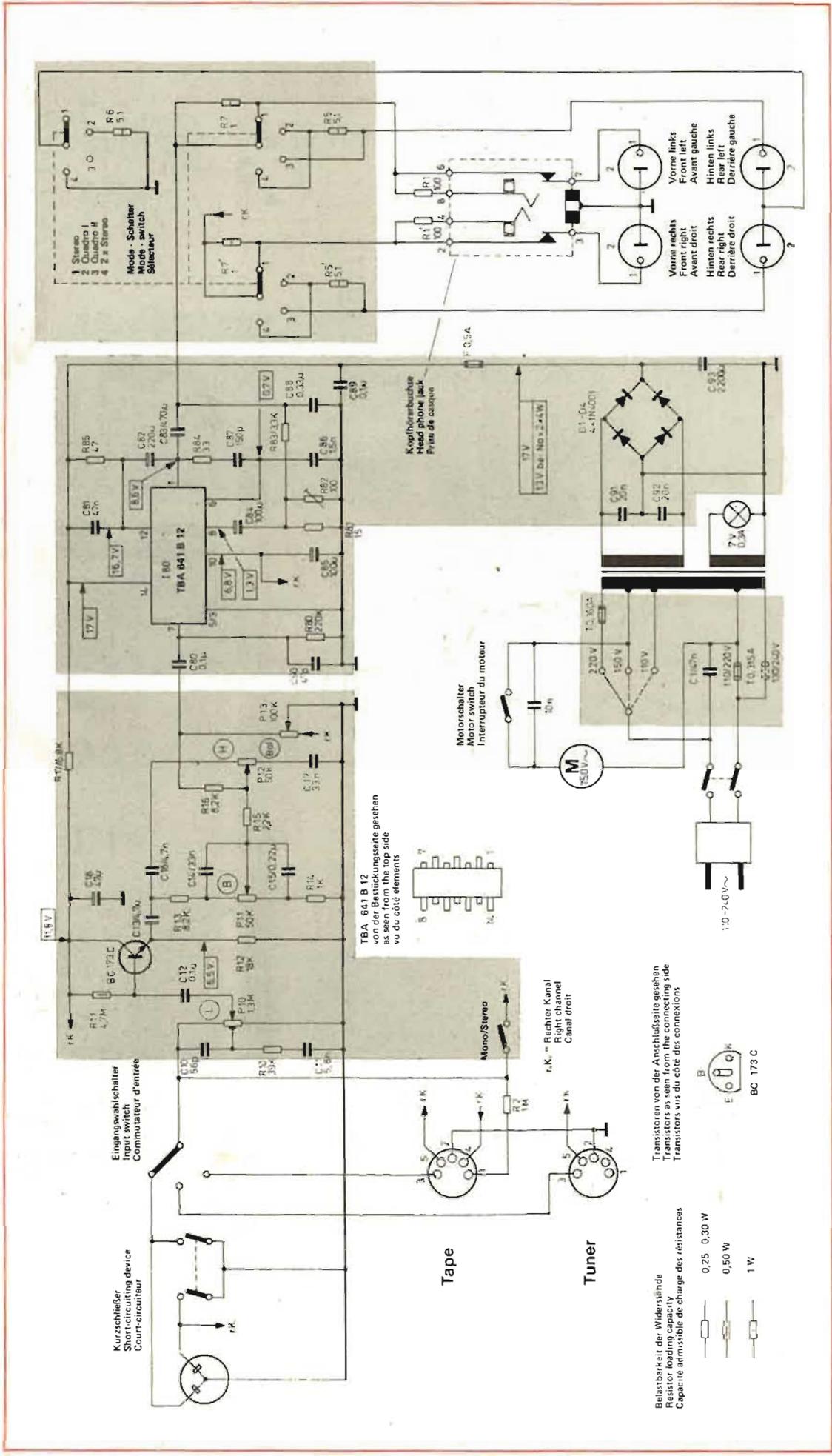
La version réalisée à l'aide de composants classiques est donnée figure 1, celle comportant des circuits intégrés figure 2, seules les voies gauches sont représentées.

Les différents signaux issus du magnétophone, platine ou Tuner sont dirigés vers le commutateur d'entrées (fig. 1). Après sélection, le signal choisi est soumis directement à la commutation mono-stérééo, et s'il s'agit de celui issu de la platine ou du Tuner, prélevé à travers R2 pour être dirigé vers la prise magnétophone.

Comme les divers signaux sont à haut niveau (la cellule délivre 65 mV/cmS), une préamplification n'est pas nécessaire, ils sont donc appliqués directement à la cellule de correction physiologique R10-C11 couplée au potentiomètre de volume P10.

Les signaux sont ensuite injectés à travers le condensateur C12 sur la base de T10, transistor monté en émetteur follower adaptant l'impédance des diff-





rents circuits précédant cet étage aux correcteurs de tonalité.

Ces correcteurs sont des Baxendall, employant les cellules R13-R14-P11-C14-C15 pour les graves, et C17-R16-P12 pour les aigus.

En sortie des correcteurs de tonalité, le potentiomètre de balance équilibre le niveau des voies, puis le signal traverse C30 et parvient sur la base du transistor T30.

Le bloc de puissance est très classique, l'émetteur de T30 reçoit la contre réaction globale, à partir de son collecteur la liaison est continue du driver T31 à l'étage complémentaire de sortie.

La liaison au haut-parleur se fait à travers C35, et un fusible disposé en série avec l'émetteur de T32 assure la protection des transistors finals. En sortie, les signaux sont appliqués aux enceintes selon la disposition commutée, deux à deux ou la totalité.

Sur la figure 2, nous voyons la version utilisant un circuit intégré, du type TBA 641 B12. Les circuits disposés avant celui-ci sont identiques à ceux de la figure 1, le TBA 641 amenant une simplification de la réalisation, encore que les composants extérieurs employés soient nombreux. L'alimentation est simplement redressée et filtrée par le condensateur C93 de 2200 µF, avec un découplage supplémentaire pour les hautes fréquences par C89 de 0,1 µF.

**MESURES**

La platine est dotée de performances très honorables, compte tenu de sa catégorie. Le pleurage + scintillement ressortent à ± 0,15 % alors que le rapport signal/bruit non pondéré est de 37 dB.

Le réglage de l'antiskating permet l'équilibrage parfait du bras dans le plan horizontal.

Les amplificateurs délivrent une puissance maximale de 2 x 4 Weff. sur charges de 4 Ω.

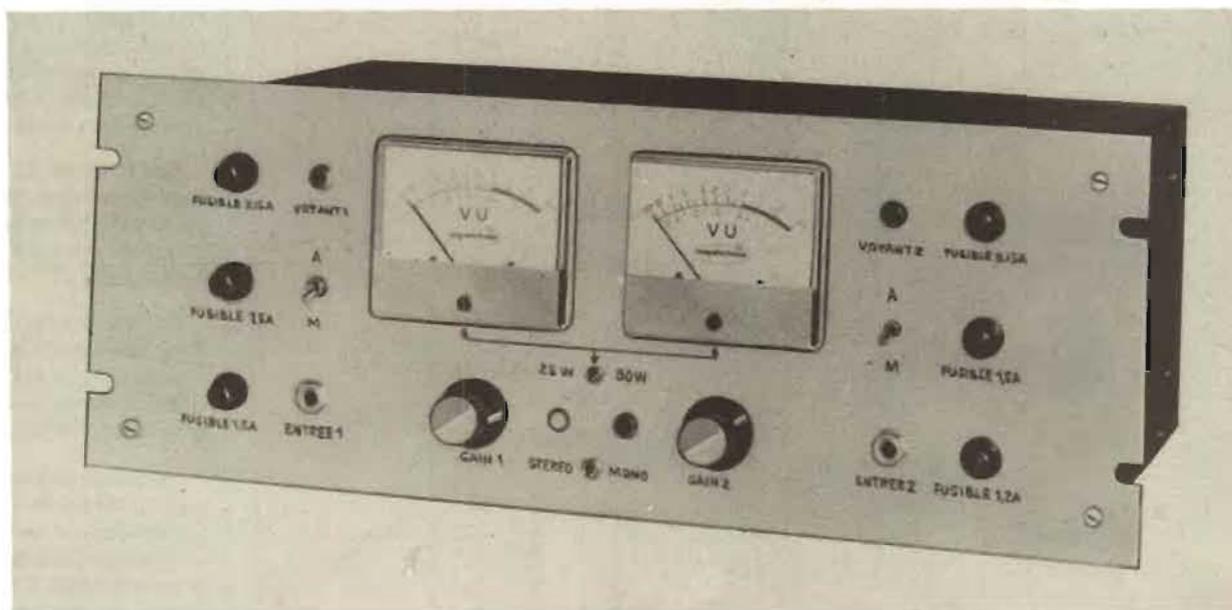
**CONCLUSION**

Cette petite chaîne stéréo permet de goûter aux plaisirs de la musique pour une dépense réduite. Ses caractéristiques sont très convenables, notamment sa puissance est largement suffisante pour les enceintes livrées. Les divers maillons, platine, amplificateur et enceintes sont homogènes et bien construits.

J.B.

# Amplificateur 2 x 80 W. eff.

## MAGNETIC - FRANCE



**L**ES unités d'amplification retiennent l'attention de nombreux jeunes qui s'occupent de groupes ou de formations musicales. Sans qu'il s'agisse de course à la puissance, ils savent tout de même qu'il faut disposer d'une puissance de réserve et que des amplificateurs de sonorisation de 80 à 100 W sont un minimum pour se faire entendre au milieu d'une salle de spectacle ou d'un bal.

Ces amplificateurs sont cependant soumis à rude épreuve car ils travaillent généralement à 90 % de leur possibilité, d'où un souci de fiabilité pour l'utilisateur, qui se tourne généralement vers l'emploi d'amplificateurs à tubes d'un fonctionnement sûr et désormais éprouvé.

Bien que certaines personnes préfèrent la sonorité des amplificateurs à tubes, il est ridicule de penser ou croire qu'un amplificateur à transistors reste bien moins fiable que son homologue à tubes.

Les efforts des Etablissements

Magnétic France se sont alors portés sur la réalisation d'une unité d'amplification stéréophonique pouvant délivrer une puissance efficace de 80 W par canal.

Comme la plupart des productions de cette maison, cet appareil peut être fourni monté ou bien en kit, c'est-à-dire en pièces détachées. Cette dernière solution reste très séduisante pour les jeunes qui désirent se familiariser avec l'électronique et surtout connaître le principe de fonctionnement de l'appareil qu'ils utilisent.

### CARACTÉRISTIQUES TECHNIQUES

Unité d'amplification stéréophonique :

- Puissance de sortie 2 x 80 W eff sous 8  $\Omega$  ou 160 W eff en mono.
- Double circuit d'alimentation.
- Indépendance totale de chaque section amplificatrice.
- Courbe de réponse : 20 à 50 000 Hz à  $\pm 1$  dB à 20 W

20 à 25 000 Hz à  $\pm 1$  dB à 80 W  
— Sensibilité d'entrée : 0 dB soit 775 mV.

— Impédance d'entrée : 100 k $\Omega$ .  
— Indication de la puissance de sortie par vumètres.

— 2 sensibilités :

Pleine échelle pour 80 W  
plaine échelle pour 25 W

— Distorsion : < 0,5 % à 80 W.

— Rapport signal/bruit :

— 95 dB

— Présentation : professionnel,

en rack 19 pouces.

— Poids : 10 kg.

— Dimensions : (environ) 475

x 180 x 300 mm.

### PRÉSENTATION

La présentation de l'unité d'amplification ne cède en rien à la fantaisie. Un souci d'utilisation pratique a guidé l'emplacement et la disposition des principales commandes.

L'utilisation d'un rack 19 pouces permet l'insertion aisée de l'appareil. La face avant est revê-

tue d'une plaque d'aluminium brossé.

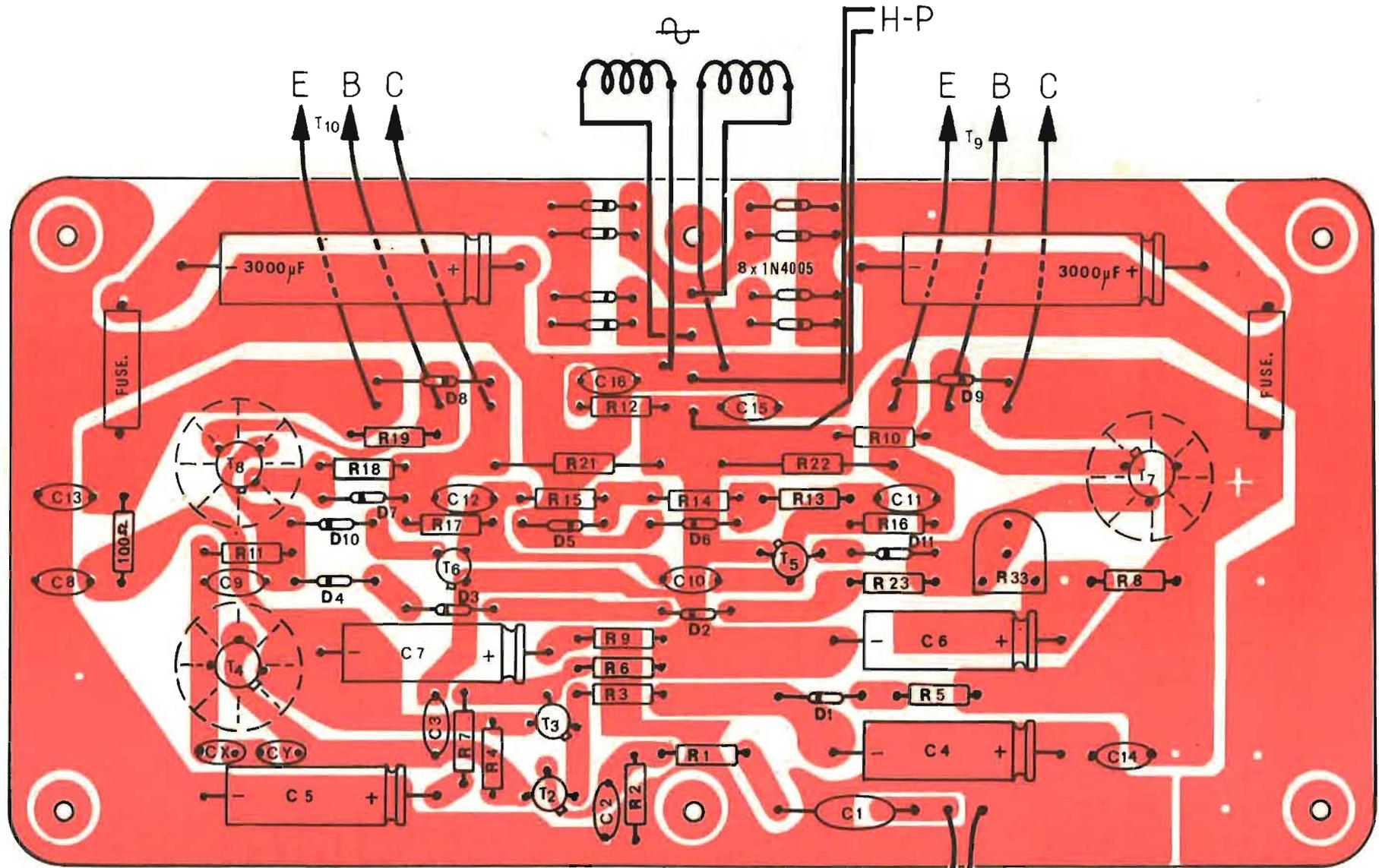
Une très large place est réservée aux deux vumètres de grands formats (90 x 80 mm) disposés au centre de la face avant. Sous chaque appareil de contrôle se trouvent les commandes de contrôle de niveau de chaque canal.

Comme l'exprime le croquis, sous les vumètres sont regroupés deux contacteurs à levier, l'un pour la sensibilité de lecture des appareils 25 ou 80 W et l'autre pour l'utilisation mono ou stéréo doublé de deux voyants lumineux.

De part et d'autre des vumètres, donc de la partie centrale, les fusibles de sécurité d'un remplacement instantané. L'indépendance totale des deux canaux laisse alors apparaître deux contacteurs arrêt-marche surmontés chacun d'un témoin lumineux.

La présentation de l'appareil est rigoureusement symétrique. Chaque entrée s'effectue à l'aide de jack américain de 6,35 mm.





Entrée

R33\_ajust. debout, ajust. à plat ou R. fixe.

Fig. 2.

à la coupeure des étages différents.

## LE MONTAGE

Comme il est d'usage avec ces établissements, l'ensemble peut être fourni en pièces détachées ou kit, ou bien tout monté.

La solution du kit reste particulièrement intéressante. L'amateur n'a plus qu'à se livrer au câblage général de l'appareil après avoir lui-même réalisé les modules amplificateurs.

Ces derniers font l'objet d'un montage sur circuit imprimé qui est fourni entièrement préparé et percé, si bien que l'amateur n'a plus qu'à se livrer à l'insertion des composants en respectant évidemment les polarités des composants et notamment des diodes.

Le montage mécanique, quant à lui, ne pose pas de problèmes et l'ensemble alimentation et modules trouve aisément sa place à l'intérieur du rack.

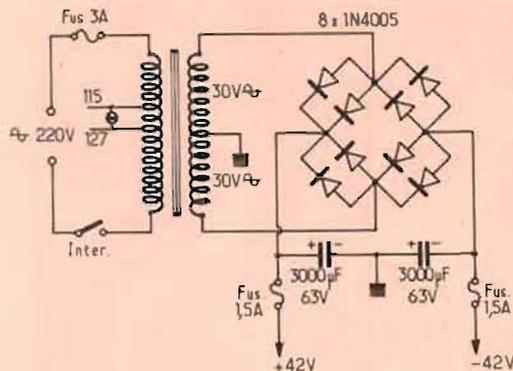


Fig. 3.

transistor de puissance devient important, la résistance d'émetteur du transistor T9 par exemple provoque une tension qui est transmise à la base d'un transistor qui devient conducteur et qui a pour conséquence de couper l'excitation des transistors drivers.

Une protection thermique par fusible permet d'améliorer encore la sécurité tandis que les diodes D8 et D9 évitent l'application d'une tension continue sur les enceintes si l'un des transistors de sortie lâchait.

Les deux sensibilités des vumètres sont simplement obtenues par l'utilisation de deux résistances série différentes.

### L'ALIMENTATION

Pour l'alimentation générale le constructeur a retenu la solution de deux alimentations indépendantes afin d'offrir à l'utilisateur le maximum de fiabilité en cas d'incident sur un canal.

Le schéma de principe d'une alimentation est donné figure 3. Il

s'agit d'une alimentation symétrique qui permet de disposer de - 42 V et de + 42 V par rapport à la masse. Un redressement double alternance est assuré par 8 diodes 1 N 4005 suivies de condensateurs réservoirs de filtrage de 3000 µF/63 V.

Ces tensions continues sont directement appliquées aux étages de sortie. Si l'on revient au schéma de principe dans une ligne d'alimentation la diode D1 1 N 4007 et le condensateur de 100 µF protègent des transitoires

# Parat

## LA SACOCHE UNIVERSELLE

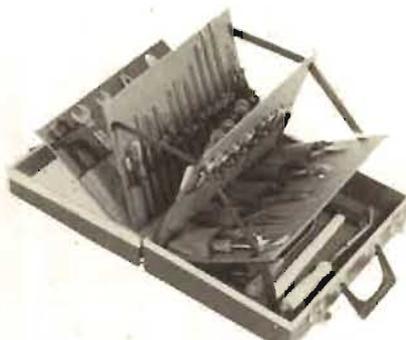
(en cuir ou en skai)

De nombreux modèles pour toutes les professions

*Un geste et vous avez tout sous la main*



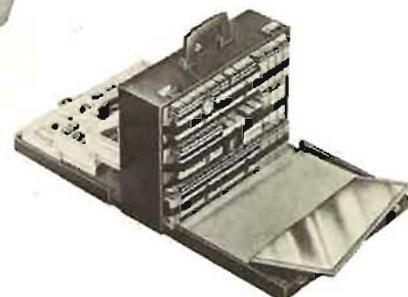
**PARAT MODÈLE SPÉCIAL DOCTEUR**  
Sacoche serviette très élégante et rationnelle n° 180-41. Fermeture éclair, un côté 4 tiroirs, l'autre côté documents. Dessus avec collerette pour tensiomètre, stéthoscope, etc. Pour docteurs, inspecteurs, représentants, etc. Dim.: 450 x 170 x 320 mm



**PARAT MODÈLE SPÉCIAL DÉPANNAGE**  
Valise très élégante et pratique pour monter en voyage. Alu et Skai noir grainé n° 475-51. S'ouvre des 2 côtés et est divisée en 3 compartiments. Dim.: 420  $\frac{145}{170}$  x 300 mm.



**PARAT MODÈLE SPÉCIAL TÉLÉVISION**  
Équipée pour recevoir tout l'outillage et pièces nécessaires à un réparateur télé. Cuir noir lisse n° 122-31 5 tiroirs. Dim.: 430 x 250 x 330 mm.



**PARAT MODÈLE SPÉCIAL TÉLÉVISION**  
Valise-Télé pour montage et réparation, à volets ouvrant devant et derrière et élément central fixé. Alu et Skai noir grainé n° 125-51. Dimensions : 420 x 180 x 300 mm 4 compartiments. Dos de l'élément fixe du milieu prévu pour recevoir 48 lampes.

Nos modèles sont vendus vides.

### Grossistes, prenez position :

- tirer ou presser légèrement, les 5 tiroirs s'ouvrent ou se ferment hermétiquement en glissant l'un sur l'autre ;
- chaque tiroir peut se diviser en petites cases - par bacs intérieurs et cloisons amovibles ;
- tiroirs en plastique spécial résistant parfaitement aux acides, à l'huile, à la graisse, à l'alcali, à l'essence, etc...

**PRO-INDUSTRIA (R. DUVAUCHEL) 3 BIS, RUE CASTERES, 92110 CLICHY - 737.34.30 & 34.31**

RAPY

# Pas de radiotéléphonie mobile efficace ...

## sans une véritable réduction des parasites

L'EMPLOI des réseaux de radiotéléphonie mobile connaît une expansion spectaculaire depuis ces dernières années. La multiplication des appareils en service, les faibles puissances d'émission mises en jeu, l'extrême sensibilité des récepteurs... tout cela tend à poser avec une acuité grandissante le grave problème de l'élimination des parasites à bord des véhicules.

Le but de cet exposé est d'examiner les différentes sources de parasites engendrés par le système électrique d'une automobile ainsi que les méthodes de localisation et de suppression de ces perturbations.

### GÉNÉRALITÉS

Les voitures de série sont certes antiparasitées d'origine pour satisfaire aux normes minimales destinées à réduire les interférences captées par les récepteurs de télévision et de radiodiffusion. Néanmoins, si les dispositifs mis en œuvre s'avèrent à peine suffisants pour procurer une réception claire sur les postes autoradio installés à bord des véhicules, l'adjonction d'organes appropriés s'impose a fortiori pour tirer le maximum de profit d'une installation de radiotéléphonie mobile.

Notons que le problème se pose aussi bien pour les radiotéléphones fonctionnant en modulation d'amplitude (bande des 27MHz) que pour ceux opérant en modulation de phase. En ef-

fet, dans le premier cas, la réception en modulation d'amplitude est, par principe, particulièrement sensible aux parasites. Dans le second cas, il y a lieu de constater qu'à l'époque où la modulation de phase utilisait des déviations de fréquence importantes, on pouvait largement apprécier les propriétés de réduction de bruit inhérentes à ce type de modulation. Depuis la réduction progressive des espacements de canaux en modulation de phase, l'élimination des parasites est devenue une notion à ne pas négliger, notamment en limite de portée.

Rappelons que lorsque le niveau des parasites est trop élevé le récepteur se trouve désensibilisé sur les signaux moyens ou faibles. Une suppression poussée des parasites permet d'accroître la sensibilité effective de réception donc la portée utile d'un réseau de radiotéléphonie mobile. Pour l'utilisateur cette amélioration se traduit directement en termes d'accroissement de rendement et d'efficacité.

### PRINCIPES FONDAMENTAUX

Pour lutter avec succès contre les parasites à bord d'une automobile, il faut :

1. Réduire leur intensité à la source pour chaque cause constatée.
2. Confiner leur rayonnement sous le capot, c'est-à-dire transformer l'espace moteur en une véritable cage de Faraday.

### RECOMMANDATIONS PRÉLIMINAIRES

Avant d'entreprendre toute action corrective en matière d'antiparasitage, l'installateur ou le dépanneur spécialisé devra strictement se conformer aux recommandations suivantes :

1. Vérifier que tous les organes de suppression montés d'origine sont toujours en place et en bon état. Ainsi un antiparasite détérioré ou dont les connexions sont défectueuses apportera certainement plus de perturbations que s'il n'y avait aucun dispositif du tout.

2. Si la mise au point du moteur n'a pas été effectuée récemment, faire vérifier et régler les organes électriques et le circuit d'allumage par un E.S.A. (Electricien Spécialiste en Automobile). Rappelons que seul un moteur en parfaite condition de fonctionnement et soumis à un entretien régulier est à même de garantir à une installation de radiotéléphonie des performances optimales.

3. Le branchement de l'alimentation du radiotéléphone doit toujours être effectué directement sur la batterie du véhicule. Le raccordement rapide sur le contact ou une borne d'accessoire est à proscrire pour éviter tout couplage avec le câblage électrique susceptible de rayonner des parasites.

4. Prendre la précaution d'éloigner les câbles basse tension des faisceaux d'allumage. Dissocier les circuits pouvant capter les parasites par induction sans hésiter à faire passer les fils suspects à l'extérieur des peignes. Enfin, chaque fois que cela est possible, le câblage doit longer les surfaces métalliques.

5. S'assurer que l'installation d'antenne a été réalisée dans les règles de l'art et qu'elle se trouve en parfait état. S'il s'agit d'une antenne 1/4 onde ou 5/8 onde, il est impératif que la borne de masse de l'antenne forme un excellent contact avec la tôle constituant le plan de sol. Vérifier que le blindage

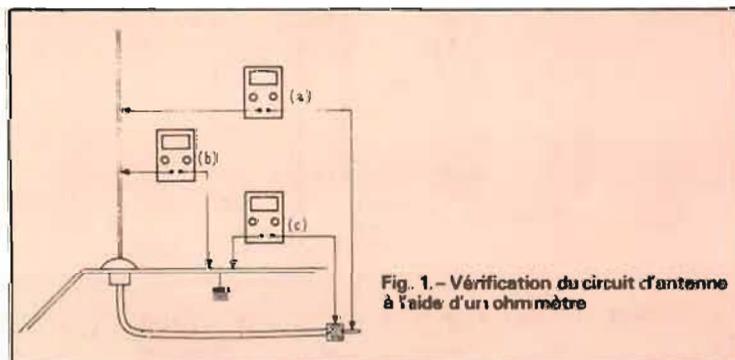


Fig. 1. - Vérification du circuit d'antenne à l'aide d'un ohmmètre

ge du câble coaxial d'antenne est relié à la masse à chaque extrémité ; en outre l'**isolement** doit être impeccable et toutes les connexions réalisées avec soin. Ci-dessous sont décrites trois vérifications simples du circuit d'antenne faciles à effectuer avec un ohmmètre (fig. 1) :

a) L'appareil de mesure étant sur l'échelle la plus basse, mettre les pointes de touche entre le brin d'antenne et le contact central de la prise. La résistance lue à l'ohmmètre doit être d'une **fraction d'ohm**.

b) En utilisant l'échelle la plus élevée, appliquer les pointes de touche entre le brin d'antenne et la masse du véhicule. On doit constater un **circuit ouvert** pour la plupart des antennes. Toutefois, certaines antennes à gain comportant un transformateur d'adaptation, présentent un court-circuit.

c) Sur l'échelle la plus basse, appliquer les pointes de touche entre l'extérieur de la prise d'antenne et la masse : on doit lire une **résistance nulle**.

## MONTAGE EXPÉRIMENTAL (Fig. 2)

Le but est de **simuler** les conditions de réception en **limite de portée**. On dispose à quelques mètres du véhicule en essai un générateur HF accordé sur la fréquence de réception du radiotéléphone. Le générateur sur lequel

est branchée une antenne fictive rayonne un signal non modulé juste suffisant pour qu'une faible tension HF parvienne à l'entrée du récepteur. La commande de **sqelch** étant **hors service** on doit percevoir dans le haut-parleur le signal mélangé aux parasites.

## MÉTHODES DE DÉTECTION

Les diverses sources de parasites peuvent être identifiées par le **bruit caractéristique** perçu dans le récepteur. S'il n'est pas possible d'utiliser le montage expérimental décrit au paragraphe précédent, il faut se porter à l'écoute de la station de base après avoir placé le véhicule en limite de portée de l'émetteur fixe.

### 1. Système d'allumage

Il produit un **bruit de crécelle** dont le rythme se fait plus rapide lorsqu'on accélère le moteur. Il **s'arrête instantanément** quand on coupe le contact après avoir emballé le moteur.

### 2. Dynamo et alternateur

On perçoit dans le récepteur un **son grinçant** dont la fréquence croît avec la vitesse du moteur. Il ne **cesse pas immédiatement** quand on coupe le contact après avoir emballé le moteur.

**Remarques au sujet de l'alternateur :**

a) Théoriquement l'alternateur ne devrait pas causer de pa-

rasites ayant pour origine des étincelles, comme dans le cas de la dynamo, puisqu'il n'apparaît pas de rupture brusque à fort débit engendrée par un ensemble collecteur et balais. Néanmoins les bagues d'excitation alimentant le rotor génèrent d'importantes **charges statiques** qui sont la cause des perturbations constatées.

b) Il arrive que la tension d'ondulation de la sortie redressée en provenance de l'alternateur parvienne aux étages préamplificateurs BF réception ou modulation. Elle est caractérisée par un **sifflement** dont la fréquence se situe autour de 800 Hz et varie avec la vitesse de rotation du moteur. La perturbation peut affecter la **réception** comme l'**émission**.

### 3. Régulateur

Il produit un **crépitement irrégulier** dont le rythme n'est que légèrement influencé par la vitesse du moteur. A noter que ce bruit suit les fluctuations de l'ampèremètre du tableau de bord. Il ne **cesse pas instantanément** quand on coupe le contact après avoir emballé le moteur.

### 4. Accessoires

Les divers accessoires peuvent être la cause de **crachements**, de **crépitements** ou de **sifflements**. Procéder à un premier essai avec tous les accessoires arrêtés. Ensuite mettre en route chacun d'eux séparément et opérer par **déduction** pour déterminer le ou les coupables.

### 5. Organes de contrôle

Il s'agit de **crépitements irréguliers** engendrés par les divers témoins et jauges. Dans le cas de la jauge à essence ces perturbations peuvent être mises en évidence lorsque la voiture est soumise à de violentes secousses. Le principe de détection consiste à débrancher séparément soit les jauges ou les indicateurs soit leurs capteurs associés pour déterminer le circuit responsable de la perturbation.

### 6. Cas spéciaux

Si les moyens d'investigation indiqués ci-dessus ne se révèlent pas concluants on peut utiliser l'une des méthodes **dynamiques** suivantes :

#### a) méthode du condensateur

Un condensateur dont une extrémité est reliée à la masse et l'autre appliquée successivement aux divers points chauds permettra souvent, par une disparition ou une atténuation du phénomène, de déceler l'organe en cause.

#### b) méthode de la bobine

Débrancher l'antenne de l'émetteur-récepteur. Bobiner environ 50 tours de fil émaillé de manière à constituer une couronne de 5 cm de diamètre. Monter celle-ci sur un manche à balai et à l'aide d'un ou deux mètres de fil méplat brancher une extrémité de la bobine à la borne centrale de la prise d'antenne et l'autre à la masse. Le moteur étant en route, promener la bobine autour des divers organes du moteur et du câblage tout en secouant le véhicule au

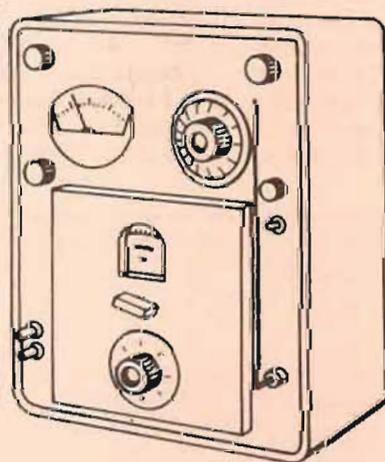
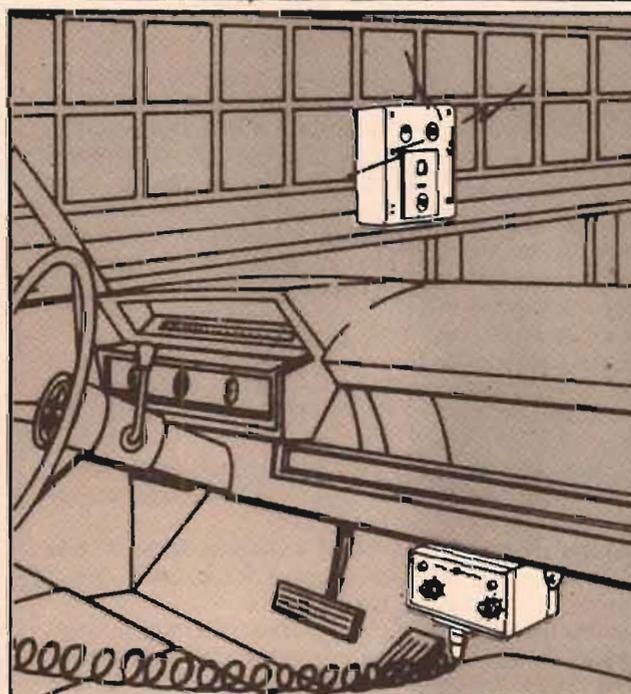


Fig. 2. - Montage expérimental



cours de l'essai. Le maximum de parasites se produira lorsque la bobine se trouvera au **voisinage** de la source perturbatrice.

### 7. Phénomènes inhabituels

Des crachements irréguliers peuvent se produire quand on conduit à grande vitesse sur route rigoureusement lisse par temps **très sec**. Ils subsistent lorsque, le moteur étant coupé, la voiture continue à rouler sur sa lancée. Ces bruits ne proviennent pas du système électrique du véhicule mais de **charges statiques** engendrées par friction soit par les roues avant soit par les pneus et qui se sont accumulées par suite d'un isolement momentané. Une légère pression sur les freins, ayant pour effet l'écoulement des charges statiques, fait cesser immédiatement le phénomène.

### REMEDES

Ci-dessous sont indiquées les techniques de suppression applicables, une fois effectuée la localisation des différentes sources de parasites.

### DYNAMO (Fig. 3)

Nettoyer le collecteur et s'assurer que les balais font un bon contact. Si le collecteur est trop usé il faut faire rénover la dynamo ou procéder à son échange standard. Retirer le condensateur parallèle monté d'origine entre la borne débit et la masse. Débrancher le fil de forte section allant de la borne **débit**. Installer un **condensateur de passage** de  $0,5 \mu\text{F}$  dont une extrémité est reliée par un fil court de forte section à la borne **débit** et l'autre est reliée au fil préalablement déconnecté. Le **boîtier métallique** du condensateur de passage est relié au châssis de la dynamo par la vis utilisée auparavant pour la mise à la masse de l'ancien condensateur de découplage.

#### Nota :

- (1) S'assurer que le **courant admissible** par le condensateur de passage est supérieur au débit maximum de la dynamo.
- (2) **Ne jamais brancher de condensateur sur la borne excitation.**

### ALTERNATEUR (Fig. 4)

Nettoyer les bagues et vérifier leur bon contact. Retirer le fil de la borne **débit** et procéder comme pour la dynamo en montant en sé-

rie un **condensateur de passage** de  $0,5 \mu\text{F}$  dont le boîtier est relié à la masse sur la flasque de l'alternateur. Mêmes remarques que pour la dynamo en ce qui concerne le courant admissible et la borne d'excitation.

#### Nota :

En présence d'une **tension d'ondulation** venant troubler le fonctionnement de l'émetteur-récepteur, il y a lieu d'insérer dans la **ligne d'alimentation de l'étage perturbé** une self de **filtrage** de valeur suffisante (voisine de 50 mH) éventuellement associée à un condensateur.

### RÉGULATEUR (Fig. 5)

Le régulateur conventionnel de dynamo comporte un dispositif à trois contacts. Monter deux condensateurs de passage à **proximité immédiate** du régulateur. L'un est branché entre la borne **dynamo** du régulateur et le fil **débit** allant à la dynamo. L'autre est branché entre la borne **batterie** du régulateur et le fil allant à la batterie.

Les régulateurs d'alternateurs comportant un dispositif électromécanique sont à simple ou double contact. Le premier type nécessite la mise en place d'un condensateur de passage entre la borne **contact** et le fil allant à la clé de contact. Le second type nécessite un condensateur de passage supplémentaire inséré entre la borne **batterie** et le fil allant à la batterie.

Dans tous les cas les condensateurs de passage utilisés ont une valeur de  $0,5 \mu\text{F}$  (600 V) et doivent pouvoir supporter un courant supérieur au débit maximum de la dynamo ou de l'alternateur. Leur boîtier métallique est relié à la masse par l'intermédiaire d'une plaquette métallique insérée entre le régulateur et le châssis.

#### Nota :

**Ne jamais brancher** un simple condensateur entre la borne **excitation** et la masse ; dans certains cas difficiles on peut monter un **filtre** constitué par une **résistance** de 4,7 ohm en série avec une **capacité céramique** de 2000 pF (1000 V). Ce filtre est incorporé dans un boîtier métal dont le fil de sortie doit être relié à la borne **excitation** et dont la patte de fixation effectue la mise à la **masse**.

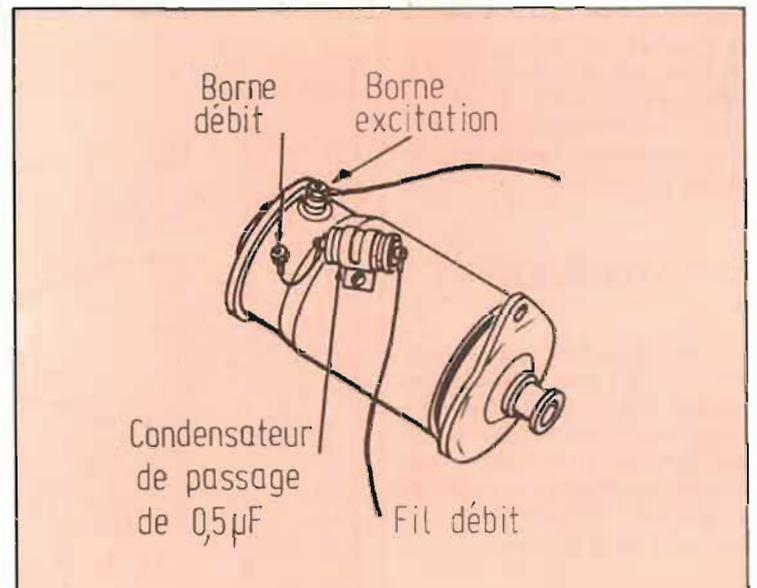


Fig. 3. - Dynamo

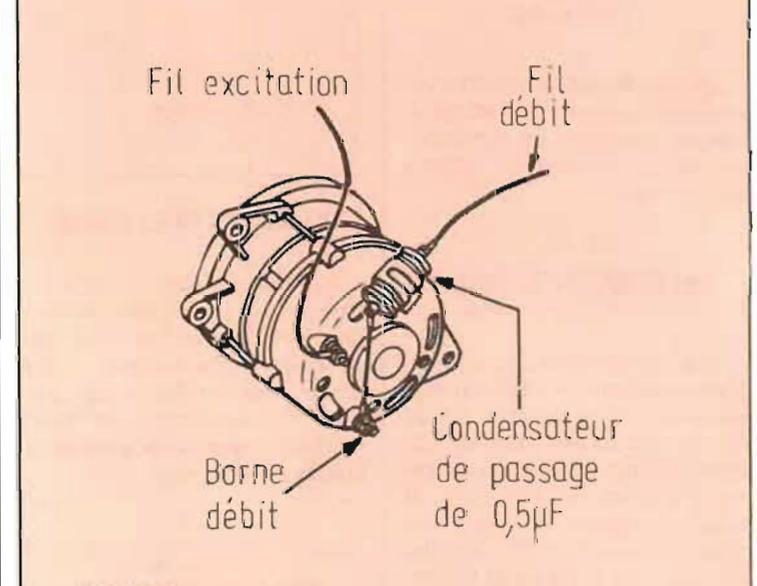


Fig. 4. - Alternateur

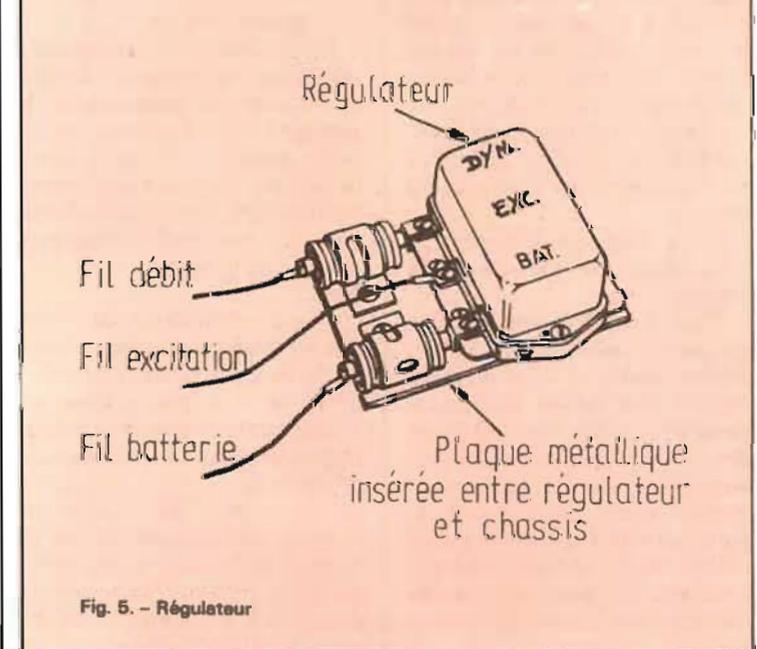


Fig. 5. - Régulateur

Enfin il peut s'avérer nécessaire de **blinder** le fil d'excitation allant du régulateur à la dynamo ou à l'alternateur. Prendre la précaution de relier soigneusement chaque extrémité de la gaine du câble blindé à la masse.

## ACCESSOIRES

Centrale clignotante, contact de feux de stop, essuie-glaces, ventilateurs ainsi que tous moteurs à balais peuvent être la plupart du temps antiparasités en installant un condensateur de découplage sous boîtier métal de  $0,25 \mu\text{F}$  à leurs bornes.

## ORGANES DE CONTROLE

Les jauges et les capteurs peuvent généralement être antiparasités en branchant un condensateur de  $0,5 \mu\text{F}$  sous boîtier métal à leurs bornes.

## TRESSSES DE MASSE

Elles constituent un complément indispensable d'un bon antiparasitage ; elles ont pour but de fournir une **masse commune** destinée à former un **blindage efficace** contre les rayonnements. Il n'est pas possible de dégager une règle générale pour leur installation et il faut procéder par tâtonnement. A noter que l'emplacement d'une tresse de masse peut être critique à quelques centimètres près. Ci-dessous est dressée la liste des principaux points de raccordement remarquables :

- angles du moteur au chassis,
- diverses sections du tuyau d'échappement au chassis et au moteur,
- filtre à air au bloc moteur,
- supports de pare-chocs au chassis.

D'une manière générale toutes les **parties métalliques** séparées par du **mastic** ou de la **peinture** doivent être **reliées électriquement** entre elles. Pour effectuer des connexions efficaces, il est indispensable que les surfaces de contact soient débarrassées de toute trace de peinture et il faut utiliser des **vis parker** conjointement avec des **rondelles éventail** pénétrant profondément dans la tôle.

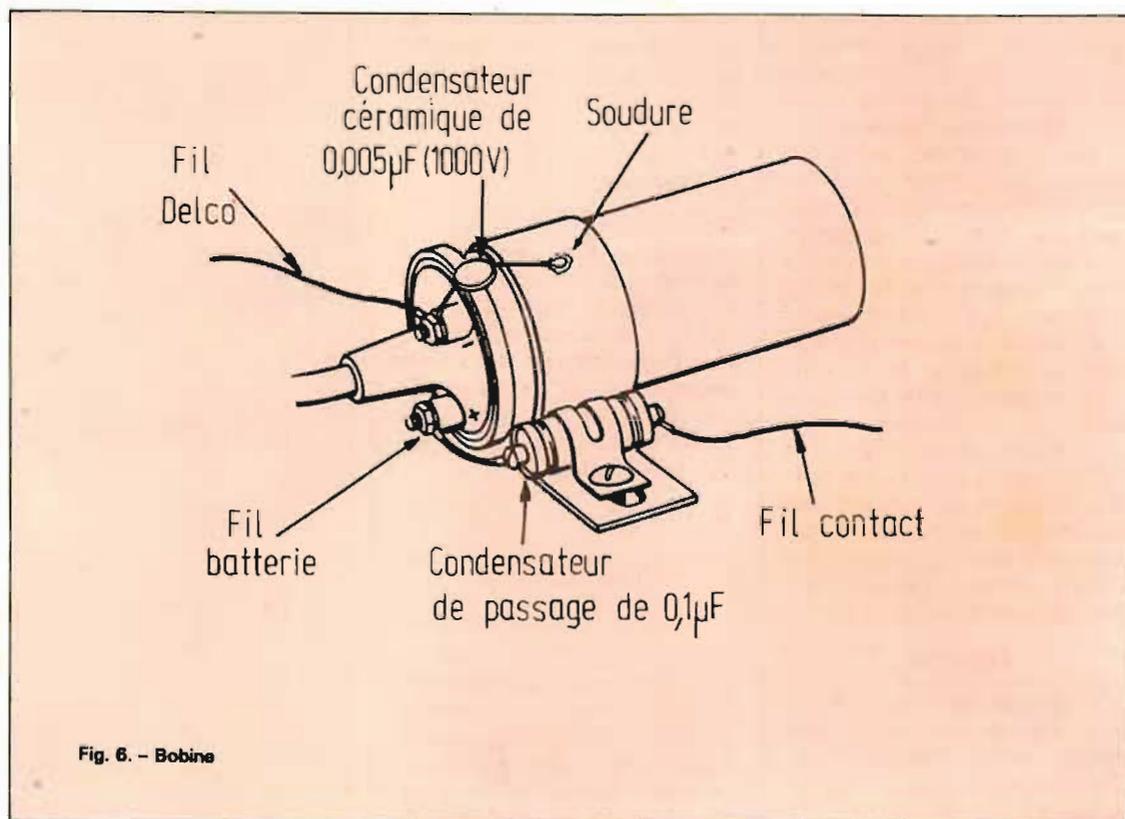


Fig. 6. - Bobine

## CHARGES STATIQUES

Les charges statiques accumulées par les roues avant peuvent être éliminées en installant des **frotteurs** sur les moyeux. Celles accumulées par les pneus peuvent être supprimées en insufflant de la **poudre de graphite** à l'intérieur des pneus.

## ALLUMAGE CIRCUIT PRIMAIRE

### 1. Bobine (Fig. 6)

Pour réduire les couplages parasites avec le câblage du véhicule, installer un **condensateur de passage** de  $0,1 \mu\text{F}$  en série avec la borne **positive** (batterie) de la bobine et le fil correspondant préalablement débranché. Le condensateur doit être placé le plus près possible de la bobine.

#### Nota :

- (a) Il est très important de veiller à ne pas brancher le condensateur sur la borne négative (rupteur).
- (b) Il ne faut pas utiliser un condensateur ordinaire de découplage à la place du condensateur de passage.
- (c) La masse du boîtier du condensateur doit être réunie au support de fixation de la bobine.
- (d) Pour réduire les rayonnements il est recommandé de démonter le support de montage, de

nettoyer la peinture et de limer la surface du support. Remettre le tout en place en prenant la précaution de respecter les **polarités** de la bobine.

(e) Brancher ensuite un condensateur céramique bouton de  $0,005 \mu\text{F}$  (1000 V) entre la borne **négative** (rupteur) et la masse utilisée pour le condensateur de passage.

### 2. Vis platinées

Les parasites engendrés par les vis platinées ne sont en général pas gênants. Néanmoins un mauvais réglage ou une usure anormale de celles-ci peut accroître dans une large mesure le niveau de parasites rayonnés tout en nuisant au bon fonctionnement du moteur. La **vérification périodique** des vis platinées s'avère donc indispensable.

## CIRCUIT SECONDAIRE

C'est le circuit d'allumage **haute tension** qui constitue la **plus importante source de parasites**.

L'amorçage haute tension dont chaque bougie est le siège constitue en fait un générateur **haute fréquence** rappelant les premiers émetteurs à éclateur. Etant donné que la décharge du circuit d'allumage se produit sous la faible résistance que forme l'espace ionisé, les circuits de bougie entrent en

oscillation HF. Cette oscillation est rayonnée par les câbles de bougies jouant le rôle d'**antennes** couvrant toute la gamme des fréquences de télécommunications. Les oscillations HF se transmettent par induction au câblage et organes **voisins** qui à leur tour émettent des rayonnements parasites, augmentant ainsi considérablement le niveau des perturbations.

### 1. Faisceau résistant

L'organe suppresseur de parasites le plus usité. La figure 7 représente la constitution de base d'un câble d'un tel faisceau. Cette configuration est universellement adoptée avec quelques variantes. Les normes SAE recommandent deux gammes d'utilisation :

a) type LR à faible résistance = 1000 à 2500 ohms par longueur de 10 cm.

b) type HR à forte résistance = 2000 à 4000 ohms par longueur de 10 cm.

Le type LR est le plus courant, toutefois le type HR est quelquefois utilisé entre bobine et delco et pour des faisceaux très courts.

### 2. Bougies à résistance (Fig. 8)

Les bougies à résistance incorporée sont très efficaces ; en effet, elles permettent d'atténuer considérablement la composante HF de l'étincelle et l'intensité du rayonnement des câbles d'allumage se trouve ainsi largement

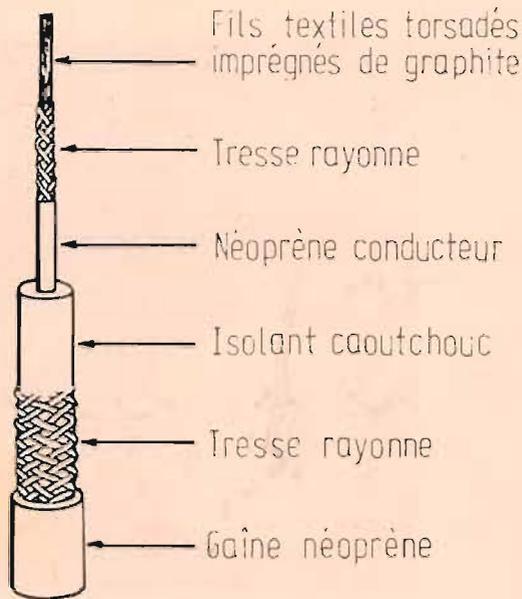


Fig. 7. - Constitution d'un câble résistant

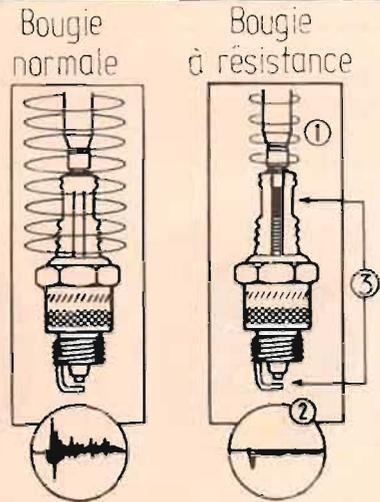
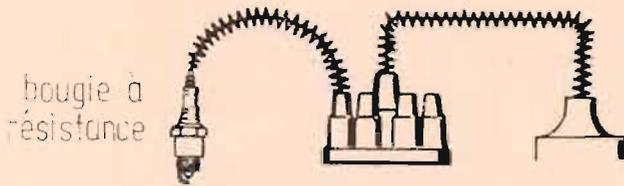


Fig. 8. - Comparaison d'une bougie normale et d'une bougie à résistance :

1. - L'intensité du rayonnement parasite du câble est considérablement réduite.
2. - La composante H.F. de l'étincelle est pratiquement éliminée.
3. - La résistance est à proximité de l'espace inter-électrodes pour procurer le maximum d'efficacité.

SOLUTION (A)



SOLUTION (B)

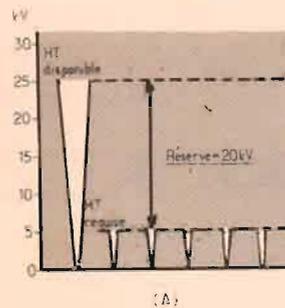
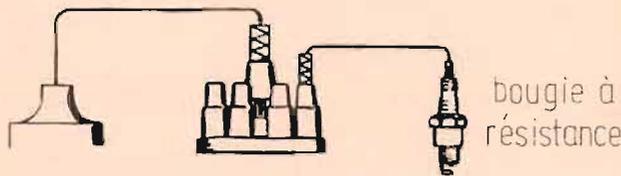


Fig. 9. - Suppresseurs mixtes (A) - bougies à résistance avec faisceau résistant, (B) - bougies à résistance avec résistances surmoulées.

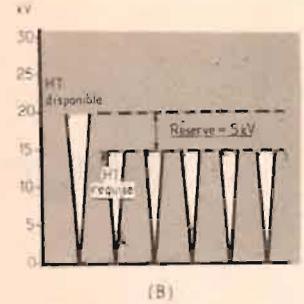


Fig. 10. - Réserve d'allumage (A) - Système en bon état, (B) - Système en mauvais état.

réduite. L'action de la résistance est maximum du fait de sa proximité de l'espace inter-électrodes.

**Nota :** remarques sur la stabilité

Les résistances incorporées aux bougies d'allumage doivent être spécifiquement conçues pour supporter la chaleur énorme et la très haute tension auxquelles sont soumises les électrodes. La stabilité d'une résistance supprimeuse de bougie se définit comme la capacité de demeurer dans les limites acceptables de résistance en fonction des contraintes thermiques et électriques. Les résistances ne présentant pas une stabilité suffisante sont incapables de fournir un antiparasitage correct. Ci-dessous sont données à titre indicatif des valeurs comparatives de résistances à stabilité médiocre et celles de résistances à haute stabilité préconisées par la firme Champion :

Tension d'essai (V)	Température d'essai (°C)	Résistance à faible stabilité	Résistance Champion à haute stabilité
3	21°	100 %	100 %
5 000	260°	15 %	70 %

Ce tableau montre que seules des résistances à **haute stabilité** conservent une valeur suffisante pour maintenir un **antiparasitage efficace** dans les conditions réelles de fonctionnement du moteur.

3. **Suppresseurs mixtes** (Fig. 9) Il est possible d'employer diverses combinaisons variables suivant les types de véhicule.

Solution (A) : bougies à résistance avec faisceau résistant.

Solution (B) : bougies à résistance avec résistances surmoulées

sur la tête de delco (10 000 ohms sur la borne centrale et 5 000 ohms sur les autres bornes).

4. **Limites de la suppression**

L'état du système d'allumage constitue un facteur déterminant dans le degré de suppression admissible. Un système d'allumage en mauvais état ne peut tolérer une suppression importante par suite de la faible **réserve** de haute tension disponible (Fig. 10). Cependant contrairement à ce que

l'on a coutume de croire, un montant raisonnable de suppression n'a pas d'influence sur un circuit d'allumage en bon état. D'ailleurs des études précises effectuées par la firme Champion en collaboration avec les grands constructeurs d'automobiles ont démontré que le démarrage par temps froid a tendance à être plus facile avec des bougies à résistance qu'avec des bougies ordinaires.

Le montant de suppression que peut supporter le système d'allumage est fonction de :

a) la **conception** du circuit d'allumage,

b) la fréquence de l'**entretien** du circuit d'allumage et des bougies,

c) l'**utilisation** du véhicule.

Il y a lieu de suivre les recommandations du **constructeur** pour déterminer le montant maximum de suppression admissible.

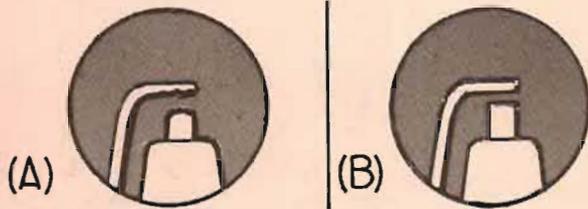


Fig. 11. - Entretien des bougies  
(A) - Mauvais  
(B) - Bon

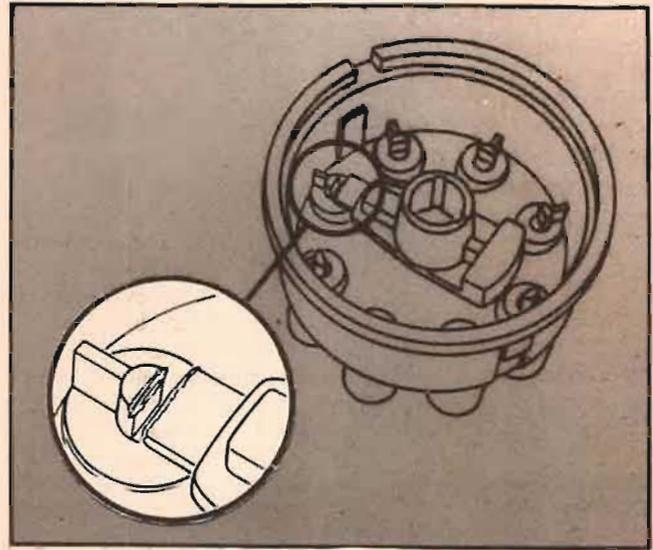


Fig. 12. - Tête de delco et rotor de distribution présentant des signes d'usure.

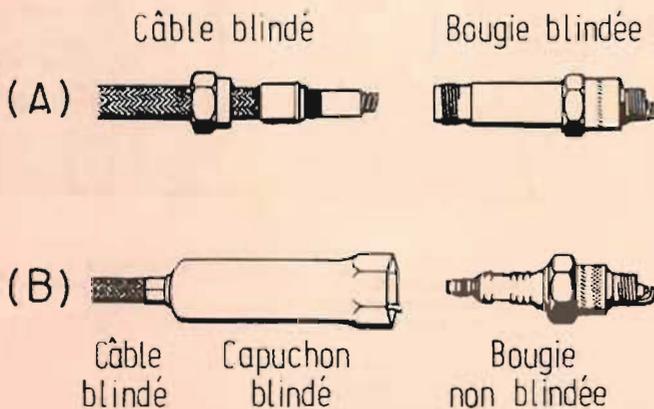


Fig. 14. - Blindage des bougies  
(A) - Utilisation de bougies blindées  
(B) - Utilisation de capuchons blindés

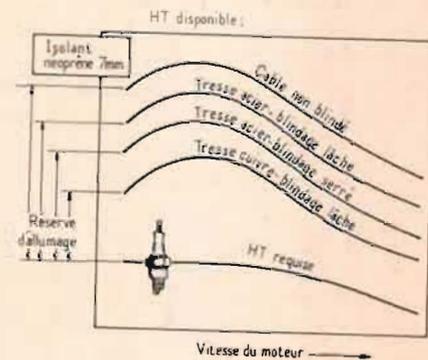


Fig. 13 - Variation de la réserve d'allumage en fonction de l'efficacité du câble blindé utilisé.

## 5. Entretien

On a tendance à sous-estimer l'importance de la maintenance régulière du système d'allumage... Généralement tant qu'une voiture démarre et roule à peu près normalement, on ne s'en préoccupe guère. En matière d'antiparasitage une attention toute particulière doit être portée à la vérification régulière et préventive des circuits haute tension qui, soumis à rude épreuve, constituent une source de perturbations immédiatement perceptibles à la moindre défaillance.

### a) Faisceaux résistants

La valeur de leur résistance est appelée à varier dans le temps, les agents suivants ont chacun leur rôle à jouer : le vieillissement, les

contraintes thermiques et mécaniques, la haute tension, etc.

Il est prudent de faire mesurer la résistance des câbles du faisceau à chaque contrôle du circuit d'allumage. En règle générale il faut **remplacer les câbles** lorsque leur résistance a atteint **trois fois** la valeur d'origine. A noter les recommandations suivantes :

- ne jamais **manipuler brutalement** un câble de faisceau résistant (il faut le saisir par l'embout et non par le câble) ;

- ne jamais **couper** un câble de faisceau résistant pour effectuer un éventuel raccordement ;

- ne jamais tenter de réparer une **extrémité** de câble (il faut remplacer le câble complet).

### b) Bougies

Des espaces inter-électrodes **trop importants** surtout lorsque les électrodes sont usées irrégulièrement nécessitent une **tension d'allumage supérieure** à la normale. Il s'ensuit un accroissement du **rayonnement parasite** et également une altération des performances du moteur. Les bougies usées doivent être soigneusement nettoyées et réglées ou bien remplacées par des neuves.

Un bon entretien des bougies constitue une **condition essentielle** aussi bien pour une réduction efficace des parasites que pour le fonctionnement optimum du moteur (Fig. 11).

### c) Tête de delco et rotor de distribution (Fig. 12)

Il en est de même pour la tête

de delco et le rotor qui doivent être **remplacés** chaque fois que le balai du rotor et que les contacts de distribution montrent des **signes d'usure**, que l'isolement est douteux ou qu'il se présente un **dépôt de graphite**. L'usure accroît le parcours haute tension et par suite le niveau de rayonnements parasites. Le dépôt d'une piste graphitée diminue l'isolement et augmente les parasites tout en causant une dégradation des performances du moteur.

### Nota :

Il ne faut **jamais limer** un balai de rotor ; il y a lieu de le changer lorsqu'il est usé.

### d) Continuité du circuit

Une bonne continuité est essentielle pour garantir le fonction-

nement optimum de l'allumage et pour maintenir une excellente suppression des parasites. Des connexions douteuses dans le circuit haute tension sont nuisibles et doivent être réparées.

Une récente enquête effectuée par la firme Champion a montré que des ruptures de continuité inférieures au 1/100<sup>e</sup> mm peuvent engendrer d'importants rayonnements parasites. Ces coupures se rencontrent surtout sur les bornes des bougies, la tête de delco et la bobine. Vérifier soigneusement chaque câble du faisceau et veiller à ce que toutes les connexions soient **propres** et parfaitement serrées.

#### 6. Faisceaux blindés

Les faisceaux blindés constituent une solution particulièrement efficace pour supprimer les parasites engendrés par le système d'allumage des moteurs de bateaux et sur certains véhicules industriels particulièrement récalcitrants. Le blindage peut d'ailleurs englober **tous les organes** du circuit d'allumage.

Le blindage peut sérieusement affecter les performances du moteur. En effet, on assiste à une **réduction notable** de la haute tension délivrée par la bobine aux bougies. La figure 13 montre que la **réserve d'allumage** diminue en raison inverse de l'efficacité du blindage utilisé. Dans tous les cas il faut veiller à ce que les câbles soient le plus courts possible.

Il existe des bougies spéciales blindées mais on trouve également des capuchons spéciaux destinés à blinder les bougies conventionnelles, qu'elles soient normales ou du type à résistance incorporée (Fig. 14). La qualité du contact de masse du blindage est primordiale pour assurer une bonne élimination des rayonnements indésirables et la mise en place de capuchons blindés ne peut être effectuée que sur des bougies possédant un excellent traitement de surface destiné à empêcher toute corrosion.

On ne saura trop insister sur le fait qu'une attention toute particulière doit être portée à un circuit d'allumage blindé. Les bougies doivent être vérifiées et leur écartement réglé plus fréquemment, pour maintenir la haute tension requise au minimum nécessaire. Si le blindage du circuit d'allumage provoque une dégradation des performances du moteur, il y a lieu de prévoir la mise en place d'une bobine délivrant une haute tension plus importante.

### CONCLUSION

Compte tenu du développement croissant des émetteurs-récepteurs installés à bord des automobiles, il est regrettable de constater que les constructeurs semblent pratiquement ignorer le problème des parasites causés par les moteurs de voitures et leurs organes associés. Il est évident qu'un antiparasitage sera bien plus efficace si son étude est effectuée en même temps que celle du véhicule. En effet on se rend compte qu'un antiparasitage réalisé après coup constitue une opération coûteuse non pas à cause du montage de quelques composants supplémentaires mais par suite du temps de recherche nécessaire qui est variable suivant les modèles de voiture et même les différentes séries.

Souhaitons donc que grâce à l'introduction progressive de l'électronique dans l'industrie automobile, les spécialistes auront à cœur de fournir des véhicules **antiparasités d'origine** pour permettre le bon fonctionnement de la plupart des appareils d'émission-réception mobile.

D.R.B.

**RÉFÉRENCES :** Le présent article comporte de larges extraits adaptés de l'étude : « Giving Two-Way Radio its Voice », publiée par Champion Spark Plug Company, Toledo, Ohio, U.S.A.

# CIBOT

## ELECTRONIQUE

DISTRIBUTEUR  
OFFICIEL DES  
COMPOSANTS



# SIEMENS

#### TUBES A AFFICHAGE NUMÉRIQUE

Segments à cristaux liquides

#### SEMICONDUCTEURS

BB 105 B - BB 105 G - BB113 à capacité variable diodes ou varicap

AF 239 - Transistor germanium PNP. Télé (étage UHF)

AF 279 - Transistor germanium PNP. Télé (étage UHF)

AC 187 K/AC 188 K - transistor BF germanium

AD 161/AD 162 - Transistor de puissance B.F. germanium (push pull)

AD 149 V - Transistor de puissance germanium B.F.

BC 237 B - Transistor silicium NPN (préalpli et driver)

BC 167 B - Transistor silicium NPN (préalpli driver)

BC 238 B - Transistor silicium NPN (préalpli driver)

BD 135-10 - Transistor silicium NPN BF sortie

BD 233 - Transistor silicium NPN puissance 25 w.

BFW 92 - Transistor silicium ampli HF ft = 1600 Mhz ampli antenne

BFX 89 - Transistor silicium ampli HF ft = 1000 Mhz ampli antenne

FFY 90 - Transistor silicium ampli HF ft > 1000 Mhz

BPX 63 - Photo diode silicium

BPY 61-III - photo transistor au silicium

BPY 62 - III - photo transistor au silicium

LD 30 B - diode électro luminescente G a - AS. P.

LD 461 - diode électro luminescente

CQY 21 - diode électro luminescente (afficheur 7 segments)

LD 471 - diode électro luminescente

LD 37 - diode électro luminescente verts

FP 30 L 100 E - magnéto résistance

FP 200 L 100 - magnéto résistance

FP 210 D 250 - magnéto résistance

SV 110 - 111 - Sonde pour signaux de réglage générateur à effet hall, mesure de champ magnétique

SV 210 - générateur à effet hell, mesure de champ magnétique

SV 230 S - générateur à effet hell, mesure de champ magnétique

TAA 521 A - circuit intégré, ampli opérationnel

TBA 221 A - circuit intégré, ampli opérationnel

TBA 221 B - circuit intégré, ampli opérationnel

TAA 861 A - Circuit intégré, ampli opérationnel

TAA 761 A - circuit intégré, ampli opérationnel

TBA 830 - circuit intégré, ampli microphonique

TCA 105 - circuit intégré, détecteur de seuil (niveau)

TCA 345 A - circuit intégré, détecteur de seuil (batterie)

TCA 440 - circuit intégré, groupant les principales fonctions d'un récepteur

TAA 991 D - circuit intégré, ampli AM/FM - FI

TBA 120 A - circuit intégré, ampli démodulateur FM FI

TBA 120 AS - circuit intégré, ampli démodulateur FM FI

TBA 400 - ampli à large bande

TBA 400 D - ampli vidéo FI

TBA 440 C - ampli vidéo FI

SAS 560 - commutateur statique par effleurament «Touch control»

SAS 570 - commutateur statique par effleurament «Touch control»

#### REDRESSEURS EN PONT SILICIUM

Redresseurs HT TV 18 L - applications télévision

Tripleur TVK 52 - applications télévision couleur

#### CONDENSATEURS

Polycarbonate «Miniature»

B 32541

10 000 pF 250 V ± 5%

15 000 pF " "

22 000 pF " "

33 000 pF " "

47 000 pF " "

56 000 pF " "

68 000 pF " "

100 000 pF " "

150 000 pF " "

220 000 pF " "

330 000 pF 100 V ± 5%

470 000 pF " "

1 µ F " "

1 µ F " "

1 µ F " "

1 µ F " "

1 µ F " "

1 µ F " "

1 µ F " "

1 µ F " "

1 µ F " "

1 µ F " "

1 µ F " "

1 µ F " "

1 µ F " "

1 µ F " "

1 µ F " "

1 µ F 35 V

2,2 µ F 35 V

4,7 µ F 35 V

6,8 µ F 35 V

10 µ F 35 V

15 µ F 35 V

22 µ F 35 V

2,2 µ F 16 V

3,3 µ F 16 V

10 µ F 16 V

22 µ F 16 V

Electro chimique

10 V

B 41283 100 µ F A 3107 T

470 µ F A 3477 T

16 V

B 41283 100 µ F A 4107 T

220 µ F A 4227 T

470 µ F A 4477 T

B 41010 1000 µ F A 4108 T

25 V

B 41313 10 µ F B 5106 Z

22 µ F A 5226 Z

B 41283 100 µ F B 5107 T

220 µ F B 5227 T

B 41010 470 µ F B 5477 T

1000 µ F B 5108 T

2200 µ F B 5228 T

4700 µ F A 5478 T

40 V

B 41313 4,7 µ F

10 µ F

B 41283 22 µ F

47 µ F

100 µ F

220 µ F

B 41010 470 µ F

1000 µ F

2200 µ F

63 V

B 41313 2,2 µ F

4,7 µ F

B 41283 10 µ F

22 µ F

100 µ F

B 41010 220 µ F

470 µ F

1000 µ F

B 41316

47 µ F 16 V

220 µ F 16 V

1000 µ F 16 V

100 µ F 16 V

1 µ F 63 V

2,2 µ F 63 V

4,7 µ F 63 V

10 µ F 63 V

22 µ F 63 V

47 µ F 63 V

100 µ F 63 V

220 µ F 63 V

POUR TOUS PROBLEMES PARTICULIERS NOUS CONSULTER

# CIBOT

## ELECTRONIQUE

DÉPARTEMENT «SIEMENS»

1 et 3 RUE DE REUILLY

75012 PARIS

Tél : 346-63-88

346-69-66

# systeme de fendu enchainé photographique automatique

**D**ANS une projection de diapositives, un fondu enchainé a pour but de substituer progressivement une photographie à une autre, la première disparaissant lorsque la seconde apparaît. Les deux vues devant être projetées simultanément, il est naturellement nécessaire de disposer de deux projec-

teurs réglés de manière à fournir deux images superposées (Fig. 1). Ceci est naturellement un minimum, car lorsque des effets complexes doivent être obtenus, on doit disposer de plus de deux appareils, lorsqu'on veut réaliser des projections panoramiques, par exemple. Pour commander chaque projecteur, manuellement

ou automatiquement, deux fonctions distinctes sont à réaliser : la variation de l'éclairage de l'écran d'une part et la commande de passage des vues de l'autre. Ces fonctions doivent, en outre, pouvoir être télécommandées si l'on veut réaliser par la suite un système automatique.

## LES SYSTEMES CLASSIQUES

Deux méthodes sont utilisées pour augmenter ou réduire l'éclairage de l'écran : un volet mobile devant ou derrière l'objectif, ou un variateur de lumière commandant l'ampoule de projection. Quant au passage des vues, il est réalisé par des électroaimants, comme sur les projecteurs simples. Les différentes fonctions sont assurées séquentiellement par un programmeur électro-mécanique (moteur et cammes) ou électronique.

Il est souvent difficile, dans de tels appareils, d'obtenir un fonctionnement automatique (c'est le cas dans certains systèmes à variateur électronique), en outre, il est nécessaire d'acquérir l'ensemble de l'équipement, c'est-à-dire les deux projecteurs équipés, un boîtier de commande et souvent un magnétophone spécial, ce qui représente un investissement important pour un amateur.

## UN SYSTEME EVOLUTIF

Le système décrit dans cet article utilise par contre des projecteurs ordinaires du commerce, pourvu qu'ils soient équipés d'une télécommande du passage des vues et d'une lampe alimen-

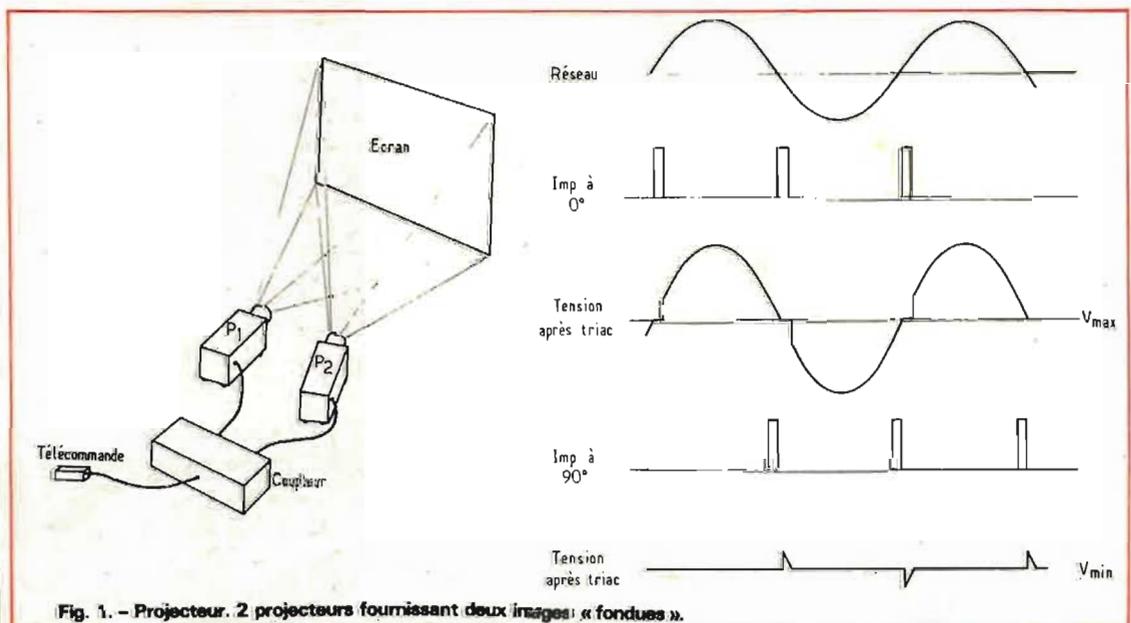
tée sous 24 volts, ce qui est le cas de la quasi-totalité des modèles du commerce. Il peut facilement être construit par un amateur normalement outillé avec des éléments disponibles chez les revendeurs de composants électroniques courants. Comme il utilise des modules séparés pour chaque projecteur, il n'est pas indispensable d'en posséder deux pour débiter la construction. Notons au passage que chaque projecteur reste utilisable seul, comme avant

sa modification et que le système peut être étendu à plus de deux appareils sans limite de nombre à condition de modifier en conséquence le système de télécommande.

## FONCTIONNEMENT DANS LE CAS DE DEUX PROJECTEURS

Etudions sommairement le fonctionnement automatique d'un fondu-enchâiné à deux pro-

jecteurs, ce qui est le cas le plus simple. Ce fonctionnement est le même, qu'il soit commandé par des impulsions en provenance d'un magnétophone avec « synchro-dia » ou fournies par l'opérateur. Dans les deux cas, la séquence complète de fondu enchainé doit se dérouler sans aucune autre intervention que l'impulsion de changement de vues. Naturellement, les vues doivent être réparties entre deux passe-vues, les vues 1, 3, 5, etc. sur le passe-



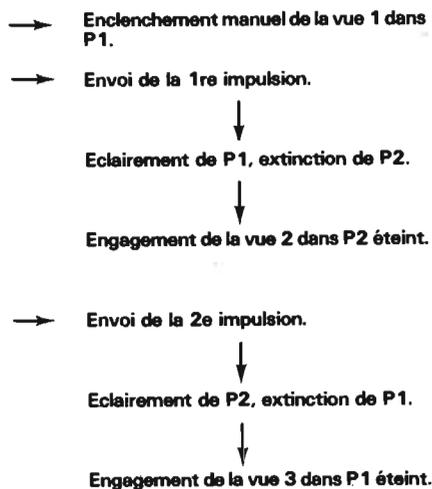


Fig. 2. - Séquence d'un fondu-enchaîné à 2 projecteurs.

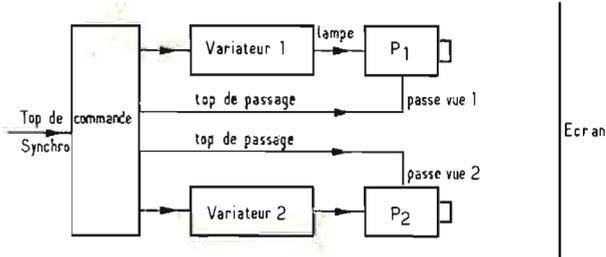


Fig. 3 : Diagramme du système.

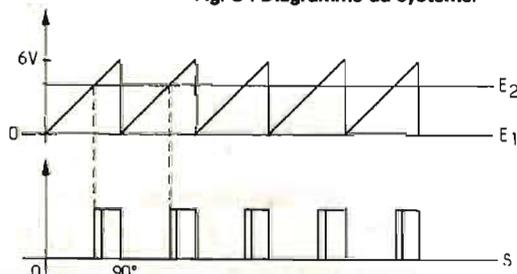


Fig. 4. - Signaux de commande de l'appareil.

vues du projecteur 1 et les vues 2, 4, 6, etc. sur celui du projecteur 2. La séquence de fonctionnement est donnée sur la figure 2.

A partir de cette séquence, il est possible de séparer les opérations à effectuer et donc de déterminer les circuits nécessaires (Fig. 3). Elle permet également de déterminer les instants de départ de chacune des opérations.

Il faut donc réaliser :

Un émetteur de tops de synchronisation destinés à provoquer le passage des vues. Celui-ci sera un magnétophone prévu pour cette opération ou relié à un synchro-dia ou bien la poignée de télécommande du projecteur. Cette partie décrite à plusieurs reprises dans la revue ne figure pas dans cette étude.

Un boîtier de télécommande fournissant les impulsions de passage des vues alternativement à chaque projecteur, lorsque l'autre fonctionne, ainsi que des signaux permettant de faire varier progressivement l'éclairage des vues, ces signaux devant être décalés par rapport aux impulsions de passage des vues.

Des variateurs de lumière commandés par les signaux issus du boîtier de télécommande, ceux-ci étant montés dans chaque projecteur.

## LES VARIATEURS D'ÉCLAIREMENT

Les projecteurs de diapositives modernes sont équipés de lampes à halogènes fonctionnant sous 24 V, de puissance 150 W pour les modèles d'amateur, 250 ou plus sur des appareils profession-

nels. Nous ne conseillons pas l'utilisation d'autres types de lampes, la réalisation risquant d'être trop complexe, et les résultats décevants.

De nombreux variateurs de lumière ont été décrits dans notre revue et nous ne reviendrons pas sur le principe de base de la commande proportionnelle d'un triac. La réalisation présente, bien qu'utilisant ce principe, est d'un schéma différent de ceux rencontrés habituellement. Les systèmes décrits fonctionnant sur 110 ou 220 V. La commande peut s'effectuer simplement par un diac et un réseau déphaseur RC. Deux raisons interdisent ce montage dans notre cas.

La première est la tension de fonctionnement de 24 V, inférieure à celle d'utilisation d'un diac. La seconde est la nécessité d'une commande par tension, imposée par la télécommande automatique. Il est en effet beaucoup plus facile de commander une variation de tension à volonté sans commande manuelle qu'une variation de résistance.

Le circuit doit donc produire

des impulsions ou des signaux de commande dont le front de montée a lieu de 0 à 90° selon la tension appliquée. On utilise pour cela un comparateur de tension. Celui-ci comporte deux entrées, E<sub>1</sub> et E<sub>2</sub> ; lorsque la tension est la même sur E<sub>1</sub> et E<sub>2</sub>, aucun signal n'apparaît à la sortie du comparateur. Lorsque la tension sur E<sub>1</sub> est supérieure à celle sur E<sub>2</sub>, un signal apparaît sur la sortie S du comparateur.

Si l'on applique sur E<sub>1</sub> une dent de scie de durée égale à 1/2 période du réseau (donc 100 Hz) et sur l'entrée E<sub>2</sub> la tension de commande, le comparateur se déclenchera lorsque la dent de scie aura dépassé la valeur de la tension de commande. Lorsque cette dernière varie de 0 à la tension maxi que peut atteindre la dent de scie, l'instant de déclenchement du comparateur varie proportionnellement entre 0 et 90° de phase (rapportée à 50 Hz). (Fig. 4 et 5).

Le comparateur utilisé est un circuit intégré de type 710 que l'on trouve couramment pour un prix modique chez les revendeurs spécialisés.

Le générateur de dents de scie est constitué d'un pont de diodes (D<sub>1</sub> à D<sub>4</sub>) alimenté sous 24 V par l'intermédiaire de la résistance de protection de 10 kΩ. La tension obtenue est introduite entre base et émetteur d'un transistor BC 107 écrêteur. A sa sortie, on dispose de signaux carrés à 100 Hz. Ceux-ci sont appliqués sur un intégrateur de Miller constitué par un second transistor BC 107. Les dents de scie à 100 Hz disponibles sur son collecteur sont introduites sur l'entrée E<sub>1</sub> du comparateur à travers une résistance de protection de 100 kΩ. Quant à la tension de commande d'éclairage, elle est acheminée sur E<sub>2</sub>, via une résistance de 15 kΩ.

Tels qu'ils sont élaborés par le comparateur, les signaux de phase variable ne peuvent commander directement la gachette du triac. Le modèle utilisé, 15 à 400 V, nécessite en effet une intensité de l'ordre de 50 mA sous 2 V environ, ce que ne peut débiter ce circuit intégré. Celui-ci attaque donc un transistor BC 107 monté en émetteur commun, qui joue le rôle de tampon. Son collecteur attaque lui-même un 2 N 3053 en collecteur commun, son émetteur est relié à la gachette du triac par l'intermédiaire d'une résistance de protection de 100Ω 1 W.

Les alimentations en 12 et 6 V du comparateur et des autres circuits s'effectuent en monoalternance à partir du 24 V de la lampe de projection. Le 12 V est régulé par une diode Zener. (Fig. 6).

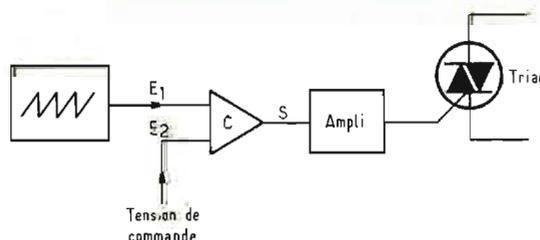


Fig. 5. - Diagramme du variateur.

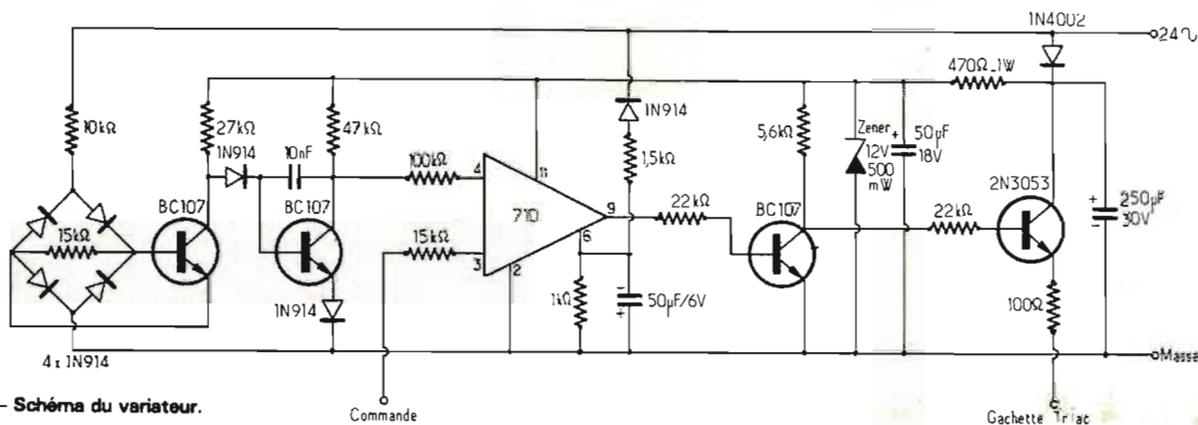


Fig. 6. - Schéma du variateur.

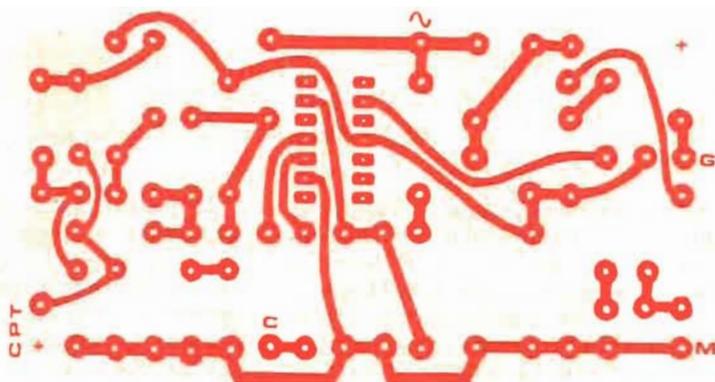


Fig. 7. - Typon du circuit imprimé.

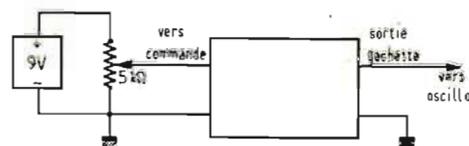


Fig. 9. - Circuit auxiliaire.

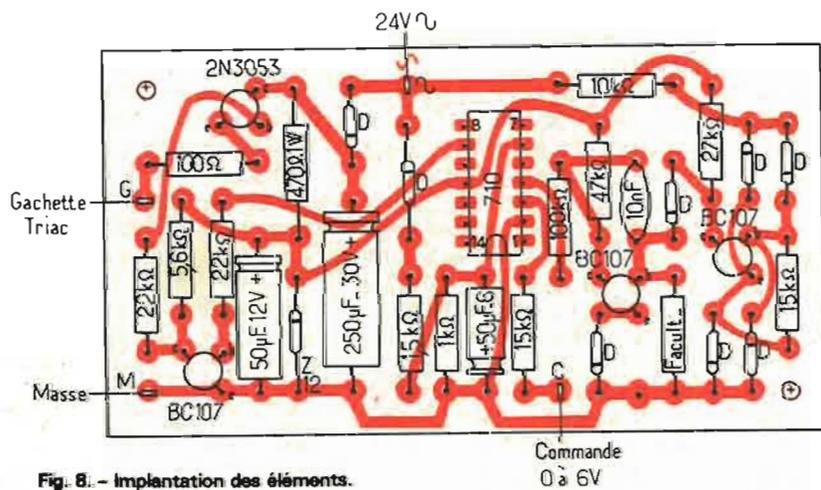


Fig. 8. - Implantation des éléments.

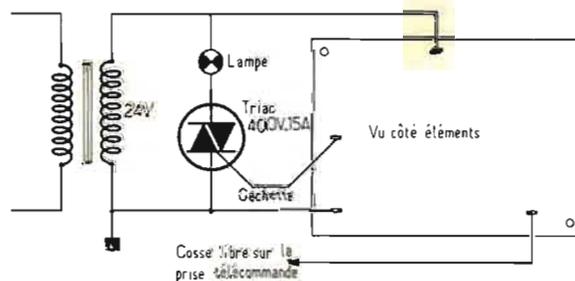


Fig. 10. - Montage dans le projecteur.

## MONTAGE DES ÉLÉMENTS

Les composants sont soudés sur un circuit imprimé simple face représenté figure 7. Pour le réaliser, il suffit de décalquer à l'aide de papier carbone sur une plaque de CI préalablement découpée aux dimensions (la figure est à l'échelle 1). Les lecteurs disposant de matériel photogravure des circuits imprimés pourront naturellement procéder de cette manière en photographiant cette figure et en la reportant sur un film « Kodalith » à l'échelle pour réaliser

ensuite le circuit sur de la plaque de CI photosensible. L'implantation des éléments est représentée figure 8.

Le montage doit fonctionner dès sa mise sous tension mais il importe de ne brancher le triac qu'après vérification de la forme convenable des signaux fournis par l'appareil.

Cette vérification nécessite la réalisation du petit montage auxiliaire décrit figure 9, qui fournit une tension continue variable de 0 à 6 V environ. La sortie du variateur est reliée à un oscilloscope et les signaux observés doivent

être conformes à la figure 4.

Si l'on ne possède pas d'oscilloscope, il est néanmoins possible de s'assurer du fonctionnement du circuit en branchant un voltmètre (gamme 15 V par exemple) à la sortie « Gachette », la tension observée doit varier lorsque la tension de commande varie.

## MONTAGE DU VARIATEUR

Le circuit imprimé du variateur est suffisamment petit pour trouver place dans le projecteur, ainsi que le triac. Ce dernier sera monté sur un morceau d'aluminium

de 1/2 dm<sup>2</sup> de surface environ, faisant office de radiateur.

La seule précaution à prendre est de ne pas perturber la ventilation du projecteur en plaçant les éléments trop près des ouvertures prévues par le constructeur. La figure 10 donne le câblage des différents éléments à l'intérieur du projecteur.

B.B.

# Décodeur stéréo

## 4 canaux

### INTRODUCTION

UN des systèmes de décodage les plus répandus pour quatre canaux, est le SQ basé sur le procédé établi par Columbia, une des plus grandes marques mondiales de disques phonographiques.

On peut trouver actuellement dans le commerce des disques Columbia à enregistrement sur quatre canaux, effectué sur deux pistes stéréo. En utilisant un pick-up stéréo à deux pistes, on obtient aux sorties de ce capteur, deux signaux  $D_T$  (droit total) et  $G_T$  (gauche total) que l'on applique aux deux entrées correspondantes du système décodeur SQ. A la sortie du décodeur, on obtient quatre signaux quadraphoniques (ou tétra-phoniques) désignés par :

$D_{AV}$  : droit avant,  
 $D_{AR}$  : droit arrière,  
 $G_{AV}$  : gauche avant,  
 $G_{AR}$  : gauche arrière.

La réalisation rapide d'un décodeur SQ est possible grâce au circuit intégré Motorola type MC 1312 P (pour appareils d'appartement) et MC 1313 P (pour appareils à bord de voitures).

La différence principale entre ces deux types est dans la tension d'alimentation : 20 V pour le mo-

dele « appartement » et 12 V pour le modèle « automobile ». Les autres caractéristiques présentent également des différences dues aux tensions, mais les schémas de montage et les valeurs des composants sont les mêmes pour les deux circuits intégrés. Rien ne s'oppose à l'emploi du MC 1313P dans un appareil d'appartement. Les CI, MC 1312P et MC 1313P sont présentés en boîtier 646, type TO 116 à 14 broches, ayant les dimensions habituelles.

La figure 1 donne l'aspect du boîtier avec ses broches (ou « points » de terminaison) et l'indication de la broche 1 lorsque le boîtier est vu de dessus. Ce boîtier est désigné par 646 - TO - 116 dans les fabrications Motorola.

La figure 2 donne les dimensions de ce boîtier, en millimètres et en pouces.

A la figure 3 on indique le principe simplifié de l'obtention de quatre canaux à partir de deux.

Le PU, de haute qualité, fournit à ses deux sorties, les signaux  $D_T$  et  $G_T$ . Chaque signal contient deux signaux en quadrature, ce qui explique la possibilité d'obtention de quatre canaux réels et non de canaux simplement dérivés des deux canaux d'un système bistéréophonique, en introduisant

un retard ou une combinaison des signaux normaux existants.

La distorsion harmonique totale est de 0,1 % pour le MC 1312P et de 0,25 % pour le MC 1313P, ce qui conduit à accorder la préférence, au premier, dans un appareil d'appartement mais l'alimentation doit être alors de 20 V.

### PRINCIPE DU DÉCODAGE

Chaque canal « total »  $D_T$  ou  $G_T$  est obtenu par deux signaux en quadrature. Ce premier est analogue à celui de la TV couleur NTSC. Au décodage, on utilise le dispositif dont le principe est donné par la figure 4.

On a :

$$G_T = G_{AV} + 0,707 D_{AR} - j,0,707 G_{AR} \quad (1)$$

$$D_T = D_{AV} - 0,707 G_{AR} + j,0,707 D_{AR} \quad (2)$$

ou  $j$  = racine carrée de  $-1$ . Le signal de sortie est, alors, pour le gauche avant :

$$G'_{AV} = G_{AV} + 0,707 D_{AR} - j,0,707 G_{AR} \quad (3)$$

Ce signal est donc égal à  $G_T$  car les expressions (1) et (3) sont identiques.

Le signal  $G_{TOT} + G'_{AV}$  peut être représenté avec ses deux composantes réelle et imaginaire, selon la figure 5 (A).

Le signal  $G'_{AR}$  est donné par la relation :

$$G'_{AR} = G_{AR} + j,0,707 G_{AV} - 0,707 D_{AV} \quad (4)$$

ce qui conduit à la représentation de la figure 5 (B).

Le signal  $D'_{AR}$  est donné par la relation :

$$D'_{AR} = D_{AR} + 0,707 G_{AV} - j,0,707 D_{AV} \quad (5)$$

ce qui conduit à la figure 5 (C).

Enfin, le signal  $D'_{AV}$  est :

$$D'_{AV} = D_{AV} - 0,707 G_{AR} + j,0,707 D_{AR} = D_T \quad (6)$$

En effet, les signaux (2) et (6) sont identiques, et leur représentation est donnée à la figure 5 (D).

### MONTAGE DE MESURE ET D'ESSAIS

Les autres signaux  $G_{AV}$ ,  $G'_{AR}$ ,  $D'_{AR}$  et  $D'_{AV}$  sont fournis par le montage du décodeur, réalisé avec le CI choisi, selon le schéma de la figure 6. C'est un montage pratique avec indication de tous les branchements (le CI est vu de dessus) et des valeurs des éléments.

Les résistances  $R_1$  de 3 M $\Omega$  sont utilisées pour la mesure des impédances d'entrée. Normalement, les interrupteurs  $S_1$  sont fermés (position contact) court-circuitant les résistances de 3 M $\Omega$ . A la figure 7 on donne les

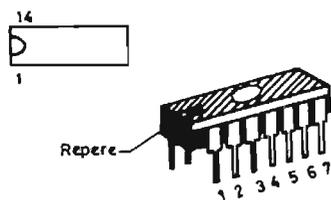


Fig. 1

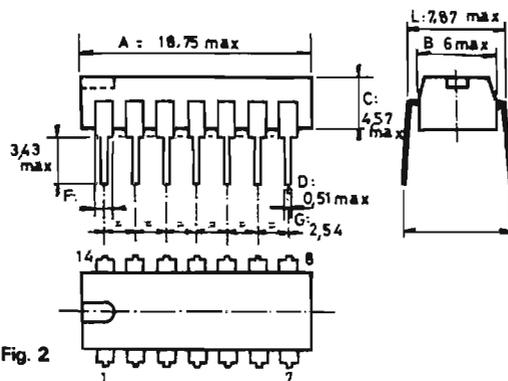


Fig. 2

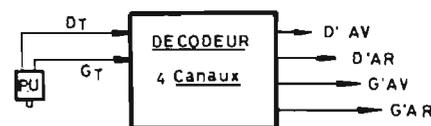


Fig. 3

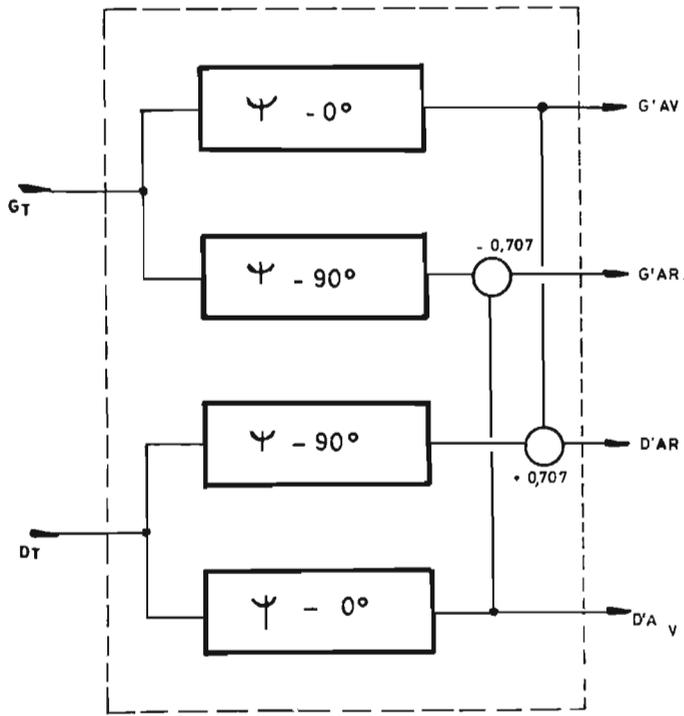


Fig. 4

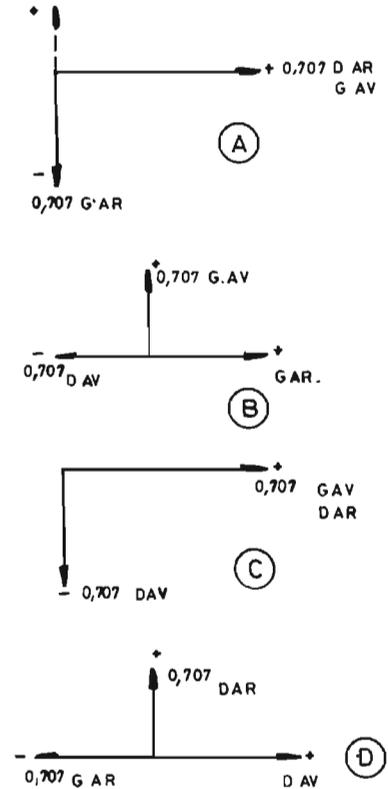


Fig. 5

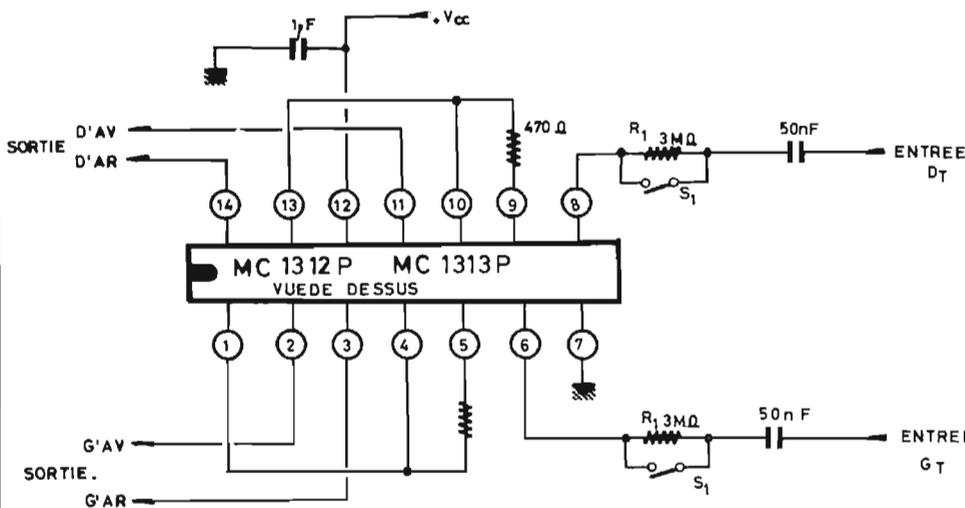


Fig. 6

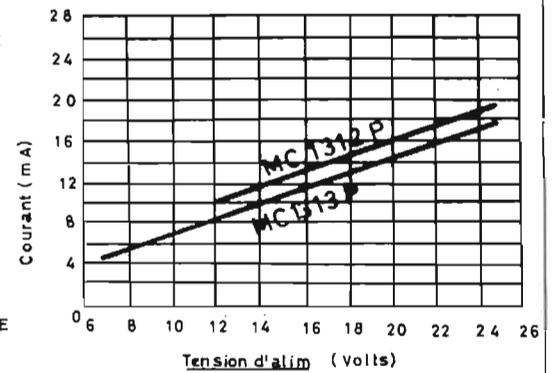


Fig. 7

courbes représentatives du courant consommé par les CI en fonction de la tension d'alimentation pour des valeurs différentes de celles recommandées.

La variation de  $I_{AL}$  en fonction de  $V_{AL}$  est linéaire. La consommation de ces CI est donc inférieure à 20 mA.

### CARACTÉRISTIQUES LIMITES

Elles sont données par le tableau I ci-après :

Tableau I ( $T_A = 25^\circ\text{C}$  sauf mention différente)

Caractéristiques	Valeurs	Unités
Tension d'alimentation	25	volts continu
Puissance différée limite	625	mW
Dérive au-dessus de $T_A = 25^\circ\text{C}$	5	mW/°C
Température de fonctionnement	0 à + 75	°C
MC 1312P	- 40 à + 85	°C
MC 1313P		
Température de stockage	- 65 à + 150	°C

Voici maintenant les caractéristiques électriques, données au tableau II dans les conditions suivantes :

$V_{cc}$  pour MC 1312P : 20 V ;  
 $V_{in} + 0,5$  V eff.

Pour MC 1313P :  $V_{cc} = 12$  V ;  
 $V_{in} = 0,2$  V eff. ( $V_{in} +$  tension d'entrée)

$T_A = + 25^\circ\text{C}$  sauf mention différente.

Le rapport signal/bruit est exprimé par 80 dB pour le MC 1312P, pour une tension d'entrée de 0,5 V eff. et de 74 dB

Tableau II

Caractéristiques	MIN.	TYP.	MAX.	UNITÉ
Courant consommé MC 1312P MC 1313P	11 6,5	10 9	21 12,5	mA mA
Impédance d'entrée MC 1312P MC 1313P	1,8 1	3 1,8	- -	MΩ MΩ
Impédance de sortie	-	5	-	kΩ
Équilibre des canaux $G_{AV}/D_{AV}$ (en dB)	-1	0	+1	dB
Gain de tension $G_{AV}/G_{TOT}$ ou $D_{AV}/D_{TOT}$	-1	0	+1	dB
Gain de tension relatif $G'_{AR}/G'_{AV}$ , $D'_{AR}/D'_{AV}$ , $G'_{AR}/D'_{AV}$ , $D'_{AR}/D'_{AV}$	-2	-3	-4	dB
Tension maximum d'entrée pour 1 % de distorsion $G_T$ ou $D_T$	MC 1312P MC 1313P	2 0,8	- -	V eff. V eff.
D tot. harm $G_T$ ou $D_T$	MC 1312P MC 1313P	- -	0,1 0,25	% %

pour le MC 1313P, avec tension d'entrée de 0,2 V efficaces. Largeur de bande 20 Hz à 20 kHz. Le MC 1312P est donc supérieur au MC 1313P.

**MONTAGE SIMPLE D'APPLICATION**

A la figure 8, on donne le schéma d'un montage simple d'appli-

cation, utilisant un des deux circuits intégrés cités.

Ce schéma est la réplique pratique de celui de la figure 3. Le CI est représenté vu de dessus avec les points de terminaison dans leur ordre réel.

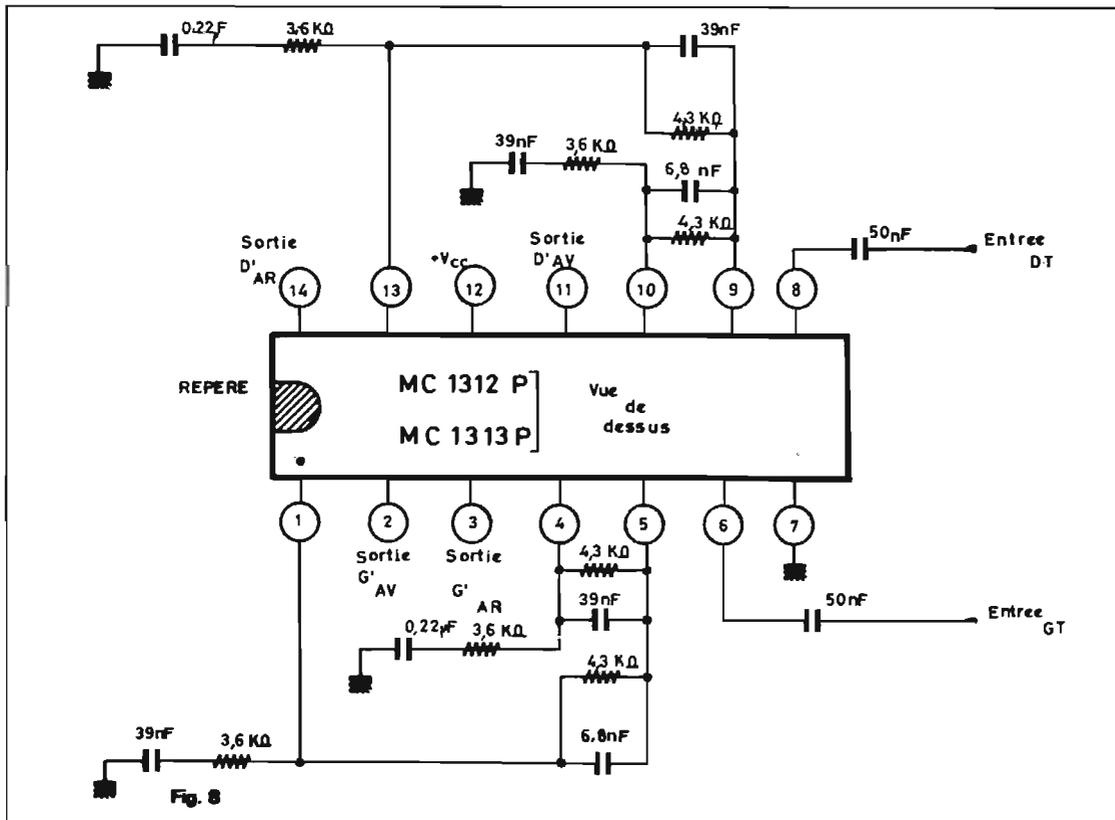
On remarquera les branchements suivants :

- alimentation de 20 ou 12 V, avec +  $V_{cc}$  au point 12 et le - (ou masse) au point 7 ;

- entrées des signaux du PU : entrée droite point 8, entrée gauche, point 6. Intercaler des condensateurs, de 50 nF pour isoler en continu et transmettre les signaux alternatifs ;

- sorties  $D'_{AV}$  point 4,  $D'_{AR}$  point 14,  $G'_{AV}$  point 2 et  $G'_{AR}$  point 3 ;

- circuits extérieurs RC à brancher aux points 13, 10, 9 et 1, 4, 5.



**MONTAGE COMPLET À 3 CI**

Il est représenté par le schéma de la figure 9, constituant le décodeur à disposer entre le PU stéréo à deux sorties et l'amplificateur BF à quatre canaux distincts.

Toutes les valeurs des éléments sont indiquées sur ce schéma. Les potentiomètres de réglage sont :

- $P_1$  = volume (semi-log.)
- $P_2$  = équilibrage avant/arrière
- $P_3$  = équilibrage  $G_{AR}/D_{AV}$
- $P_4$  = équilibrage  $G_{AR}/D_{AR}$
- $P_5$  = commande des « dimensions ».

Remarquons dans ce montage, l'emploi des circuits intégrés MC 1314P, atténuateur commandé par une tension et MC 1315P des Motorola également, ce dernier étant le circuit « logique ».

Les MC 1314 P et MC 1315P sont présentés en boîtier à 16 broches, plastiques 648.

Voici à la figure 10, le brochage du boîtier à 16 broches vu de dessus.

Pour le MC 1314P, les branchements sont :

- Point 1 : équilibrage  $G_{AV}/D_{AV}$  ;
- Point 2 : sortie signal  $D_{AV}$  ;
- Point 3 : entrée signal  $D'_{AV}$  ;
- Point 4 : commande gain avant ;
- Point 5 : entrée signal  $G'_{AV}$  ;
- Point 6 : sortie signal  $G_{AV}$  ;
- Point 7 : équilibrage AV/AR ;
- Point 8 : volume ;
- Point 9 : masse et - alimentation ;
- Point 10 : sortie  $G_{AR}$  ;
- Point 11 : entrée  $G'_{AR}$  ;
- Point 12 : commande gain arrière ;
- Point 13 : entrée  $G'_{AR}$  ;
- Point 14 : sortie  $D_{AR}$  ;
- Point 15 : équilibrage  $G_{AR}/D_{AR}$  ;
- Point 16 : + alimentation ;

D'autre part, le circuit intégré MC 1315P se branche comme suit :

- Point 1 : entrée  $D'_{AV}$  ;
- Point 2 : commande logique ;
- Point 3 : commande gain avant ;
- Points 4, 6, 7, 8 : condensateurs extérieurs ;
- Point 5 : commande gain arrière ;
- Point 9 : filtre avant ;
- Point 10 : filtre arrière ;
- Point 11 : CAG ;
- Point 12 : + alimentation ;
- Point 13 : polarisation ;
- Point 14 : masse et - alimentation ;
- Point 15 : entrée  $G'_{AV}$  ;
- Point 16 : entrée  $D'_{AR}$ .

La tolérance des résistances doit être de  $\pm 5\%$ . Les condensateurs

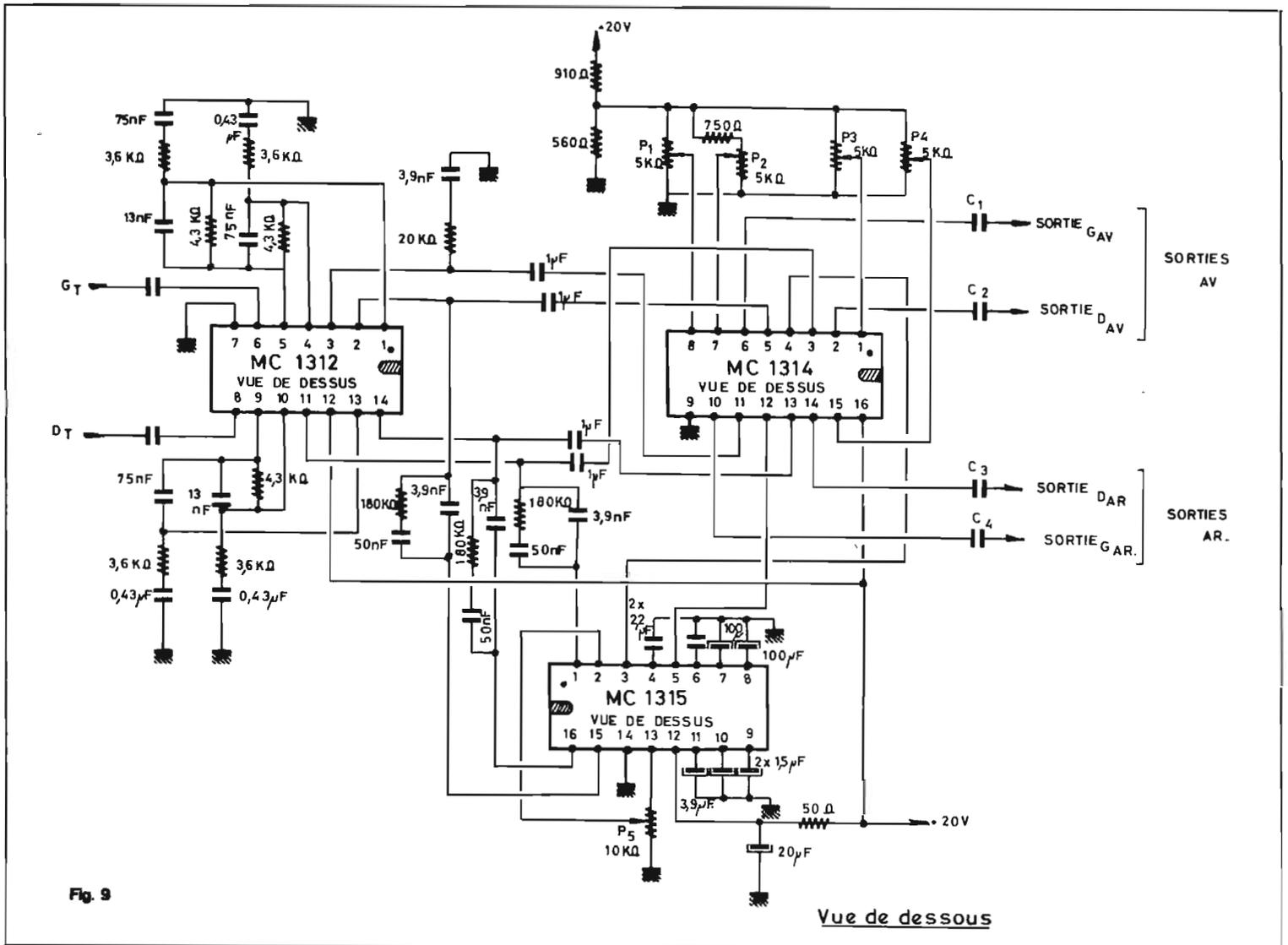


Fig. 9

Vue de dessus

teurs électrochimiques pourront avoir une tolérance de - 20 % à + 100 % et les autres, une tolérance de + 10 %.

### ALIMENTATION

Le décodeur à CI : MC 1312P nécessite une tension de 20 V. Elle peut être prise sur l'amplificateur de la chaîne HIFI ou réalisée séparément. Dans ce dernier cas, on pourra adopter le schéma de la figure 11.

Le primaire est adaptable à la tension du secteur à 50 ou 60 Hz dont on dispose.

Le secondaire est à un seul enroulement, la prise médiane, si elle existe ne sera pas utilisée. La totalité du secondaire doit fournir 16 V sous 1 A, pour obtenir 20 V continu à la sortie.

On réalise le redressement avec un pont à quatre diodes du type 1N 4001, ce qui donne un signal continu, avec le + aux cathodes des diodes et le - aux anodes.

Ce courant continu est filtré par R et  $C_1 = 1000 \mu F$  25 V et  $C_2$

= 220  $\mu F$  (ou plus) 25 V service.

La tension aux bornes de  $C_1$  est de 24 V environ. Celle aux bornes de  $C_2$  doit être de 20 V.

On essayera une résistance de 200  $\Omega$  qui sera remplacée par une résistance de moindre valeur si la tension est trop faible, ou par une

résistance de valeur supérieure à 200  $\Omega$  si la tension obtenue est trop élevée.

Le même montage (figure 11), convient aussi pour obtenir 12 V au lieu de 20 V. Il suffira, alors, de prévoir un transformateur TA, dont le secondaire donnera 9,6 V

au lieu de 16 V, sous 1 A également.

A peu de choses près, la tension continue obtenue et la tension alternative du secondaire, sont proportionnelles, ce qui permettra, en pratique, de déduire, approximativement, la tension d'un se-

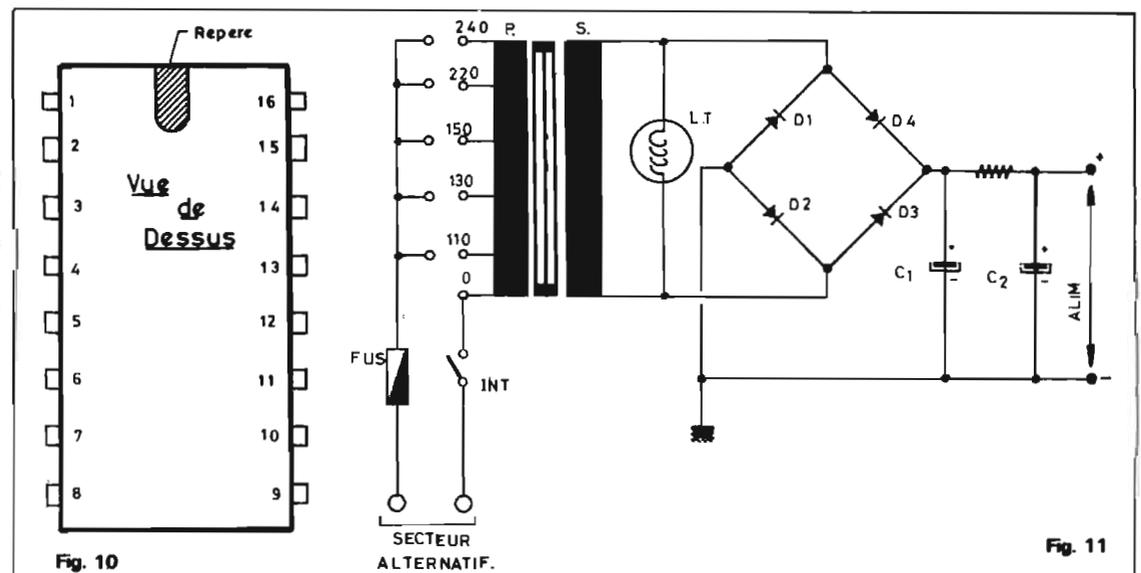


Fig. 10

Fig. 11

## EMPLOI DU DÉCODEUR AVEC MAGNÉTOPHONE

Avec un magnétophone on peut enregistrer sur n'importe quel nombre de canaux **distincts** pourvu que le magnétophone considéré soit prévu pour ce nombre et que ses têtes d'enregistrement, lecture et effacement, le soient également.

Actuellement, la majorité des magnétophones non professionnels ou semi-professionnels, sont à deux canaux mais quelques-uns sont à quatre canaux (à ne pas confondre avec 4 pistes).

Dans ces magnétophones professionnels, il y a des modèles à 4, 7, 8 et même à plus grand nombre de canaux distincts. Pour plus de quatre canaux, afin de conserver la haute fidélité, la longueur du ruban magnétique pourrait être supérieure à 6,35 mm, par exemple le double ou le quadruple.

L'amateur a donc le choix entre deux et quatre canaux. Avec quatre canaux, la tétraphonie est donc aisée et simple. Il suffira d'enregistrer sur quatre pistes, à partir de microphones disposés selon une règle déterminée et, à la lecture, disposer les quatre haut-parleurs de la même manière, par exemple comme on le montre à la **figure 15**.

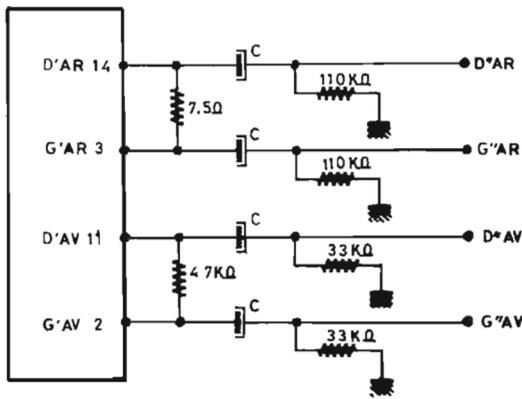
La vitesse de 19 cm/s est, évidemment recommandée pour la haute fidélité et celle de 38 cm/s, encore plus.

Un autre moyen de faire de la « magnétophonie » à quatre canaux réels est d'utiliser un système de codage et de décodage, permettant d'introduire deux canaux dans un seul, ce qui donnera deux canaux complexes.

Le système SQ de Columbia se prête parfaitement aux dispositifs à magnétophone, ne possédant que deux canaux selon les ver-

(suite page 301)

MC 1312\_P  
MC 1313\_P



C: 4,7µF

Fig. 12

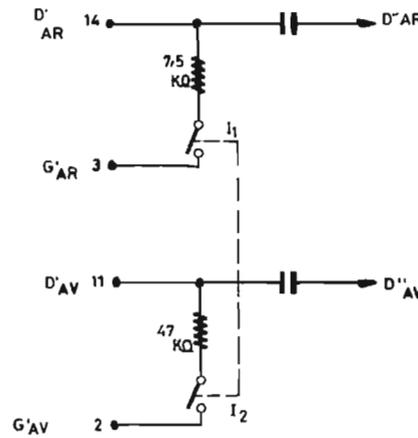


Fig. 13

condaire lorsqu'on modifie la tension de sortie requise.

La lampe LT servant de témoin, peut être d'un type quelconque, pouvant s'allumer avec la tension du secondaire.

Si l'on ne trouve pas d'ampoule de 16 V, utiliser une petite lampe de 6,3 V, par exemple, en série avec une résistance de valeur appropriée.

Soit le cas d'une ampoule de 6,3 V, 0,1 A et d'une tension de 16 V. La chute de tension est de  $16 - 6,3 = 9,7$  V, ce qui conduit à utiliser une résistance  $R = 9,7/0,1 = 97 \Omega$ . Pratiquement, pour plus de sécurité, on prendra une résistance de  $110 \Omega$ . La puissance dissipée sera  $10 \cdot 0,1 = 1$  W, approximativement. Une résistance de  $110 \Omega$  2 W conviendra.

Rien ne s'oppose à monter, sur 16 V, trois ampoules de 6,3 V, 0,1 A, en série, solution probablement plus économique que celle utilisant une ampoule et une résistance de 2 W.

On est conduit, alors, au montage de la **figure 12**, qui se raccorde aux quatre points de sortie : 2, 3, 11 et 14 du montage de la **figure 8**.

Considérons les sorties G' et D'. Chacune est reliée par un condensateur de  $4,7 \mu F$  (avec le + vers le CI) vers les points de sortie d'indice « par exemple G''AV à G''AV ».

Les sorties d'indice « sont reliées à la masse par des résistances de  $110 k\Omega$  (D''AR et G''AR) et de  $33 k\Omega$  (D''AV et G''AV).

Le matricage est réalisé par les résistances suivantes :

$7,5 k\Omega$  entre les points 14 et 3 (D'AR et G'AR)

$47 k\Omega$  entre les points 11 et 2 (D'AV et G'AV).

Un interrupteur à deux contacts, peut être disposé dans le montage, pour couper les branchements effectués par les résistances de  $7,5 k\Omega$  et  $47 k\Omega$ . Ce dispositif est montré à la **figure 13**. I<sub>1</sub> et I<sub>2</sub> sont conjugués.

## PASSAGE A LA BISTÉRÉOPHONIE

Comme l'écoute en stéréophonie habituelle à deux canaux ne sera pas abandonnée, il est intéressant d'établir un montage permettant l'écoute, à volonté, en bistéréophonie ou en tétraphonie, selon les disques dont on dispose.

Voici à la **figure 14** un montage permettant de passer « par dessus » le décodeur tétraphonique.

En position 1 du commutateur tétrapolaire à deux directions, les sorties D<sub>T</sub> et G<sub>T</sub> du PU stéréo, sont branchées directement aux sorties D''AV et G''AV c'est-à-dire aux amplificateurs auxquels sont branchés ces haut-parleurs principaux disposés à l'avant des auditeurs, à leur droite et à leur gauche (voir **figure 15**).

En position 2, il y a tétraphonie. En effet, le signal D<sub>T</sub> du PU se branche à l'entrée 8 et le signal G<sub>T</sub> se branche à l'entrée 6, tandis que les sorties D''AV et G''AV se branchent aux condensateurs de  $4,7 \mu F$ .

## MONTAGE PLUS SIMPLE

Revenons au schéma de la **figure 8**. Il donne aux quatre sorties, les signaux D'AV, D'AR, G'AV et G'AR.

Pour obtenir les signaux D''AV, D''AR, G''AV et G''AR, plus corrects pour la tétraphonie à canaux réels, il est recommandé d'effectuer des combinaisons linéaires des signaux D' et G'.

Celles-ci sont les suivantes :

$$D''_{AV} = 0,9 D'_{AV} + 0,1 G'_{AV}$$

$$G''_{AV} = 0,9 G'_{AV} + 0,1 D'_{AV}$$

$$D''_{AR} = 0,6 D'_{AR} + 0,4 G'_{AR}$$

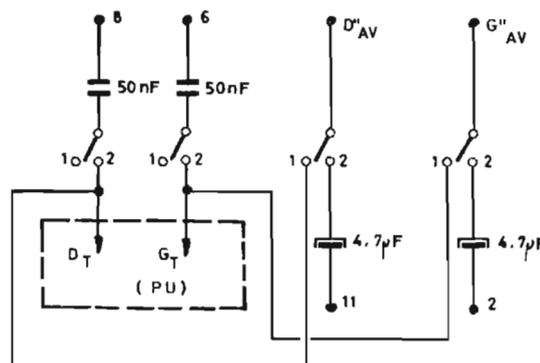
$$G''_{AR} = 0,6 G'_{AR} + 0,4 D'_{AR}$$


Fig. 14

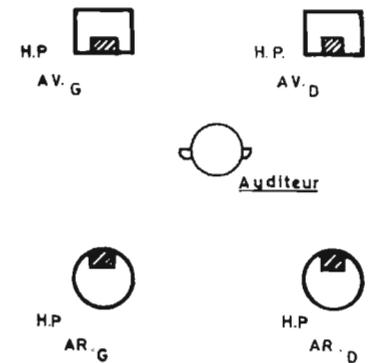


Fig. 15

# LA DIODE A CAPACITE VARIABLE :

## BB 113

*dans les récepteurs radio à modulation d'amplitude*

(Suite — voir N° 1469)

### APPLICATIONS DE LA TRIPLE DIODE A CAPACITE VARIABLE BB 113

La diode à capacité BB 113 est conçue pour les récepteurs de radio en ondes longues, moyennes et courtes.

Une triple diode remplace un condensateur variable à deux ou trois cages ou un jeu de bobinages à noyaux plongeant. Le choix et l'accord des stations s'obtiennent en faisant varier leur tension de polarisation inverse. Leurs avantages principaux sont de supprimer toute pièce mécanique pour l'accord des stations, de présenter de faibles dimensions et un poids réduit.

Elles équipent actuellement déjà des autoradios, des postes de radio portatifs et des ampli-tuners du commerce.

Nous décrivons quelques applications pratiques de la BB 113 sans répéter les considérations de base citées dans les précédents chapitres.

La figure 22 présente les trois façons les plus intéressantes de monter la diode à capacité BB 113.

**Figure 22a** - Deux diodes partielles équipent le circuit d'entrée. La troisième est utilisée dans l'oscillateur. La mise en parallèle de deux diodes à l'entrée procure l'excursion de fréquence nécessaire. Dans ce cas simple rien n'est prévu pour traiter les signaux de grande amplitude et aucune amplification n'intervient avant le mélangeur. On choisira de balayer les ondes moyennes en une fois ( $U_D = 1$  à  $30$  V) ou en deux domaines ( $U_D = 7 - 30$  V), ce qui est préférable du point de vue qualité du traitement des signaux. Pour un autoradio simple on aura deux domaines en OM ( $U_D = 3$  à  $30$  V).

**Figure 22b** - Conçu spécialement pour les autoradios, ce type de montage prévoit un préamplificateur aperiódique suivi d'un filtre de bande. L'avantage de ce montage est que la capacité du câble d'antenne n'a pas besoin

d'être considérée. L'étage préliminaire doit par contre pouvoir traiter les signaux de grande amplitude.

**Figure 22c** - Le concept idéal est celui-ci : le filtre de bande d'entrée est doté d'un circuit neutralisant « à la source » les grandes amplitudes sans trop sacrifier de la sélection. Suivant un amplificateur et un mélangeur aperiódique.

### CIRCUIT D'ENTRÉE SIMPLE D'UN RÉCEPTEUR POUR ONDES MOYENNES AVEC ANTENNE FERRITE

Il est extrêmement rare que des signaux de plus de 1 V crête à crête n'apparaissent sur une antenne ferrite. De telles amplitudes sont traitées sans difficultés par les diodes variables BB 113. Dans le circuit simple de la figure 23, le transistor d'entrée ne supporte de toute façon pas plus de 10 mV, ce niveau correspond à

$150 \text{ mV}_{cc}$  à 600 kHz et  $1,5 \text{ V}_{cc}$  à 1,5 MHz aux extrémités de la BB 113.

### CIRCUIT D'ENTRÉE POUR SIGNAUX DE GRANDE AMPLITUDE EN ONDES MOYENNES

Le courant de collecteur du BF 241 est de 5 mA (fig. 24). La tension prélevée en C ( $6,8 \text{ nF}$ ) est conduite à l'émetteur. Ce couplage présente l'avantage de faire varier la transformation de charge en fonction de la fréquence. L'atténuation du circuit LC est élevée aux basses fréquences et faible aux hautes fréquences. La sélection peut donc être maintenue constante sur toute la gamme. La bobine d'antenne est conçue pour une impédance d'entrée de  $60 \Omega$ . La diode BA 182 sert à la commutation de la résistance de  $2,2 \text{ k}\Omega$ . Si la BA 182 est conductrice, le signal d'entrée est appliqué à l'enroulement  $L_1$  quasiment sans pertes. Si la BA 182 est bloquée, le si-

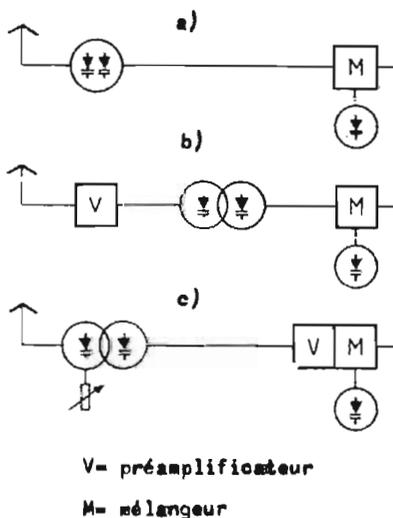


Figure 22. — Trois concepts de récepteurs AM.

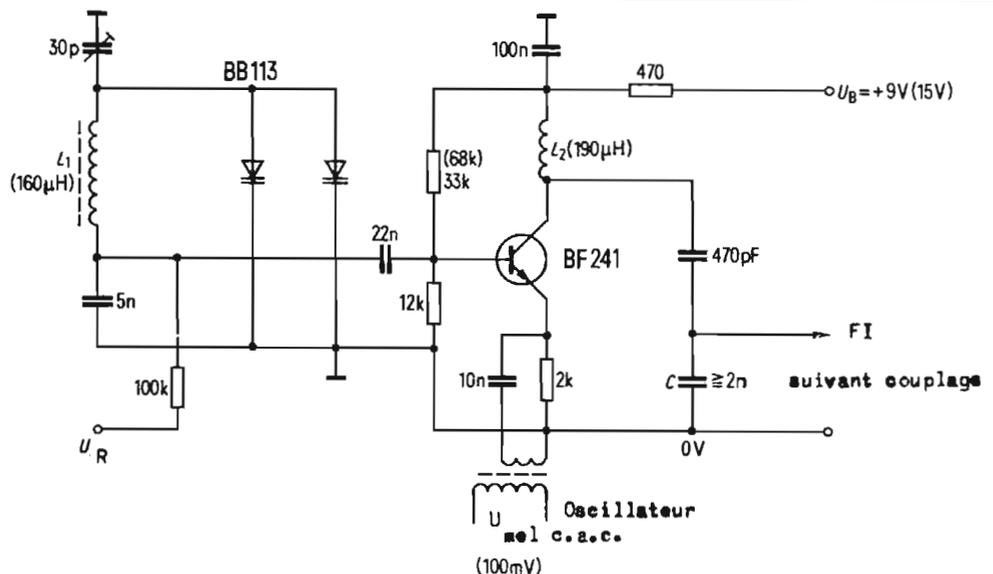


Figure 23. — Circuit d'entrée simple d'un récepteur d'ondes moyennes avec antenne ferrite.

gnal d'entrée est divisé par 30. Comme on le voit au tableau 2, cette commutation de sensibilité ne modifie qu'insensiblement la sélectivité, la largeur de bande et l'accord du montage. Le tableau 3 donne les tensions HF prélevées en différents points du montage. La tension  $U_{com}$  passera de 0 à +30 V lorsque la tension redressée à la sortie de l'amplificateur fréquence intermédiaire atteint un seuil défini. Il faudra investir pour cela un transistor supplémentaire.

### CIRCUIT D'OSCILLATEUR

Un oscillateur doit délivrer au mélangeur un signal aussi constant que possible (par ex. 100 mV<sub>cc</sub>). Il doit se comporter comme un générateur de 100 à 200 Ω d'impédance. Pour ne pas influencer le synchronisme, la tension alternative doit rester inférieure à 1 V<sub>cc</sub> à  $U_R = 1 V$  et inférieure à 2,5 V<sub>cc</sub> à  $U_R = 30 V$ . Comme l'impédance de résonance dépend fortement de la fréquence il n'est pas possible d'obtenir un signal d'oscillateur constant sans précautions spéciales. Il est, d'autre part, recommandé de stabiliser avec soins la tension de diodes  $U_R$ .

La figure 25 montre un oscillateur pour les ondes moyennes qui

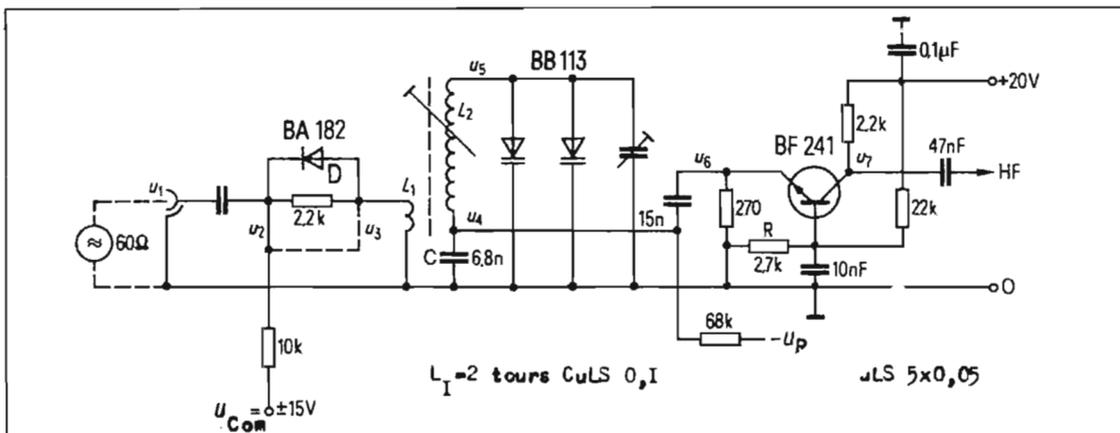


Figure 24. - Circuit d'entrée pour signaux de grande amplitude en ondes moyennes.

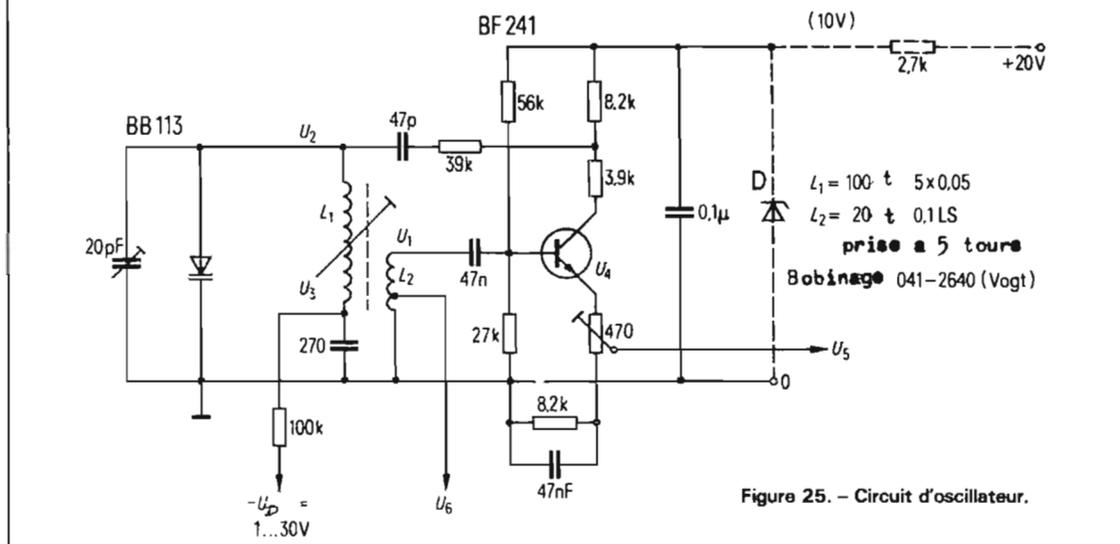


Figure 25. - Circuit d'oscillateur.

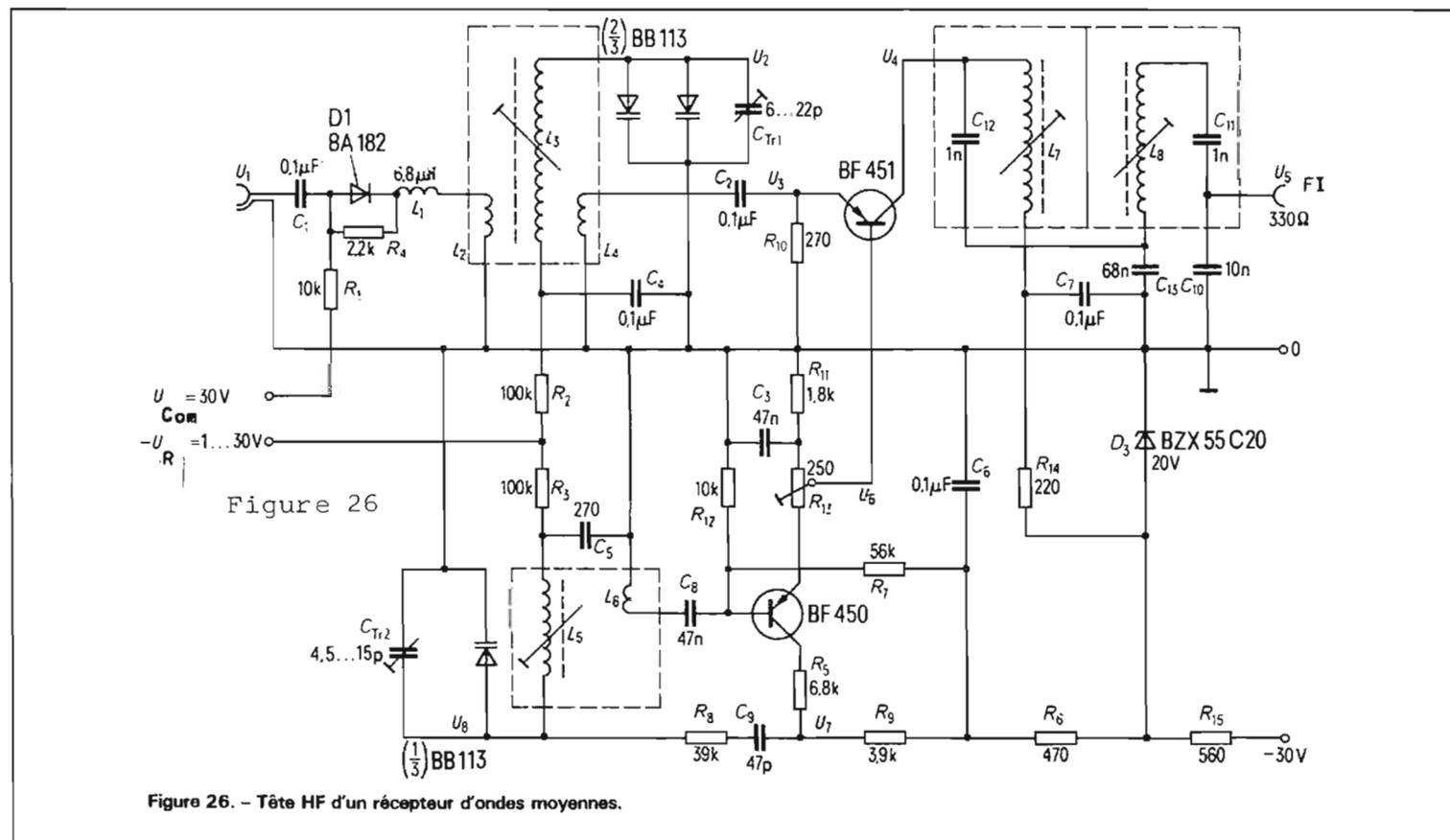


Figure 26

Figure 26. - Tête HF d'un récepteur d'ondes moyennes.

CARACTÉRISTIQUES DU MONTAGE DE LA FIGURE 26		BOBINAGES POUR LE MONTAGE DE LA FIGURE 26			
Fréquence d'entrée	530 à 1620 kHz	L <sub>1</sub>	6,8 μH	32 tours	CuL 0,2 mm
Fréquence intermédiaire	465 kHz	L <sub>2</sub>		2 tours	CuL 0,2 mm
Réjection d'onde image à 1 MHz*	43 dB	L <sub>3</sub>		100 tours	CuLS 4 x 0,05
Réjection de la fréquence intermédiaire*	38 dB	L <sub>4</sub>		1 tour	CuL 0,2 mm
Rayonnement de l'oscillateur à l'entrée*	0,9 mV	L <sub>5</sub>		100 tours	CuLS 4 x 0,05
Désaccord maximum pour signal d'entrée maximum à 1,5 MHz	0,2 kHz	L <sub>6</sub>		20 tours	CuLS 4 x 0,05
		L <sub>7</sub> = L <sub>8</sub>		85 tours	CuLS 12 x 0,04
		L <sub>1</sub> sur noyaux		Si 31 s Ø 3,3 mm	
		L <sub>2</sub> à L <sub>8</sub> bobinages Vogt D41		- 2519	

\*) D<sub>1</sub> conductrice.

pourrait d'ailleurs fonctionner jusqu'au-dessus de 10 MHz si l'on réduisait la résistance de collecteur à 5 kΩ. Le signal d'oscillateur destiné au mélangeur peut être prélevé soit sur L<sub>2</sub> (U<sub>6</sub>, sinusoïde presque parfaite, constance moyenne d'amplitude) soit à la résistance d'émetteur (U<sub>5</sub>, signal plus carré, bonne stabilité d'amplitude). Le tableau 4 donne les tensions que l'on peut prélever sur le montage de la figure 25. La dérive thermique de l'oscillateur est donnée par le bobinage. Une compensation se fera le plus facilement en donnant à la tension U<sub>R</sub> de commande des diodes un comportement thermique adéquat.

### PARTIE HAUTE FRÉQUENCE D'UN RÉCEPTEUR D'ONDES MOYENNES

Le montage de la figure 26 est une synthèse des concepts décrits plus haut. Il contient un amplificateur HF jouant le rôle de mélangeur en même temps et un oscillateur.

Cette façon de coupler oscillateur et mélangeur présente l'avantage suivant : la fréquence

de l'oscillateur reste quasiment insensible aux signaux d'antenne de grande amplitude. La bobine de 6,8 μH à l'entrée améliore le couplage en fonction du domaine de fréquence. L'ensemble du montage procure une amplification de 10 à 15 dB. C'est un compromis entre un bon rapport signal sur bruit et un bon comportement pour des signaux de grande amplitude. Le tableau 5 donne les tensions applicables à l'entrée (sur 60 Ω!) lorsque la diode BA 182 est conductrice ou bloquée. On peut y lire les amplitudes considérables que le montage est à même de traiter. Le tableau 6 donne les tensions caractéristiques apparaissant aux principaux points du montage. La figure 27 donne le rapport signal sur bruit en bas, milieu et haut de gamme (ondes moyennes). Le comportement en intermodulation est aussi excellent. Les mesures illustrées à la figure 28 sont faites lorsque la diode est conductrice. L'amplitude du signal parasite U<sub>p</sub> pourrait être 30 fois plus élevée pour un même taux d'intermodulation de 1 % si la BA 182 était bloquée. Le signal d'entrée est 1 MHz sous 500 μV constants, l'émetteur parasite est modulé à 30 % et avec 1 kHz.

### PROPOSITION POUR UN RÉCEPTEUR ONDES LONGUES, MOYENNES ET COURTES AVEC UNE BB 113 (figure 29)

Les domaines de fréquences choisis sont :

Ondes courtes 6 - 10 MHz  
Ondes moyennes 530 - 1650 kHz  
Ondes longues 150 - 350 kHz

La commutation de ces domaines de fréquence ne nécessite qu'un quadruple commutateur à trois positions. Les légères modifications apportées au schéma par rapport à ce qui précède se justifient par la réduction de la tension d'alimentation à 20 V. Il faudra prendre soin à ce que les bobines L<sub>4</sub> et L<sub>10</sub> aient une faible capacité propre. La capacité des commutateurs doit, elle aussi, être très faible. Le tableau 7 donne la description des bobinages utilisés à la figure 29.

### CIRCUIT D'ENTRÉE POUR SIGNAUX DE GRANDE AMPLITUDE

Illustrant le principe de la figure

22 c), ce montage présente l'avantage de traiter avec très peu de distorsion des signaux de plusieurs volts crête-à-crête à l'antenne. Le principe ne s'applique pas aux récepteurs avec antenne de ferrite, mais seulement aux autoradios et aux récepteurs genre ampli-tuner. Il s'agit de diviser le signal issu de l'antenne au moyen d'un genre de potentiomètre lorsque l'amplitude du signal risque de provoquer une surcharge de la diode à capacité, de l'étage amplificateur d'entrée ou du mélangeur.

A la figure 30, le signal en provenance de l'antenne parvient au point E. Le bobinage et la capacité de la diode forment le circuit LC dont le point chaud se trouve en H. La tension U<sub>L</sub> prélevée sera conduite au mélangeur. Lorsque le transistor à effet de champ est bloqué, son influence est quasiment nulle. Suivant la tension de commande du FET, il se comporte comme une résistance variable. Il peut amortir le circuit LC. Sa résistance minimum est de l'ordre d'une centaine d'ohms ; dans ce cas U<sub>L</sub> n'est qu'une fraction de U<sub>E</sub>, mais la sélectivité est fortement diminuée. Le mieux est de constituer un filtre de bande de façon à ce qu'au moins la sélecti-

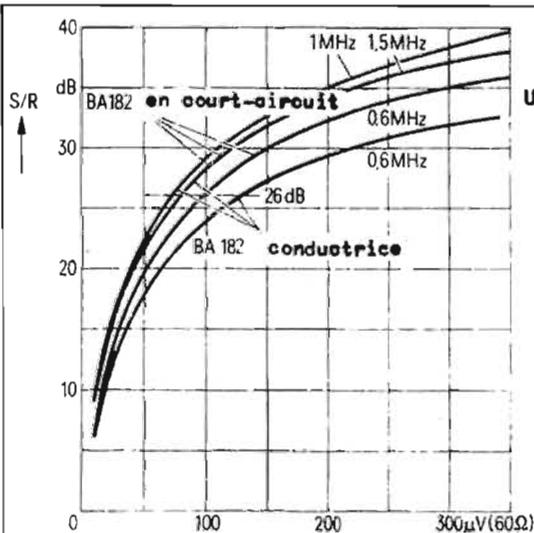


Figure 27. - Rapport signal sur bruit en fonction du signal d'entrée pour le montage de la figure 26.

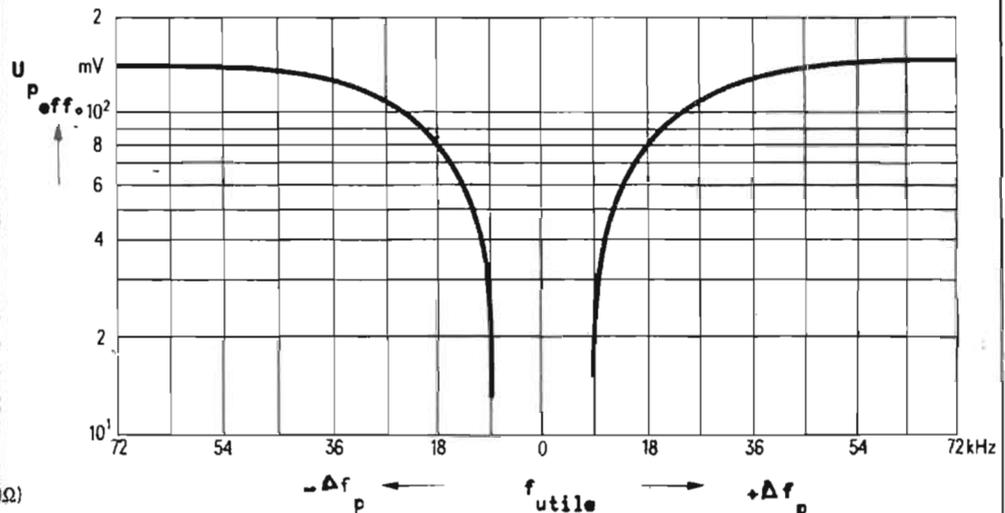


Figure 28. - Signal parasite U<sub>p</sub> eff provoquant 1 % d'intermodulation pour le montage de la figure 26.

BRANCHEMENT	EN SÉRIE (Diode en série avec $U_R$ et L)	EN PARALLÈLE (Diode en parallèle avec $U_R + R$ ) (R = résistance de haute valeur)	AVEC TRANSFORMATEUR (Circuit de transistor séparé circuit diode à capacité)
FIGURES N°	13	14	15
AVANTAGES	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Simplicité</li> <li>- Pas d'erreur de synchronisme par dispersion des courants inverses</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Choix possible de transistors NPN (fig. 16) ou PNP (fig. 17)</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Circuit du transistor conçu indépendamment de la tension de diode <math>U_R</math></li> <li>- Utilisation de transistors NPN, PNP, ou de circuits intégrés.</li> <li>- Utilisation d'un montage série simplifié.</li> </ul>
INCONVÉNIENTS	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Dans un ampli HF, la polarité du côté collecteur du transistor et de la diode est imposée.</li> <li>- Nécessité d'un excellent découplage HF (C ; valeur typique : C &gt; 0,2 <math>\mu</math>F)</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- R amortit le circuit</li> <li>- Obligation de porter la cathode commune des diodes au + de l'alimentation <math>U_B</math></li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Faible amortissement du circuit par R</li> <li>- Bobinage à exécution délicate : bifilaire. Enroulement de collecteur en fil mince Cu + laque ; enroulement HF multibrins.</li> <li>- Nécessité d'un étroit et excellent couplage du transfo.</li> </ul>
UTILISATIONS	- Circuits LC d'entrée et intermédiaires	- Circuit intermédiaire et oscillateur	- Circuit intermédiaire et oscillateur.

Tableau 1. - Branchement des diodes à capacité variable.

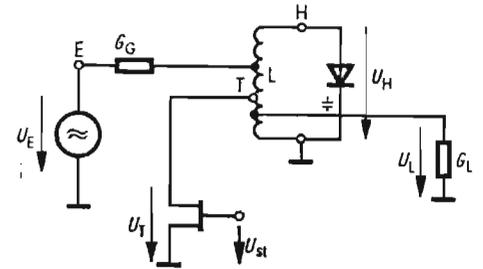
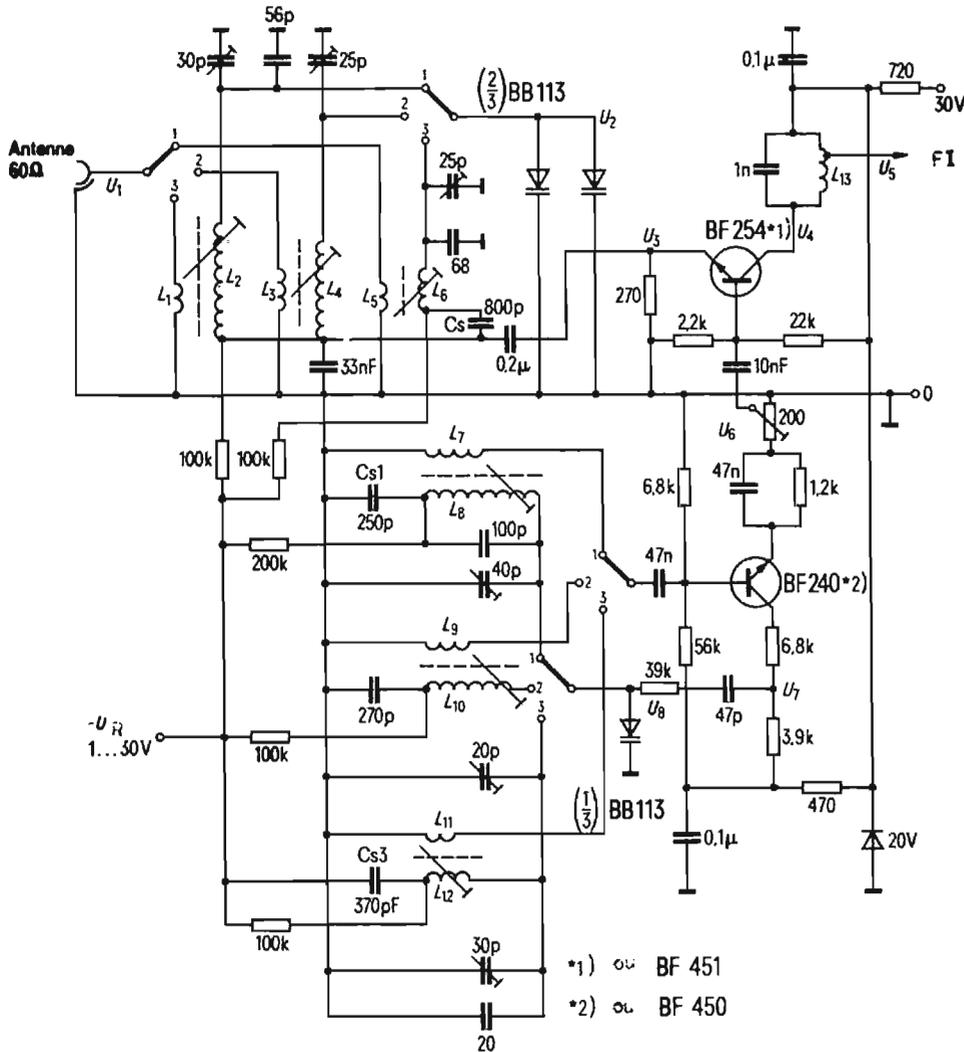


Figure 30. - Circuit d'entrée avec filtre LC et atténuateur des fortes amplitudes.

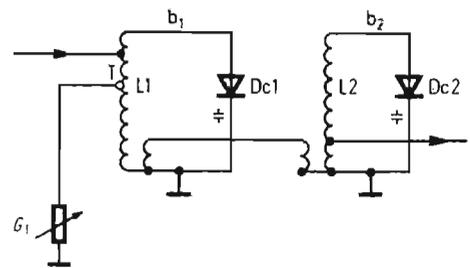


Figure 29. - Récepteur pour OM, OL, OC avec une BB 113.

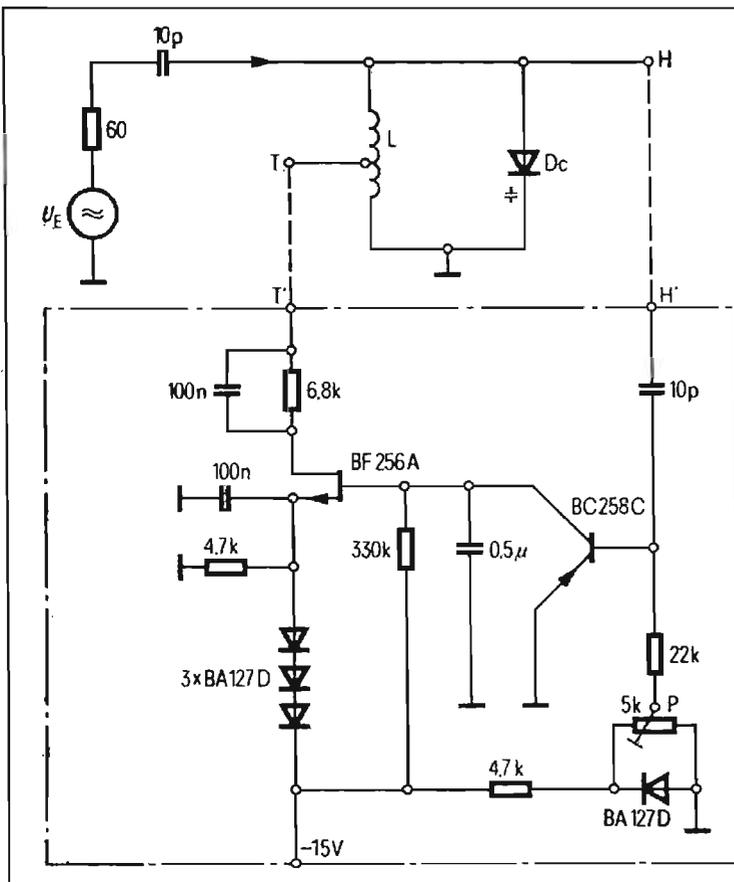


Figure 32. - Circuit de commande de l'atténuateur.

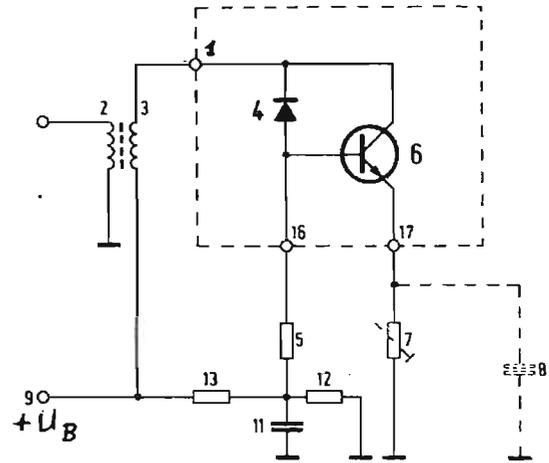


Figure 33. - Multiplication de la capacité d'une diode à capacité variable à l'aide d'un transistor.

f MHz	$\Delta f$ (kHz) $U_e = 10/100 \text{ mV}_{cc}$	D - conductrice		D - bloquée	
		B (kHz) $U_e = 10 \text{ mV}_{cc}$	$U_{BB113}/V_{cc}$ $U_e = 100 \text{ mV}_{cc}$	B (kHz) $U_e = 1 \text{ V}_{cc}$	$U_{BB113}/V_{cc}$ $U_e = 5 \text{ V}_{cc}$
0,6	- 1	10	1,5	9	1,5
1	- 0,6	13	3,5	9	2,5
1,5	- 5	25	3,5	13	2,5
( $U_e = 2,5 \text{ V}_{cc}$ )					

Tableau 2. - Facteur de qualité et tension alternative crête à crête du circuit d'entrée de la figure 24.

f MHz	$R_{\text{entrée}}$ $\Omega$	$U_1$ $\text{mV}_{cc}$	$U_3$ $\text{mV}_{cc}$	$U_4$ $\text{mV}_{cc}$	$U_5$ $\text{mV}_{cc}$	$U_6$ $\text{mV}_{cc}$	$U_7$ $\text{V}_{cc}$	$U_7/U_1$	$V_p$ dB	B kHz	$U_{1 \text{ max}}$ $\text{mV}_{cc}$
0,6	120	50	15	15	0,67	4,0	1,35	27	16,0	8,1	220
1,0	57	50	40	18	2,15	7,5	2,4	48	17,8	14,5	220
1,5	68	50	50	15	2,85	6,5	2,15	43	17,6	27,0	270

Tableau 3. - Tensions typiques prélevées sur le montage de la figure 24.

$U_R$	1	5	10	20	30	Dim.	
$U_1$	480	550	580	600	580	mV	sinus.
$U_2$	1,2	1,8	2,3	2,5	2,5	$V_{cc}$	sinus.
$U_3$	1	0,85	0,6	0,3	0,18	$V_{cc}$	sinus.
$U_4$	340	370	370	360	340	$\text{mV}_{cc}$	$k_2$ distorsion
$U_5$	92	100	100	97	92	$\text{mV}_{cc}$	$k_2$ distorsion
$U_6$	94	113	113	118	115	$\text{mV}_{cc}$	sinus.

Tableau 4. - Tensions typiques prélevées sur le montage de la figure 25.

tivité du second filtre LC subsiste (figure 31). Le circuit de commande du transistor à effet de champ prélève son information au point chaud du circuit LC (figure 32). La prise au point T est à 1 : 4,5 ( $L = 250 \mu\text{H}$ ). L'impédance de charge au point T est de  $5 \text{ k}\Omega$  à 1 MHz.

### MULTIPLICATION DE LA VALEUR D'UNE CAPACITÉ A SEMICONDUCTEUR

La capacité d'une diode partielle (1/3) d'une BB 113 varie de 10 à 270 pF suivant la tension qui lui est appliquée. Au moyen d'un amplificateur simple, il est possible d'accroître cette valeur.

La figure 33 montre une partie d'un montage d'un récepteur de radio ou d'un appareil de mesure pour la modulation d'amplitude. Le signal HF parvient au circuit accordé du type LC par l'enroulement du primaire 2.

Les éléments diode à capacité (4) et transistor (6) sont branchés en parallèle avec l'enroulement 3. La tension d'alimentation est appliquée en 9. L'enroulement 3 « voit » entre le point 1 et la masse une capacité  $C_r$  égale à  $C_r = C_D (1 + V)$  où  $C_D$  est la capacité de la

	D <sub>1</sub> conductrice	D <sub>1</sub> bloquée
U <sub>e max</sub> à 600 kHz	85 mV <sub>cc</sub>	6,5 V <sub>cc</sub>
U <sub>e max</sub> à 1 MHz	140 mV <sub>cc</sub>	4,8 V <sub>cc</sub>
U <sub>e max</sub> à 1,5 MHz	140 mV <sub>cc</sub>	5,4 V <sub>cc</sub>

Tableau 5. - Tensions d'entrée HF supportées par le montage de la figure 26 pour une distorsion BF inférieure à 10 %.

données provisoires		bobinage (Vogt)	
L <sub>1</sub> =	8 tours	0,15 CuL (à l'intérieur)	D41-2519
L <sub>2</sub> =	ca.310 tours	0,07 CuL	D41-2519
L <sub>3</sub> =	2 tours	0,15 CuL (à l'intérieur)	D41-2519
L <sub>4</sub> =	100 tours	5 x 0,05 CuL/S	D41-2519
L <sub>5</sub> =	0,5 tours	0,15 CuL	D41-2520
L <sub>6</sub> =	16 tours	12 x 0,04 CuL/S	D41-2520
L <sub>7</sub> =	70 tours	0,09 CuL	D41-2519
L <sub>8</sub> =	ca.380 tours	0,07 CuL	D41-2519
L <sub>9</sub> =	20 tours	0,1 CuL	D41-2519
L <sub>10</sub> =	100 tours	5 x 0,05 CuL/S	D41-2519
L <sub>11</sub> =	5 tours	0,15 CuL	D41-2520
L <sub>12</sub> =	10 tours	12 x 0,05 CuL/S	D41-2520
L <sub>13</sub> =	80 tours	(prise suivant couplage désiré)	D41-2519

F <sub>c</sub> MHz	R <sub>g</sub> Ω	U <sub>1</sub> mV <sub>cc</sub>	U <sub>2</sub> mV <sub>cc</sub>	U <sub>3</sub> mV <sub>cc</sub>	U <sub>4</sub> V <sub>cc</sub>	U <sub>5</sub> mV <sub>cc</sub>	U <sub>6</sub> mV <sub>cc</sub>	U <sub>8</sub> mV <sub>cc</sub>	V <sub>p</sub> db
0,6	35	50	790	11,2	10,4	730	300	1500	13,6
1,0	53	50	710	10,3	10,0	750	340	2400	15,6
1,5	88	50	1040	8,1	8,8	660	340	2800	16,7

\*) BA 182 court-circuitée

Tableau 6. - Tensions typiques prélevées sur le montage de la figure 26.

diode, et V, l'amplification de l'étage à transistor. Le collecteur du transistor est traversé par un courant réactif multiple de celui de la diode, mais presque en phase avec ce dernier. L'éventuelle capacité 8, que l'on peut choisir d'utiliser ou non, diminuerait encore ce déphasage. En surcompensant l'erreur de phase, on accroît le facteur de qualité Q du montage. Ce montage est stable.

J.M. ZULAUF

## BIBLIOGRAPHIE

- [1] W. HIRSCHMANN : Die Abstimm-diode BB 113 (publ. Siemens).
- [2] K.J. KELLERMANN : Übersteuerungsfeste Abstimmkreise mit der Kapazitätsdiode BB 113 (Siemens Zeitschrift 48 (1974), Heft 3, pages 173-177).
- [3] K.J. KELLERMANN : Elektronische Abstimmung und Umschaltung in den AM-Rundfunkbereichen (Funkschau 1973, Heft 23, pages 895-897).
- [4] K.J. KELLERMANN : Entwurf diodenabgestimmter AM-Rundfunkempfänger (Funkschau 1973, Heft 24, pages 931-933).
- [5] \*\*\* : Vergrößerung einer variablen Halbleiterkapazität - Halbleiterbeispiele 73/74, pages 38-39 (publ. Siemens).

# DÉCODEUR STÉRÉO 4 CANAUX

(Suite de la page 295)

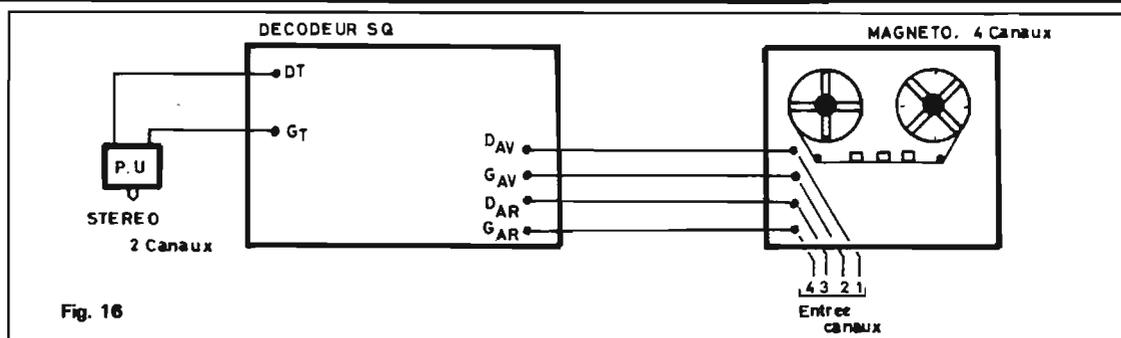


Fig. 16

sions habituelles : deux demi-pistes ou quatre quarts de piste, utilisés pour deux canaux en retournant le ruban. Il faudra évidemment disposer d'un magnétophone, réellement à haute fidélité. Il est nécessaire que cet appareil puisse reproduire des signaux entre 30 Hz et 30 000 Hz, selon une courbe linéaire à  $\pm 1$  dB.

Cette condition implique des têtes de haute qualité, des rubans magnétiques adéquats et généralement une vitesse de 19 cm/s ou supérieure à celle-ci.

Deux techniques sont à considérer : l'enregistrement et la reproduction. Commençons par la reproduction, ce qui suppose la possession de bandes magnétiques à deux canaux enregistrées selon le procédé SQ. Ce genre d'enregistrement n'est pas encore

à la portée de tous, mais il se peut que des bandes magnétiques de ce genre soient commercialisées avant peu.

Dans le cas où l'on disposerait de bandes enregistrées en SQ, il suffira de brancher les sorties D et G du magnétophone à deux canaux aux entrées D<sub>T</sub> et G<sub>T</sub>, prévues normalement pour le PU phonographique.

## ENREGISTREMENT

Il est possible, aux amateurs possédant des magnétophones à deux pistes de haute qualité, comme indiqué plus haut, d'enregistrer sur ruban magnétique, un enregistrement SQ sur disques. Dans ce cas, les sorties D<sub>T</sub> et G<sub>T</sub> du PU seront connectées aux en-

trées « enregistrement D » et « enregistrement G ».

La bande magnétique ayant été enregistrée, on pourra reproduire cet enregistrement avec les montages analysés plus haut.

Un autre procédé est réalisable avec un magnétophone à quatre canaux réels.

Le montage à adopter est celui de la figure 16. L'enregistrement fait, la bande magnétique sera à quatre canaux réels et on pourra effectuer des reproductions sur quatre canaux également.

## CAS DE LA FM

En modulation de fréquence, le décodeur SQ est également utilisable, à condition que le signal complexe fourni par le tuner FM soit codé selon ce système.

Il faudrait alors que le canal gauche FM contienne deux signaux et le canal droit les deux autres, autrement dit, que le tuner FM fournisse des signaux D<sub>T</sub> et G<sub>T</sub> à la sortie de son décodeur stéréo normal à deux canaux, tout comme le fait le disque « SQ ».

Une autre possibilité de téraphonie serait dans l'emploi de deux tuners FM, chacun donnant deux signaux de canaux.

A noter toutefois, que dès qu'il s'agit d'émissions radio, l'utilisateur ne peut plus intervenir en se contentant de ce que les émetteurs lui offrent.

F. JUSTER

# COMMUTATEUR

# ELECTRONIQUE



## AMTRON

## UK. 585

### CARACTÉRISTIQUES TECHNIQUES

Fréquences de commutation :  
de 50 Hz à 7 500 Hz en six gammes : 50 à 150 Hz - 110 à 300 Hz - 200 à 600 Hz - 500 à 1 500 Hz - 1 000 à 3 000 Hz - 2 500 à 7 500 Hz.

Réponse en fréquence :  
de 20 Hz à 500 kHz

Impédance d'entrée : 500 k $\Omega$   
Impédance de sortie : 500  $\Omega$   
Tension maximum d'entrée pour un maximum de gain : 9 mVcc  
Tension maximum d'entrée : 8 Vcc

Amplificateur de synchronisme :  
commutable sur canal 1  
ou sur canal 2

Transistors utilisés :  
13 x BC108B - 2 x BC109B  
BC302

Diodes utilisées : 4 x BA100

Diodes zener utilisées : 1Z16T5

Redresseur utilisé : BS2

Alimentation : 110 -/120 -  
220-240 Vc.a.

**L'** UK 585 est un appareil particulièrement utile, avec lequel il est possible d'étendre les possibilités d'utilisation d'un oscilloscope simple, et lui conférer ainsi les qualités d'un appareil de classe et de coût plus élevé. La fonction du commutateur électronique UK 585

consiste à permettre l'analyse simultanée de deux traces qui, au moyen d'une commande de position peuvent, à volonté, être distinctes ou superposées. Un exemple caractéristique d'utilisation peut être présenté par l'analyse simultanée du signal d'entrée et du signal de sortie d'un amplificateur et avoir ainsi une visualisation de son bon ou mauvais fonctionnement. Chaque canal est pourvu de commandes séparées pour le réglage de l'amplitude du signal à l'entrée de l'amplificateur. Un troisième amplificateur procède à l'amplification du signal de synchronisme dont le niveau est réglé au moyen d'une commande particulière.

### DESCRIPTION DU CIRCUIT

Le schéma électrique de ce commutateur électronique, complètement transistorisé est visible à la fig. 1. Les transistors TR1 et TR2 (BC108B) constituent le générateur (multivibrateur astable) de fréquence de commutation.

Les commutateurs insérés au moyen du commutateur SW1 déterminent les gammes de fréquence, tandis que le potentiomètre double R3, disposé entre l'alimentation et les bases de TR1 et TR2, règle la fréquence du multivibrateur de façon continue.

Pour considérer le fonctionnement de ce multivibrateur à un moment déterminé, supposons que le transistor TR1 commence

à conduire. La tension de collecteur tend à se porter vers des valeurs négatives ; la variation qui en résulte est appliquée, au moyen d'un condensateur de couplage, à la base du transistor TR2. Par suite de la polarisation négative de base, ce dernier se bloque à son tour, pendant une période de temps déterminée par la valeur du condensateur de couplage et celle présentée par le potentiomètre R3. Si on observe le cours des différentes phases de fonctionnement du multivibrateur astable, on constate que, à la différence de ce qui se produisait au début, la tension de collecteur de TR2 devient à son tour négative.

Au moyen d'un second condensateur disposé entre le collecteur de TR2 et la base de TR1, cette dernière devient à son tour négative, et le transistor, qui était conducteur au début, se bloque également. La décharge du condensateur s'effectue dans des conditions identiques aux précédentes. Les transistors TR3 et TR5 (BC108B), dans un circuit à collecteur commun (émetteur-follower) sont couplés, au moyen de circuits porte, à un étage commun constitué par le transistor TR4 (BC108B).

Ces circuits sont constitués par des paires de diodes D1-D2 et D3-D4 (BA100), lesquelles entrent alternativement en conduction à la fréquence du multivibrateur astable.

Le fonctionnement est le suivant : quand le transistor TR1 en-

tre en conduction, les diodes D1 et D2 sont polarisées en sens direct, et donc cette porte s'ouvre. Comme cependant la résistance R6 a une valeur élevée par rapport à la résistance R7, la tension continue présente sur l'émetteur de TR3 est appliquée presque intégralement à la base, et ensuite, sur l'émetteur du transistor TR4.

Naturellement, sur cette électrode, et ensuite à la sortie du commutateur, on trouve également le signal à examiner provenant du canal 1, qui est superposé à cette composante continue. Au cours de la phase d'oscillation suivante du multivibrateur, le transistor TR1 est bloqué, et TR2 entre en conduction.

Dans ces conditions, les diodes D1-D2 sont bloquées, tandis que les diodes D3-D4 entrent en conduction. Dans ce cas également, la tension continue présente sur l'émetteur du transistor TR5 est presque intégralement appliquée sur la base, et de là, sur l'émetteur du transistor TR4. A la sortie du commutateur, superposé à la composante continue, on dispose du signal à examiner provenant du canal 2. En modifiant le potentiel de base du transistor TR3, au moyen du potentiomètre R9, les deux signaux à observer, provenant respectivement du canal 1 et du canal 2, pourront apparaître à la sortie du commutateur avec des tensions continues de valeurs différentes.

L'oscilloscope connecté à la sortie du commutateur électro-

que, présentera en conséquence les deux oscillogrammes séparés, l'un au-dessus, l'autre au-dessous, de la ligne médiane de l'écran, de l'oscilloscope, ou, au contraire, superposés, si on règle le potentiomètre de manière à obtenir des tensions continues de même niveau. Les deux signaux, dont on veut observer simultanément les oscillogrammes sur l'écran de l'oscilloscope, avant d'être appliqués au commutateur, c'est-à-dire aux transistors TR3 et TR5, subissent séparément une amplification à travers deux amplificateurs dénommés canal 1 et canal 2.

Comme ces deux canaux sont parfaitement identiques, nous décrivons seulement le canal 1. Il s'agit d'un amplificateur équipé des transistors TR6 et TR7 (BC108B) dans un circuit à émetteur commun, précédé de deux autres étages équipés des transistors TR8 et TR9 (BC108B), dans un circuit à collecteur commun (émetteur-follower). Le signal à examiner appliqué à l'entrée (INPUT 1) est envoyé sur la base du transistor TR9, à travers le condensateur de couplage C20. De TR9, le signal est dirigé par couplage direct sur la base de TR8, indirectement polarisée au moyen de la résistance R28.

Ces deux étages sont utilisés comme adaptateurs d'impédance. La résistance d'émetteur du transistor TR8 est constituée par le potentiomètre R26, avec lequel on peut régler le niveau du signal à l'entrée de l'amplificateur. Le signal prélevé sur le régulateur de niveau est appliqué à la base du transistor TR7, à travers les condensateurs de couplage, C19 et C38.

La polarisation de base est obtenue au moyen de la résistance R25. La stabilité du point de travail est fixée au moyen des résistances R22 et R23.

Une augmentation initiale du courant de collecteur provoque une augmentation du courant d'émetteur; de cette façon, la tension base émetteur diminue, et, avec elle, le courant base ainsi que le courant de collecteur.

Pour prévenir la réaction en alternatif, la résistance R22 est court-circuitée à la masse au moyen du condensateur C18, tandis que R23 pourvoit à cette réaction. Le collecteur reçoit la tension d'alimentation à travers R24.

Au moyen du condensateur de couplage C17, la tension alternative (signal) de collecteur est appliquée à la base du transistor TR6.

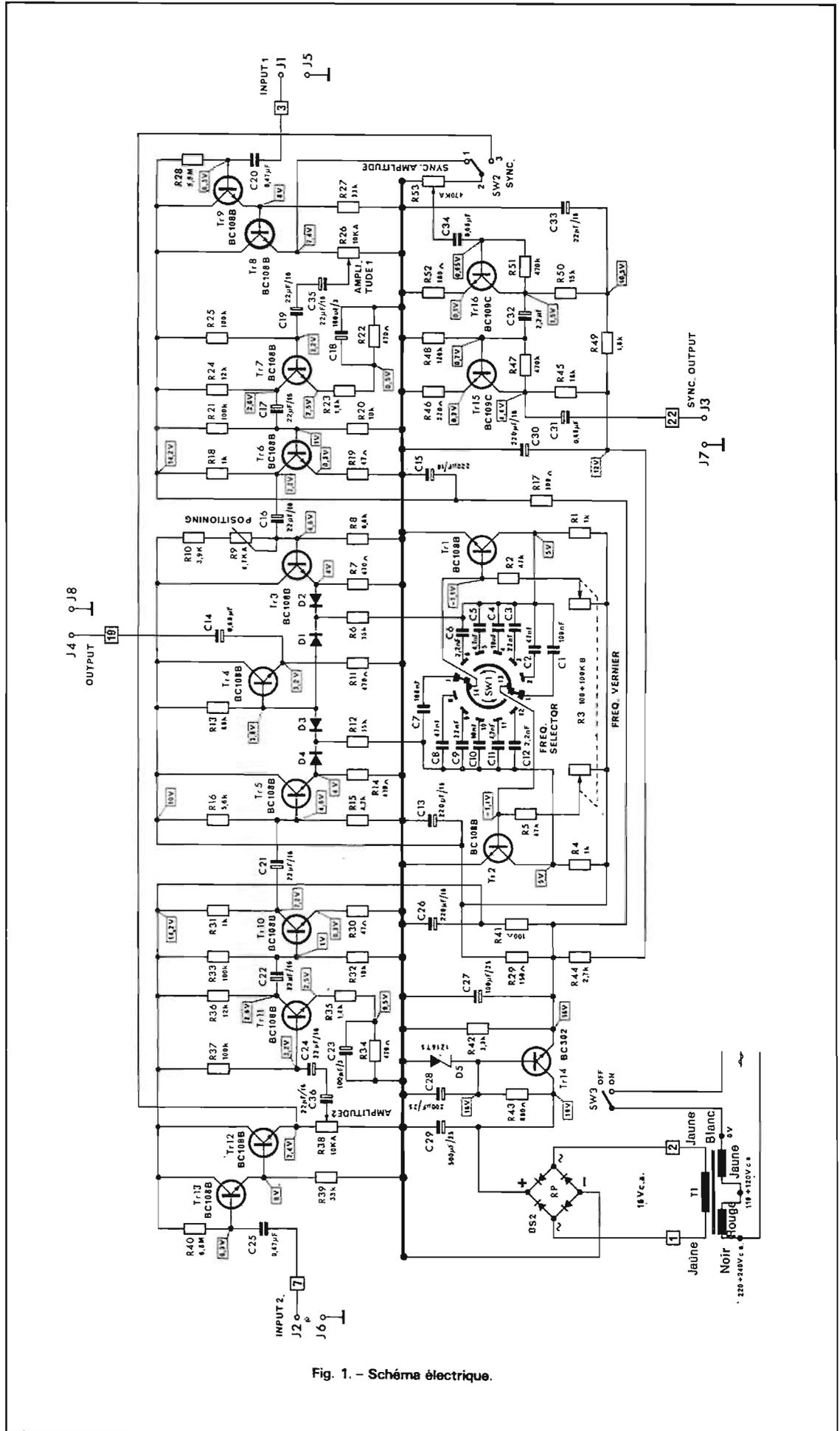


Fig. 1. - Schéma électrique.

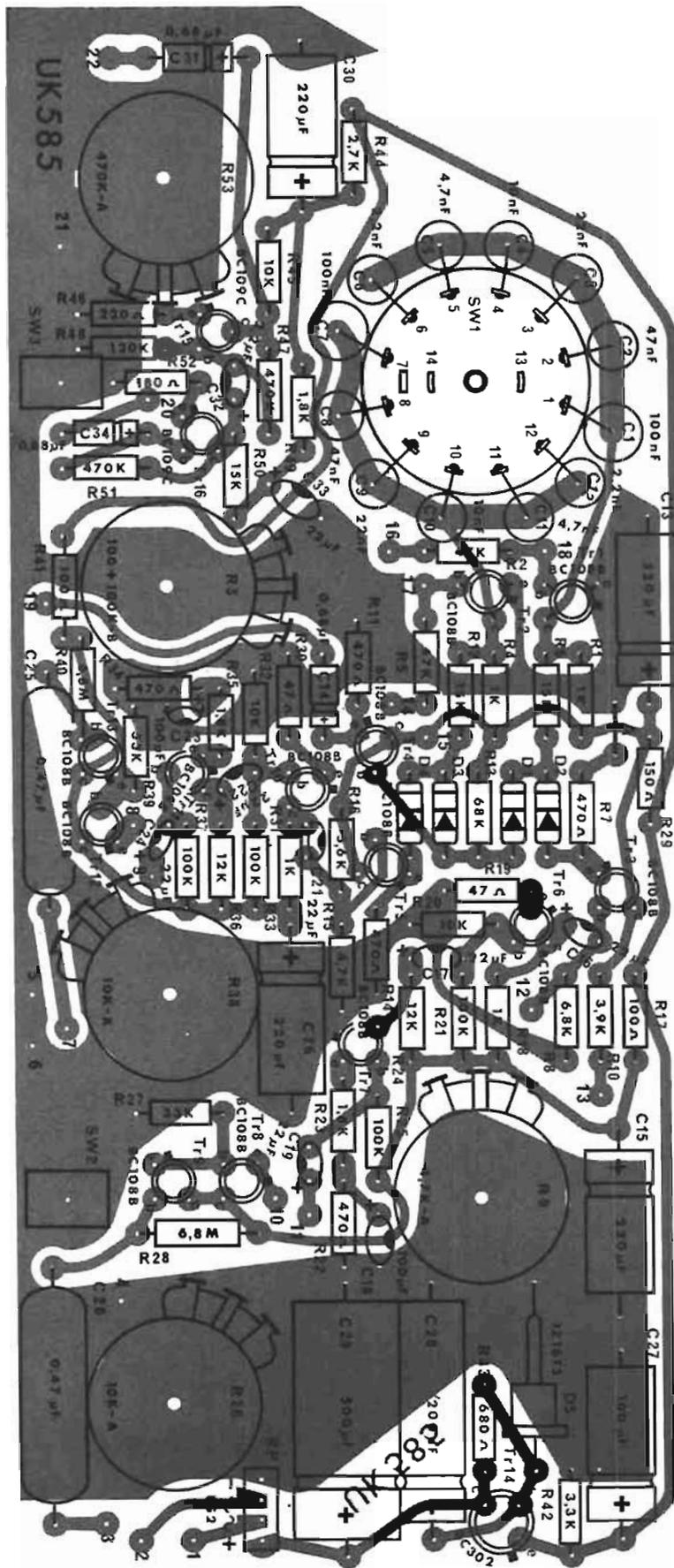


Fig. 2. - Sérigraphie du circuit imprimé.

La polarisation de ce dernier est obtenue au moyen du diviseur de tension constitué par les résistances R20 et R21. La résistance R19 pourvoit à la réaction, tant en courant continu qu'en courant alternatif. Le collecteur est alimenté à travers la résistance R18. Par le condensateur de couplage C16, la tension alternative de collecteur est appliquée à la base du transistor TR3.

Le canal 2 est équipé des transistors TR10 - TR11 - TR12 - TR13. Ce commutateur électronique dispose d'un amplificateur de synchronisme équipé avec les transistors TR15 et TR16 (BC109C). L'entrée de cet amplificateur, à travers l'inverseur SW2, peut être commutée sur le canal 1 ou sur le canal 2, suivant l'oscillogramme que l'on veut synchroniser. Le niveau du signal à l'entrée de l'amplificateur peut être réglé au moyen du potentiomètre R53.

Le signal, prélevé sur le contrôleur, est appliqué à la base du transistor TR16, au moyen du condensateur de couplage C34. La tension de polarisation de base, est obtenue au moyen de la résistance R51, disposée entre base et collecteur. Avec un tel système, on obtient un optimum degré de stabilisation. Toute augmentation du courant de collecteur, en effet, augmente la chute de tension aux bornes de la résistance de charge R50, et ainsi, la tension de collecteur est réduite. On a alors une réduction du courant de base, de sorte que le courant de collecteur diminue, cette action compensant ainsi l'augmentation initiale. La résistance R52, disposée entre l'émetteur et masse, procède tant à la réaction en courant continu qu'en alternatif. Le signal, à travers le condensateur de couplage C34, est appliqué du collecteur à la base du transistor TR15.

La tension de polarisation de base est obtenue au moyen de la résistance R47, disposée entre base et collecteur, et la résistance R48.

Le collecteur est alimenté à travers la résistance R45. Le signal, prélevé sur cette électrode, est dirigé sur la sortie SYNC OUTPUT au moyen du condensateur de couplage C31. L'alimentation de l'instrument se compose d'une section alimentation et d'une section stabilisatrice.

L'entrée est de type classique : en effet, elle est constituée par un transformateur T1 et un redresseur en pont (RP), à double alter-

nance, à la sortie duquel on rencontre une capacité C29 qui filtre le courant redressé. La section de stabilisation est constituée par un redresseur TR14 (BC302). Sa base est alimentée à tension constante par la diode zener D3 (1Z16T5). Le transistor TR14, en modifiant opportunément la chute de tension entre collecteur et émetteur concourt à maintenir la tension de sortie constante.

### COMPOSITION DU COMMUTATEUR ÉLECTRONIQUE

Du point de vue mécanique, le commutateur électronique se compose de trois parties :

- 1) Panneau frontal sur lequel sont montées les bornes 11 à 18.
- 2) Circuit imprimé sur lequel sont montés tous les composants, et qui est fixé directement au panneau.
- 3) Coffret dans lequel est monté l'ensemble du montage.

### MONTAGE MÉCANIQUE ET ÉLECTRIQUE

Le montage s'effectue en différentes phases successives dont l'achèvement conduit à la réalisation finale présentant l'aspect de la fig. 4.

**1<sup>re</sup> phase. Montage des composants sur le circuit imprimé.**  
**Fig. 3**

Pour faciliter le montage, la fig. 3 met en évidence la disposition de chaque élément sur le côté vétronite.

Monter les 22 broches de fixation numérotées, en les insérant dans leurs trous respectifs, de manière que la butée d'arrêt adhère à la plaque ; souder et couper les extrémités qui dépassent à 2 mm, côté cuivre.

Monter les interrupteurs à levier en poire SW2-SW3, orientés selon la figure et les fixer avec des écrous.

Monter le cavalier (A). Plier une section de fil rigide nu de 0,7 mm de diamètre et introduire les extrémités dans les trous correspondants, souder et couper les extrémités à 2 mm, côté cuivre.

Monter les résistances, les condensateurs C13 - C15 - C26 - C30 - C14 - C31 - C34 - C20 - C25 - C27 - C28 - C29 et les diodes D1 - D2 - D3 - D4 - D5 ; plier les extrémités et les introduire dans les trous correspondants, de manière que le corps des diodes adhère à la face de vétronite, souder et couper les extrémités à 2 mm, côté cuivre.

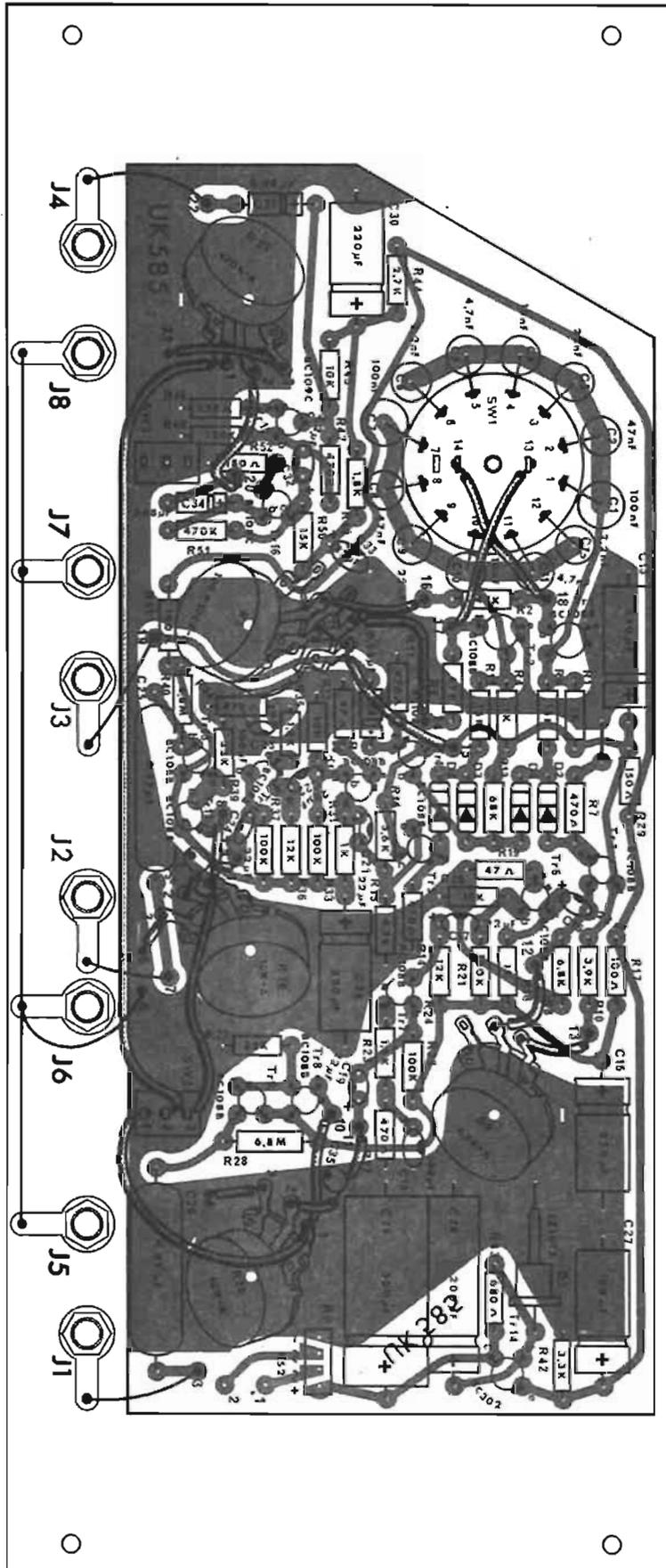


Fig. 3. - Disposition des composants sur la plaque de circuit imprimé, vue côté vétronite et câblage.

Monter les condensateurs au tantale C16 - C17 - C21 - C22 - C24 - C33 - C18 - C23 - C32, en introduisant les fils de sorte dans leurs trous respectifs de manière que leur corps soit à 3 mm environ de la plaque de vétronite, souder et couper les extrémités à 2 mm du côté cuivre.

Monter le redresseur en pont RP, en introduisant les contacts dans leurs trous respectifs de manière que le boîtier soit à 3 mm environ de la plaque de vétronite. Souder et couper les extrémités à 2 mm, côté cuivre.

Monter le commutateur SW1, orienté selon de dessin, de manière à introduire l'ailette de repère dans la fente du circuit imprimé. Visser l'écrou.

Monter les condensateurs C1 à C12 de la manière suivante : introduire une sortie du condensateur dans le trou correspondant du circuit imprimé, de manière que l'extrémité du boîtier adhère complètement à la plaque de vétronite.

Plier l'autre extrémité du condensateur et l'enfiler dans la languette correspondante du commutateur, souder et couper la section qui dépasse à 2 mm de la languette.



Fig. 4. - Aspect de l'UK 585 à la fin du montage.

te. Relier le contact 13 du commutateur SW1 et la cosse 17 du circuit imprimé, au moyen d'une section de tresse isolée de 5 cm de long. Relier le contact 14 du commutateur SW1 et la cosse 18 du circuit imprimé, au moyen d'une

section de tresse isolée de 4 cm de long.

Monter les potentiomètres R3 - R9 - R26 - R38 - R53, orientés selon le dessin et après avoir plié les languettes, les insérer dans les fentes du circuit imprimé et sou-

der. Visser les écrous. Connecter les contacts des potentiomètres aux points indiqués sur le circuit imprimé aussi courte que possible.

Monter le condensateur C35 entre la broche 11 du circuit im-

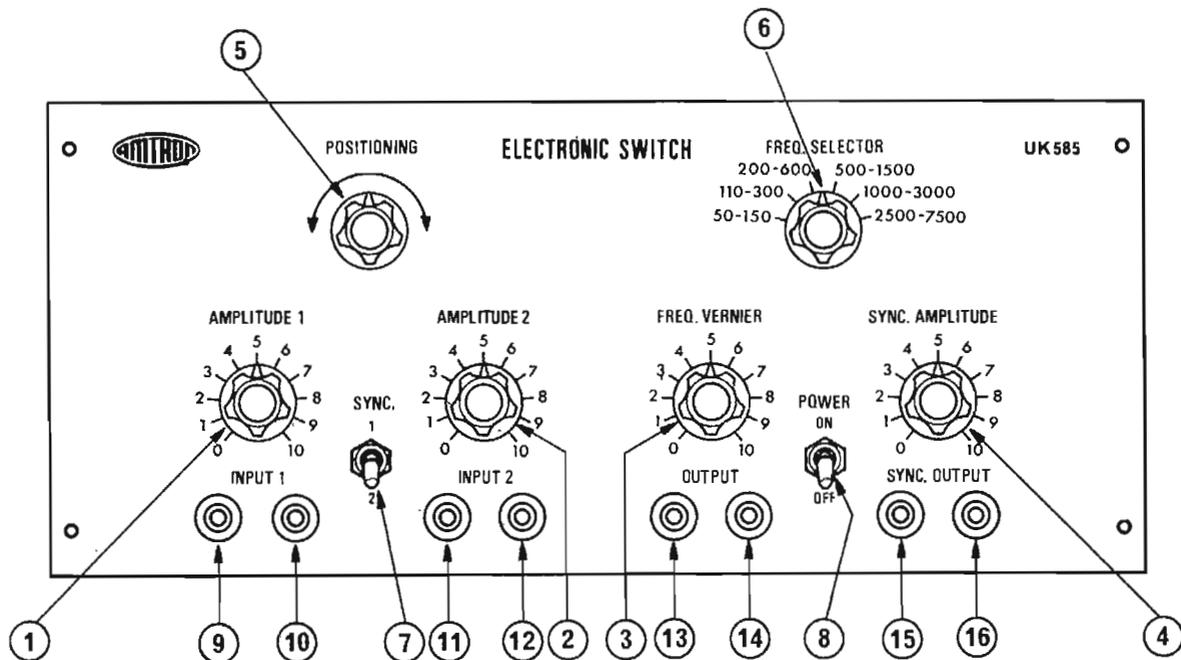


Fig. 5. - Disposition des commandes et des bornes sur le panneau frontal.

### FONCTIONS DES DIFFÉRENTES COMMANDES

1) Commande de réglage continu de la sensibilité du canal 1.

2) Commande de réglage continu de la sensibilité du canal 2.

3) Commande de réglage continu de la fréquence de commutation.

4) Commande de réglage continu de la sensibilité de l'amplificateur de synchronisme.

5) Commande de position des deux traces.

6) Sélecteur de gamme de fréquence.

7) Inverseur du signal de synchronisme sur la position 1, prélève le signal du canal 1, et, sur la position 2, le signal du canal 2.

8) Interrupteur général de l'appareil. Extinction sur position OFF.

9) Entrée : douille d'entrée du signal (canal 1) : le signal à exami-

ner doit être appliqué entre la douille (9) et la douille de masse (10).

12) Entrée : douille d'entrée du signal de sortie. Le signal est disponible entre la douille (13) et la douille de masse (14).

16) Sortie douille de sortie du signal de synchronisme. Le signal est disponible entre la douille (16) et la douille de masse (15).

primé et le contact 2 du potentiomètre R26. Les extrémités des condensateurs devront être aussi courtes que possible et isolées au moyen de souplisso plastique de 1,5 mm de diamètre.

Monter le condensateur C36 entre la cosse 9 du circuit imprimé et le contact 2 du potentiomètre R38. Les sorties du condensateur devront être aussi courtes que possible et isolées au moyen de souplisso plastique de 1,5 mm de diamètre.

Monter les transistors TR1 à TR6, orientés selon le dessin. Insérer les fils de sortie dans les trous respectifs, de manière à placer le boîtier à environ 5 mm de la plaque de vétronite, souder et couper les extrémités qui dépassent à 2 mm, côté cuivre.

Relier le contact 1 du potentiomètre R26 et la cosse 1 de l'inverseur SW2 au moyen d'une section de tresse isolée de 6 cm de long.

Relier le contact 1 du potentiomètre R53 et la cosse 2 de l'inverseur SW2, au moyen d'une section de tresse isolée de 15 cm de long.

Les autres phases de montage sont exposées dans la notice jointe à l'appareil et n'appellent pas de remarques particulières.

## BRANCHEMENT

Le commutateur électronique UK 585 n'exige aucune mise au point du fait qu'il n'existe aucun élément à régler, mais il est nécessaire de procéder à un contrôle sé-

rieux du circuit, d'effectuer une vérification de l'isolement des points les plus critiques, et un relèvement des tensions aux points indiqués sur la fig. 1.

La vérification des tensions a pour but de s'assurer si les conditions d'alimentation sont normales et d'éviter d'inutiles pertes de temps occasionnées par les imperfections résultant de tension anormales.

## QUELQUES EXEMPLES D'UTILISATION DU COMMUTATEUR ÉLECTRONIQUE

Pour le fonctionnement des commandes, se reporter à la figure 5.

### Mesures de fréquence

Raccorder les instruments comme l'indique la fig. 6.

Il suffit d'appliquer le signal de fréquence inconnue à l'une des deux entrées du commutateur électronique, par exemple au canal 1 ; au canal 2, on applique, au contraire, la sortie d'un générateur de signaux à fréquence variable avec continuité. La fréquence inconnue est choisie aussi comme fréquence de synchronisme ; on l'applique donc à la prise « synchronisme externe » de l'oscilloscope, après avoir disposé l'inverseur SYNC sur la position 1 (voir fig. 5).

Régler l'amplification des deux canaux 1 et 2 permettant une représentation sur l'écran de l'oscilloscope des deux formes

d'onde d'amplitudes différentes, de manière que les deux signaux soient identiques.

A cet instant, régler lentement l'accord du générateur étalon jusqu'à ce que les pointes du signal coïncident avec les pointes du signal de fréquence inconnue. Synchroniser ce signal en déplaçant l'inverseur SYNC sur la position 2. Si les pointes d'un cycle du signal étalon coïncident avec celles d'un cycle du signal de fréquence inconnue, c'est que ce dernier a la même fréquence que celui qui est lue sur le cadran d'accord du générateur étalon.

### Mesure de phase

La méthode pour déterminer l'angle de déphasage est applicable dans le cas où les deux signaux sont sinusoïdaux. Le système que nous allons décrire est basé sur l'observation simultanée des deux signaux au moyen de l'utilisation du commutateur électronique UK 585.

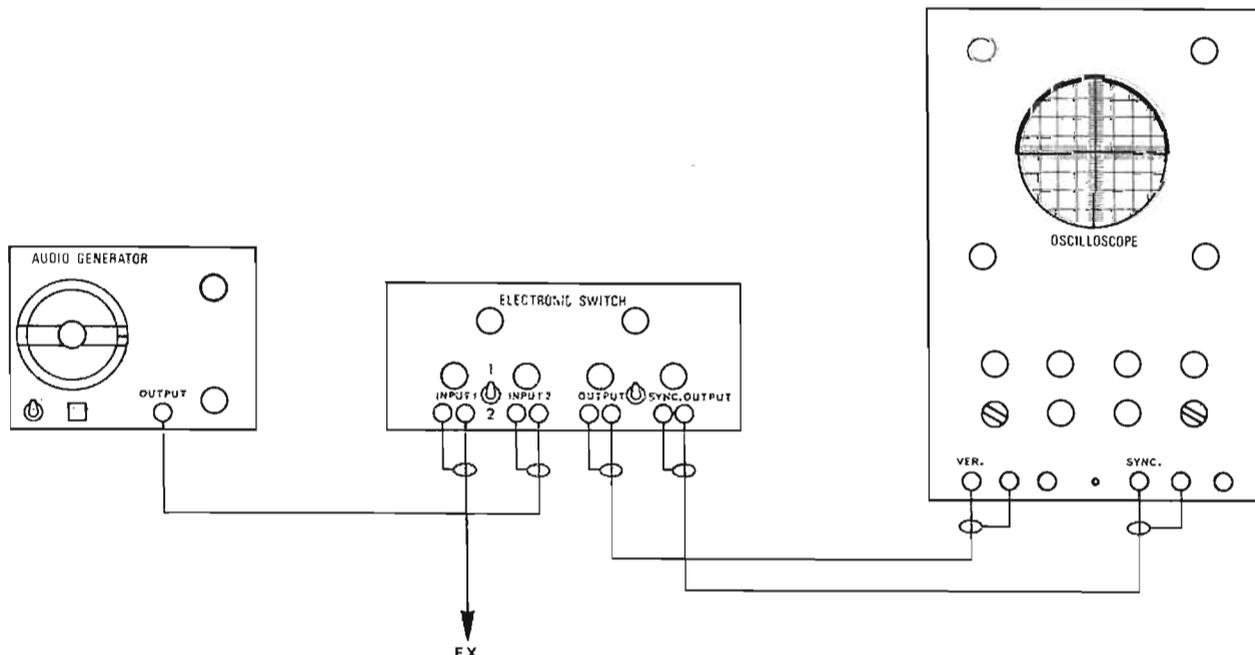
Les deux signaux sont appliqués au canal 1 et au canal 2 ; comme dans le cas précédent, un signal de synchronisation est prélevé (cette fois, il est indifférent de prélever sur l'un ou l'autre canal, les deux entrées étant sur la même fréquence) et appliqués aussi à l'entrée « synchronisme externe » de l'oscilloscope. Le réglage de position est disposé de manière que les deux formes d'onde se présentent avec des pointes sur une même ligne horizontale. Considérons maintenant la distance qui, sur cette ligne, sé-

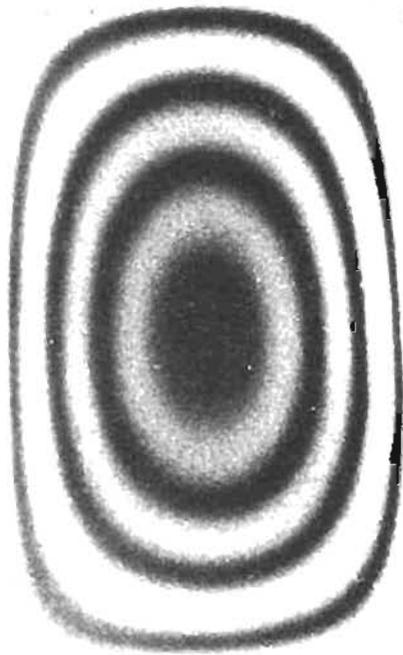
pare une pointe du signal du canal 1, marquée par la lettre A, et la première pointe du signal que l'on rencontre sur le canal 2, marquée par la lettre B.

Le rapport entre cette distance et celle qui sépare deux pointes successives d'un même signal, multiplié par la valeur maximum de déphasage,  $360^\circ$ , donne le déphasage, exprimé en degrés, des deux signaux. Si, par exemple, la distance entre la pointe du signal A, du canal 1, et la pointe immédiatement voisine, B, du canal 2, est de 4 mm, tandis que la distance entre deux pointes successives A-A du canal 1, ou B-B du canal 2, est de 32 mm, le rapport entre les distances est de  $4/32$ , soit  $1/8$  ; en multipliant ce rapport par  $360^\circ$ , nous obtenons le déphasage entre les deux signaux qui, dans notre exemple, est donc de  $360^\circ \times 1/8 = 45^\circ$ .

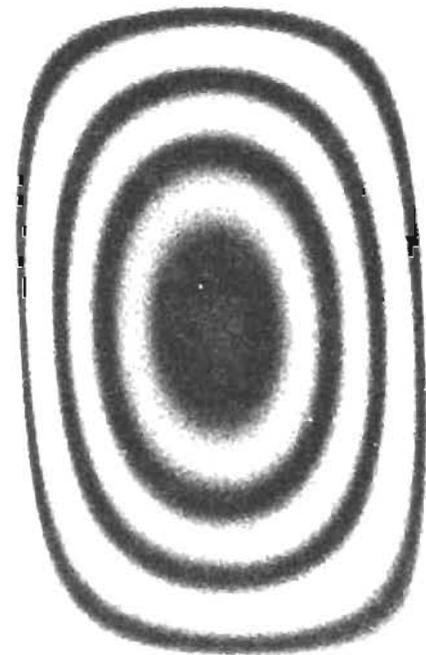
### Mise au point des amplificateurs

Comme on le sait, cette opération a comme but principal d'éliminer toute forme de distorsion, c'est-à-dire d'obtenir un signal de sortie ayant la même forme que le signal d'entrée. On comprend ainsi pourquoi il est d'une grande utilité d'observer simultanément, sur l'écran de l'oscilloscope, tant le signal appliqué à l'entrée de l'amplificateur que celui qu'on recueille à la sortie. De cette façon, l'observation de n'importe quel type de distorsion est immédiate, sans avoir à recourir à deux examens séparés des deux signaux. ■





# LES LASERS

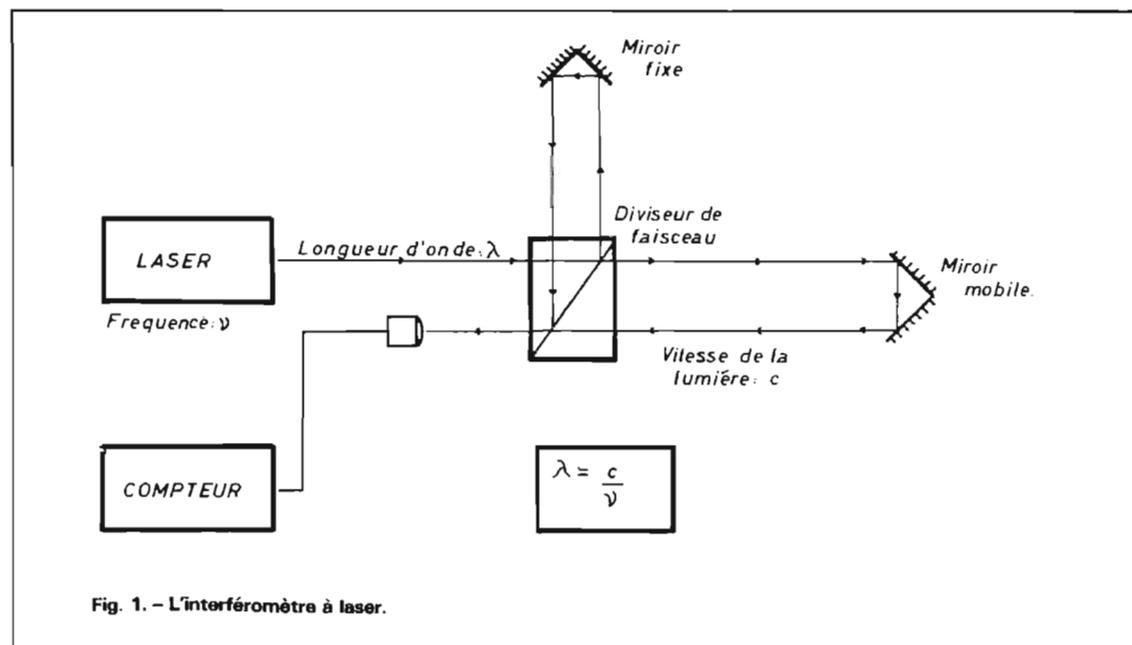


Marc FERRETTI

## COMMENT AMÉLIORER LES MESURES DE DISTANCE PAR LASER ?

**L**A vitesse de la lumière est une constante universelle. Sa mesure est réalisée depuis plus de 100 ans et sa valeur est, aujourd'hui, connue avec une erreur d'un dix-millionième. Cette vitesse est absolument constante dans le vide, mais elle varie lorsque la lumière traverse des milieux transparents.

C'est ainsi que la vitesse de la lumière n'est pas constante dans l'air, et sa valeur change avec la température de l'air, la pression ambiante et l'humidité. Et dans les applications précises du laser, par exemple en interférométrie, la précision des mesures va dépendre de la connaissance de ces paramètres. En particulier la mesure des distances peut être gravement perturbée par des variations locales des caractéristiques atmosphériques.



## IL EST DIFFICILE DE MESURER DIRECTEMENT LA VITESSE DE LA LUMIÈRE

La mesure directe de la vitesse de la lumière n'est pas aisée ; il est préférable d'effectuer une mesure des divers paramètres atmosphériques (pression, température, humidité) et de calculer ensuite la vitesse de la lumière corrigée par les valeurs de ces paramètres.

Un interféromètre à laser mesure des distances à l'aide d'une technique développée au cours du siècle dernier par Michelson (\*). Un faisceau lumineux (fig. 1) est divisé en deux faisceaux qui parcourent des chemins optiques différents, et qui, après avoir été réfléchis par des miroirs, se recombinent et interfèrent. Le réseau d'interférences ainsi créé dépend de la différence de phase entre les deux faisceaux, donc de différence entre les longueurs des chemins optiques. Si l'un des miroirs, sur lequel se réfléchit l'un des deux faisceaux, est mobile, cette différence de longueur va varier ; il en va de même de la différence de phase ; enfin, le réseau d'interférences va évoluer : les franges claires et sombres qui constituent ce dernier vont défiler devant une diode photosensible de comptage. A chaque frange claire, la diode émet une impulsion ; celle-ci correspond à un déplacement du miroir mobile sur une distance égale à la moitié de la longueur d'onde du faisceau laser. En multipliant le contenu du compteur (préalablement remis à zéro) par la demi-longueur d'onde, on détermine ainsi la distance parcourue par le miroir mobile, et également la distance parcourue par le support de ce miroir.

Un laser émet une onde de fréquence stable, bien connue. Le produit de cette fréquence, par la longueur d'onde du faisceau, est égal à la vitesse de la lumière ; c'est là une loi de l'électromagnétique.

Si, donc, le faisceau laser de l'interféromètre traverse une atmosphère où la température varie (comme cela peut être le cas dans les applications aux machines-outils, le travail des matériaux échauffant l'air) la vitesse de la lumière va varier ; et comme la fréquence du laser est constante, c'est sa longueur d'onde qui va être modifiée.

\* Voir, à ce sujet, l'article du mois dernier, consacré aux interféromètres à laser.

Pratiquement, on va compter, grâce à l'interféromètre, un certain nombre de franges ayant défilé devant la photodiode, mais l'on ne saura pas convertir ce nombre en mesure de déplacement, parce que l'on ne connaît pas exactement la longueur d'onde. Une mesure précise de distance nécessite, par conséquent, une mesure précise de la vitesse de la lumière. Comme la stabilité en fréquence d'un laser est extrêmement élevée (la variation de fréquence s'évalue en dix-millionièmes !), il faudrait, pour utiliser pleinement toutes les ressources offertes par un laser, évaluer au dix-millionième près la vitesse de la lumière émise par le laser... les appareils de mesures industrielles ne permettent pas d'atteindre une telle précision, et il est préférable de ne pas tenter de déterminer directement la vitesse de la lumière.

L'indice de réfraction d'un milieu transparent représente le rapport de la vitesse de la lumière dans le vide à celle dans le milieu considéré. Des formules empiriques ont été établies qui permettent d'évaluer l'indice de réfraction de l'air connaissant la tempé-

rature et la pression ambiantes, ainsi que la pression partielle de la vapeur d'eau dans l'air. Dans la plupart des cas, la variation de l'indice de l'air avec les conditions ambiantes, est inférieure à 0,01 % ; cette mesure de variation d'indice peut être évaluée grâce aux formules empiriques, à 0,1 % près. Dans ces conditions, il est possible de connaître l'indice de l'air à un dix-millionième près.

### LA LONGUEUR D'ONDE

L'une de ces formules empiriques, valables pour de l'air sec et les longueurs d'ondes proches de 0,6328 micron (longueur d'onde émise par un laser à hélium-néon), est la suivante :

$$n = 1 + a P/T$$

où : n est l'indice de réfraction, P la pression atmosphérique en millimètres de mercure, T la température de l'air en degrés Kelvin (\*\*), et la constante a vaut :

$$a = 104,79 \times 10^{-6}$$

Dans cette formule, on écrit simplement que l'indice de l'air varie linéairement avec la masse volumique de l'air.

Quant à la vitesse de la lumière (donc à la longueur d'onde du laser), elle est inversement proportionnelle à l'indice de réfraction. Comme, pour l'air, la valeur de l'indice est très voisine de l'unité, il est possible d'écrire, en première approximation.

$$1/n = 1 - a P/T$$

Ainsi à la pression atmosphérique normale (P = 760 mm) et à la température ambiante (T = 300°K) la valeur de 1/n est : 0,9997345. Pour connaître exactement une distance au moyen d'un interféromètre à laser, il suffit de multiplier cette valeur par le nombre de franges comptées et par la longueur d'onde du laser dans le vide. Pratiquement, ce calcul peut être effectué électroniquement, en associant à l'interféromètre un capteur de pression et des thermistances pour la mesure de température. Un amplificateur opérationnel effectue la division de la pression par la température, et un convertisseur analogique-digital fournit au calculateur associé à l'interféromètre à laser des signaux binaires capables d'être traités directement. On peut, également, transformer directement la pression et la température, grandeurs analogiques, en signaux digitaux, puis effectuer leur division au moyen d'une petite unité arithmétique. D'autres possibilités existent telle que la technique « d'intégration à double rampe » ; celle-ci permet d'effectuer simultanément le calcul de l'inverse de l'indice de réfraction et la conversion analogique-digital.

Les formules précédentes sont valables pour de l'air sec ; si l'air est humide, elles doivent être corrigées pour tenir compte de l'humidité atmosphérique : la valeur de 1/n est corrigée proportionnellement à la pression partielle de vapeur d'eau, grandeur aisément mesurable.

Marc FERRETTI

### 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. Volutteurs. Distorsionmètres.

**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)

### BIBLIOGRAPHIE

« Measuring the variable speed of light improves laser distance measurement » par J.D. Garman et J.J. Corcoran. Electronics, 24 avril 1972.

(\*\*) Si la température ambiante est t en degrés centigrades, la valeur de la température absolue T, en degrés Kelvin, est, approximativement égale à : T = t + 273.



# NOUVEAUX AUDITORIUMS CHEZ TÉRAL

**L**A société Téral vient d'ouvrir un nouveau magasin HI-FI au 30, rue Traversière dans le X<sup>e</sup> arrondissement. Cette nouvelle surface de vente s'étend sur trois étages.

Le rez-de-chaussée est consacré à l'exposition des matériels tels que les chaînes compactes et à la démonstration des chaînes composées d'appareils d'une même marque, actuellement, par exemple, toutes les chaînes Bang et Olufsen (marque danoise plus familièrement appelée B et O) y sont en démonstration, on y trouve également la gamme complète

des magnétophones Sony, du plus simple au plus sophistiqué.

Descendons au sous-sol où sont situés trois auditoriums. Le premier est consacré aux magnétophones, là l'acheteur pourra tant pour les magnétophones à cassettes que ceux à bandes, faire des écoutes comparatives et cela est encore plus vrai pour les platines de magnétophones, car, à travers un dispatching, elles seront successivement réunies à un même amplificateur et aux mêmes enceintes acoustiques, l'écoute comparative sera donc réalisée dans les meilleures conditions possibles.

Vient ensuite le grand auditorium où sont présentés les amplificateurs, tuners, enceintes acoustiques, des marques les plus prestigieuses. Ici, le grand américain Mac Intosh, en bon voisinage avec toute la gamme de la marque française Esart. Les Japonais aussi sont là avec Sansui et Pioneer, puis Marantz. Revox avec son tuner digital. J.-B. Lansing pour les enceintes, etc.

Là aussi quelques magnétophones Teac, Akai. Bien qu'un auditorium leur soit consacré, leur présence ici n'est pas le fait d'une erreur, mais permet à l'acheteur de voir clairement les opérations

à effectuer pour enregistrer à partir d'une platine tourne-disques ou d'un tuner et ensuite de réécouter.

Ici on ne laisse pas seulement à l'acheteur le droit de voir, on le laisse toucher. Bien plus, la société Téral lui a consacré une salle spéciale, pas un auditorium, mais une cave voûtée aux pierres apparentes où l'achat conclu, les appareils choisis sont déballés et branchés, bien sûr les conditions d'écoute sont loin d'être idéales mais ainsi l'acheteur pourra partir certain qu'une fois installée à son domicile, le rendu de sa chaîne sera, au pire, équivalent. On ap-





pelle cette écoute la minute de vérité.

Au premier étage, en plus de l'exposition de différents matériels HiFi, une bonne partie de la surface est réservée aux matériels audiovisuels dont la gamme des magnétoscopes Akai. Là aussi, le premier souci de la société a été de permettre à l'acheteur d'utiliser le matériel : trois caméras sont à sa disposition et il peut réaliser immédiatement son premier essai son et image, constater que cela est beaucoup plus simple qu'on veut le laisser croire, d'ailleurs le résultat est immédiat. Les prix non plus ne sont pas si élevés, puisqu'un des ensembles Akai, caméra comprise, vaut moins de 7.500 F.

Le vidéocassette couleur Radiola est également présenté. Cet appareil permet d'enregistrer sur cassette les programmes couleur de la deuxième et de la troisième

chaînes en attendant de pouvoir filmer directement avec la caméra couleur qui est annoncée pour fin octobre.

A cet étage, on trouve tous les téléviseurs couleur Pizon Bros, Radiola et le petit Trinitron Sony.

Les agrandissements et rénovations de la société Teral ne se sont pas limités à la HiFi, mais le magasin pièces détachées du 26 ter rue Traversière s'est agrandi et a entièrement été rénové. Une place importante a été faite à tout ce qui concerne la sonorisation et l'animation des salles de spectacle : amplificateurs de sonorisation, pupitres mélangeurs, tables de mixage, microphones, amplificateurs de guitares, jeux de lumières, etc.

De nombreux kits sont proposés et notamment plusieurs modèles d'enceintes acoustiques en kit sont en démonstration.



# ROTEL

vous offre pour une qualité supérieure  
des prix hors concurrence  
et vous présente  
sa gamme complète de matériel.



## TABLE DE LECTURE RP 1000

Prix 980 F avec cellule  
entraînement par courroie  
33 1/3 - 45 Tr/mn

## 2 CASQUES ELECTRODYNAMIQUES

RH 430 pour 58 F le casque  
RH 630



## AMPLIFICATEURS- PREAMPLIFICATEURS

R.A 211 : 2 x 15 W efficaces  
R.A 311 : 2 x 24 W efficaces  
R.A 611 : 2 x 37 W efficaces  
R.A 810 : 2 x 40 W efficaces



## AMPLI-TUNER QUADRIPHONIQUE

RX 154 A : 4 x 10 W MF-PO avec système S.Q.



## AMPLI-TUNERS

RX 600 A :  
2 x 30 W efficaces MF-PO  
RX 800 :  
2 x 40 W efficaces MF-PO

### QUELQUES ADRESSES DE REVENDEURS :

**PROVINCE**  
ALBERVILLE - Ets Burdin - 9 rue Félix-Chautemps  
BONNEVILLE - Maboux - rue Pertuiset  
BORDEAUX - Electro Vision - 4, rue Montesquieu  
CAEN - Central Photo - 14, rue Saint-Jean  
DION - Radio Tété Clemenceau - 4, bd Clemenceau  
DOLE - Musy Paillet TV - Grande-Rue  
GRENOBLE - Hi-Fi Maurin - 2, rue d'Alsace  
GRENOBLE - H Electronique - 4, place de Gordes  
LE HAVRE - C.N.C. - 31, rue d'Après  
LILLE - Boulanger - 253, rue Gambetta  
LOIS-LE-SAUNIER - Electro Lunex - 4, rue Richebourg  
MAUBEUGE - Palmotti - 79-85, rue d'Hautmont  
METZ - Electro-mat - 39, rue Hautefeuille  
MULHOUSE - Photo Radio Club - 1, place Franklin

RENNES - Racine - 5 et 6, rue Lafayette  
RONQUES - Dewitte - 346, rue de Lille  
ROUEN - C.N.C. - 38, rue de Sotteville  
STRASBOURG - Radio Buchert - 20, rue du Vieux-Marché  
STRASBOURG - Radio Sorg - rue de l'Épine  
VALENCIENNES - Vital Façon - rue de la Patx  
**BANLIEUE**  
VINCENNES - Sectovision - 23, avenue de Paris  
**PARIS**  
4<sup>e</sup> - Paul Beuscher - 27, b- Beaumarchais  
6<sup>e</sup> - Pan - 11, rue Jacob  
8<sup>e</sup> - Radio Commercial - 27, rue de Roma  
12<sup>e</sup> - Kit Shop - 47, b Beaumarchais  
13<sup>e</sup> - Italie Musique - 207, avenue de Choisy  
10<sup>e</sup> - La Pluie d'Europe - 12, rue Osmarquay  
17<sup>e</sup> - Mustel - 16, avenue de Wagram  
17<sup>e</sup> - Franco-Suisse - 101, rue de Proisy

P.C. 2027

# UN RÉCEPTEUR RADIO 4 GAMMES EN KIT

**L**E récepteur radio faisant l'objet de cet article est entièrement transistorisé et comporte quatre gammes d'onde : petites ondes, grandes ondes, ondes courtes et modulation de fréquence. Il a été réalisé par les Etablissements Lag Electronic.

Cette réalisation s'adresse à tous les amateurs désireux de réaliser eux-mêmes leur récepteur de radio et peut constituer un excellent exercice de câblage pour les débutants. De plus, le coffret n'est pas compris dans le Kit (l'implantation du bloc à touches, du tuner, de la ferrite et des potentiomètres données sur nos plans ne le sont qu'à titre indicatif et ne sont aucunement impératifs). Les possesseurs d'anciens postes de TSF aux ébénisteries prestigieuses mais dont la partie électronique est maintenant irréparable, pourront sans grandes difficultés, l'y adapter.

## CARACTÉRISTIQUES

- Récepteur superhétérodyne quatre gamme d'ondes.
- 9 transistors, 2 x AC 180, 2 x AF 124, 1 x AC 126, 1 x AC 125.
- Un haut parleur de 17 cm de diamètre. Impédance : 60 Ω.
- Un haut parleur de 17 cm de diamètre. Impédance : 60 Ω.
- Fréquence intermédiaire : AM : 480 kHz, FM : 10,7 MHz.
- Antenne ferrite pour GO et PO.
- Antenne télescopique pour FM et OC.
- Deux circuits imprimés non percés.
- La touche PU permet d'alimenter en 9 V le moteur d'une platine tourne-disques.

## LE SCHÉMA

La réception se fait sur antenne ferrite pour les gammes grandes ondes et petites ondes ; sur antenne télescopique pour les gammes ondes courtes et modulation de fréquence.

Le bloc HF pour la FM comprend deux transistors (non figurés sur le schéma).

La platine FI comprend trois transistors du type AF 114 qui sont communs à la modulation de fréquence et à la modulation d'amplitude, cependant si le transistor T1 est en modulation de fréquence, utilisé en amplificateur FI, il est utilisé en oscillateur mélangeur pour les autres gammes.

La détection est assurée en AM par la diode incorporée au troisième transformateur FI et le signal détecté est envoyé à travers R23, C15 et C109 aux potentiomètres de tonalité et de puissance.

En position modulation de fréquence, le signal recueilli sur le collecteur de T3 est envoyé au discriminateur puis les tensions BF résultantes envoyées à travers R28 vers C109 et les potentiomètres de puissance et de tonalité.

La platine BF comprend trois transistors, le signal détecté est envoyé à travers C102 sur le transistor T6 (AC126) puis du collecteur de ce dernier sur le second transistor préamplificateur T7 (AC125) du collecteur de ce dernier, il est dirigé d'une part sur le primaire du transformateur déphaseur et d'autre part une petite partie du signal est envoyée à travers R109 et R108 modifiant ainsi la polarisation du transistor T6.

Les secondaires du transformateur driver dirige chaque partie du signal sur les transistors de puissance T8 et T9 (2 x AF124) dont les collecteurs enverront le signal au transformateur de sortie.

## RÉALISATION

La réalisation de ce récepteur est grandement facilitée par les circuits imprimés qui sont de dimensions importantes, les plaquettes étant fournies non percées, ce sera donc le premier travail à réaliser à l'aide d'une perceuse conventionnelle ou d'une mini-perceuse fonctionnant sur pile, les forêts à utiliser sont de 1,5 mm et 3 mm de diamètre.

Une fois les circuits imprimés correctement percés, il est recommandé de placer et de souder les résistances, condensateurs, diodes et transistors et ensuite de mettre en place et souder les transformateurs FI (ceux-là ne peuvent, de par leur conception mécanique, être placés à l'envers).

Notre fig. 4 indique la position du clavier à touche qui sur notre maquette est fixée par l'intermédiaire d'entretoises de 20 mm sur le circuit imprimé. Cette disposition pas plus que celle du cadre ferrite ni du bloc HF n'est obligatoire, cependant pour ce dernier, il n'est pas souhaitable que les fils de liaison avec le bloc soient trop longs.

La platine BF ne présente guère de difficultés de câblage. Ne pas oublier cependant de prévoir des ailettes radiateurs pour les transistors du push pull.

La plus grande difficulté réside dans les connexions reliant entre eux les différents blocs.

## VALEURS DES ÉLÉMENTS

### PLATINES HF

R1	560Ω 1/4 W
R2	100Ω 1/4 W
R3	10kΩ 1/4 W
R4	22kΩ 1/4 W
R5	39kΩ 1/4 W
R6	10kΩ 1/4 W
R7	10kΩ 1/4 W
R7	10kΩ 1/4
R8	10kΩ 1/4 W
R8	10kΩ
R9	2200Ω 1/4 W
R10	5600Ω 1/4 W
R11	680Ω 1/4 W
R12	560Ω 1/4 W
R13	5600Ω 1/4 W
R14	22kΩ 1/4 W
R15	680Ω 1/4 W
R16	560Ω 1/4 W
R17	2200Ω 1/4 W
R17	2200Ω 1/4 W
R18	10kΩ 1/4 W
R19	1500Ω 1/4 W
R20	10kΩ 1/4 W
R21	220kΩ 1/4 W
R22	22kΩ 1/4 W
R23	5600kΩ 1/4 W
R25	1500Ω 1/4 W
R26	10kΩ 1/4 W
R27	10kΩ 1/4 W
R28	100Ω 1/4
R29	430kΩ 1/4 W
C1	22nF Mylar
C2	22nF Mylar
C3	100pF Céram.
C4	0,22μF Céram.
C5	47μF chimique
C6	20nF Mylar
C7	0,1μF Mylar
C8	0,1μF Mylar
C9	20nF Mylar
C10	0,1μF Mylar
C11	25μF Chimique

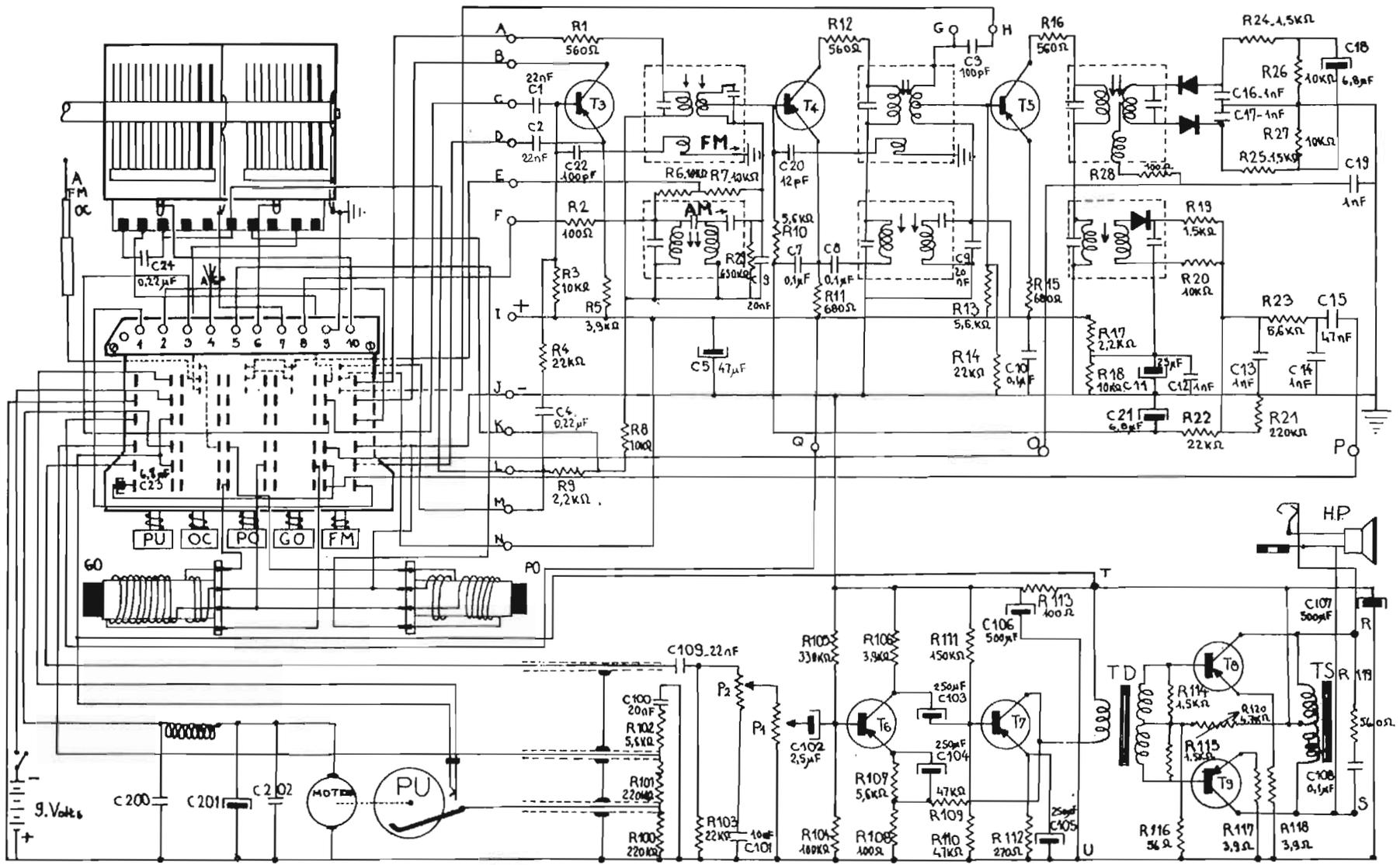


Fig. 1.



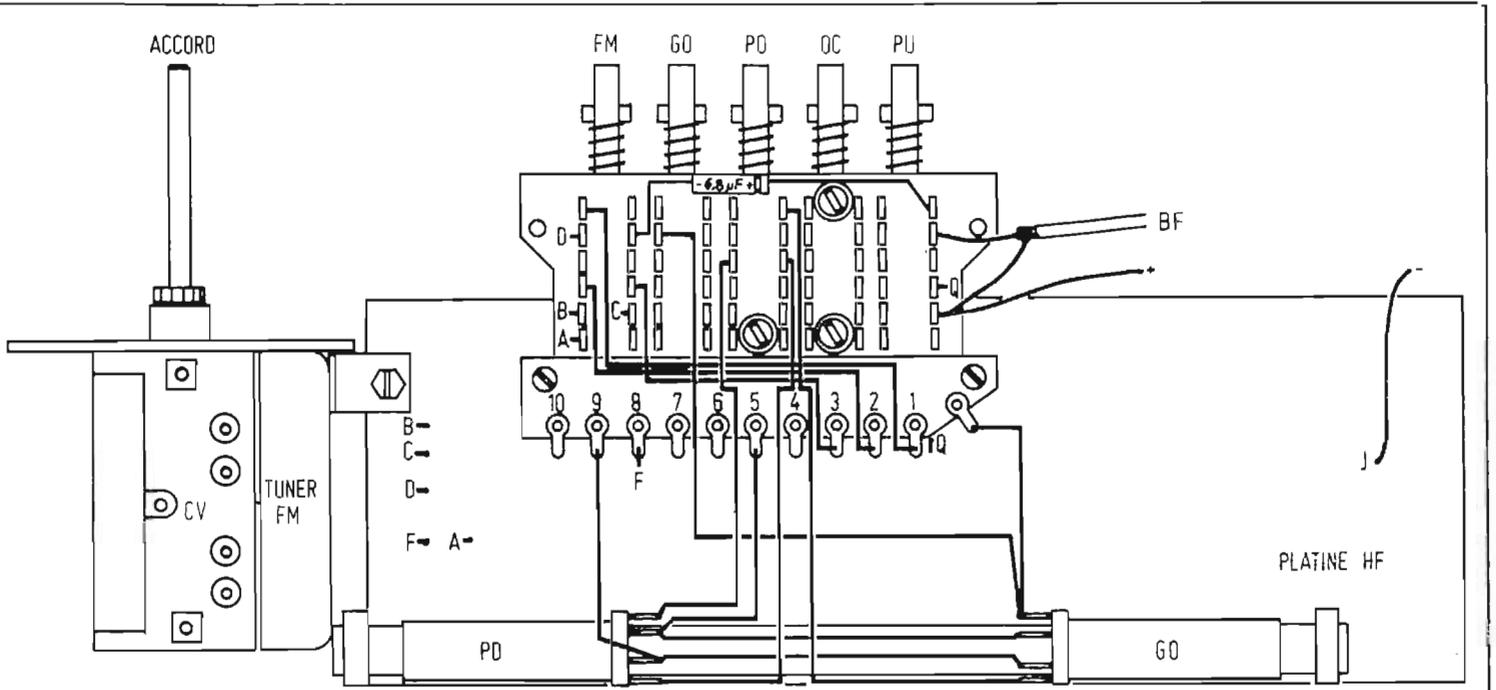


Fig. 4.

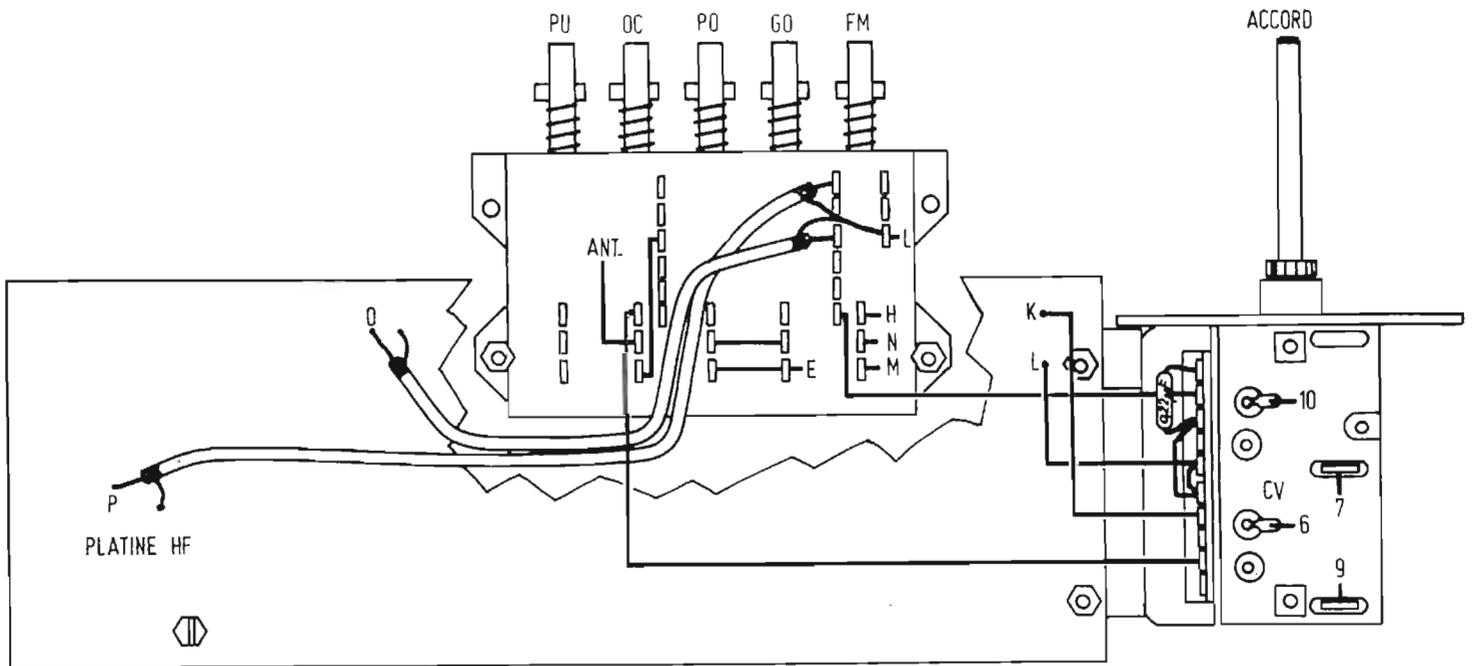


Fig. 5.

C12 1000pF Céram.  
 C13 1000pF Céram.  
 C14 1000pF Céram.  
 C15 47nF Mylar  
 C16 1000pF Céram.  
 C17 1000pF Céram.  
 C18 6,8µF Chimique  
 C19 1000pF Céram.  
 C20 12pF Céram.

C23 100pF Céram.  
 C24 0,22µF Céram.

PLATINES BF

R100 220kΩ 1/4 W  
 R101 220kΩ 1/4 W  
 R102 5600Ω 1/4 W  
 R103 22kΩ 1/4 W

R104 100kΩ 1/4 W  
 R105 330kΩ 1/4 W  
 R106 3900Ω 1/4 W  
 R107 5600Ω 1/4 W  
 R108 100Ω 1/4 W  
 R109 47kΩ 1/4 W  
 R110 47kΩ 1/4 W  
 R111 150kΩ 1/4 W  
 R112 270Ω 1/4

R113 100Ω 1/4 W  
 R115 1500Ω 1/4 W  
 R116 56Ω 1/4 W  
 R117 3,9Ω 1/4 W  
 R118 3,9Ω 1/4 W  
 R119 560Ω 1/4 W  
 R120 4,7kΩ variable  
 C100 20nF Mylar  
 C101 10nF Mylar

C102 2µF Chimique  
 C103 250µF Chimique  
 C104 250µF Chimique  
 C105 250µF Chimique  
 C106 500µF Chimique  
 C107 500µF Chimique  
 C108 0,1µF Mylar  
 C109 22nF Mylar

# NOUVEAUTÉS

## PORTIER ÉLECTRONIQUE : L'AUTOMATIC

**C**E nouveau portier électronique permet : le secret inter-postes (statique/sans relais), la télécommande porte d'entrée n'est seulement possible qu'après conversation. Prise et libération « automatique » du circuit. Voyant « Parlez » sur platine d'entrée. Tout



l'appareillage est repéré aux quatre couleurs, plus écran du câble téléphone TC4 (6/10). Les enfants n'intercommuniquent pas entre eux et ne risquent plus de bloquer le portier. Identification obligatoire du visiteur. Aucun risque d'oubli et de mauvais raccrocher. Très grande facilité d'utilisation. Le visiteur n'a aucune manœuvre et il est informé « Parlez ». Se raccorde sans schéma, sans risque d'erreur, sans risque de vol ou détérioration en chantier. Facile à intégrer dans l'appartement (110 x 185 x 40).

## LE MULTIMÈTRE METRIX 639

**E**N provenance du Canada, le 639 est un instrument particulièrement intéressant par l'étendue de ses possibilités.

Voltmètre électronique, il permet la mesure des tensions continues avec une impédance de



100 M $\Omega$  et un premier calibre de 1,5 mV. Cette sensibilité et la possibilité de décaler le zéro permettent d'utiliser l'appareil en détecteur de zéro avec sensibilité 20  $\mu$ V ou 1nA par division.

L'autonomie et l'entrée flottante offrent une réjection de mode commun d'au moins 90 dB.

En alternatif, le premier calibre est 1,5 mV avec une bande passante de 10 Hz à 20 Hz. Une échelle graduée en dB est très utile pour toutes les mesures audio.

Comme pour les autres fonctions, l'ohmmètre présente l'avantage d'une très grande étendue de calibres et permet notamment des mesures jusqu'à 10.000 M $\Omega$ .

A ces mesures s'ajoutent d'autres fonctions telles que mesures de températures et mesures HF jusqu'à 1.000 MHz.

## LA RÉGIE DE DISCOTHÈQUE MAGNETIC FRANCE MF 555

**C**ETTE régie dit de discothèque n'est pas limitée à cette simple utilisation tout comme la précédente Régie fabriquée également par les Ets MAGNETIC FRANCE. Elle peut en effet, compte tenu de son faible encombrement (1 400 x 350 mm) servir dans tout autre endroit : cabarets, salles de spectacles, grandes surfaces, Maisons de jeu-



nes, restaurants, etc., et aussi aux sonorisations de plein air. Dans les utilisations particulières, elle permet d'enregistrer des programmes de disques en continu ou de réaliser des mixages entre disques et bandes et ceci avec une très grande souplesse. Elle peut également servir de « banc sonore » pour la sonorisation des films d'amateur elle peut enfin tenir compte de la qualité de la table de mixage et servir en très haute fidélité les mélomanes les plus difficiles.

L'avantage de cette discothèque réside dans l'utilisation de la pré-écoute sur les voies P.U. et magnétophone. Dans le cas d'utilisation dans un endroit très bruyant une prise casque alimentée par un ampli stéréo de 1 watt, permet une écoute confortable.

Cette régie se présente sous la forme d'un socle en bois gainé (1 400 x 350 mm, HAUTEUR : 70 mm) où sont encastrées les deux platines et la table de mixage stéréo qui comprend : une entrée micro de salle ou micro ex-

térieur, deux platines stéréo et un magnétophone stéréo ou un tuner stéréo.

Sur option, les deux platines peuvent être éclairées par des lampes montées sur flexibles.

Toutes les commandes de pré-écoute, de réglage de graves et d'aigus, micro d'ordre, casque de contrôle, volumes des voies et du mélangeur ainsi que les commandes de marche arrêt sont groupées sur la table de mixage.

A l'arrière se trouvent toutes les prises d'entrée et de sorties réalisées en fiches DIN connectables. De gauche à droite, nous trouvons : entrée micro, deux entrées pour les platines de tourne disques, l'entrée magnétophone ou tuner, la sortie mélangeur et enfin la sortie casque.

Cette régie peut être connectée sur deux amplis de puissance. MAGNETIC FRANCE met à la disposition des utilisateurs de nombreux modèles d'amplificateurs de puissance variant de 50 watts à 120 watts efficaces en mono et 160 watts et plus en stéréo.

Le matériel utilisé dans la conception de cette régie a été choisi en fonction d'une utilisation intensive et aussi en étudiant le rapport qualité/prix. Les deux tables de lecture sont des GARRARD MKIV équipées de cellules magnétiques pointe diamant. La table de mixage stéréo avec une voie micro, deux voies PU et une voie magnétophone ou tuner est une fabrication MAGNETIC FRANCE, le bruit de fond est inférieur à - 70 dB. Elle est équipée de deux grands vu-mètres permettant un contrôle précis de la modulation. L'alimentation secteur de cette table a été réalisée avec le plus grand soin pour éviter les ronflements.

## LA PLATINE PHILIPS GA 209 S

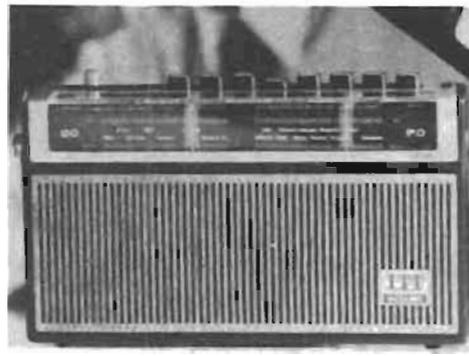


**La platine PHILIPS GA 209S.** Caractéristiques : tourne disques GC 009. Plateau 290 mm (acier). Vitesses 33 1/3 et 45 tours/mn. Réglage des vitesses  $\pm$  3 %. Dérive  $\leq$  0,2 %. Pleurage et scintillement  $\leq$  0,08 %. Rumble DIN A :

< - 43 dB, DIN B : < - 65 dB. Erreur de piste < 0°10'/cm. Friction du bras Hor. : 10 mgf, Vert. : 10 mgf. Force d'appui 0,75... 3 gf. Antiskating ajustable pour pointes sphériques et bi-radiales. Moteur principal courant continu couplé avec génératrice tachymétrique à 72 pôles. Entraînement du lève-bras, moteur à courant continu. Lève-bras, amorti hydrauliquement. Consommation 10 W. Alimentation 110, 127, 220, 240 W. Fréquence 50 ou 60 Hz. Organes de commandes, interrupteur secteur, sélecteur de vitesses, touches de démarrage 33 et 45 tours, potentiomètres de grande précision pour les réglages fins des vitesses. Dimensions 435 x 325 x 166 mm. Poids ≈ 8 kg.

### LE RTL MATIC

**R**TL et ITT Océanic ont présenté le 16 septembre un récepteur à transistors comportant un circuit particulièrement intéressant. Le récepteur est équipé d'une touche veille coupant les circuits basse fréquence, tout en conservant la partie HF sous tension. Lorsque l'accord est calé sur RTL, en position veille, le récepteur est muet. Lors de l'émission d'un flash d'information importante par RTL, cette station rayonne un signal de mise en route du récepteur. Ce signal est modulé en fréquence autour d'une sous-porteuse de



2.325 Hz, avec une excursion de ± 175 Hz, durant une seconde, provoquant la mise sous-tension des circuits basse fréquence du récepteur, et de la reproduction du flash d'information est assuré.

A la fin du flash, un signal d'extinction est transmis par RTL, toujours sur la sous-porteuse de 2.325 Hz, mais avec une excursion de ± 75 Hz durant une seconde, le récepteur est alors remis en position veille.

Le dispositif employé est d'un intérêt certain, il sélectionne uniquement l'information importante à recevoir. A l'heure actuelle, seule la station RTL peut émettre le signal codé, mais il est possible d'équiper toutes les stations de dispositifs de déclenchement, pour peu que les récepteurs soient conçus dans le but d'assurer la veille sur diverses stations.

### LE TUNER AMPLIFICATEUR HIFISCOP R 202 OL

Caractéristiques : puissance efficace par canal 18 W/4Ω. Distorsion harmonique : 0,07 %. Bande passante : 20 à 20 000 Hz.



Contrôle grave, aigu : 12 dB. Entrées normalisées P.U. radio, bande, aux. Filtrage grave, aigu, physio. Monitoring. Sorties casque et bande. Partie tuner : bande FM 88 à 108 MHz. Sensibilité : 1,9 μV. Rapport signal/bruit : 67 dB. Diaphonie : 35 dB. Distorsion : 0,4 %.

Bandes AM : PO : 525 à 160 kHz. GO : 145 à 380 kHz. Sensibilité 20 μV. Rapport signal/bruit : 45 dB.

# des affaires chez BERIC !...

## NOUVELLES ANTENNES - BANDES AMATEURS VHF et UHF

TYPE	DESCRIPTION	GAIN	RAPPORT AVAR	IMPÉDANCE	PRIX
5 RA	YAGI 5 éléments 144 MHz	10 dB	20 dB	300 ohms	40 F
11 RA	YAGI 11 éléments 144 MHz	13 dB	25 dB	300 ohms	100 F
10 RA	YAGI 10 éléments 435 MHz	11 dB	20 dB	75 ohms	25 F
20 RA	YAGI 20 éléments 435 MHz	19 dB	26 dB	75 ohms	40 F

TR2/RA - Transformateur d'impédance pour 144 MHz, 300/75 ohms ..... 16 F  
 TM/RA - Accouplement pour 2 antennes, 300 ohms, sortie 75 ohms ..... 35 F

### T925 - POUR AMPLIS

#### LINÉAIRES OU AUTRES

Transformateur primaire 110 à 240 volts, secondaire 6,3 volts 1 ampère - 6,3 volts 20 ampères et 350 volts 1 ampère, ou en pont 700 volts 500 mA.  
 Dimensions : 16x11x13 cm - Prix **90 F**

### GD 743

GRID-DIP transistorisé de 300 KHz à 200 MHz en 6 bandes.  
 En émission HF pure ou modulée à 800 Hz. Bonne précision. Pile 9 volts incorporée.  
 Encombrement : 15x8x5,5 cm. **432 F**  
 Poids : 400 g. - Prix .....

Tous nos prix s'entendent T.T.C. mais port en sus - Expédition rapide

## BERIC

43, rue Victor-Hugo, 92240 MALAKOFF - Tél. 253.23.51 - M<sup>o</sup> : Pte de Vanves  
 Magasin fermé dimanche et lundi - C.C.P. PARIS 16578-99

## VOUS L'AVEZ SANS DOUTE RECONNU?..

C'est le nouveau micro MD441



Son esthétique est révolutionnaire, mais il a aussi beaucoup d'autres atouts qui séduisent les utilisateurs les plus difficiles:

- Une bande passante proche de celle d'un micro électro-statique,
- Une directivité hypercardioïde homogène,
- Une insensibilité peu commune aux chocs et bruits mécaniques,
- Une robustesse digne de celle de ses aînés (souvenez-vous du MD 21 !)

Vous comprenez pourquoi tant d'artistes l'utilisent !

Pour en savoir plus envoyer le bon ci-dessous à :

### SIMPLEX ELECTRONIQUE

B.P. 448 - 75122 PARIS CEDEX 03

TELEPHONE : 278.15.50 +

Je désire recevoir, sans engagement de ma part, le "BEST SELLER 73/74"

Nom : \_\_\_\_\_

Profession : \_\_\_\_\_

Adresse : \_\_\_\_\_





Capacité d'entrée = 17 pF max.; boîtier TO 18.

**2 N 5248 :** FET à canal N (type VHF);  $V_{gss} = 30$  V min.;  $I_{gss} = 5$  nA;  $V_{gs} = \text{min. } 1$  V; max. 8 V; capacité d'entrée = 6 pF max.;  $I_{dss} = 4$  mA min.; 20 mA max.;  $Y_{fs} = 3000 \mu$  mhos min.; à 200 MHz; boîtier TO 92.

Les brochages de ces transistors sont représentés sur la figure RR-6-04.

Nous vous remercions également pour votre aimable communication.

**RR - 6.05 - M. Croche, 45-Montargis.**

Des montages de convertisseurs d'alimentation pour tubes fluorescents ont été publiés à la page 110 du n° 1098.

Voyez également le montage décrit à la page 251 du n° 1379 qui peut également convenir.

Un montage beaucoup plus élaboré et plus puissant aussi (1 kW) a été décrit dans notre n° 1291, page 166.

**RR - 6.06 - M. Robert Thare, 75010 Paris.**

1°) Nous comprenons sans doute mal le sens de votre question. En effet, les transformateurs pour plus de 5000 V se calculent exactement de la même façon que les autres! Naturellement, il y a des points qui peuvent modifier les formules habituelles, et notamment la fréquence de fonctionnement qui agit sur le noyau (dimensions et qualité), sur le nombre de tours par volt, etc. Mais si le transformateur est alimenté au primaire par le secteur, nous vous le répétons, il se calcule **exactement comme un autre.**

2°) Même remarque en ce qui concerne le redressement. Une tension de 5000 V se redresse comme une autre... avec des diodes. Par ailleurs, il convient de connaître l'intensité à redresser pour pouvoir déterminer le type des diodes à utiliser et leur nombre.

3°) Le courant alternatif 220 V se stabilise en tension à l'aide d'un régulateur automatique à fer saturé (appareils utilisés souvent pour l'alimentation des téléviseurs).

4°) Pour stabiliser une tension continue de 500 V, on peut utiliser des diodes Zener haute tension connectées en série, ou bien utiliser des tubes régulateurs à gaz également connectés en série, ou bien encore utiliser un régulateur électronique à triode de puissance. Tout cela dépend aussi de l'intensité demandée.

**RR - 6.07 - M. Jacques Le-cas, 94-Saint-Maur.**

Nous ne vous dissimulerons pas que le déparasitage d'une installation de modèles réduits de trains électriques est un dur labeur...

Vous pouvez essayer de connecter en parallèle sur les balais de chaque moteur des locomotives un condensateur dont la capacité est à déterminer expérimentalement pour l'obtention de la meilleure efficacité (cela peut aller jusqu'à plusieurs microfarads).

Il est hélas un phénomène que l'on ne peut pas attaquer directement par ce même procédé: ce sont les étincelles sous les roues...

Pour compenser, vous pouvez essayer de relier l'un des pôles de la voie à une prise de terre (tuyau de distribution d'eau ou de chauffage central).

Vous pouvez également essayer de monter un filtre sur le secteur électrique, juste à l'avant du transformateur abaisseur de tension (filtre secteur à relier à la terre également); voir par exemple le montage faisant l'objet de la réponse RR-11.01-F, page 335, n° 1383.

**RR - 6.08 - M. Michel Chauveau, 18-Vierzon.**

Nous ne disposons d'aucun schéma de détecteur sensible au rayonnement infra-rouge du corps humain dans un rayon de 10 mètres... et à la connaissance du responsable de cette rubrique, nous n'avons rien publié de semblable dans notre revue.

**LE STETHOSCOPE DU RADIO - ÉLECTRICIEN**



**DETECTE LES PANNEES SANS DEMONTAGES**

**MINITEST 1**  
Signal Sonore  
vérification et contrôle des circuits BF. MF. NF. Micros télécommunications - Haut parleurs pick up

**MINITEST 2 Signal Video**  
appareil spécialement conçu pour le technicien TV

**MINITEST UNIVERSEL**  
documentation sur demande à

**slora** 18, Avenue de Spichenen  
BP 91 57602 - FORBACH - tél : 85.00.66

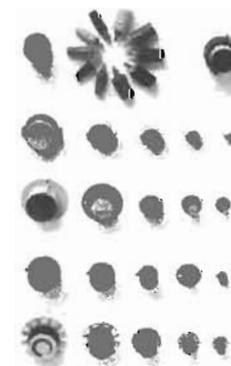
**Quoi de neuf chez TIP?**

**BOUTONS**



**Un jeu de construction!**

**"Personnalisez vos faces avant"**



Les boutons RITEL sont constitués de divers éléments enfichables permettant toutes les combinaisons possibles par le jeu des formes et des couleurs.

- 5 tailles
- 4 types de corps, 4 couleurs par type
- 4 types de capuchons, 7 couleurs par type
- Nombreux accessoires: disques à flèche, stators, cadrans à flèche ou à chiffres
- Acceptent les axes aux dimensions métriques ou en fraction de pouce

**Sur demande:** bornes de couleur, boutons concentriques doubles.

**TRANCHANT IMPORT PROFESSIONNEL S.A.**  
Zone d'activités de Courtbaeuf - B.P. n° 61 - 91401 ORSAY  
Tél. 907-78-44 - Télex 60281 F

**RR - 6.09 - M. Daniel Qancht (?) à Chatelineau (Belgique).**

Il n'y a pas de dimensions critiques pour fabriquer des cornets en bois de section carrée pour sonorisation en plein air.

C'est le diamètre du haut-parleur employé qui conditionne les dimensions générales du cornet, et notamment ses dimensions arrière en premier lieu. Pour les autres dimensions (carré de l'ouverture et longueur des quatre panneaux), c'est une question d'encombrement admissible (ou de poids, également). En outre, plus ces dimensions sont conséquentes, meilleur est le rendement dans les graves.

La partie arrière qui enferme le haut-parleur ne doit pas être hermétiquement close; il faut y pratiquer 4 ou 5 trous de 12 mm de diamètre pour faciliter la décompression.

**RR - 6.10 - M. Roger Casquil, 65-Bordères-sur-Echez.**

Nous n'avons pas le schéma du millivoltmètre électronique E.S.T.T. type MVT 2. C'est à votre fournisseur qu'il convient de réclamer ce schéma.

Une fois de plus, rappelons ce sage conseil: c'est avant l'achat (ou au plus tard lors de l'achat) qu'il importe de s'assurer que tel ou tel appareil est livré accompagné de sa notice technique et de son schéma.

**RR - 6.11 - M. Guy Rigail, 11-Lézignan Corbières.**

On ne peut pas concevoir un récepteur à cristal, ne comportant aucun étage amplificateur, qui fonctionnerait - comme en AM - mais sur la gamme 87 à 100 MHz et en FM. Les résultats seraient décevants, sinon nuls.

Par contre, nous vous signalons qu'un récepteur simple VHF à super-réaction pour AM peut être utilisé en FM... en se réglant sur le « bord » de l'émission; les résultats sont acceptables à condition que le champ de la station FM captée soit suffisamment important au lieu de la réception.

**RR - «12 - M. Georges Jeannet, 10-Romilly-sur-Seine.**

Il est exact que certains téléviseurs (mal conçus) provoquent, par rayonnement de la base de temps horizontale notamment, des perturbations sur les récepteurs de radio voisins.

Les travaux à effectuer sur le téléviseur perturbateur ne sont pas très conséquents pour que tout rentre dans l'ordre dans le voisinage; tout radioélectricien peut mener à bien un tel travail.

Vous avez demandé à votre voisin de faire faire le nécessaire... Il s'y refuse; il a tort!

Il vous suffit d'écrire à la Direction Régionale de l'O.R.T.F. dont vous dépendez (adresse sur votre mandat de redevance), Service de la Réception, en exposant votre cas. Des mesures de rayonnement seront faites, et vraisemblablement votre voisin sera mis en demeure de faire procéder à la mise au point, à l'amélioration, de son téléviseur.

**RR - 6.13 - M. Daniel Baignier, 25-Hérimoncourt.**

1°) Le circuit intégré KD 2114 est de fabrication R.C.A. Mandataire en France: Radio-Equipements-Antarès, 9, rue Ernest-Cognacq, 92301 Levallois-Perret.

2°) Un préamplificateur BF équipé d'un KD 2114 peut donner des résultats valables au point de vue gain d'une part, et niveau de souffle d'autre part. En tout cas, il est proposé comme tel...

Cependant, personnellement, lorsque la question « souffle » est primordiale, nous donnons notre préférence à des transistors du genre BC 109, 149, 409, 549, ou BC 179, 159, 419, 559, plutôt qu'à des circuits intégrés...

Des préamplificateurs utilisant de tels types de transistors ont déjà été décrits dans notre revue, montages auxquels vous pourriez vous reporter.

**RR - «14 - M. Castan, 92-Bagneux.**

Nous ne pouvons vraiment pas nous permettre de vous conseiller la construction du petit récepteur OC-GO dont vous nous soumettez le schéma. Les résultats seraient décevants sur GO, et nuls sur OC.

**RR - 6.15 - M. Pierre Girard, 85-Fontenay-le-Comte.**

1°) Vous pourriez essayer d'écrire directement à la maison « Blaupunkt » pour lui demander la fourniture de la pièce qui vous est nécessaire; mais en principe, les maisons-mères ne livrent pas directement aux particuliers non-professionnels.

De ce fait, vous pourriez également demander à cette firme les adresses de ses revendeurs dans votre région.

2°) Nous ne pouvons absolument pas vous conseiller sur le type de transformateur THT (approximatif) à utiliser pour votre dépannage, d'après un simple schéma, sans examen possible, ni mesures...

Le mieux serait de vous procurer le type exact du transformateur THT auprès du fabricant ou de l'un de ses revendeurs.

L'emploi d'un transformateur dit « universel » est peut-être possible; il faut essayer... (parfois plusieurs modèles) et procéder à une mise au point souvent délicate; mais les résultats définitifs ne sont souvent qu'assez approximatifs.

3°) On peut parler de haute ou de basse impédance surtout d'après le déflecteur faisant suite au transformateur THT: fil assez petit et beaucoup de tours dans le premier cas; fil plus gros et moins de tours dans le second. Mais il n'y a pas de barrières très précises dans ce domaine...

**RR - 6.16-F - M. R. Dalmen, 03-Saint-Loup.**

**D 10 - 12 GH:** Tube cathodique de mesure; trace verte; écran de 100 mm de diamètre (surface utile = 80x60 mm).

Chauffage = 6,3 V 0,3 A; V pa (G6) = 4000 V; V a = 1000 V; sensibilité verticale D1 = 9,8 V/cm; sensibilité horizontale D2 = 27,5 V/cm; Brochage, voir figure RR-6.16.

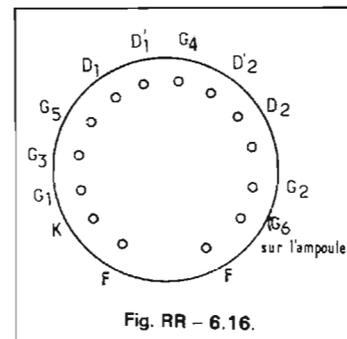


Fig. RR - 6.16.

**RR - 6.17 - M. Max Beuron, 67-Haguenau.**

Nous ne comprenons pas du tout le sens de votre question...

En effet, sur un ensemble émetteur et récepteur de radio-commande, le quartz à utiliser sur le récepteur doit avoir une fréquence différente de + MF, ou de - MF, par rapport à la fréquence du quartz de l'émetteur (MF étant la valeur de la moyenne fréquence du récepteur).

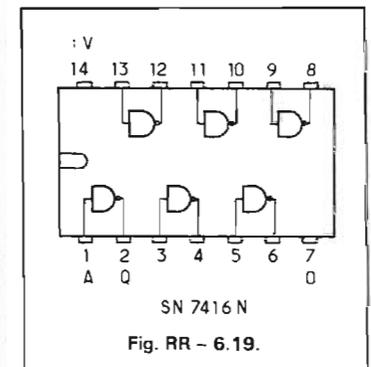
Mais, vous nous parlez aussi d'un récepteur à super-réaction... Alors, il n'y a pas de quartz sur un tel récepteur !?

**RR - 6.18 - M. G. Regnier, 60-Beauvais.**

Une diode BY 126 (R.T.C.) peut remplacer une diode 31 J 2.

**RR - 6.19-F - M. Jean-Jacques Ludwig, 68-Niederentzen.**

**SN 7416 N (FLH 481 T):** Porte de commutation, six étages d'attaque inverseur à collecteur ouvert pour 40 mA. V al. = min. 0 V; max. 7 V. V e = min. 0 V; max. 5,5 V. Brochage, voir figure RR-6.19.



**SN 72709 N (TAA 521 A):** Amplificateur opérationnel universel. V al. = ± 18 V max.; G = 90 dB; V eos = 2 mV; I eos = 100 nA; I s max. = 70 mA. Brochage: veuillez vous reporter à la figure précédente RR-6.01 en B.

**RR - 6.20 - M. Nicolas Castel, 30-Salindres.**

Dans le problème que vous nous soumettez, il n'y a pas d'adaptation d'impédance à réaliser; il est inutile et ne saurait rien apporter de plus.

Il convient, par contre, de déterminer le siège du mauvais fonctionnement : est-ce le petit récepteur à cristal ? Est-ce l'amplificateur faisant suite ?

Un casque branché à la sortie du récepteur à cristal vous donne-t-il une audition substantielle ? Dans la négative, c'est le récepteur qui est en cause... ou l'antenne qui est insuffisante. En fait, une excellente antenne et une bonne prise de terre sont nécessaires pour ce genre de récepteur ultra-simplifié.

Dans l'affirmative maintenant, le fautif est évidemment l'amplificateur BF. Ce dernier pourrait être mis au point plus commodément en attaquant son entrée par un pick-up, par exemple.

**RR - 6.21 - M. Jean-Luc Coulon, 33-Pessac.**

Qu'entendez-vous par ouverture et fermeture à distance... ?

Est-ce la porte d'un garage commandée à partir du véhicule ? Ou est-ce une porte de clôture quelconque commandée à partir de l'appartement ? Veuillez préciser votre pensée.

**RR - 6.22 - M. Ali Homrani, Alger.**

Il est normal qu'il n'y ait pas de régulation de **courant** dans le montage que vous nous soumettez... puisque ce n'est pas un régulateur d'intensité, mais de **tension**.

Par contre, il devrait bien y avoir régulation de tension à la sortie du transistor ballast 2 N 3055. Le schéma joint à votre lettre étant absolument correct, le défaut constaté ne peut provenir que d'une erreur de construction de votre part, erreur de câblage (brochage du transistor), erreur de valeur (résistance de base, par exemple), ou emploi d'un composant défectueux.

**RR - 6.23 - M. Yves Royer, 86-Poitiers.**

Nous vous déconseillons totalement de construire un amplificateur **BF** avec les trois anciennes lampes à votre disposition.

Ce vieux matériel est-il encore vraiment en état ? Ces lampes ne sont-elles pas plus ou moins défectueuses, affaiblies ? En outre, elles ne sauraient certainement

pas fonctionner encore pendant bien longtemps... et il vous serait alors impossible, à l'heure actuelle, de trouver des lampes similaires de remplacement !

**RR - 6.24 - M. Ralph Kasler, 67-Strasbourg.**

Votre schéma de mélangeur à résistances et potentioètres est parfaitement valable (dans la mesure où vous disposez d'une préamplification suffisante).

Naturellement, toutes les connexions qui n'aboutissent pas à la masse doivent être exécutées en fil blindé. Le point de masse commun aux divers composants devra être ramené à la masse de l'entrée du préamplificateur.

Si la commande de « fondu enchaîné » sonore doit être effectuée « à deux mains », vous pouvez employer deux potentiomètres doubles à variation logarithmique.

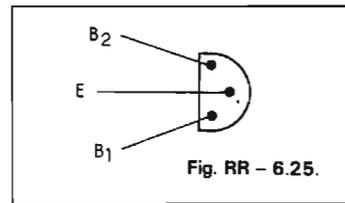
Si cette commande doit être réalisée par la manœuvre d'un **seul** bouton, il faut utiliser un potentiomètre jumelé quadruple (un double à variation logarithmique et un double à variation anti-logarithmique).

**RR - 6.25-F - M. Michel Ley, 75013 Paris.**

1°) Vous nous demandez des choses impossibles ! En électronique, il n'y a pas de miracle... On ne peut pas obtenir une grande puissance BF, et maintenir une faible consommation ; plus la puissance BF souhaitée augmente, plus la consommation augmente elle aussi.

De même, pour maintenir une puissance à sa valeur égale, si l'on divise par 2 la tension, l'intensité se trouve aussi divisée par 2 ; ce qui fait que la puissance devient quatre fois plus petite que la puissance primitive.

2°) Les deux schémas d'amplificateurs BF que vous nous soumettez sont ce qu'ils sont, et ils ne sont pas modifiables. Nous estimons que le montage à transistors complémentaires AC 187-188 peut vous donner satisfaction.



## EXCEPTIONNELLE BRADERIE HI-FI

Très importante quantité de haut-parleurs Hi-Fi, très grandes marques, neufs et... en emballage d'origine. Prix T.T.C.

### BOOMERS :

A - 304 mm - 50-60 W - 20 à 1500 Hz ..... 150,00  
B - 210 mm - 25-35 W - 25 à 3000 Hz ..... 75,00

### MEDIUMS :

C - 130 mm - 15-20 W - 40 à 5000 Hz ..... 55,00

### TWEETERS A DOME :

D - 75x115 mm - 40-50 W - 1600 à 40.000 Hz ..... 80,00

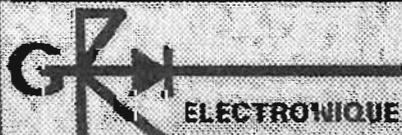
DIVERS APPAREILS HI-FI, A VOIR SUR PLACE les 2 jours suivants :

**SAMEDI 26 OCTOBRE 1974** de 10 à 19 h et  
**DIMANCHE 27 OCTOBRE 1974** de 10 à 19 h

sans interruption à notre Magasin :

**17, rue Pierre Sénard  
75009 PARIS**

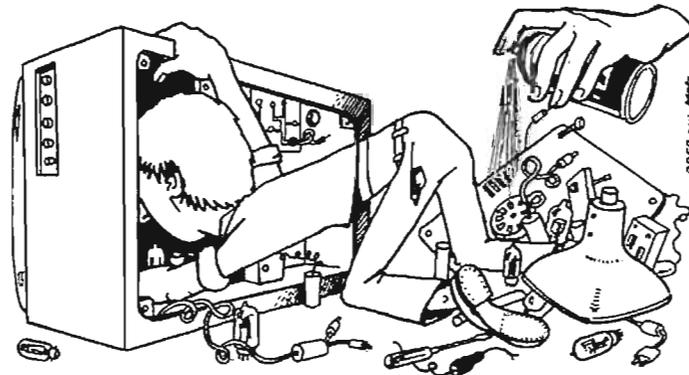
Métro : Cadet ou Poissonnière  
Bus : 32 - 26 - 85



détecter une panne thermique en 3 jours ou... en 5 MINUTES ?

**A VOUS DE CHOISIR**

(en pensant à vos clients)



Pensez que dans 52 pays, les techniciens Radio-TV et les électroniciens utilisent à leur plus grande satisfaction

**KALTE SPRAY 75**  
(sous aérosol)

Une nouvelle spécialité KONTAKT-CHEMIE

Bon pour une documentation gratuite

NOM ou Raison sociale .....

Rue ..... N° .....

Ville ..... Dept.....

Importateur pour la France

**slora**

18, Avenue de Spicheren  
57602 FORBACH

3°) Une puissance BF de 2 watts à l'intérieur d'une automobile est plus que suffisante. Nous pouvons même dire que s'il s'agit de 2 watts réels et bien « remplis », ce n'est pas supportable très longtemps pour un individu normalement constitué...

4°) Brochage du transistor unijonction 2N 4891 : voir figure RR-6.25.

**RR - 6.26 -- M. Jean-Luc Wauquier (sans adresse).**

1°) Nous avouons ne pas connaître les types d'ondes 2,0 F4 et 1,8 F4. Il est vrai que nous sommes dans l'ère des sigles et abréviations, et l'on s'y perd quelquefois. Nous connaissons les ondes F0, 1, 2, 3, 4, 5 et 9 (mais sans facteur numérique à l'avant) ; dans tous les cas, il s'agit d'ondes modulées en fréquence ou en phase, et F4 correspond plus particulièrement à la transmission de fac-similés par ce procédé. Les facteurs numériques placés à l'avant correspondent (peut-être) à une subdivision quelconque.

2°) Dans l'attribution des indicatifs des radio-amateurs, F1 correspond aux licenciés qui ne font que de la « phonie » et uniquement sur les bandes 144 MHz et au-dessus.

Les préfixes F2, F3, F5, F6, F8, F9, sont attribués aux radio-amateurs pouvant trafiquer en « phonie » et en « graphie » sur toutes les bandes décimétriques, VHF, UHF, et ce sans distinction particulière vis-à-vis du chiffre. C'est ainsi que l'Administration a commencé à attribuer les F8, puis les F3, etc.

3°) Nous avons publié un tableau de répartition des fréquences radioélectriques dans notre n° 1062.

4°) Adresse de l'U.I.T. (Union Internationale des Télécommunications), place des Nations, 1211 Genève 20 Suisse.

**RR - 6.27-F -- M. Tomor Imre, Grivegnée (Belgique).**

Les transistors BCW 90 B, BCW 94 A et BCW 96 A sont de fabrication Sescosem.

En Belgique, ils peuvent vous être fournis, avec tous renseignements à leur sujet, par :

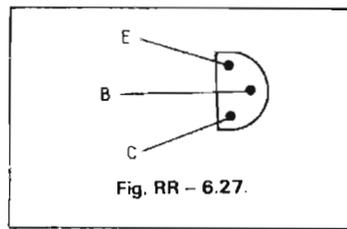


Fig. RR - 6.27.

Thomson S.A., 196 A, avenue Louise, B-1050 - Bruxelles 5.

Comme vous nous le demandez, le brochage de ces transistors est représenté sur la figure RR-6.27.

**RR - 6.28 -- M. Marc Barrachin, 69-Caluire.**

1°) Nous ne voyons aucun moyen simple permettant de doser la puissance sonore d'une ou deux enceintes, et ce indépendamment sur une voie ou sur l'autre, et en agissant sur les liaisons aboutissant aux haut-parleurs.

A notre tour, nous posons une question : à quoi servirait une telle disposition ??

Dans un amplificateur stéréophonique, on cherche au contraire à égaliser l'amplification de chacune des voies (le système de « balance » est fait pour cela), et l'on agit tout simplement par le ou les potentiomètres de volume intercalés dans chaque voie. C'est plus simple (et moins dangereux pour les transistors de sortie) que de vouloir agir sur la liaison aux haut-parleurs.

2°) La puissance BF peut intervenir, dans le choix des composants d'un filtre pour haut-parleurs, sur la section du fil des bobinages et sur la tension d'isolement des condensateurs. Mais dans le calcul du coefficient de self-induction des bobinages ou de la capacité des condensateurs, la puissance n'intervient pas ; ces deux valeurs ne changent pas.

Plus la puissance BF est importante, plus l'intensité circulant dans les haut-parleurs est grande, et plus la section du fil des bobinages doit également être importante.

Même phénomène pour les condensateurs. Pour une impédance donnée, plus la puissance BF est grande, plus la tension BF augmente elle aussi. Exemple : sur une impédance de 8 ohms, pour une puissance de 10 watts, la tension BF est de 9 volts eff. en-

viron ; pour une puissance de 30 watts, la tension BF monte à 15,5 volts eff. environ. Cela en régime sinusoïdal. En outre, il faut penser à l'éventualité de certains phénomènes de résonance durant lesquels la tension aux bornes des condensateurs peut être supérieure à la tension BF appliquée !

Mais, en principe, les filtres du commerce sont établis en conséquence et peuvent supporter les puissances normalement mises en œuvre par les amateurs de musique (même lorsque la puissance du filtre n'est pas particulièrement spécifiée).

**RR - 6.29 -- M. Thierry Poulaud, 34-Montpellier.**

1°) Détecteur de radars routiers. Veuillez vous reporter à la réponse précédemment rédigée sur ce sujet et publiée dans le n° 1459, page 294 (RR-3.85).

2°) Un récepteur VHF simple à super-réaction (normalement prévu pour AM) peut être utilisé en FM en se réglant sur le « bord » de l'émission. Les résultats peuvent être acceptables à condition que le champ de l'émetteur FM capté soit suffisamment intense au lieu de réception.

3°) Avec un triac de 6 ampères, votre gradateur de lumière devrait pouvoir supporter jusqu'à 660 watts sur 110 volts, et 1320 watts sur 220 volts.

Si ce triac claque même avec une ampoule de 40 watts... c'est tout simplement que le modèle que vous utilisez (et dont vous ne mentionnez pas le type) ne convient pas pour la tension de votre secteur...

L'intensité seule ne suffit pas pour caractériser un triac ; il faut aussi qu'il puisse tenir à la tension efficace appliquée.

Bien entendu, nous supposons par ailleurs que tout est normal dans votre circuit de commande de gâchette.

**RR - 6.30 -- M. Martin Luciani, 06-Saint-Laurent du Var.**

Dans le schéma de montage que vous nous soumettez pour examen, il fallait, en effet, intercaler un condensateur de liaison entre le générateur et le diviseur ; vous vous en êtes d'ailleurs bien rendu compte vous-même lors de vos divers essais.

Cela fonctionnait bien « en volant » et cela ne va plus une fois monté définitivement « au propre » ! Si vous n'avez pas fait d'erreur de câblage, une seule explication possible nous vient à l'esprit : à force de soudage et de dessoudage, les circuits intégrés ont probablement été détériorés par échauffement excessif véhiculé par les broches.

**RR - 6.31-F -- M. Alain Reynaud, 54-Nancy.**

1°) Nous ne pouvons pas vous dire si le transistor 252 B peut être remplacé par le BC 178... car le 252 B ne figure pas dans nos documentations.

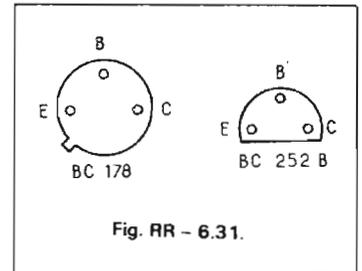


Fig. RR - 6.31.

A moins qu'il ne s'agisse du BC 252 B ? S'il s'agit bien de ce type, alors notre réponse est oui, et la correspondance des brochages est indiquée sur la figure RR-6.31.

2°) Figure 5, page 190, n° 1374 ; la valeur manquante du condensateur au pied du potentiomètre « Aiguës » est 10 nF.

**RR - 6.32 -- M. Henri Santos, Dakar (Sénégal).**

1°) On ne peut absolument pas associer un haut-parleur dit « passif » uniquement avec un haut-parleur médium et un tweeter. Un haut-parleur « passif » doit obligatoirement être associé avec le haut-parleur woofer « actif » correspondant dans la fabrication ; il est donc indispensable que vous achetiez ce haut-parleur woofer.

2°) Pour obtenir certains numéros de notre revue, il suffit de nous les demander en joignant 5 francs français par exemplaire.

3°) Le schéma du réducteur de bruit de fond décrit dans le n° 1370, page 220, ne comporte pas d'erreur, et cet appareil fonctionne. Veuillez donc vérifier votre réalisation (erreur de câblage, erreur de valeur de composants, composants défectueux, etc.).

4°) Dans le correcteur de bande décrit à la page 223 du n° 1370, les transistors utilisés sont des BC 109 ou similaires. Pour tous renseignements et fourniture concernant cet appareil, veuillez vous adresser directement au revendeur : Comptoirs Championnet, 14, rue Championnet, 75018 Paris.

5°) Dans les groupements de haut-parleurs, lorsqu'ils sont tous de la même impédance (ce qu'il est toujours recommandé de faire), la puissance BF fournie se répartit uniformément dans chaque haut-parleur. Exemple : si l'on applique 15 watts à 3 haut-parleurs (de même impédance), chaque haut-parleur reproduira 5 watts (qu'ils soient connectés en série ou en parallèle).

Lorsque les impédances sont différentes, la puissance absorbée par un haut-parleur considéré est inversement proportionnelle à son impédance.

6°) Nous ne vous conseillons guère la réalisation pratique du dispositif de commande de tonalité dont vous nous entretenez. Il s'agit surtout d'un schéma de principe, pour documentation technologique ; mais sa mise en œuvre n'est pas très commode. En effet, il faudrait disposer d'une tension de 12 volts positive par rapport à la masse pour le transistor, et d'une tension symétrique de  $\pm 15$  volts par rapport à la masse pour le circuit intégré.

Nous avons décrit bien d'autres montages correcteurs BF, et qui sont d'une application **pratique** plus simple.

#### RR - 6.33 - M. Jean-François Lance, 02-Saint-Quentin.

1°) Il est fort possible que le préamplificateur proposé puisse néanmoins convenir pour l'entrée 1 volt eff. de votre amplificateur. Vous pouvez toujours en faire l'essai ; vous ne risquez absolument rien... Et si cela était un peu juste du point de vue gain, il vous suffirait d'ajouter un transistor T 4 d'un montage identique à T 3 à la fin du préamplificateur.

2°) Nous ne pensons pas que votre variateur électronique de vitesse soit **directement** en cause ; en fait, qui peut le plus peut le moins... Ce ne peut donc pas être une question de puissance.

Par contre, cela pourrait bien provenir de moteur auquel la for-

me du courant issu du variateur ne convient pas. De toute façon, il serait certainement mieux indiqué d'utiliser un variateur électronique à triac (et non à thyristor) ; nous avons déjà publié de nombreux montages de ce genre auxquels vous pourriez vous reporter.

Enfin, s'il s'agit d'un moteur synchrone (ou d'un modèle dérivé), un variateur de vitesse est inopérant... car la vitesse de rotation de ces moteurs est essentiellement liée à la fréquence (et non à la tension). Lorsque la tension faiblit, le moteur perd d'abord de sa puissance... et puis il « décroche » et s'arrête ; c'est tout ce que l'on obtient !

#### RR - 6.34 - M. A. Pidoux, 33-Sainte-Colombe.

Dans l'alimentation à filtrage électronique proposée à la page 143 du n° 1437, vous pouvez utiliser un transformateur délivrant 24 volts eff. au secondaire si vous le désirez. Cela vous permettra d'obtenir 28 volts au moins en sortie (selon la consommation demandée).

Bien entendu, il vous faudra par ailleurs utiliser des condensateurs électrochimiques C1, C2 et C3 prévu pour une tension diélectrique de 35 volts (au moins), afin qu'ils supportent la tension de crête.

Nous attirons bien votre attention (et celle de tous nos lecteurs) sur le fait que cette alimentation est à filtrage électronique, qu'elle comporte aussi un rhéostat électronique permettant d'**ajuster** la tension de sortie **pour une consommation donnée**, mais qu'il ne s'agit pas d'une alimentation **stabilisée** (ou auto-régulée).

#### RR - 6.35 - M. Christian Sempe, 82-Montauban.

1°) Sur UHF, on rejette souvent le câblage imprimé « amateur » du fait des pertes élevées qu'il apporte. On préconise alors l'emploi de plaquettes perforées permettant une fixation aisée des composants ; ensuite, ces derniers sont reliés entre eux par dessous, comme il se doit, à l'aide d'un câblage normal en fils soudés (ou même directement par leurs pro-

pres connexions de sortie). Néanmoins, dans votre cas, pour la gamme FM, vous pouvez envisager un câblage imprimé sans risque de pertes prohibitives.

2°) Equivalent actuel du transistor OC 26 — AD 149.

3°) Le transistor BFR 99 est vendu par S.G.S. ATEs, 58, rue du Dessous-des-Berges, 75013 Paris.

Vous pouvez employer également le type BFY 90 de R.T.C.

4°) Pour faire fonctionner un moteur de tourne-disque de 110 V sur un secteur de 220 V, vous pourriez intercaler une **résistance R** en série (provoquant une chute de tension de 110 V selon l'intensité I consommée par le moteur). On a donc :

$$R = \frac{110}{I}$$

L'inconvénient est que ça chauffe ! Vous perdez en chaleur dans la résistance la même puissance que celle qui est normalement consommée par le moteur.

Une solution plus élégante consiste à employer un petit auto-transformateur 220/110 V.

#### RR - 6.36 - M. Jean Hercé, 72-Sceaux-sur-Huisne.

1°) Nous n'effectuons aucun dépannage ou mise au point d'appareils réalisés par nos lecteurs ; nous ne sommes pas patentés pour ce genre de travail.

2°) Nous ne pouvons pas vous dire à distance ce qui ne va pas dans votre amplificateur BF. Le montage étant particulièrement simple, il peut être rapidement vérifié (erreur de câblage ou de valeur de l'un des composants, résistance notamment). Cela dit, pour que nous puissions vous aider, il conviendrait de nous indiquer les tensions mesurées (avec précision) en différents points du montage par rapport à la ligne négative (collecteurs, bases, etc.).

D'après vos explications sur ce qui se passe auditivement lorsque vous appliquez l'alimentation, nous pensons à un transistor qui se « bloque » ; c'est la raison pour laquelle la connaissance de ces diverses tensions est importante.

Les condensateurs que vous utilisez conviennent et ne sont pas en cause... du point de vue valeurs marquées (à moins qu'ils ne soient défectueux ; courant de fuite interne, par exemple).

### LE COIN DES AFFAIRES

Vous trouverez dans cette rubrique des éléments de chaînes haute-fidélité.

1° **NEUF** : démarqués présentant des défauts d'aspect, fin de série, ou retour de salon.

2° **OCCASION** : appareils repris à nos clients, ou laissés en dépôt-vente.

Nous vous invitons à nous vendre vos anciens appareils sans obligation d'achat.

#### OCCASIONS

1 A-T YAMAHA AA 70  
PRIX : 1 300 F

1 Tuner GRUNDIG RT 100  
PRIX : 1 100 F

1 Platine BRAUN (sans bras)  
PRIX : 300 F

1 Préampli + 1 Ampli ETF (Stéréo)  
PRIX : 1 100 F

1 Platine K 7 SONY TC 127  
PRIX : 700 F

1 Platine K 7 PIONEER T 3300  
PRIX : 800 F

1 Préampli DYNACO + 2 Ampli DYNACO  
PRIX : 1 500 F

1 A-T VOXSON HR 213  
PRIX : 1 000 F

2 Enceintes Alpha et Oméga (15 W)  
PRIX Unit. : 150 F

2 Enceintes LEAK Sandwich  
PRIX Unit. : 700 F

2 Enceintes SONICS (70 W)  
PRIX Unit. : 700 F

2 Enceintes Harman KARDON OMNIDIRECTIONNELLES.  
PRIX Unit. : 400 F

2 Enceintes Telefunken WB 61 H  
PRIX Unit. : 200 F

1 Tuner VOXSON HR 203  
PRIX : 800 F

1 Magnéto AKAI GX 365 Autoreverse  
PRIX : 3 200 F

1 Platine K7 National RS 279 US avec télécommande.  
PRIX : 3 500 F

#### NEUFS

1 AT ARENA T 3500  
PRIX : 1 750 F NET : 1 000 F

1 A.T. PIONEER OX 8000 Quadriphonique  
PRIX : 5 600 F NET : 3 000 F

1 TUNER MARANTZ Mod 2  
PRIX : 6 000 F NET : 4 000 F

1 Magnéto AKAI 1720  
PRIX : 1 790 F NET : 400 F

1 Platine PIONEER QT 6100 Quadri  
PRIX : 3 950 F NET : 2 000 F

1 Platine Pioneer HR 88 Lecteur Enregistreur 8 p  
PRIX : 1 890 F NET : 1 250 F

1 Préampli Quadri Pioneer QC 800  
PRIX : 3 600 F NET : 2 000 F

2 Enceintes AKAI ST 201  
PRIX UNIT. : 620 F NET UNIT. : 420 F

### LA MAISON DE LA HI-FI

236, bd Pérelre - 75017 PARIS  
M° PORTE MAILLOT  
Tél. : 380.36.23 - 380.35.66

**RR - 7.35 - M. Dominique Durieux, 69-Lyon (9<sup>e</sup>).**

1) Nous vous remercions de vos renseignements concernant le transistor NF 521 ; nous avons déjà publié les caractéristiques de ce composant précédemment dans cette rubrique.

2) Nous ne comprenons pas très bien le sens de votre remarque. Si l'on considère un amplificateur BF de 30 watts alimenté sous 30 volts et qu'on alimente à 45 volts, il est tout à fait normal que la puissance maximale délivrée augmente également. Mais il est alors non moins normal que les transistors chauffent exagérément... et que le montage ne saurait fonctionner longtemps ainsi. Le schéma n'a pas été conçu pour un tel fonctionnement, ni pour l'étage final, ni pour les étages drivers.

3) Il ne faut pas espérer associer une base de temps de conception moderne et un amplificateur vertical également moderne, conçus pour un tube cathodique récent, avec un ancien tube type DG 6-10... qui est très peu sensible.

Tout devrait être étudié pour ce tube et compte tenu des caractéristiques de ce type de tube.

Noter par ailleurs que ce tube exige une tension de post-accélération de 4000 V.

En toute objectivité, nous ne vous encourageons guère à employer ce tube ancien pour la construction d'un oscilloscope... d'autant que vous n'êtes même pas certain qu'il soit bon (et présentement, il n'est plus fabriqué ; donc pas de remplacement possible).

**RR - 7.36 - M. Fabrice Hammer, 09-Mercenac.**

1) Avec le petit montage convertisseur d'alimentation décrit à la page 237, figure 4, N° 1454, pour obtenir une centaine de volts (au lieu de 220 V), il suffit de réaliser l'enroulement EF avec deux fois moins de spires.

Par contre, il est tout à fait hors de question d'espérer obtenir 110 V et 2 A (220 watts) avec un tel montage ; le transistor primaire est loin de pouvoir écouler une telle puissance.

2) L'adresse de COFELEC est : 50, rue du Four, 94600 Choisy-le-Roi.

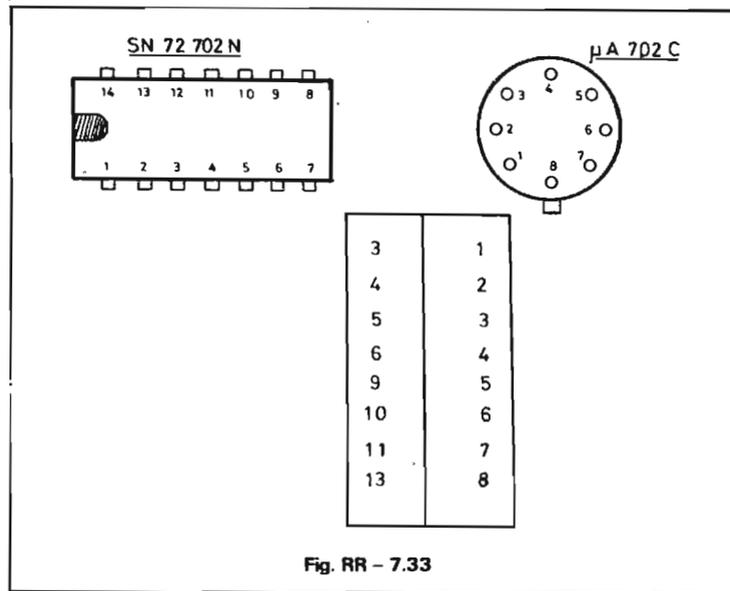


Fig. RR - 7.33

**RR - 7.33-F - M. G. Boyer, 94-Chevilly-Larue.**

1) La figure RR-7.33 représente (d'après le D.A.T.A.) la correspondance des brochages en ce qui concerne le circuit intégré µA 702 C (boîtier TO 99) et le SN 72702 N (boîtier TO 116).

2) Nous n'avons pas de correspondance exacte à vous proposer pour le transistor 2N 4409 ; mais il s'agit d'un type que vous pouvez vous procurer facilement chez Texas Instruments ou Motorola.

**RR - 8.01. - M. Roger BERNICHON, 69004 Lyon.**

1) Nous vous confirmons :  
a) que la bande « 2 mètres » française va de 144 à 146 MHz (et non pas 148 MHz) ;  
b) qu'il n'est pas nécessaire de subir l'examen de radio-télégraphiste pour le trafic sur les bandes VHF et UHF (144 MHz et au-dessus). Indicatifs en F1...

2) La description publiée dans le N° 1463, page 195, concernant le transceiver 144 MHz « Mobil 5 » (Mobil Five) se rapporte à l'ancienne fabrication. En effet, la dernière version de cet appareil permet, de plus, la réception de la SSB.

3) La 8<sup>e</sup> édition de l'ouvrage « L'émission et la réception d'amateur » est en cours de fabrication ; elle sera vraisemblablement « sortie » lorsque paraîtront ces lignes.

**RR - 8.02-F. - Suite à une précédente demande, nous avons re-**

**çu les renseignements suivants concernant le transistor type SDT 9201 :**

NPN de puissance ;  $I_c$  max = 15 A ;  $P_c$  max = 115 W ;  $V_{cb}$  max = 55 V ;  $V_{ce}$  max = 45 V ;  $V_{eb}$  max = 12 V ; H fe ( $I_c = 4$  A et  $V_{ce} = 4$  V) = 20 min. à 70 max. ;  $I_{ceo}$  max (à  $V_{ce} = 30$  V) = 2 mA.

Brochage, voir figure RR-8.02.

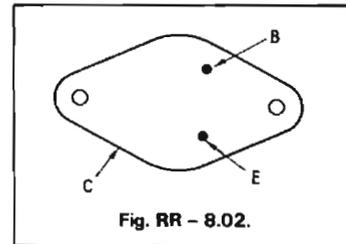


Fig. RR - 8.02.

Peut se remplacer par TIP 35 de Texas-Instruments.

Nous remercions tous nos aimables correspondants pour les renseignements communiqués.

**RR - 8.03-F. - Suite à une précédente demande, nous avons reçu de M. Joël LIAGRE (59-Grande Synthe) les renseignements suivants concernant le tube cathodique DG13-54 ; nous remercions vivement notre correspondant pour son aimable communication.**

**DG 13-54 (et DB, DN, DP) :**  
Chauffage indirect 6,3 V 0,3 A ; tube à faible capacité et post-accélération pour oscilloscope à large bande.

**Valeurs typiques**

$U_{A1} = 2000$  V  
 $U_{A2} = 4000$  V  
 $U_{G3} = 360$  à 700 V

$U_{G1} = -90$  V à  $-30$  V  
 $D_3 D_4 = 10... 16$  V/cm  
 $D_1 D_2 = 24... 28,5$  V/cm  
Diamètre  $133 \pm 2,5$  mm

**Valeurs maximales**

$U_{A1} = 1000$  à  $4000$  V  
 $U_{A2} = U_{A1}$  à  $2U_{A1}$   
 $U_{A3} = 2000$  V  
 $U_{G1} = -250... 0$  V  
 $R_p = 5$  MΩ  
 $R_{G1} = 10$  MΩ

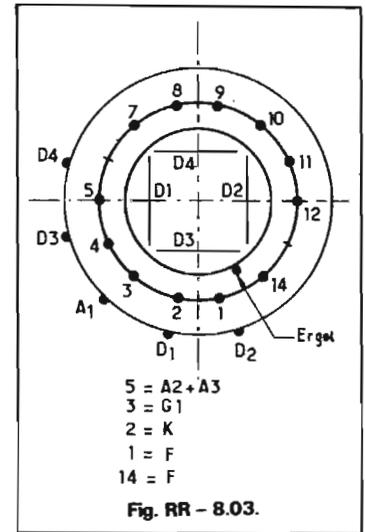


Fig. RR - 8.03.

**Déviations utiles :**

$D_3 D_4$  mini = 105 mm  
 $D_1 D_2$  mini = 65 mm  
Longueur hors-tout : 450 ± 7,5 mm  
Poids : 1000 g

Brochage : voir figure RR-8.03.

**RR - 8.04. - M. Marc LASALLE, 06-Nice.**

Nous n'avons pas trouvé trace du plan que vous recherchez parmi nos publications ; vous devez faire erreur. C'est à Cogekit-Cogel qui il convient de le demander directement.

**RR - 8.05. - M. Dominique DURET, 44-Nantes, nous demande les caractéristiques des semiconducteurs suivants :**

**MMC 660 P :** Ne figure pas dans nos documentations.

**40530 :** Triac 240 V eff. 2,5 A ; V crête max (porte ouverte) = 400 V ; Porte = 2,2 V ; 10 mA.

**1 N 4005 :** Diode redresseuse ; tension inverse de crête = 600 V ; intensité redressée max = 1 A.

**2 N 3414 :** NPN ;  $V_{cb} = 25$  V ;  $V_{ceo} = 25$  V ;  $V_{ebo} = 5$  V ;  $I_c = 500$  mA ;  $V_{cb} = 4,5$  V ;  $I_e = 2$  mA ; H fe = 75.

2 N 4037 : PNP ;  $I_c = 1 \text{ A}$  ;  $I_b = 500 \text{ mA}$  ;  $V_{cbo} = 60 \text{ V}$  ;  $V_{ebo} = 7 \text{ V}$  ;  $V_{ceo} = 40 \text{ V}$  ;  $V_{cb} = 10 \text{ V}$  ;  $I_c = 150 \text{ mA}$  ;  $H_{fe} = 50$  à 250.

2 N 5307 : NPN ;  $P_t = 400 \text{ mW}$  ;  $V_{cb} = 40 \text{ V}$  ;  $V_{ce} = 40 \text{ V}$  ;  $I_c = 200 \text{ mA}$  ;  $H_{fe} = 2000$ .

2 N 3638 A : PNP ;  $P_c \text{ max} = 300 \text{ mW}$  ;  $V_{cbo} = 25 \text{ V}$  ;  $V_{ceo} = 25 \text{ V}$  ;  $V_{ebo} = 4 \text{ V}$  ;  $I_c = 500 \text{ mA}$  ;  $V_{cb} = 10 \text{ V}$  ;  $I_e = 10 \text{ mA}$  ;  $H_{fe} = 100$ .

**RR - 8.06. — M. Christian GRELLET, 92-Puteaux.**

1) Ce n'est pas d'après un prospectus publicitaire de votre appareil que nous pouvons vous indiquer ce qu'il faut faire pour y monter un « VU-mètre ». C'est le schéma qu'il faut nous adresser.

2) A la sortie d'un amplificateur BF de puissance, le montage d'un « VU-mètre » ne pose aucun problème. Nous avons déjà publié des montages de ce genre dans cette rubrique :

— « VU-mètre » de niveau : N° 1374, page 316, réponse RR-7.27-F.

— « VU-mètre » de balance : N° 1396, page 262, réponse RR-12.34-F.

— Utilisation des « VU-mètres » de balance : N° 1383, page 334, réponse RR-10.04.

A la sortie des appareils de faible niveau (préamplificateurs, mélangeurs, etc.), il faut prévoir des « VU-mètres » à amplificateur ; voyez par exemple notre N° 1145, page 155, réponse RR-0.16-F, ainsi que « Radio-Pratique », N° 1427.

**RR - 8.07. — M. Lucien GANDON, 91-Breuillet, nous demande : « Le schéma et les tensions du TA 611 » ?**

De quoi s'agit-il ? Qu'appellez-vous TA 611 ? Nous n'avons trouvé aucun appareil, aucun transistor immatriculé ainsi.

Nous avons seulement trouvé le circuit intégré TAA 611 (avec deux A). Mais est-ce bien de lui dont il s'agit ?

**RR - 8.08. — M. Paul GUICHARD, 01-Pont-de-Vaux.**

Vous pouvez fort bien employer un circuit intégré SL 612 C à la place d'un SL 612.

Par contre, il existe une différence entre les circuits intégrés BF type SL 402 et SL 403 ; le premier délivre une puissance de 2 watts et s'alimente normalement à 14 volts ; le second peut délivrer une puissance de 3 watts et s'alimente normalement à 18 volts. Néanmoins, le second peut s'employer à la place du premier avec les mêmes conditions d'utilisation.

**RR - 8.09. — M. Roland DEVAUX, 69-Decines.**

1) Les réponses détaillées que nécessitent vos questions sortent du cadre restreint de cette rubrique. Nous vous suggérons la lecture de l'ouvrage « Comment construire baffles et enceintes » (Librairie Parisienne de la Radio, 43, rue de Dunkerque, 75010 Paris).

2) Dans un groupement de haut-parleurs dans une enceinte, ce qu'il importe est d'utiliser des haut-parleurs (trois, dans votre cas) présentant la même impédance, celle-ci étant par ailleurs égale à l'impédance de sortie de l'amplificateur (ce qui n'est pas indiqué dans votre lettre).

Ensuite, il faut connaître les bandes passantes de chaque haut-parleur et établir le filtre à 3 voies en conséquence.

3) Voyez également nos articles dans les numéros suivants : 1136 (page 97), 1268 (page 86) et 1433 (page 228).

**RR - 8.10. — M. Jean-Claude RAYMOND, 78-Etang-la-Ville.**

Rassurez-vous, votre demande est parfaitement claire, et nous avons très bien compris ce que vous souhaitez réaliser. Malheureusement, nous ne disposons d'aucun schéma susceptible de vous satisfaire, et par ailleurs, nous n'avons pas connaissance de l'existence d'un tel montage tout prêt dans le commerce...

**RR - 8.11. — M. Pierre SAMAT, 13-Miramas.**

Nous avons effectivement décrit un montage de radiorécepteur utilisant les lampes à votre disposition (6 BA6, 6 BE6, 6 AQ5, etc.). Mais cela remonte à 1953 : N° 949, page 40.

**RR - 8.12. — M. Francis BOUSQUET, 12-Aubin.**

1) Nous n'avons pas les correspondances demandées concernant les semiconducteurs cités dans votre lettre.

Nous attirons cependant votre attention sur le fait qu'il s'agit de semiconducteurs de la R.T.C. Revendeur agréé dans votre région : C.E.D.S.O. 14, avenue Tolosane, 31250 Ramonville-St-Agne (Toulouse).

2) On ne peut pas augmenter la puissance d'un convertisseur d'alimentation (1 kW, ce n'est déjà pas si mal...) et diminuer la tension continue primaire : l'intensité primaire deviendrait anormalement grande...

**RR - 8.13. — M. Eric BAYARD, 80-Abbeville.**

Parmi nos documentations, nous avons simplement pu trouver que le tube CV 2271 correspondait au GC 10 B et au Z 303 C...

Hélas, les caractéristiques de ce tube anglais ne sont pas indiquées.

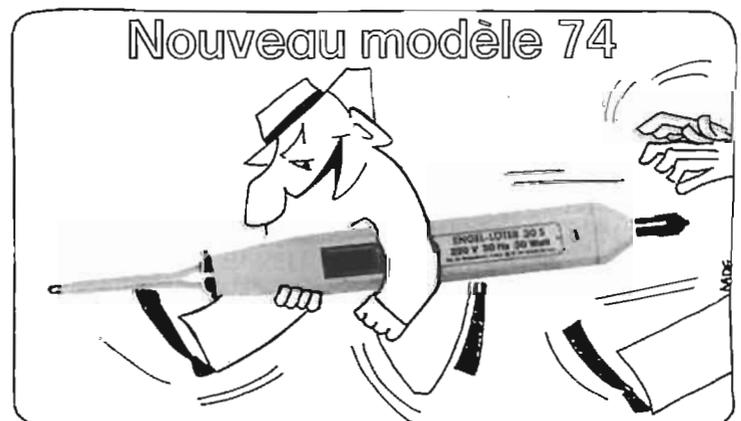
**RR - 8.14. — M. Michel DITTE, 80-Rosières-en-Santerre.**

Nous n'avons pas le schéma de l'oscilloscope Ribet-Desjardins type 255 B. Nous regrettons de ne pouvoir vous être agréable.

**RR - 8.15. — M. Claude MICHEL, 88-Laveline.**

1) Nous n'avons pas connaissance de l'existence d'un circuit intégré, convertisseur « tension/fréquence » à fonction exponentielle. Il conviendrait de poser la question aux fabricants de circuits intégrés.

2) Nous ne pensons pas qu'il soit possible d'acquérir un laser sérieux, puissant, et... à bas prix !



# Mini-30 Engel

**30 watts 220 volts  
bi-tension  
110/220 volts**

longueur : 250 mm  
(sans poignée) : 180 mm  
largeur : 24 mm  
hauteur : 26 mm

En vente chez vos grossistes

RENSEIGNEMENTS : **DUVAUCHEL**  
3 bis, RUE CASTÈRES 92110 CLICHY TEL. 737.14.90

**pistolet soudeur**

à transformateur incorporé, basse tension de sortie 0,4 V, Contrôle de fonctionnement à voyant lumineux.

Indispensable pour les travaux fins de soudage. Sécurité des circuits et des composants (0,4 volts). Fin, robuste, précis, rapide, économique et c'est un soudeur ENGEL.

## le récepteur de trafic ... cet inconnu

**L**ES qualités demandées à un récepteur de trafic, qu'il soit destiné aux télécommunications ou aux OM, sont restées celles des premiers appareils commercialisés voici plusieurs dizaines d'années.

— Sélectivité permettant la réception d'une émission, d'une seule, sans être perturbé par des fréquences différentes de celles à recevoir, et qui sont simultanément présentes sur l'antenne.

— Sensibilité élevée, autorisant avec un bon rapport signal/bruit la réception d'émissions de très faible puissance.

— Précision et stabilité de la fréquence affichée au cadran, déterminant la connaissance exacte de la fréquence de l'émission reçue ou à recevoir.

Ces différents paramètres ont été constamment améliorés, pendant toute la période où les tubes électroniques ont été utilisés.

Cependant, lors de la mise sur le marché d'appareils transistorisés, la sélectivité n'a pu être conservée identique aux récep-

teurs à tubes, et s'est très notablement dégradée.

Ceci est dû à l'intermodulation et à la transmodulation, apparaissant lors de la surcharge de l'amplificateur HF, phénomène que nous avons détaillé dans le HP N° 1334.

Les nouveaux transistors Mosfet mis sur le marché depuis 1970 permettent d'obtenir des caractéristiques supérieures aux tubes électroniques, même pour l'intermodulation.

Cependant, beaucoup de récepteurs munis de ces composants ne permettent pas de s'affranchir de ce défaut, qui est lié à la sélectivité globale du récepteur.

Nous allons examiner dans cet article la façon d'obtenir une amélioration dans ce domaine.

### LA SÉLECTIVITÉ

La sélectivité peut être considérée comme une fenêtre ouverte sur le spectre radioélectrique à l'entrée du récepteur, qui nous permet de recevoir une infime

partie de celui-ci, celle qui nous intéresse.

En pratique, malgré toutes les précautions apportées à une réalisation, cette condition ne peut être remplie que pour la réception de la télégraphie (CW), grâce à l'utilisation de filtres très sélectifs, et à la faible largeur de bande nécessaire à ce type de transmission.

En modulation d'amplitude, le spectre occupé par une émission de radiodiffusion s'étend de  $\pm 4,5$  kHz autour de la fréquence porteuse.

Cette valeur est réduite à  $\pm 3,4$  kHz pour les télécommunications, où seule la parole est transmise. Cependant, grâce à l'émission en bande latérale unique, on élimine au choix l'une de celles-ci, et il nous reste 3,4 kHz, voire moins.

Pour la CW non modulée, la portion du spectre se trouve réduite à une fréquence unique, celle de la porteuse découpée au rythme du code employé (fig. 1) et rendue audible.

Le circuit accordé parallèle, le circuit bouchon, se caractérise par son impédance élevée pour toutes les fréquences, hormis celle de son accord. Mais les fréquences voisines ne sont atténuées que progressivement si l'on s'éloigne de l'accord, comme le montre la figure 2.

La bande passante à  $-3$  dB d'un tel circuit est déterminée par la constitution physique de la self, son coefficient de qualité Q. La relation entre bande passante et Q est donnée par la formule simple, B (bande à  $-3$  dB) = F (fréquence d'accord)/Q (coefficient de surtension).

Chiffrons quelques exemples :  
A 1 MHz (1000 kHz), un circuit dont la self possède un Q de 100 aura une bande passante de :

$$\frac{1000}{100} = 10 \text{ kHz}$$

A 10 MHz, pour un Q de 100, celle-ci sera de :

$$\frac{10000}{100} = 100 \text{ kHz}$$

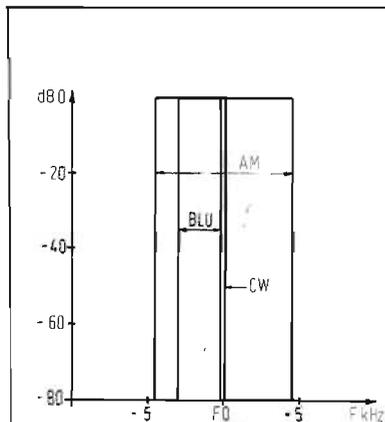


Fig. 1.



Photo 1. - Le récepteur Heathkit SB313.

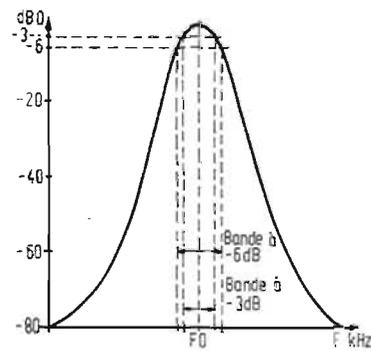


Fig. 2.

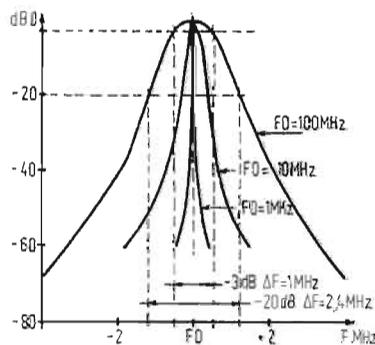


Fig. 3.

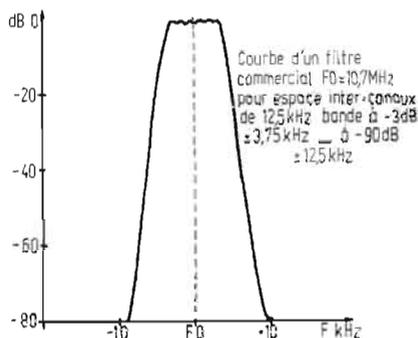


Fig. 4.

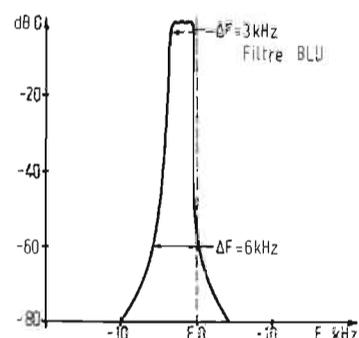


Fig. 5.

A 100 MHz, toujours pour  $Q = 100$ , nous avons :

$$\frac{100\,000}{100} = 1\,000\text{ kHz}$$

valeurs à  $-3\text{dB}$ . Si l'on regarde la courbe figure 3, à  $-20\text{dB}$  la bande passante atteindra plusieurs MHz ; à  $Q$  constant, la bande s'élargit si l'on augmente la fréquence.

Or, un signal situé à une fréquence très différente de celle à recevoir mais d'amplitude supérieure à celle désirée sera reçu dans les mêmes conditions et amplifié de la même façon. Sur l'antenne tous les signaux sont présents à la fois, avec des amplitudes atteignant souvent des écarts de plus de  $60\text{dB}$ .

On remédie autant que possible à ce défaut en utilisant plusieurs circuits accordés permettant d'améliorer la sélectivité grâce à leur réalisation particulièrement soignée. Mais il n'est pas possible d'obtenir une bande passante HF réduite à la portion de spectre utile.

L'amplification HF présentant donc des limites pratiques, il ne nous reste plus que la chaîne à fréquence intermédiaire sur laquelle peuvent porter nos efforts. Celle-ci étant calée sur une fréquence fixe, il nous est possible d'employer des circuits munis de filtres mécaniques à très grande sélectivité (fig. 4). Ces filtres sont des éléments piézoélectriques, à quartz ou en céramique ; ils apportent une amélioration très importante, pour autant que leur montage ait été réalisé avec beaucoup de soins. Faisons appel à un exemple pratique.

Pour une fréquence de  $10\text{MHz}$ , à recevoir, la sélectivité globale de l'étage HF est de l'ordre de  $100\text{kHz}$  à  $-3\text{dB}$  si les bobines ont un coefficient de surten-

sion de 100 en charge, ce qui est théorique ; en pratique cette valeur est à diviser par 3, 4 ou 5. Pour  $Q = 25$ , la bande à  $-3\text{dB}$  est de  $400\text{kHz}$ , à  $-6\text{dB}$  de  $600\text{kHz}$ .

La chaîne fréquence intermédiaire est située sur  $4\text{MHz}$ , elle est munie d'un filtre de bonne qualité donnant une courbe de sélectivité indiquée figure 5. A  $-3\text{dB}$ , la sélectivité est de  $3\text{kHz}$ , à  $-60\text{dB}$  de  $6\text{kHz}$  ; ce filtre est conçu pour la réception en modulation BLU.

L'oscillateur local délivre une fréquence sur  $14\text{MHz}$ , pour que  $F_1 - F_i = 4\text{MHz}$ .

Du fait de la large bande passante de l'amplificateur HF, nous

allons obtenir à l'entrée des circuits du changeur de fréquence toute une bande de fréquences amplifiées, dont les valeurs seront bien plus étendues que les valeurs à  $-3\text{dB}$ , et fonction en outre de leur amplitude sur l'antenne.

Après changement de fréquence, le passage à travers le filtre mécanique réduit très énergiquement la bande passante, et seuls les signaux de fréquence très voisine de la fréquence d'accord traverseront le filtre.

Ensuite l'amplification sera assurée par la chaîne FI sur  $4\text{MHz}$  dont les étages sont couplés à l'aide de transformateurs accordés très classiques, dont la sélec-

tivité propre est relativement satisfaisante, c'est-à-dire offrant une bande de l'ordre de  $6\text{kHz}$  à  $-3\text{dB}$ .

Ceci ne présente pas de gêne, car l'action du filtre mécanique est suffisante pour éliminer la majorité des signaux indésirables.

Si l'on superpose les différentes courbes de sélectivité, HF, du filtre, et de la chaîne FI, on note que la sélectivité globale sera très voisine de celle du filtre (fig. 6).

Oui mais à une condition, une seule, qui ne se rencontre jamais en dehors des réalisations professionnelles, ou très rarement : **que tous les signaux appliqués à l'entrée du filtre passent bien par celui-ci**, sans jamais franchir directement le chemin de sortie du mélangeur - entrée chaîne FI par couplage capacitif ou inductif.

Pour que cette condition soit remplie, l'architecture du récepteur doit être conditionnée de façon à « mettre dans des boîtes de conserves » le bloc HF changeur de fréquence et l'entrée du filtre d'une part, la sortie du filtre et la chaîne FI d'autre part.

Les précautions prises dans les récepteurs professionnels sont draconiennes pour ces raisons. Chaque ensemble est logé dans un compartiment complètement fermé, avec revêtement argenté ou doré, et interposition de lamelles de clinquant pour obtenir un contact électrique le plus parfait possible, ne laissant aucune entrée aussi réduite soit-elle, qui permettrait aux signaux de shunter le filtre. L'idéal serait la boîte hermétique.

Si ces conditions ne sont pas remplies, il est à peu près certain que la sélectivité du récepteur sera celle de la chaîne FI, malgré la présence du filtre et quelle que soit la qualité et le prix de celui-ci. Il est bon de signaler en outre que

Photo 2. - Le récepteur Sony CRF 220.



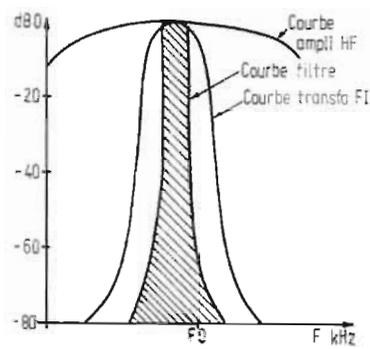


Fig. 6.

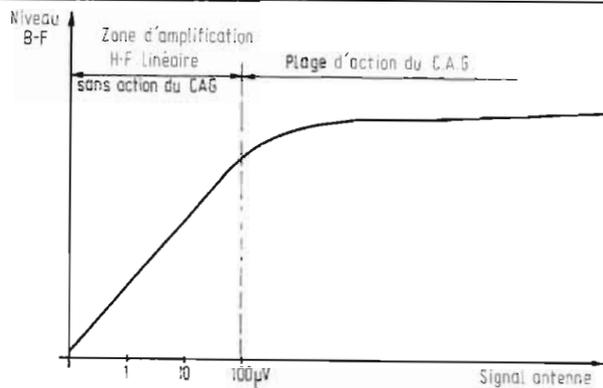


Fig. 8.

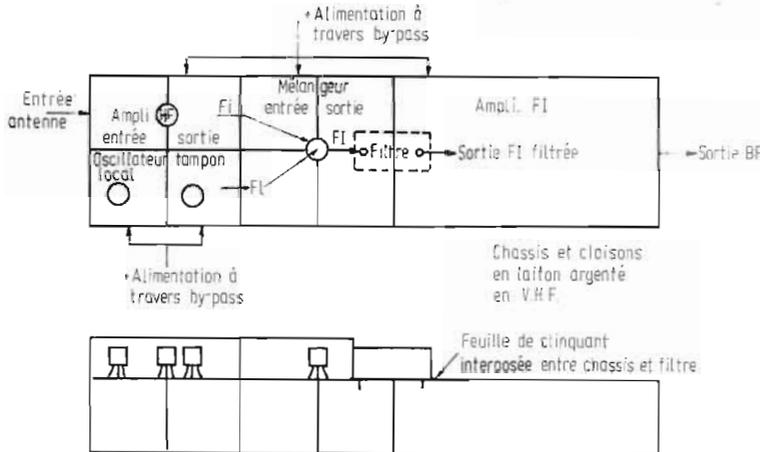


Fig. 7.

des liaisons interétages FI à l'aide de filtres ne permettent pas d'amélioration si les signaux shuntent le filtre de tête, et que la solution la plus rationnelle reste l'emploi d'un filtre d'entrée de qualité, suivi d'étages d'amplification sélective à liaison par transformateurs accordés ou encore aperiodiques; deux étages employant des circuits intégrés ont un gain suffisant même pour ce dernier cas.

D'autre part, si les signaux FI peuvent shunter le filtre et emprunter un autre chemin menant à l'amplificateur FI, il est bien évident que tous les signaux HF se promenant dans le récepteur l'emprunteront également.

Ces signaux indésirables sont si nombreux que c'est un véritable cauchemar de les énumérer. Disons simplement qu'il y aura au moins tous ceux présents sur l'antenne dont la somme ou la différence de fréquence donne 4 MHz, valeur FI déterminée dans notre exemple, qui traversent l'amplificateur HF et auront droit à un changement de fréquence aussi gratuit qu'indésirable, mis en évidence par une soudure douteuse ou une non-linéarité de l'un des étages du bloc HF pour peu que leur niveau soit élevé; plus le produit des signaux antenne avec un harmonique éventuel de (ou des) l'oscillateur local, ou encore la

somme ou différence de deux signaux tombant sur la fréquence d'accord.

Tout cela amène à porter grand soin à l'implantation et à la séparation des différents circuits de la tête HF. Un exemple de conception mécanique est donné figure 7, dont les réalisateurs de récepteurs de trafic pourront s'inspirer.

La disposition de la figure 7 ne peut être conservée pour les bandes décimétriques, elle est utilisable seulement en VHF. Pour les OC, on conservera la chaîne FI aussi soigneusement isolée que possible, et dans la mesure du possible on se rapprochera de la figure 7. Le mode de fixation du filtre sur le châssis est d'une grande importance; il sera utile d'intercaler une feuille de clinquant pour éviter toute remontée des signaux indésirables.

Ce qui est très gênant, c'est de dire que l'emploi des meilleurs composants professionnels n'est d'aucune utilité si ces règles ne sont pas suivies; pourtant de nombreux OM possesseurs de récepteurs mettent en doute les qualités des appareils transistorisés, conçus en sous-ensembles sur circuits imprimés où tous les signaux se promènent à leur guise. Vouloir installer un bloc HF à côté d'un circuit imprimé comportant la chaîne FI à nu est aussi

vain que d'employer une ligne de transmission amenant un TOS de 5 entre l'antenne et l'émetteur.

### CONSEILS PRATIQUES

Nous donnons ci-après quelques règles à suivre pour la conception d'un récepteur.

— Bâtir autour du filtre FI, qui sera de la qualité la meilleure, sans lésiner sur le prix; il conditionnera les caractéristiques de l'appareil.

— Simple changement de fréquence, avec un bon filtre et une valeur de FI convenable, les résultats sont supérieurs ou égaux aux doubles conversions; il évite des battements indésirables supplémentaires.

— Couplages par liaisons à basse impédance, du type circuit accordé à prise ou à enroulement coupleur séparé. Attention aux détections parasites amenées sur les impédances élevées.

— Changement de fréquence par modulateur équilibré si la difficulté ne rebute pas, une réjection supérieure de 40 dB peut en être obtenue, ce qui est considérable et justifie la mise au point.

— Attention aux diodes varicap, dont le Q est < 10 surtout en VHF.

— Trappe FI sur l'antenne et à l'entrée du mélangeur, aucun si-

gnal FI ne doit se promener dans la tête HF.

— AGC n'agissant qu'à partir d'un signal antenne de l'ordre d'une centaine de  $\mu V$ , pour conserver un gain HF important avec un bon rapport signal/bruit sur les signaux faibles et moyens (fig. 8). Si le gain FI est important et la sélectivité très bonne, l'action de l'AGC ne troublera pas les circuits HF. Par contre, si le gain FI est faible, ainsi que la sélectivité, des phénomènes gênants de transmodulation se manifesteront (c'est le cas de nombreuses réalisations amateur et commerciales).

— Bande passante basse fréquence à réduire à la valeur de la sélectivité FI; il est inutile et nuisible d'avoir une qualité HI-FI.

— Réalisation soignée des bobinages du bloc HF. Conserver un rapport correct diamètre/longueur du bobinage. Employer des mandrins à faibles pertes, les supports en stéatite se trouvent toujours. Eloigner d'au moins une distance égale au diamètre de la bobine les cloisons de séparation. Toutes ces dispositions permettront de conserver un Q en charge élevé.

— Oscillateur local suivi d'un étage-tampon pour éliminer toute trace d'harmoniques.

— Fils d'alimentation parvenant aux boîtiers à travers des bypass.

— Pour finir nous signalons avoir analysé des équipements munis de transistors mosfet double gate sur les étages HF; leurs caractéristiques sont équivalentes ou supérieures aux matériels munis de tubes électroniques, et les déboires rencontrés par les amateurs sont dus au non-respect des règles énoncées précédemment.

### CONCLUSION

Il est facilement démontré que l'emploi de composants de bonne qualité selon des règles précises permet d'obtenir de très bonnes performances sur un récepteur de trafic. Mais il est impératif de respecter celles-ci, et les amateurs possédant des récepteurs très modernes et de grand prix pourront s'inspirer de ces règles pour les améliorer et pouvoir trafiquer sans être gênés par l'encombrement des fréquences.

Nous serions heureux de recevoir des informations des lecteurs ayant entrepris ces modifications, et de noter les améliorations qu'ils en auront obtenues.

J.B.

# commutateur automatique

## D'ALIMENTATION

EN réalisant le montage proposé dans ce numéro, nous avons tout spécialement pensé aux amateurs des provinces, et également aux équipes de travail réalisant ces sondes V.H.F. appelées : MIRABEL ou ANJOU, que nous saluons à l'occasion de cet article et à qui nous adressons un grand bravo. Que nos amis de la Région parisienne nous excusent, car ils connaissent les conditions de trafic pendant les contests (1) : groupe électrogène, stations Q.R.O., shack chauffé, bref, le confort comparé aux expéditions du Massif Central.

### INTRODUCTION

L'alimentation est toujours le problème crucial de ces instants, les appareils tout transistors étant le plus souvent utilisés, il s'ensuit donc un choix quasi-unique dans le dispositif d'alimentation. Dans un souci d'automatisation permettant de reporter son attention sur le trafic, nous avons conçu ce commutateur automatique d'alimentation, celle-ci étant souvent faite à l'aide de batteries, il est bien rare que les accumulateurs disponibles soient ceux de tracteurs ou de camions de quinze tonnes, il faudra donc disposer de plusieurs éléments. Deux éléments sont nécessaires ici, la batterie numéro 1 servant en premier temps s'épuise, le commutateur détectant sa faiblesse fait appel à la batterie numéro 2, pendant ce temps il sera possible de recharger quelque peu la batterie

numéro 1 ou de parer à ses besoins ; de cette façon la panne bête d'alimentation devra sans doute être évitée. Il est évident qu'un tel système ne résout qu'en partie les problèmes d'alimentation, mais nous ne prétendons pas révolutionner les techniques d'apport d'énergie. L'avantage présenté tient dans le fait d'une « réserve » d'énergie, que celle-ci est contrôlée par le détecteur et peut être rapidement secondée par une nouvelle charge de la première batterie ou un nouvel apport énergétique.

### FONCTIONNEMENT

Il se compose de quatre modules principaux dont les liaisons sont données dans le schéma synoptique de la figure 1. Au repos, la batterie n° 1 alimente le circuit d'utilisation, le relais n'est pas excité, l'oscillateur est inhibé, l'ampoule est éteinte et ne clignote

pas. Lorsque la tension  $V_{cc}$  atteint le seuil de déclenchement, le relais est alimenté et commute le circuit d'utilisation sur la batterie n° 2, l'oscillateur débridé annonce le défaut par l'intermédiaire du voyant.

#### 1) Le détecteur de tension

Plusieurs technologies et beaucoup de schémas peuvent être utilisés, de l'amplificateur opérationnel aux composants discrets, en passant par les exemples dus à l'opto-électronique.

Certaines technologies donnent, évidemment, de meilleurs résultats que d'autres, par exemple l'amplificateur opérationnel aurait permis un déclenchement au millivolt près, car c'est lui qui, certainement, donne les meilleures performances, c'est pourquoi, nous exposons ici (fig. 4 et 5), pour les OM's désireux de faire mieux ou d'adapter ce montage à d'autres tensions que celles proposées, quelques schémas de base se

rapporant aux amplificateurs opérationnels utilisés en détecteurs. En effet ces circuits intégrés ayant un gain très élevé, permettent donc, pour une faible différence de tension  $V_i - V_{ref}$ , une grande excursion de  $V_o$ . Dans le premier cas (fig. 4) lorsque la tension  $V_i$ , tension à surveiller par exemple, est inférieure à la tension de référence  $V_{ref}$  (obtenue à l'aide d'une diode Zener, cette tension pouvant être une partie de la tension  $V_{cc}$ ), la tension de sortie est à son niveau maximum. Lorsque  $V_i$  devient plus forte que  $V_{ref}$ , cette tension de sortie atteint son niveau le plus faible. Ce changement de niveau pouvant être converti en signal optique ou sonore, concrétisant ainsi une anomalie dans le circuit à surveiller, soit  $V_i$ . Un autre schéma de détecteur de tension à amplificateur opérationnel est donné à la figure 5, le changement de niveau de sortie étant provoqué par une

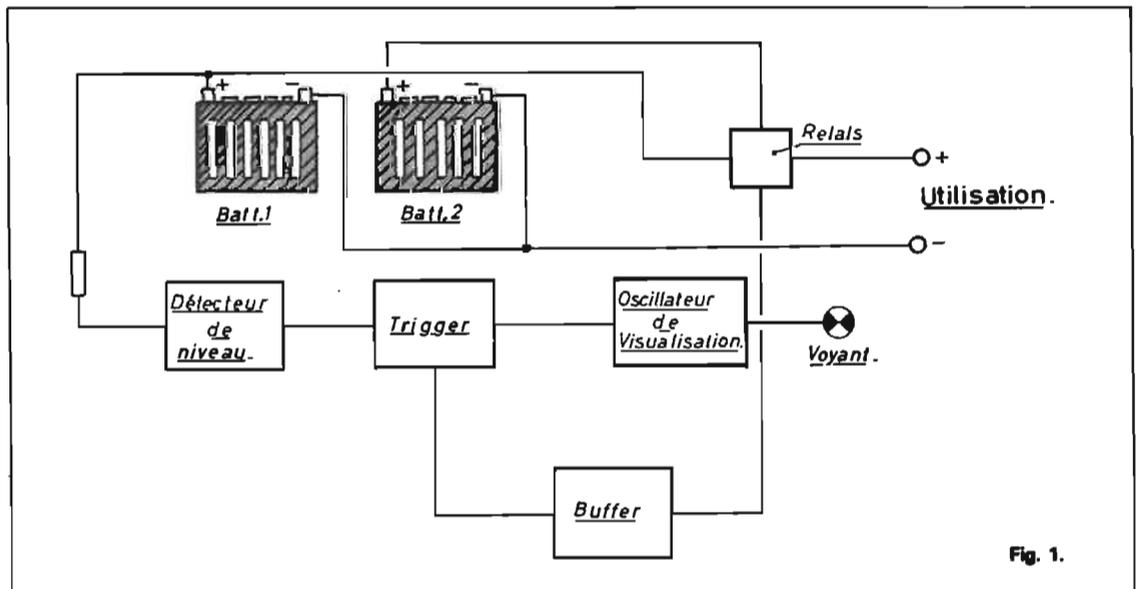


Fig. 1.

(1) Contests : concours destinés à réunir le plus d'OH's de pays différents autour du pays organisateur.

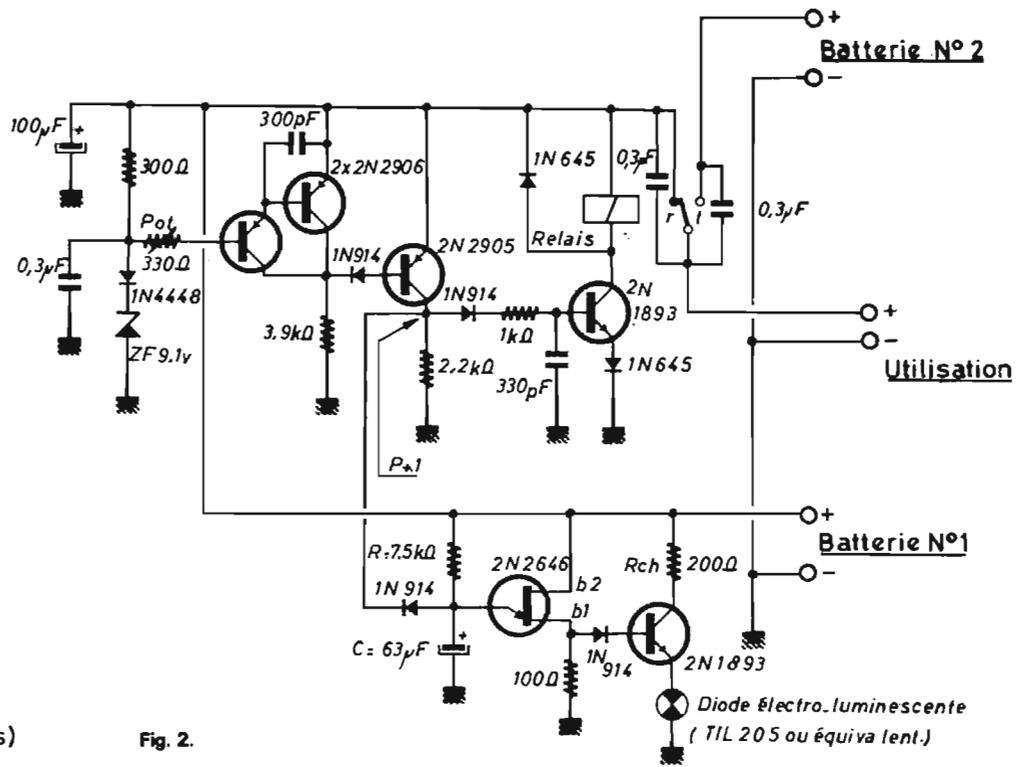
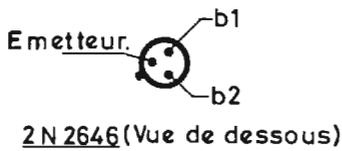


Fig. 2.

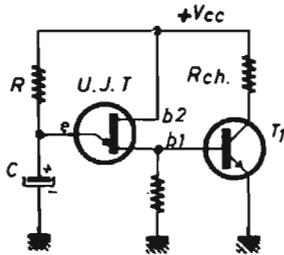


Fig. 3.

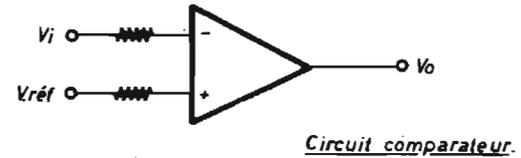


Fig. 4.

Circuit comparateur.

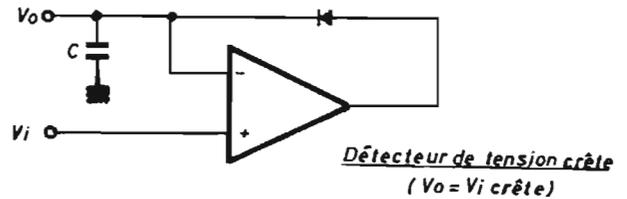


Fig. 5.

Détecteur de tension crête  
( $V_o = V_i$  crête)

crête de signal appliquée en  $V_i$ , ce détecteur est donc parfaitement utilisable en alternatif pour mesurer ou surveiller une saturation par exemple.

Nous avons utilisé pour le rapport qualité/prix et en tenant compte de la disponibilité du matériel un détecteur à transistors, leur sensibilité est certainement moins bonne que leurs semblables à circuits intégrés, mais elle est suffisante dans notre cas. La variation du seuil de déclenche-

ment d'un tel type de détecteur est d'une centaine de millivolts, il est réglé dans ce cas à environ 10,4 V, que nous considérons comme une gamme de tension limite pour des appareils fonctionnant sur batterie.

Le principe de fonctionnement de ce détecteur est simple et basé sur le fait que la diode zener donnant une tension fixe, si la tension d'alimentation diminue, le point de référence « augmente » par rapport à  $V_{cc}$ , bloquant ainsi da-

vantage l'ensemble Darlington composé des deux transistors 2N 2906. Un deuxième étage contenant le transistor 2N 2905 amplifie les variations d'état du système détecteur pour les transformer en niveaux logiques compatibles avec les autres modules.

## 2) Le schéma (fig. 2)

Ce détecteur de tension et son trigger dont nous avons vu ci-dessus l'analyse du schéma a donc pour table de vérité :

tension $V_{cc}$	Point 1
plus grande que le seuil	0
plus petite que le seuil	1

(en négligeant le moment où la tension  $V_{cc}$  est égale au seuil de déclenchement). Le circuit de puissance commandant le relais est une porte NON, c'est dire que

lorsque sa tension d'entrée est au niveau haut, le transistor est saturé et inversement. Lorsque le détecteur est sensibilisé, le point 1 est au niveau haut, un courant collecteur s'établit alors dans le transistor du trigger et une partie du courant est déviée par le circuit de base du transistor de commutation. Le courant de base passe à travers la diode d'aiguillage 1N 914, provoque une chute de tension aux bornes de la résistance de 1 k $\Omega$  destinée à le limiter.

Un condensateur servant de filtre base-masse de 330 pF évite le déclenchement du relais sur des bruits aléatoires recueillis par la base du 2N 1893. Une diode 1N 645 placée dans le circuit émetteur provoque un offset sur le circuit Vbe du transistor, une autre diode polarisée en inverse, positionnée aux bornes du relais, lui évite l'importante surtension négative néfaste à sa jonction collecteur-émetteur.

Lorsque le relais commute le circuit d'utilisation sur la batterie n° 2, l'oscillateur signale cette action. Cet oscillateur est réalisé à partir d'un transistor unijonction 2N 2646, celui-ci est suivi d'un transistor servant à la mise en forme de l'impulsion et permettant une commande moyenne puissance 2N 1893. Le schéma de base (oscillateur plus trigger) employé ici est celui donné à la figure 3, classique et sans doute bien connu du public, il a l'avantage de fournir des signaux rectangulaires à peu près parfaits (pour des fréquences moyennes d'oscillation) à l'aide d'un minimum de composants. La diode d'aiguillage 1N 914 inhibe ou libère le transistor unijonction. Lorsque le point 1 est au niveau bas (Vcc supérieure au seuil) la diode court-circuite le condensateur C imposant à l'émetteur de l'U.J.T. un niveau bas, le seuil  $\pi$  n'étant pas atteint, le transistor n'oscille pas. Si le point 1 passe au niveau haut (Vcc inférieure au seuil) l'émetteur de l'U.J.T. se trouve sollicité à travers la charge de C, par R, et la décharge de C peut alors s'effectuer par l'ensemble émetteur base 1, la résistance de 2,2 k $\Omega$  plus la chute de tension présentée par la diode d'aiguillage, le circuit oscille : dès lors, le transistor T1 voyant son potentiel de base passer du niveau haut au niveau bas, amplifie le signal donné par l'U.J.T. et forme une onde carrée appliquée sur la lampe de signalisation, celle-ci oscillant alors au rythme du signal ainsi obtenu.

## RÉALISATION

La réalisation de cet ensemble a été effectuée sur une carte de circuit imprimé, elle-même étant placée à l'intérieur d'un petit coffret en aluminium, les seules « commandes » disponibles sont le voyant de signalisation et les prises de sortie alimentation. Il est conseillé de réaliser des pistes assez larges en vue de la véhiculation de forts courants dans les circuits d'utilisation.

Le relais dont nous nous sommes servis lors du montage est un simple relais à lames mobiles de commutation, du type Siemens, S.E.L., M.T.I., etc., malgré tout nous avons pris la précaution de doubler tous les contacts de manière à limiter l'usure des lames, il faut penser que de toute façon ce relais n'est pas destiné à « travailler » souvent et que les coupures sont limitées à des cas particuliers, néanmoins il sera prudent de placer en parallèle sur les contacts repos-travail et travail-repos des petits condensateurs de 0,1  $\mu$ F à 1  $\mu$ F destinés à « absorber » l'éventuelle étincelle se produisant lors des commutations. Un potentiomètre de 220  $\Omega$  à 500  $\Omega$  sera inséré dans le circuit base du détecteur, il servira à ajuster la tension de déclenchement qui pourra être réglée grâce à une alimentation stabilisée par exemple, il ne sera pas nécessaire de sortir cette commande sur la face avant du boîtier.

Ce petit gadget étant assemblé et réglé, il ne nous reste plus qu'à souhaiter de bons et joyeux contests à nos amis et surtout de bonnes vacances.

**D. Moreau  
FI AXX**

## NOTRE CLICHÉ DE COUVERTURE

# SCOTT®

## AMERICAN HIFI

### LA HAUTE TECHNOLOGIE AU SERVICE DE LA MUSIQUE

#### Tuner Digital T.33 « Professionnel line Scott »

Considéré à juste titre comme un des meilleurs Tuners du monde, le tuner digital inaugure une nouvelle génération d'appareils en haute fidélité. (Variation de fréq. 0,0001 %)

Affichage numérique des stations FM. Syntonisation électronique automatique. Présélection par cartes perforées. Technique du verrouillage de phase (PLL). Circuits intégrés à échelle moyenne (MSI). Pour moins de 5.500 F.

#### Ampli Tuner R.74 2 x 40 W : « Professionnel line Scott »

(version R.75 : 2 x 50 W. R.77 : 2 x 70 W)

Ampli Tuner AM/FM. Puissance 2 x 40 W eff à 8 ohms. Sensibilité FM : 1,2 mV. Mosfet dans la section RF. Protection électronique de l'étape finale. Distorsion harmonique à 1 W : 0,05 %. Connexion pour 4 enceintes acoustiques.

#### Enceintes acoustiques :

S.11, 3 voies, 60 W, boomer 250 mm, médium 87 mm, Tweeter 75 mm. Filtre LC 12 dB par octave avec réglage des aigus.

Autres modèles : S.17, S.42 : 2 voies - S.15, S.61 : 3 voies.

#### Electronique : Ampli 255 S

Amplificateur 2 x 35 watts efficaces à 8 ohms: Commandes séparées de graves et d'aigus sur chaque canal par curseurs linéaires, 2 filtres, 2 phonos, 2 auxiliaires, 2 systèmes HP. Atténuateur 20 dB. Bande passante 15 à 35 000 Hz. Distorsion à pleine puissance 0,3 %.

Autres modèles : 236 S : 2 x 20 W, 235 S : 2 x 15 W.

SCOTT, toute une gamme d'appareils Haute Fidélité pour les amateurs et les professionnels, et des enceintes acoustiques Haute Technologie.

Documentation sur simple demande à :

SCOTT Lectronic France  
28 bis, rue Sorbier  
75020 PARIS  
Tel. : 797-89-29 +

# LES FRANÇAIS AUSSI SAVENT CONCEVOIR LA HIFI...

- L'EQUIPE **TERAL** SE FAIT UN POINT D'HONNEUR A VOUS PRESENTER LA PRESTIGIEUSE GAMME **esart-ten** AU COMPLET, ET POUR CELA LUI CONSACRE UNE PLACE DE CHOIX DANS SON NOUVEL AUDITORIUM.
- AFIN DE VOUS PERMETTRE DES COMPARAISONS. L'EQUIPE TERAL A « PASSÉ AU CRIBLE » LES PLUS CELEBRES MARQUES MONDIALEMENT CONNUES ET VOUS LES PRESENTE DANS LES MEILLEURES CONDITIONS D'ECOUTE.



## esart-ten

C'EST UNE FIRME 100 % FRANÇAISE QUI SE DONNE COMME BUT : DE RIVALISER UN MATERIEL DE GRANDE CLASSE, ET DE PERMETTRE A TOUTES LES BOURSES UNE ACCESSION A LA VRAI HIFI.



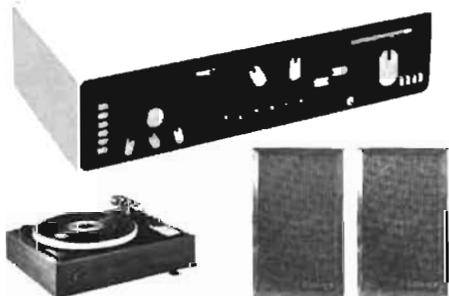
**esart-ten**  
PA 15



**esart-ten**  
E 150 S2



**esart-ten**  
IS 200



- **ESART PA 15** - Ampli preampli 2 x 20 W efficaces - Distorsion 0,10 %.
- PLATINE **PIONEER PL 12 E** - Cellule **PIONEER** SOCLE ET PLEXI.
- 2 Enceintes **T 300**

L'ENSEMBLE..... 2 340 F



- **ESART E 150 S2** - Ampli Preampli 2 x 30 W loudness - réglage séparé graves aiguës.
- PLATINE **THORENS TD 165** - cellule **SHURE 75/6**. SOCLE ET PLEXI.
- 2 enceintes **Super Max Martin**

L'ENSEMBLE..... 4 760 F



- **ESART IS 200** - Ampli-tuner 2 x 38 W eff. Rapport signal/bruit - 32 dB.
- PLATINE **THORENS TD 160** - Cellule **SHURE 75/6** SOCLE ET PLEXI.
- 2 enceintes **LANSING DECADE L 26**

L'ENSEMBLE..... 7 600 F

### AMPLIFICATEURS



PA 30	1 432 F
E100S2	1 600 F
E150S2	1 840 F
E 200	2 040 F
E 250S2	2 480 F
E250SP	2 800 F
W80	4 800 F
W 1000	5 520 F
PL60	6 500 F
PA15	1 120 F
PA20	1 312 F

### AMPLIS-TUNERS



PAT20	2 280 F
PAT30	2 520 F
IS150S2	3 080 F
IS200	3 400 F

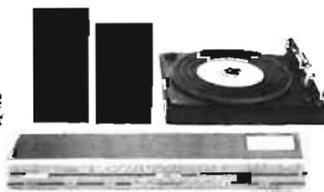
### TUNERS



S12C	1 288 F
S25C	1 680 F
CAISSON	1 800 F
S30	4 200 F

## LE **HIFI-CLUB TERAL** PRESENTE SON CLUB CENTER **BANG & OLUFSEN**

OU L'ESTHÉTIQUE REJOINT LA QUALITÉ



LE **HIFI-CLUB TERAL** CONSACRE TOUT UN NIVEAU A LA PRESENTATION DE LA GAMME **BANG & OLUFSEN** - ENFIN A PARIS UN CADRE DIGNE DU PRESTIGE **BANG & OLUFSEN**

**HIFI-CLUB TERAL**

30, RUE TRAVERSIÈRE - 75012 PARIS - TÉL. : 344.67.00

L'EQUIPE TERAL APPLIQUE L'OPERATION VERITE SUR LES PRIX : A VOUS DE JUGER

pourquoi, la platine Zéro 100 SB  
de *Garrard* est une platine  
irrésistible



C'est que  
si ordinaire  
ment chaque  
platine possède  
un avantage majeur  
qui lui est propre la  
Zéro 100 SB elle les a tous !

- Un bras erreur de piste = 0
- Un compteur d'usure de diamant
- Un antiskating magnétique
- Un plateau lourd
- L'excellente cellule Excel Sound
- Un design remarquable (aluminium anodisé)
- Enfin le célèbre moteur Synchro-lab, avec son entraînement par courroie.

**FILM & RADIO**

5, rue Denis Poisson - PARIS 17<sup>e</sup>  
Tél. : 755-82-94

Garrard - Frank - Bib - Jensen  
Excel-Sound - Electro-Voice