

6<sup>F</sup>,50

SUISSE : 5 FS  
ITALIE : 1000 Lires  
ALGERIE : 6,5 Dinars  
TUNISIE : 850 Mil.  
BELGIQUE : 65 FS

# LE HAUT-PARLEUR

JOURNAL DE VULGARISATION

radio.TV.son  
ELECTRONIQUE

## Dans ce numéro

- A propos du Super Color GRUNDIG : Etages FI vision et vidéo.
- Le tuner amplificateur YAMAHA CR 510 LS.
- Le Vidéodisque Thomson.
- Réalisez cet amplificateur stéréophonique modulaire.
- Réalisez un générateur de fonctions BF : le TBF 1038.
- Economisez votre essence avec ce mesureur de consommation de carburant.
- Un variateur de vitesse en kit : le Variorel.
- Un amplificateur d'écoute téléphonique.
- Deux minuteriers d'escalier à mémoire de durée.
- Un temporisateur pour développement photo : le Lightmaster Super.
- La chaîne Ferguson 3460.
- L'écho sondeur et le sonar.
- Le récepteur XCR30 BARLOW-WADLEY
- Etc...

Voir sommaire détaillé page 150.

516 PAGES



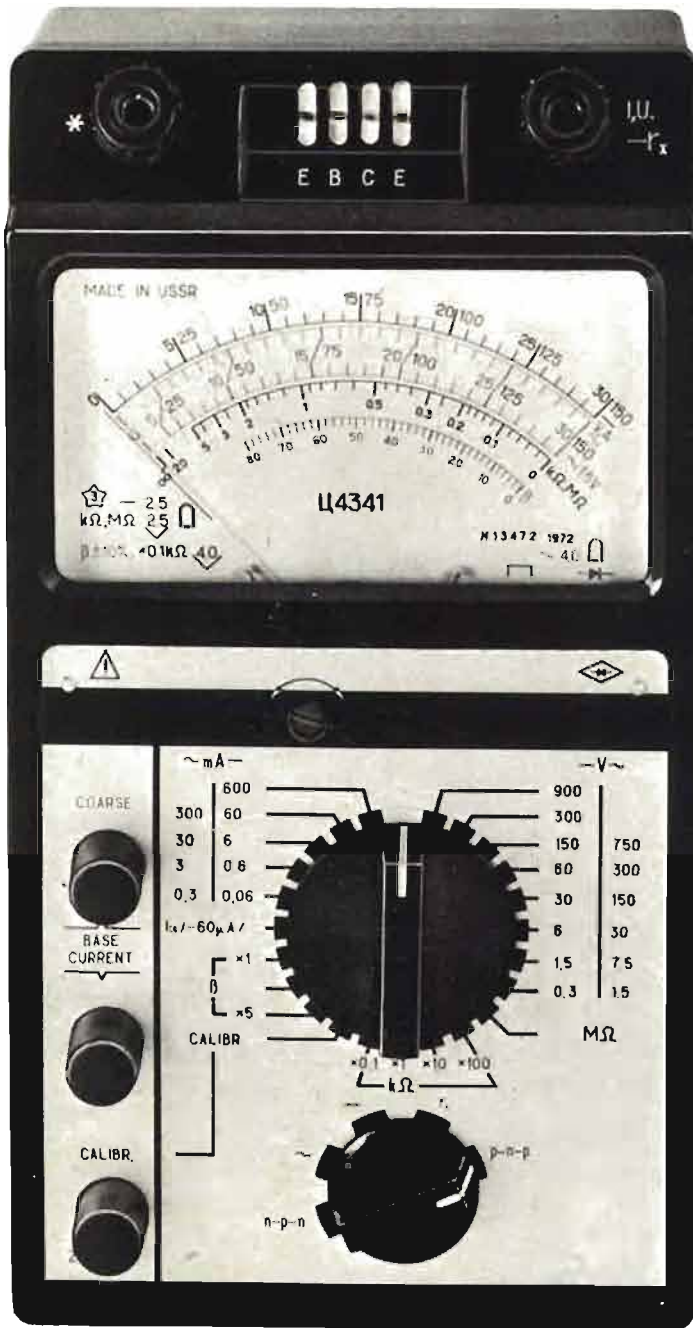
KITS COMPLETS  
AMPLIS  
ENCEINTES

En démonstration  
voir page 178

Exclusivités...

**LAG**  
électronique

en provenance d'U.R.S.S.



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 X 114 X 80 mm.

**GARANTI 1 AN**

**PRIX : 189 F** Port 12 F

« Rien d'équivalent sur le marché »

**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 %. Contrôle, dim. 140 X 85 X 40 mm, en étui plastique 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

± 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  
Contrôle, dim. 145 X 95 X 60 mm, en boîte carton, avec pointes de touches 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  
Volts cont. : 75 mV, 1,5, 3, 7,5, 15, 30, 60, 150, 300, 600 V  
Volts alt. : 1,5, 3, 7,5, 15, 30, 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 à 0,5 μF  
Capacités : 0 à 0,5 μF  
Décibels : -10 à +12 dB  
Contrôle, dim. 213 X 114 X 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



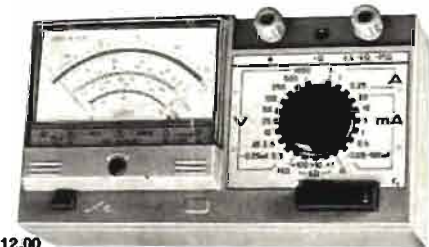
**CONTROLEUR 4317**

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, 1000, 5 000 Hz  
Contrôle, dim. 203 X 110 X 75 mm, cadran 90° à miroir, livré en malette alu étanche, avec cordons, pointes de touche et embouts grip-fil.



**LAG**  
électronique

CONDITIONS DE VENTE PAGE 12



Journal hebdomadaire

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

Directeur de la publication  
**A. LAMER**

Directeur :  
**Henri FIGHIERA**

Rédacteur en Chef :  
**André JOLY**

Comité de rédaction :  
**Jacques BERCHATSKY**  
**Bernard FIGHIERA**  
**Charles OLIVERES**

Direction-Rédaction :  
**2 à 12, rue Bellevue**  
**75019 PARIS**

C.C.P. Paris 424-19

**ABONNEMENT D'UN AN**  
COMPRENANT :

15 numéros HAUT-PARLEUR, dont 3 numéros spécialisés :  
Haut-Parleur Radio et Télévision  
Haut-Parleur Electrophones, Magnétophones  
Haut-Parleur Radiocommande  
12 numéros HAUT-PARLEUR « ÉLECTRONIQUE PRATIQUE »  
11 numéros HAUT-PARLEUR « Électronique Professionnelle Procédés Électroniques »  
11 numéros HAUT-PARLEUR « HI-FI Stéreo »

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

**ÉTRANGER ..... 140 F**

**ATTENTION !** Si vous êtes déjà abonné, vous faciliterez notre tâche en joignant à votre règlement soit l'une de vos dernières bandes-adresses, soit le relevé des indications qui y figurent.

★ Pour tout changement d'adresse joindre 1 F et la dernière bande.

SOCIÉTÉ DES PUBLICATIONS  
RADIO-ÉLECTRIQUES  
ET SCIENTIFIQUES

Société anonyme au capital  
de 120 000 F  
2 à 12, rue Bellevue  
75019 PARIS  
202-58-30



Commission Paritaire N° 23 643

	Page
<b>Alimentation – Régulation</b>	
● Les alimentations stabilisées : Alimentation à courant constant.....	252
<b>B.F. – Technique générale – Hi-Fi</b>	
● Le tuner amplificateur Yamaha CR510LS.....	164
● Comportement électronique d'une enceinte acoustique.....	197
● Transformation et réalisation des réducteurs de bruit.....	243
● La chaîne compacte Brandt HF442R.....	250
● ABC : nouveaux amplis B.F. à circuit intégré.....	270
● L'essentiel d'une chaîne Hi-Fi avec les modules Sinclair.....	330
● La chaîne Ferguson 3460.....	335
● Les enceintes acoustiques Hi-Fi ITT en kit.....	340
<b>B.F. réalisations</b>	
● Un amplificateur stéréo modulaire.....	211
● Un amplificateur d'écoute téléphonique.....	300
<b>Radio Télévision Audiovisuel</b>	
● A propos du supercolor Grundig : Étages Fi Vision et Vidéo.....	152
● Le nouveau téléviseur couleur Sony KV1810.....	169
● Le circuit « Pompe » : un progrès dans la conception des T.V. à transistors.....	179
● Le vidéodisque Thomson.....	170
● Technique avancée des radiorécepteurs et amplis B.F.....	324
<b>Électronique – Technique générale</b>	
● Générateurs et synthétiseurs électroniques de musique.....	158
● Les lasers : des alignements sûrs et précis.....	174
● Qu'est ce que le courant électrique ?.....	201
● L'écho sondeur et le sonar.....	227
● Mise au point sur les transistors : les courbes des transistors.....	255
<b>Électronique réalisations</b>	
● Deux minuteriers d'escalier à mémoire de durée.....	303
● Un jeu de lumières psychédéliques en kit : le PS4 Superelek.....	314
<b>Photo ciné</b>	
● Un temporisateur pour développement photo : le Lightmaster Super.....	312
● La photokina de Cologne et les transformations de la technique.....	317
<b>Électronique et automobile</b>	
● Économisez votre essence avec ce mesureur de consommation de carburant.....	234
<b>Mesure – Service</b>	
● Un générateur de fonctions B.F. : le T.B.F. 1038.....	179
● Rééquilibrage d'un générateur H.F.....	206
● Le labo de l'amateur : les générateurs B.F.....	221
● Un générateur de signal sinusoïdal et convertisseur sinusoïdal rectangulaire.....	308
● Un voltmètre électronique pour la mesure de faibles tensions.....	310
● Le contrôleur transistormètre U4349.....	338
● Les sondes pour oscilloscopes Greenpar.....	342
<b>Radiocommande</b>	
● Variations sur variateurs.....	291
● Un variateur de vitesse en kit : le variorel.....	297
<b>Journal des O.M.</b>	
● Le récepteur XCR30 – Barlow – Wadley.....	356
<b>Divers</b>	
● Visite à l'auditorium Watt 1000.....	344
● Sélection de chaînes Hi-Fi.....	346
● Notre courrier technique.....	349
● Petites annonces.....	362

**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  
141 000  
EXEMPLAIRES**

# INFORMATIONS-NOUVEAUTÉS

## CHANGEMENT D'ADRESSE

**L**A Société pour la Diffusion des Sciences et des Arts (S.D.S.A.) vous prie de bien vouloir noter qu'à partir du lundi 28 octobre 1974, ses bureaux ont été transférés 20, rue Hamelin, 75116 Paris (Métro : Iéna ou Bois-sière). Téléphone : 553.13.26 +. Téléx : SYCE-LEC 25688 F.

La S.D.S.A. vous rappelle les dates des trois principales manifestations qu'elle organise en 1975 :

— 10-16 mars : Festival International du Son (C.I.P., Porte Maillot, Paris).

— 2-8 avril : Salon International des Composants Électroniques et Salon International Audiovisuel et Communication (Parc des Expositions, Porte de Versailles, Paris).

## A PROPOS DE L'OUVRAGE : « THE WORLD RADIO T.V. HAND BOOK »

**A** la suite de l'article : « L'écoute des ondes courtes » paru dans notre N° 1465 de nombreuses demandes de cet ouvrage nous sont parvenues. Nous sommes heureux d'annoncer à nos lecteurs que celui-là est à nouveau disponible à la Librairie Parisienne de la Radio.

## NOUVEAUTÉS

### L'ENCEINTE ACOUSTIQUE MARTIN EXORCIST



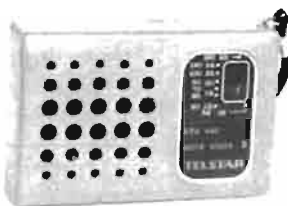
Haut-Parleurs : 1 Boomer 40 cm - 1 Médium 12,5 cm - 2 Tweeters à chambre de compression. Puissance maxi : 75 W Rms. Bande passante : 26 Hz à 20 000 Hz. Impédance : 8 ohms. Potentiomètre de réglage : aigu et médium. Dimensions : 70 x 45 x 33 cm. Poids : 27 kg.

### LE MAGNETOPHONE A CASSETTE SONY TC 177 SD



Magnétophone à cassette Hi-Fi : 4 pistes, 2 canaux stéréo. Réponse en fréquence : 20 Hz à 20 kHz avec bande CrO<sup>2</sup> et FeCr - 20 à 17 kHz avec bande normale. Rapport signal/bruit : sans dolby 55 dB pour les bandes au CrO<sup>2</sup> et au FeCr et 53 dB avec bande normale. La mise en fonctionnement du système dolby améliore ce rapport de 5 dB à 1 kHz et de 10 dB au-dessus de 5 kHz. Pleurage et scintillement : < 0,07 %. Distorsion harmonique : 2 %. Sensibilité et impédance des entrées : microbasse impédance : 0,2 mV - lignes 0,06 V/100 kΩ. Dimensions : 435 x 155 x 325 mm. 3 têtes : enregistrement, lecture, effacement. Compteur à mémoire.

### LE RECEPTEUR POCKET TELSTAR 1403



Récepteur 2 gammes d'ondes : PO et GO, alimenté par deux piles de 1,5 V, livré avec une housse - Prise écouteur sur le côté gauche. Dimensions :

### LE MAGNETOPHONE A CASSETTE POCKET SECRETARY



Alimentation par batterie 6 V - équipement : 7 transistors, 2 diodes - Il utilise les cassettes standard 2 pistes, vitesse 4,75 cm/s. Réponse en fréquence : 300 à 6 000 Hz. Haut-Parleur de 40 cm - microphone incorporé. Puissance de sortie : 300 mW - Prise écouteur et alimentation secteur. Dimensions : 41 x 100 x 145 mm.

### NOUVEAUX MODULES AMPLIFICATEURS SANKEN



**Module SI 1020** - Puissance : 20 W - chargé 8 Ω. Tension d'alimentation : 46 V ou ± 23 V. Distorsion harmonique à pleine puissance : 0,2 % max. Tension d'entrée : 0,42 V. Tension d'entrée max. : 10 V. Impédance d'entrée : 40 000 Ω. Rapport signal/bruit : 90 dB. Bande de fréquence à PO = 1 W : 20 Hz à 100 kHz. Bande passante en fonction de la puissance : 20 Hz à 20 kHz (- 3 dB). Fusible de protection : 1 A (fusion rapide).



**Module SI 1030** - Puissance : 30 W - charge 8 Ω. Tension d'alimentation : 54 V ou ± 27 V. Fusible de protection : 1,5 A (fusion rapide). Distorsion harmonique à pleine puissance : 0,2 % max. Tension d'entrée : 0,52 V, max. : 10 V. Impédance d'entrée : 40 000 Ω. Rapport signal/bruit : 90 dB. Bande de fréquence à PO = 1 W : 20 Hz à 100 kHz. Bande passante en fonction de la puissance : 20 Hz à 20 kHz (- 3 dB).

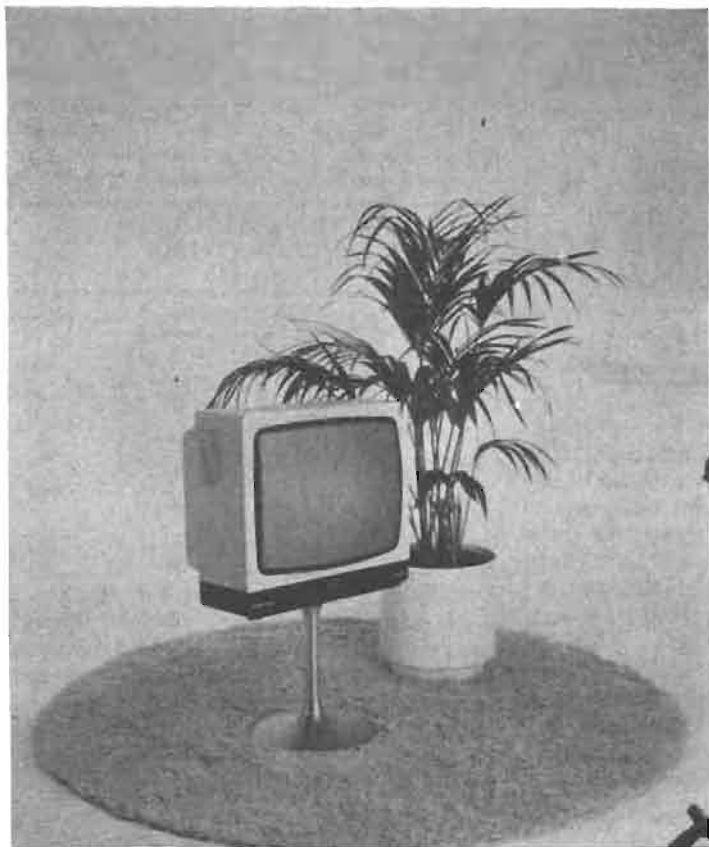
### L'HORLOGE ÉLECTRONIQUE- CALCULATRICE OSTAC



**C**ET appareil groupe les deux fonctions d'horloge digitale et de calculatrice électronique à 8 chiffres et virgule flottante. Elle est alimentée sur le secteur 220 V. Ses dimensions sont : 135 x 147 x 180 mm. Son poids : 750 g.



# A PROPOS DU SUPER COLOR



## GRUNDIG 2-étages F.I. vision / vidéo à circuits intégrés

### IMPLANTATION GENERALE

LA nouvelle génération de téléviseurs Grundig, baptisée **Super Color**, est caractérisée par une utilisation intensive de **modules** enfichables sur un châssis basculant servant, à la fois, de support et d'élément de liaison (voir photographies A, B et C).

Ces modules, véritables sous-ensembles groupant une fonction précise et quasi autonome, sont donc solidaires d'un connecteur muni d'un détrompeur et dont le socle correspondant est fixé en double, **recto-verso**, sur le châssis. On peut ainsi, enficher les modules de chaque côté du châssis, ce dernier pouvant se trouver ouvert ou fermé, afin de faciliter la mise au point ou le dépannage.

Les modules sont réalisés en circuits imprimés de bonne tenue mécanique ce qui permet une certaine manipulation.

Leur technique peut être constamment optimisée ce qui n'oblige pas à une restructuration de l'ensemble si l'on décide de remplacer un montage par un autre plus performant.

Le Super Color est, à notre connaissance, le seul téléviseur qui peut éventuellement être développé **après** sa réalisation. Cette technique que l'on peut qualifier d'« **évolutive** » facilite évidemment le dépannage car, le diagnostic fait, le technicien n'a qu'à remplacer le module détérioré pour remettre en route l'appareil. Outre le gain de temps, l'expérience montre que le prix de l'intervention et l'échange standard n'entraînent pas un coût plus grand de l'entretien, bien au contraire, on est toujours assuré d'avoir un équipement en parfait état de marche au lieu d'un téléviseur plus ou moins « bricolé » par le dépanneur. Un tel appareil doit, en principe, moins vieillir que les autres et son optimisation reste toujours possible.

Par contre, il faut s'assurer que les tolérances de réglage des modules puissent s'accommoder des branchements sur n'importe quel châssis ; car il est évident que le dépanneur n'a pas les moyens de « figurer » les accords ou les réglages lors de l'implantation chez l'utilisateur. Cet esprit demande une étude que Grundig semble avoir élégamment maîtrisée. Toutefois, un certain nombre de contrôles

s'avèrent nécessaires dont l'énoncé se trouve résumé dans des brochures et notices bien détaillées par le constructeur.

### LES MODULES

Le nombre de modules utilisés s'élève à treize ; ils apparaissent, numérotés, dans le bloc-diagramme de la figure 1. Ce schéma synoptique regroupe les habituels étages afférents à la réception de la télévision ; il y est ajouté, toutefois, un programmeur digital associé à une télécommande — ayant fait l'objet d'un précédent article — et à un affichage numérique des chaînes reçues.

Les différentes tensions sont également reproduites sur le schéma, ce qui permet de suivre l'évolution du signal jusqu'au tube cathodique.

On remarquera que le matricage s'opère sur les canons du tube trichrome.

Le module « son » est muni d'un « silencieux » qui coupe la transmission en dehors des stations.

Ce circuit se justifie dans la version multi-standard où la réception « son » peut se faire en modulation de fréquence.

La démodulation de la FI « vision » se fait au moyen d'un détecteur synchrone.

Le tuner VHF/UHF utilise des diodes « PIN » pour réguler le gain global (CAS) ; ce procédé, original, évite de faire travailler les transistors dans des régions où la transmodulation « HF » est fréquente.

Enfin, ce qui n'apparaît pas sur le schéma et qui doit être souligné, c'est l'emploi quasi-généralisé de circuits intégrés, solution qui s'adapte au mieux de l'usage des modules et sans lesquels cet emploi ne serait peut-être qu'une aventure bien hasardeuse !

### I. ETAGES DE VIDEO-LUMINANCE

Le module vidéo emploie (figure 2) un transistor de puissance — BF 459 G alimenté sous 280 V — précédé d'un circuit intégré — le TBA 970 — qui assure un certain nombre de fonctions résumées figure 3.

Le TBA 970 comporte un préamplificateur vidéo différentiel à gain réglable dont l'action est commandée par un étage « à courant constant » dimensionné, en 7, par le réglage de contraste.

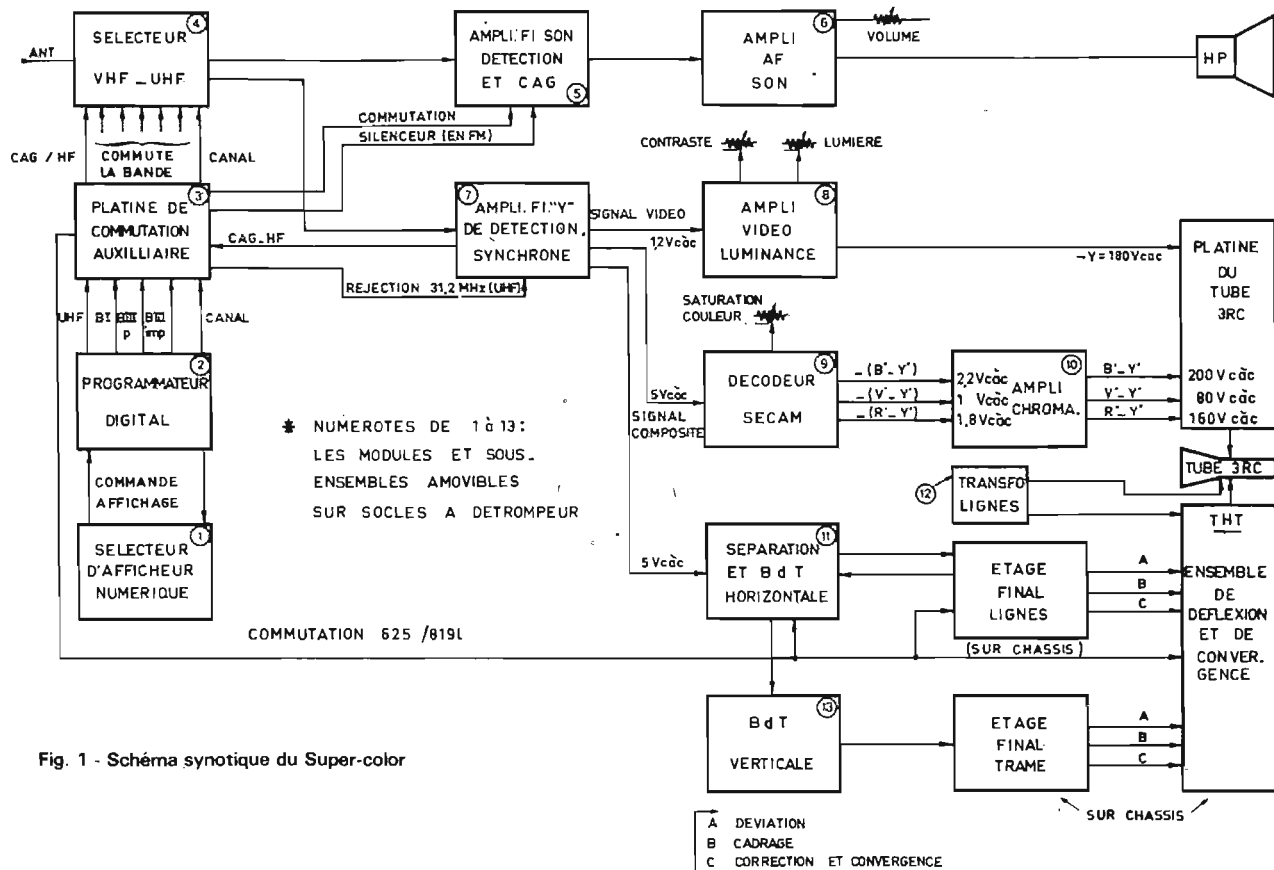
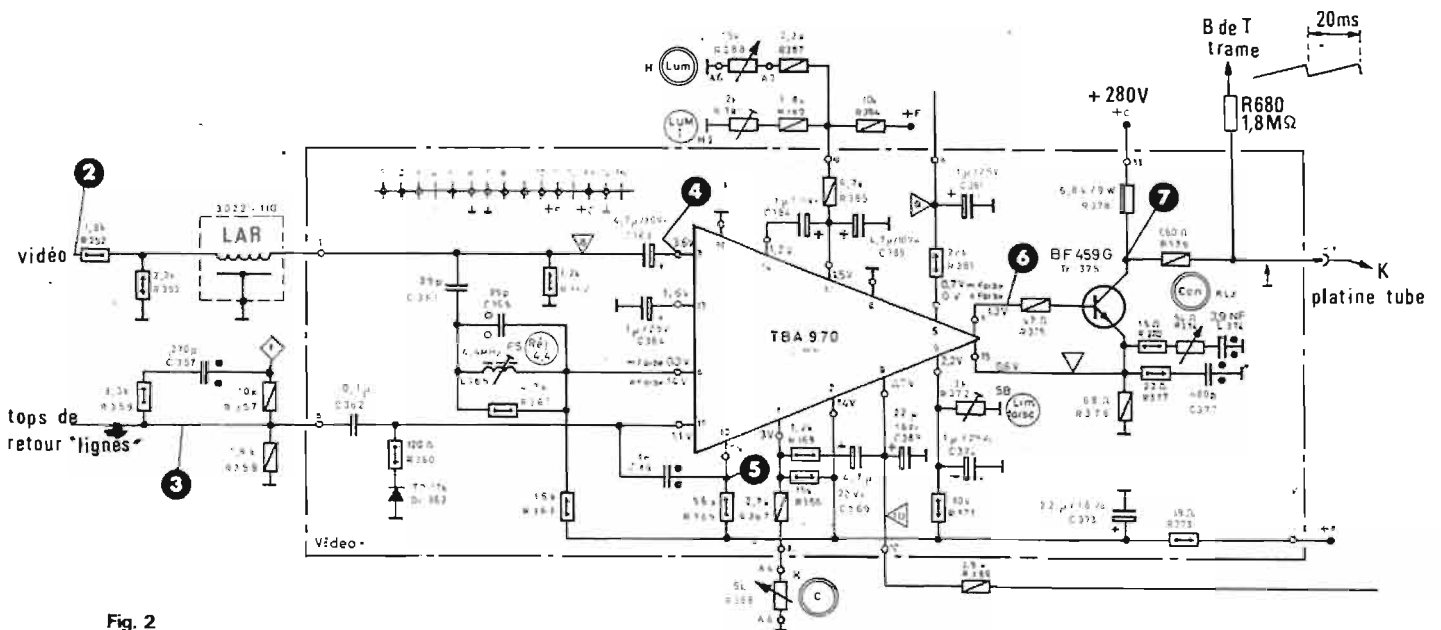


Fig. 1 - Schéma synoptique du Super-color



Un deuxième étage est clampé au niveau du noir afin de doser le niveau de lumière par rapport à une référence physiquement cohérente. Ceci s'effectue par comparaison, entre le top de synchronisation issu de l'émetteur de T 375 (BF 459 G) et le top de retour « ligne » provenant de la THT (point F).

Le top de synchro, issu du BF 459 G est isolé de la vidéo dans un

étage séparateur inclus dans le TBA 970.

Le top de retour ligne est appliqué à la broche 11 du circuit intégré, laquelle débouche sur un étage de mise en forme approprié.

La comparaison, filtrée par C 384, charge le condensateur C 364 dont la tension accumulée détermine en 13 le niveau du noir défini par la crête des tops de synchro. reformée par le clampage.

Par ailleurs, une composante continue, variable en fonction du potentiomètre de lumière R 388 et son seuil R 386, modifie la restitution de la composante moyenne et ce, proportionnellement au niveau de lumière souhaité **au-dessus du niveau réel du noir.**

Une limitation de courant des faisceaux est rendue possible avec le TBA 970 grâce à la liaison continue pratiquée ensuite jus-

qu'au tube cathodique.

Une tension variable, fonction du courant du faisceau et prélevée sur la THT, est appliquée à la broche 8 à travers R 389.

Toute augmentation de courant cathodique entraîne une diminution de l'amplitude vidéo afin que ce signal n'entraîne pas à la limite, un dépassement des possibilités du tube trichrome. Sur la broche 9, se trouve le réglage cor-

respondant à la limite supérieure du courant cathodique.

En 819 l., la bande passante doit être étendue jusqu'à 9 ou 10 MHz ce qui se fait, sans trop de difficulté, dans le micro circuit...

En 625 l., la bande doit être creusée au niveau de la sous-porteuse « chroma », afin d'éviter le fourmillement propre à la modulation de fréquence; mais, comme dans le système SECAM, celle-ci est double, on centre la réjection sur 4,4 MHz, moyenne acceptable sur toute la bande.

C'est le but du circuit sélectif FS qui arrive sur la broche 4. Pour le neutraliser, on emploie un transistor bloqué placé en série.

Pour mettre en fonction le réjecteur, on sature le transistor, ce qui ramène le circuit à la ligne + V<sub>F</sub>. Ceci est obtenu au moyen d'une tension de commande (0,7 V environ), issue de la platine de décodage « chroma » et que l'on applique sur la broche 5 (base du transistor à saturer).

En observant l'entrée du micro-circuit, on remarque qu'un condensateur — C 363 — bloque la composante continue moyenne. Si l'on n'y prenait garde, l'écran serait plus clair à gauche qu'à droite, voire, plus certainement, sombre en bas qu'en haut.

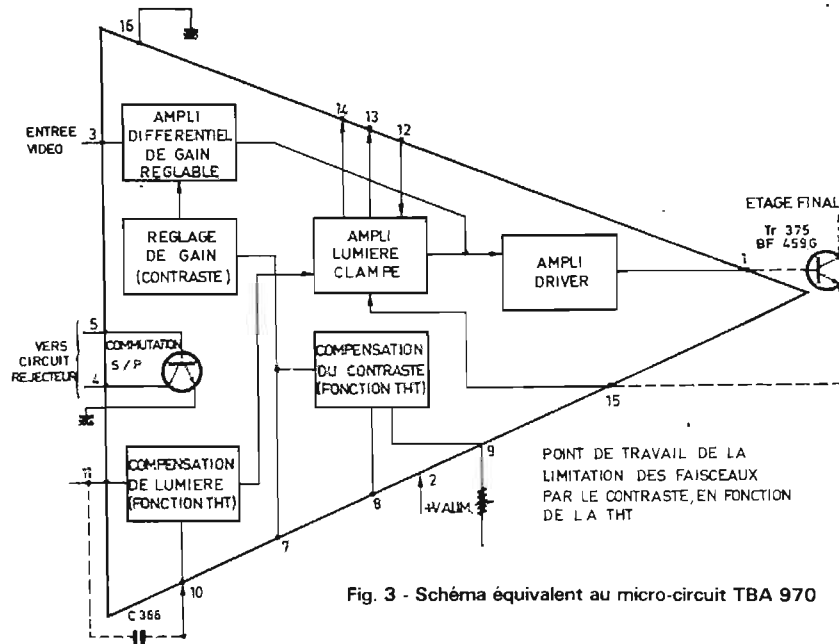


Fig. 3 - Schéma équivalent au micro-circuit TBA 970

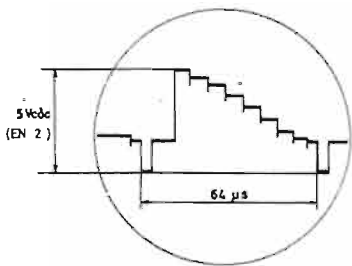


Fig. 4 - Signal en échelons appliqué à l'entrée du TBA 970

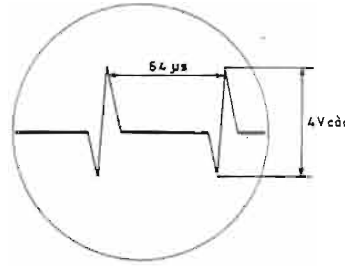


Fig. 5 - Tops de retour de ligne prélevé en 3 du schéma

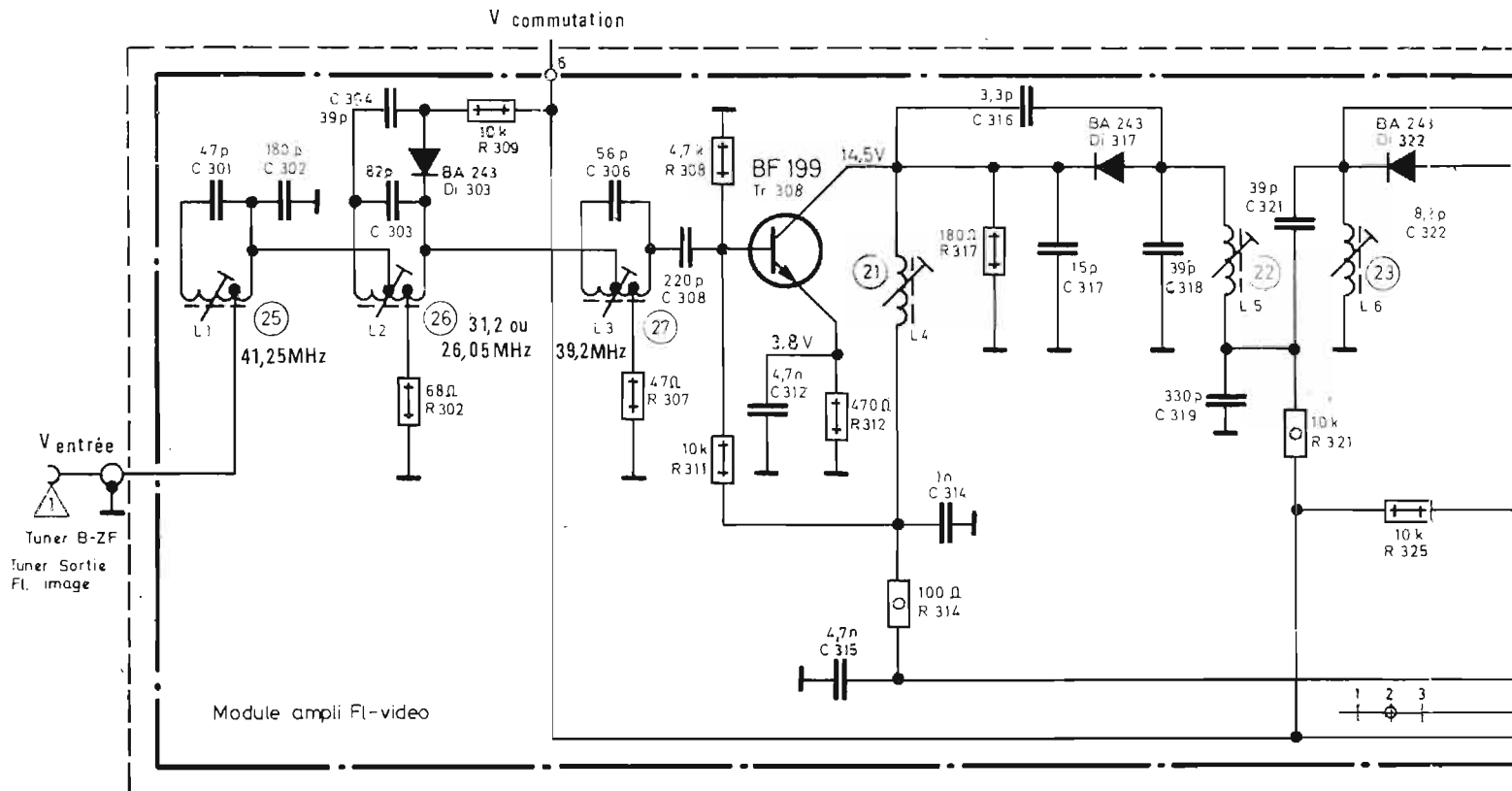


Fig. 6



Pour palier ce magistral défaut, une dent de scie issue de la base de temps « trame » est superposée au signal vidéo. On modifie ainsi la polarisation du tube cathodique, de façon à compenser les variations de luminosité qui seraient entraînées par la décharge de la composante continue aux bornes de C 363 entre chaque image. Cette dent de scie est appliquée à la sortie de l'étage de puissance vidéo à travers R 680 = 1,8 M $\Omega$ .

Le transistor BF 459 G supporte une contre-réaction sélective d'intensité dans son émetteur ; composée de deux circuits série RC placés en parallèle sur R 376, ce système améliore le contour des images en apportant un très léger dépassement au signal vidéo, justifié par la relative — et inévitable — médiocrité de définition des tubes trichromes (technologiquement, ces tubes à grille-masque ne peuvent rendre plus de 550 à 600 points).

R 374 permet de doser au mieux ce sur-lignage des contours appelés « plastique » en photographie.

Enfin signalons, encore, sur l'entrée la présence d'une ligne à retard destinée à compenser le temps de transit, plus long, de la

voie « chroma » dont la bande passante est nécessairement plus courte.

Un essai global d'amplification et de réponse en fréquence peut être pratiqué, en appliquant un signal de mire comprenant des impulsions. Avec un signal en échelon, on peut également contrôler la linéarité de l'amplificateur.

En appliquant en 2, un signal analogue à celui de la figure 4, de 5 V c à c, il se retrouve intact, en forme, mais décalé vis-à-vis du niveau zéro, sur la broche 3, en 4 du schéma ; son amplitude n'est plus que de 1,3 V c à c. Avec le niveau de contraste, on peut retrouver le même signal en 6, mais son amplitude peut être aussi remontée de 2, quatre fois.

En 7, le signal est de phase inverse et son amplitude peut atteindre 180 V c à c ; au minimum, elle peut tomber à 20 V c à c. Quant à la linéarité, elle semble respectée, eu égard, à la compensation en « gamma » rendue nécessaire par la courbure particulière des tubes « couleur ».

En 3 et en 5, nous trouvons les impulsions de retour de lignes, destinées au clamping (voir figure 5) ; les formes et les amplitudes restent assez semblables aux deux points sus-nommés.

## II. MODULE FI « VISION » ET DETECTION SYNCHRONES

Les étages FI « vision » se composent d'un transistor BF 199, encadré de filtres sélectifs commutables en bande passante, et d'un circuit TBA 440 C, renfermant la détection synchrone et les circuits de CAG : voir figure 6.

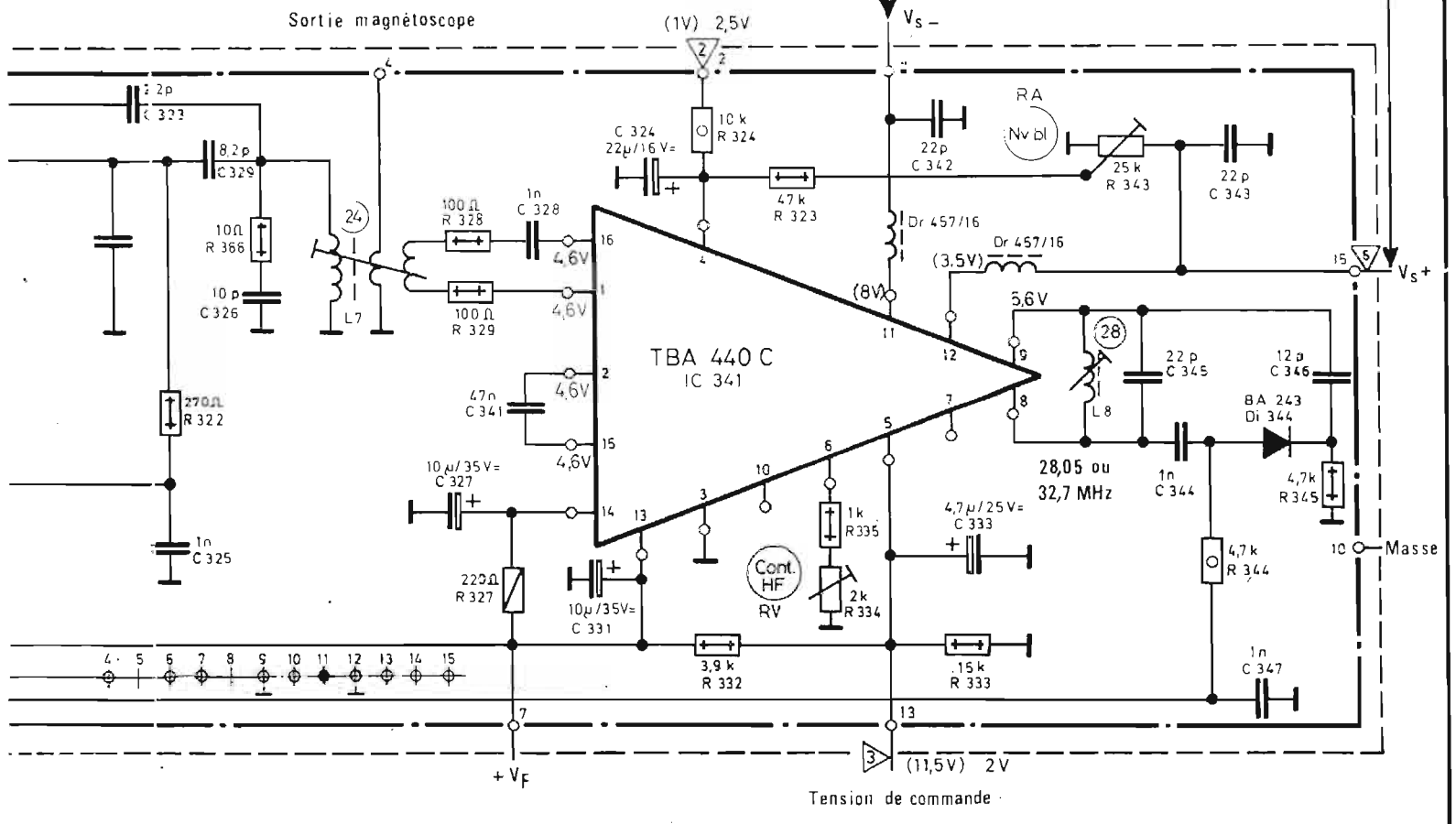
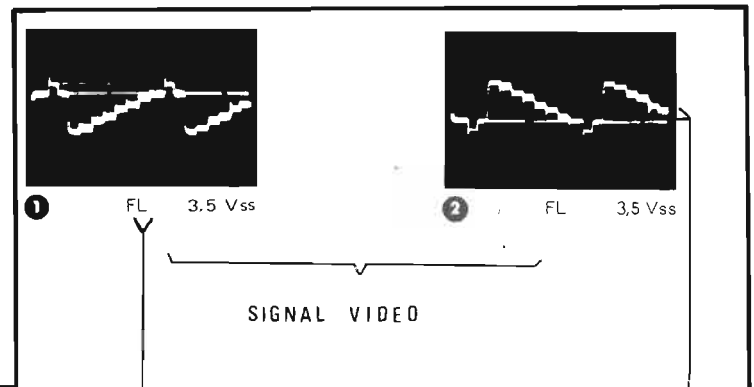
Le micro-circuit utilisé se compose d'un ensemble assez complexe de structures différentielles, groupées par paires de transistors couplés par les émetteurs. Nous en verrons des exemples plus loin, mais pour résumer le système, on admettra l'équivalence de la figure 7. Pour comprendre la signification des entrées et

sorties on se reportera au schéma théorique de la figure 6. La légende accompagnant la figure 7, donne la désignation des fonctions de chaque étage. Certaines fonctions ne sont pas employées.

En résumé, le micro-circuit amplifie la fréquence intermédiaire au moyen de trois étages dont deux sont soumis à un CAG créé dans le TBA 440 C. Ce CAG est amplifié à partir d'une référence qui est appliquée en 4 sous la forme d'une valeur moyenne prélevée sur la vidéo et intégrée par le condensateur C 324.

Le niveau général d'amplification est fixé par le rhéostat R 324.

Un système de régulation en fonction de la température (TK) maintient le point de repos du démodulateur synchrone. Les ten-



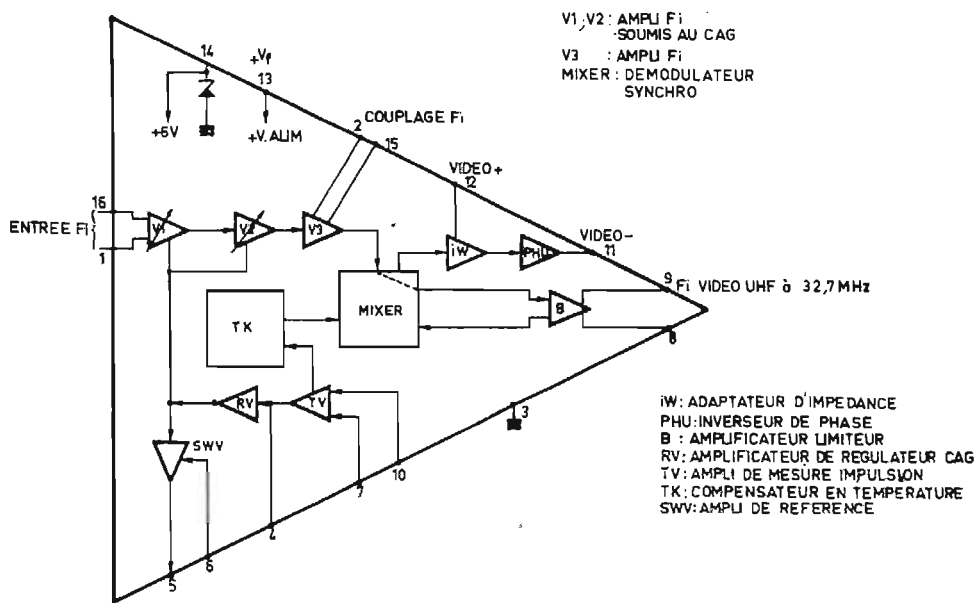


Fig. 7 - Schéma équivalent au TBA 440 C

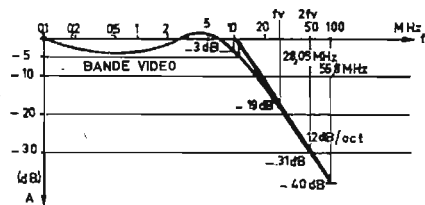


Fig. 8 - Exemple de bande vidéo et suppression des fréquences « vision » obtenues avec une détection normale (fv) et une détection synchrone (2 fv)

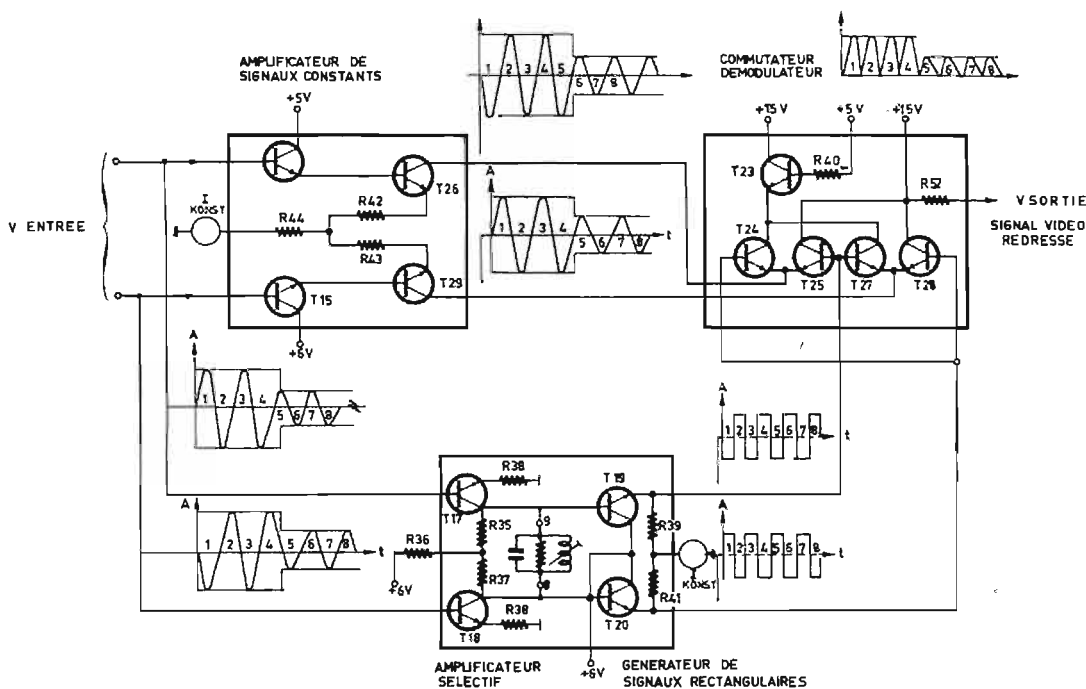


Fig. 9 - Fonctionnement du détecteur synchrone

sions d'alimentation sous 6 V, sont régulées par une diode zéner interne.

Les entrées 7 et 10 ne sont pas employées ; elles peuvent être employées à la création d'un CAG clampé sur les impulsions de synchronisation. Cela ne s'avère pas utile ici par suite du type de démodulation ; en effet, celle-ci délivre des signaux positifs ou négatifs déjà clampés au niveau zéro.

Pour justifier le bien-fondé de cette détection, il faut considérer la bande passante globale de la vidéo fréquence : figure 8, on remarquera que la sélection des fréquences hors bande vidéo, est insuffisante pour rejeter la porteuse à 28,05 MHz, génératrice de moirages, car pouvant apporter certaines interférences par combinaisons d'harmoniques. Pourtant, dans l'ensemble choisi figure 8, il a été pris une pente asymptotique de 40 dB par décade, ce qui suppose deux étages du premier degré en rapport  $f/f_0$ . Pour un seul étage ou une détection non compensée par des bobines de correction vidéo, la pente asymptotique ne serait que de 6 dB par octave (20 dB par décade) et la réjection de porteuse n'atteindrait pas 19 dB, mais sensiblement la moitié. Ceci est assez dangereux pour la sous-porteuse de chrominance, laquelle ne doit supporter aucune intermodulation.

Une solution élégante consiste en l'emploi de la démodulation synchrone symbolisée, figure 9 : le signal FI est appliqué à un amplificateur symétrique de gain maîtrisé par un courant « constant », proportionnel à l'inverse de l'amplitude. Dans ces conditions, le commutateur-démodulateur est attaqué par des signaux constants en amplitude.

Parallèlement, la FI est dérivée vers un amplificateur sélectif qui ne retient que la porteuse à 28,05 MHz — on élimine ainsi les composantes modulées en fréquence de la sous-porteuse « chroma ». La charge de cet amplificateur est constituée par un circuit accordé placé entre 8 et 9. Son amortissement est assez critique car il faut admettre un compromis entre un grand et faible coefficient « Q » c'est-à-dire la bonne suppression des interférences (grand Q) et la facilité de réglage (Q moyen, voisin de 30). Vient ensuite les étages limiteurs T<sub>19</sub>/T<sub>20</sub> transformant les séquences modulées en impulsions alternées à paliers complémentaires d'amplitudes constantes.

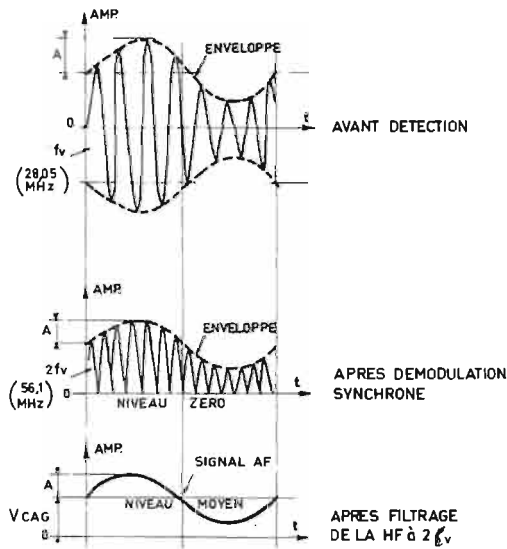


Fig. 10 - Doublage de fréquence de la détection synchrone

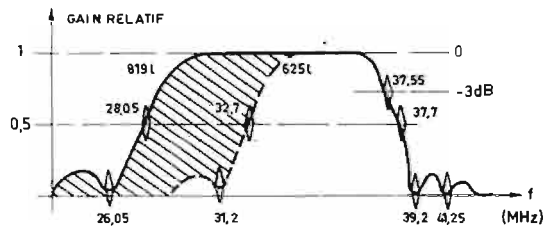
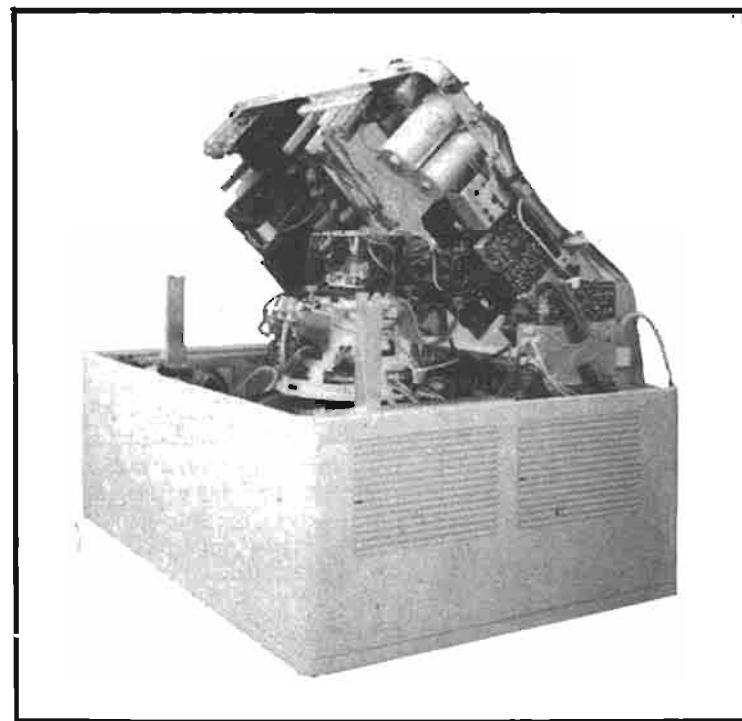


Fig. 11 - Gabarit de réception FI 1<sup>re</sup> et 2/3<sup>e</sup> chaîne

Ces impulsions servent de tensions de commutation, lesquelles ne débloquent les transistors  $T_{24}$  à  $T_{28}$  que lorsque les crêtes sont positives. Dans ces conditions, les transistors  $T_{25}$  et  $T_{28}$  fournissent des alternances redressées modulées en amplitude, selon le signal appliqué sur les émetteurs groupés deux par deux.

Le jeu des inversions de phase et les attaques symétriques font

que la charge commune  $R_{46}$  « voit » dans le même sens les alternances à haute fréquence. Le signal qui en découle est rigoureusement orienté d'un seul côté du niveau zéro, forme de clamping au niveau du noir (figure 10). Les enveloppes sont conservées, **mais la fréquence de la porteuse est doublée**, ce qui facilite, évidemment, la suppression hors bande vidéo (voir figure 8 : la suppres-



sion, à 56,1 MHz s'élève à -31 dB). En l'absence de l'un ou l'autre des signaux de la figure 9 (modulés et impulsionnels) la détection ne donne rien : il faut leur simultanéité pour que les transistors  $T_{25}$  et  $T_{28}$  amplifient, ce qui explique et justifie le terme de « **démodulation synchrone** ».

On rapprochera aisément le schéma équivalent du montage précédent. Le système peut être compensé en température (TK) afin de fixer le niveau de repos des étages, matérialisé par les générateurs à courant constant.

En 11 et 12, on recueille les signaux complémentaires de la figure 6 ; l'un est orienté vers l'étage vidéo, l'autre, vers le décodage « chroma ». On peut développer un tel micro-circuit pour les récepteurs multi-standard, où la vidéo change de polarité.

On trouve sur la base du transistor BF 199 trois circuits « bouchons » accordés sur les fréquences à supprimer ; le circuit  $L_2$  est commuté par la diode BA 243/DI 303, ce qui déplace le point de réjection de 26,05 à 31,2 MHz, pour le passage de la première chaîne aux 2 et 3<sup>e</sup> chaînes.

La même tension de commutation fournie sur l'entrée 6, commute aussi la capacité C 346, sur celle d'accord C 345, afin de déplacer également la fréquence de commutation de la détection syn-

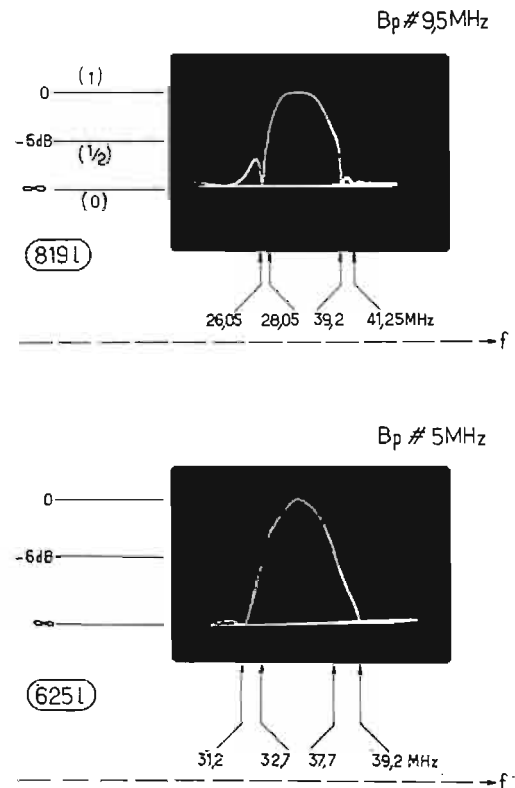


Fig. 12

chrone. Les bobines  $L_4$  à  $L_7$ , sont des filtres de bande, qui ont la propriété d'avoir une sélectivité variable selon le standard capté ; les diodes DI 317 et 322, sont commutées par la même tension que précédemment (ligne 6) et modifient le couplage capacitif en tête entre  $L_4$  et  $L_5$  d'une part et entre  $L_6$  et  $L_7$  d'autre part. Ces réglages permettant d'obtenir un « plateau » de courbe étendu linéairement sur la bande requise par le standard. On doit obtenir les courbes - types de la figure 11 et les oscillogrammes de la figure 12. Les réjections remarquées sur les figures ci-dessus sont situées à mieux que -40 dB.

Les bandes passantes à -3 dB s'élèvent à 9,5 MHz en 8191 et à 5 MHz en 6251.

Signalons enfin, **que la variation de niveau d'attaque ne modifie pas la forme des courbes de réponse.**

(à suivre)

R. CH. HOUZE  
Professeur à l'E.C.E.



# GENERATEURS ET SYNTHETISEURS ELECTRONIQUES DE MUSIQUE

## GENERALITES

**P**OUR les créateurs humains de musique, possédant les trois qualités fondamentales : 1) talent ou génie musical, 2) science de la musique, 3) puissance de travail, la composition musicale ne nécessite au minimum que deux objets, simples, bon marché et que l'on peut trouver partout : un crayon et du papier à musique.

Ceux qui ne possèdent, une ou plusieurs de ces qualités, qu'en quantité modérée, pourront encore produire des œuvres « honorables » et faire carrière, à condition de se servir, dans la mesure du nécessaire, de dispositifs auxiliaires que l'électronique leur offre depuis quelques années.

Les musiciens possédant les trois qualités mentionnées plus haut, pourront aussi avoir recours aux dispositifs électroniques, car, ceux-ci leur permettront de travailler plus vite et même mieux.

Voici un exemple concluant.

Soit un compositeur qui jusqu'à présent utilisait le crayon et le papier à musique et aussi, généralement, le piano, instrument habituel de travail des compositeurs « complets ».

La traduction sonore de la pensée du compositeur s'effectuera par le jeu du piano. Toutes les dix ou vingt mesures, l'artiste s'arrêtera pour transcrire la partie réalisée sur le papier à musique, ensuite il recommencera son travail.

On peut voir que dans ces conditions, la naissance d'une œuvre musicale sera laborieuse. La durée augmentée de l'élaboration de l'œuvre freinera certainement l'inspiration de l'artiste et, de ce fait, l'œuvre réalisée serait peut-être inférieure à celle qui aurait pu être réalisée à vitesse normale.

Les palliatifs sont les enregistreurs à magnétophone.

Actuellement, l'emploi du magnétophone ne pose aucun problème. Le compositeur peut jouer à la vitesse du déroulement de sa pensée musicale, de la même manière que celle d'un écrivain qui utilise le même dispositif électronique.

En musique toutefois, il serait préférable, au magnétophone, un appareil inscripteur qui fournirait directement la partition écrite sur les portées, selon une écriture aussi proche que possible de l'écriture musicale adoptée par les musiciens.

De tels appareils devraient exister car les électroniciens peu-

vent trouver des solutions à des problèmes de ce genre.

En attendant, le premier « jet » de l'œuvre étant enregistré, et ne risquant plus d'être perdu, le compositeur pourra, passage par passage, le transcrire sur papier.

A partir de ce moment, l'idée musicale étant en sûreté, il ne restera à faire que le travail classique de réalisation pratique de l'œuvre, guidé par la science du compositeur et, bien entendu, par son sens artistique.

Ce qui résulte du premier canevas musical, servira de support pour le reste du travail qui consiste dans l'élaboration de l'harmonie, de l'orchestration et de l'instrumentation pour aboutir à la **partition** qui se compose de **parties** destinées à chaque musicien.

Finalement on peut voir que l'achèvement d'une œuvre musicale, quel que soit son genre (musique symphonique, lyrique, danse, chanson, etc.) il faut que l'on trouve dans celle-ci les composantes essentielles de la musique : la mélodie, l'harmonie (accords) le rythme, les timbres et les modes d'attaque, de soutien et d'extinction, autrement dit les **enveloppes** des signaux (voir figure 1).

Il est clair que les deux dernières composantes ne sont rien

d'autre que les caractéristiques des sons des instruments choisis par le compositeur, tandis que la mélodie et l'harmonie sont indépendantes des instruments, choisis pour les interpréter.

La puissance, variable, ne pose aucun problème difficile.

## CREATION ELECTRONIQUE DES MELODIES

Créer une mélodie c'est un travail d'**invention** et non de **découverte**.

En l'absence du pouvoir créateur, les intéressés ont cherché un moyen de découvrir des mélodies grâce à des procédés divers utilisant un moyen de découvrir des mélodies grâce à des procédés divers utilisant des méthodes ayant rendu des services dans d'autres domaines. Des procédés électroniques existent actuellement.

Voici quelques possibilités de découverte des mélodies :

### A) Emploi du hasard

On peut réaliser un générateur donnant une suite de notes différentes (dont certaines répétées) avec, éventuellement des silences

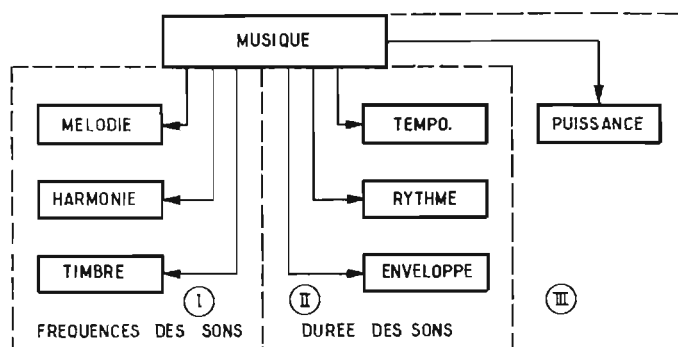


Fig. 1

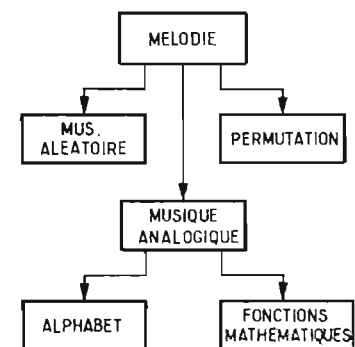


Fig. 2

O	P	Q	R	S	T	U	V
A	B	C	D	E	F	G	H
DO	RE	MI	FA	SOL	LA	SI	DO
DO	RE		FA#	SOL#	LA#		DO#
I	J		K	L	M		N
W	X		Y	Z			

Fig. 3

et des durées variables des sons émis. Ce générateur peut posséder quelques réglages permettant de faire varier d'une manière simple, les « mélodies » produites.

Le « découvreur » de mélodies susceptibles d'être utilisés comme mélodies valables.

On pourra nommer les générateurs de ce genre « Aléateurs ». Ils sont susceptibles de quantités de variantes. Des milliers et même des dizaines de milliers de séquences de 64 sons ou plus encore, peuvent être obtenues. On pourra les écouter à la vitesse voulue, les reprendre, les écouter en sens inverse et enregistrer ce qui semble mériter d'être retenu.

Ayant trouvé la mélodie cherchée, le travail technique de réalisation sera à faire comme pour le cas de la mélodie inventée (voir figure 2).

### B) Emploi d'un code

Des musiciens célèbres, modernes et anciens, ont fait appel au code. On prend les lettres du nom d'un personnage musical, par exemple Rameau et, à chaque lettre de ce mot, on fait correspondre une note d'après une règle absolument arbitraire comme, par exemple celle du tableau de la figure 3.

Cela donne la mélodie : FA, DO, LA dièse, SOL, DO, SI.

Le compositeur, en partant de cette trouvaille, peut la modifier s'il trouve que la mélodie s'améliore, par exemple en adoptant la suite suivante : FA, DO, LA, SOL, DO, SI bémol.

Un autre procédé de traduction est de faire correspondre une note à chaque valeur numérique d'un terme d'une série mathématique.

Des traducteurs électroniques peuvent être imaginés aisément pour mettre en œuvre ce procédé.

Parmi les éléments à transformer en suites musicales citons aussi les couleurs. Chaque couleur a une certaine fréquence. A une séquence de couleurs on pourra faire correspondre une séquence de sons de fréquences proportionnelles, obtenues par division, évidemment.

Ce procédé est en quelque sorte l'opération inverse de celle utilisée dans les jeux de lumière ou les couleurs correspondent à des sons musicaux.

### TRANSFORMATION D'UNE MELODIE EXISTANTE

Soit le cas d'une mélodie dont les notes sont numérotées dans

leur ordre de leur apparition par 1 à n, par exemple dans une mélodie de six notes, on aura les notes : 1, 2, 3, 4, 5, 6 ; avec les notes indiquées plus haut : FA, DO, LA, SOL, SI bémol, ce qui donne FA = 1, DO = 2, et 5, LA = 3, SOL = 4, SI bémol = 6.

Rien ne s'oppose à rechercher un autre ordre de succession de ces notes.

Le nombre total ou les variantes de nombres différents constituant une suite est  $m = 1, 2, 3... n$ . Par exemple, si  $n = 6$  seulement, il y a 720 variantes, comme l'indique la théorie des permutations. Un permutateur électronique ou mécanique, peut être imaginé.

### RECHERCHE DES ACCORDS

Si l'on ne sait pas inventer les accords, il faut les chercher. L'électronique appliquée à la musique a trouvé des dispositifs à **accords préréglés**. On les a décrits dans de précédents articles.

Certaines orgues électroniques possèdent des boutons-poussoirs donnant des accords tout faits, mais on peut faire encore mieux.

### LE PARAMETRE TEMPS

A la figure 1, on a montré que trois caractéristiques de la musique dépendent du temps : le temps = vitesse d'exécution d'une œuvre ; rythme = durées égales ou différentes de notes d'une mesure, répétées pendant un certain nombre de mesures ; enveloppes = durée de l'attaque,

du maintien et de l'extinction d'un son.

Pour le temps et le rythme, on dispose de **rythmeurs** électroniques dits aussi batterie électronique. De tels appareils sont vendus dans le commerce. Ils donnent non seulement n rythmes différents (par exemple  $n = 12$  ou plus) mais la tonalité des notes émises peut être choisie parmi m tonalités différentes imitant divers « instruments » tels que tambours, cloches, cymbales, piano etc., et même des bruits : comme le vent par exemple.

### LES SYNTHETISEURS

Depuis de nombreuses années on évoque les synthétiseurs destinés à faciliter le travail des compositeurs et artistes assimilés.

Les premiers synthétiseurs musicaux se construisaient en peu d'exemplaires, étaient très chers (par ex. : 500 000 F actuels et plus) et n'étaient utilisés que par des organismes importants tels que : conservatoires, universités, constructeurs électroniques, émetteurs radio et TV, organismes nationaux de recherches musicales, etc.

Actuellement, on trouve des synthétiseurs dans le commerce, à un prix comparable à celui d'un téléviseur couleurs, donc accessible à tous ou presque tous.

L'aspect d'un synthétiseur est celui d'un pupitre muni d'un clavier à trois octaves au moins (36 notes) permettant d'entendre 36 notes mais **une seule à la fois**. C'est donc un instrument monodique.

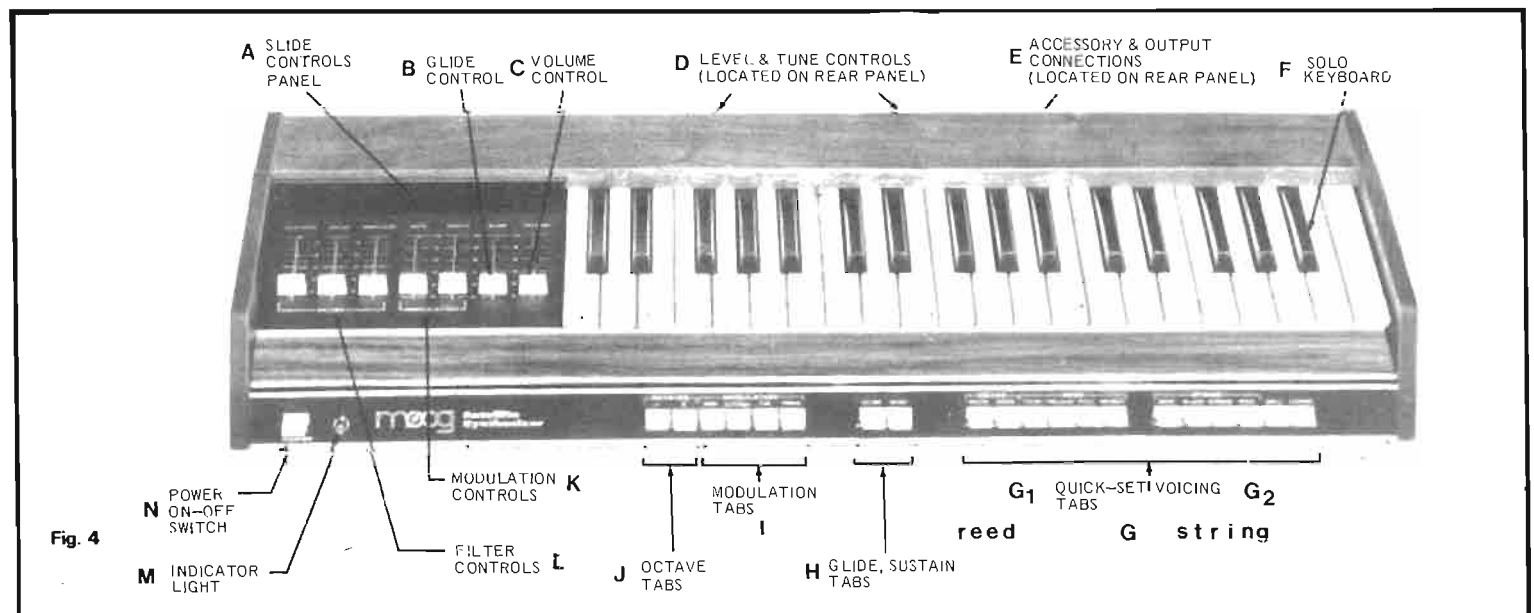


Fig. 4

Quantité de boutons et autres dispositifs de réglage permettent : la transposition ; le passage à 1, 2 ou 3 octaves plus bas ; le changement de timbre imitant un nombre considérable d'instruments existants ou imaginaires ; la formation des enveloppes (attaque, maintien, extinction) ainsi que divers autres effets spéciaux.

Les synthétiseurs peuvent être indépendants ou incorporés dans un orgue électronique.

Ces appareils ont été présentés au dernier Salon de la Musique par plusieurs organiers électroniques français et étrangers.

Ils sont assez complexes, donc, au point de vue strictement du prix de revient, on ne gagnerait rien à vouloir les réaliser soi-même, d'autant plus que certains composants spéciaux ne sont pas vendus au grand public.

Ce qui est intéressant c'est leur utilisation dans un but précis. Pour cela, il faut que l'appareil soit pratique, robuste, fiable, approprié au mode de jeu des musiciens (pianistes, organistes, accordéonistes) et, donnant, évidemment le maximum d'effets spéciaux à l'aide de manœuvres simples et rapides, ne risquant pas de freiner l'inspiration !

On sait que c'est un électronicien américain **Moog** qui a jeté les bases du synthétiseur.

Des constructeurs réputés ont acquis le droit de construire des synthétiseurs Moog. Ils ont pu aussi les améliorer et les faire profiter des progrès de la technologie, acquis au cours de ces dernières années.

Nous donnons ci-après, des indications détaillées sur le synthétiseur construit par la célèbre société américaine Thomas de Chicago, représentée en France par M. Woudenberg, 87, rue du Marais - 91 Draveil, qui a bien voulu nous fournir la documentation de la société Thomas et dont nous le remercions.

### SYNTHETISEUR THOMAS-MOOG

Il existe en deux versions : synthétiseur autonome, à associer à tout autre instrument, orgue, piano par exemple et le synthétiseur incorporé dans certaines orgues Thomas, comme par exemple les orgues Caméo-Suprême 1265.

Fonctions : avec le clavier on peut travailler à la recherche de la mélodie. Celle-ci étant trouvée ou choisie parmi celles existantes, le

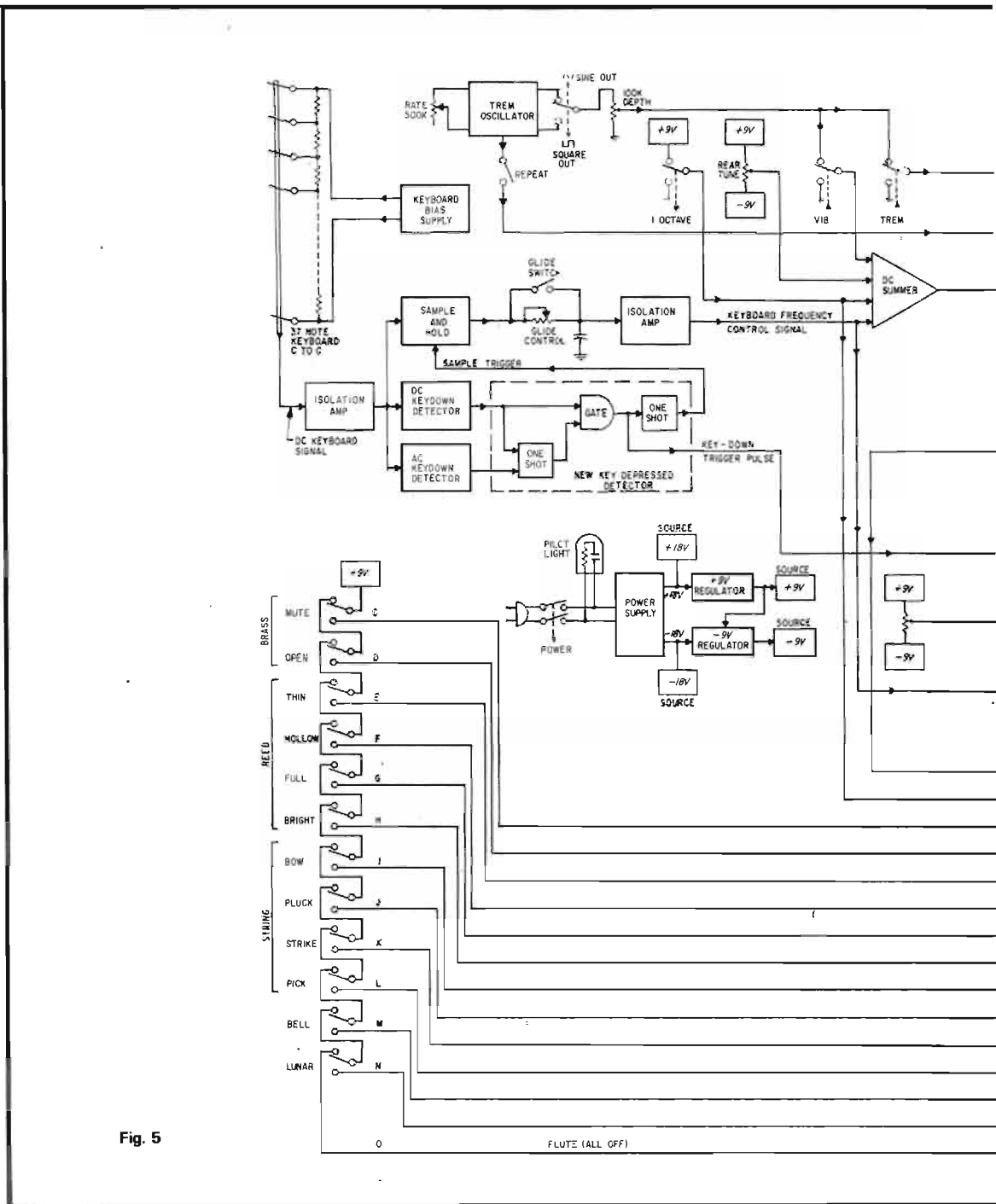


Fig. 5

compositeur-opérateur, cherchera les sonorités destinées à donner à cette mélodie des caractéristiques sonores originales. Ce travail est analogue à celui de l'instrumentation.

Voici à la figure 4, l'aspect du synthétiseur avec ses dispositifs de commande :

- A = Panneau de commande à glissière ;
- B = Bouton glisseur ;
- C = Commande de volume ;
- D = Commande de niveau, d'accord (à l'arrière du panneau) ;
- E = Bornes de sortie et d'accès-soires (à l'arrière du panneau) ;
- F = Clavier pour jouer le solo ;
- G = Boutons de sélection des « instruments » ;
- H = Sustain ;
- I = Modulation ;
- J = Octaves ;
- K = Commandes de la modulation ;
- L = Commandes de filtres ;
- M = Lampe indicatrice ;
- N = Interrupteur marche-arrêt.

- G = Boutons de sélection des « instruments » ;
- H = Sustain ;
- I = Modulation ;
- J = Octaves ;
- K = Commandes de la modulation ;
- L = Commandes de filtres ;
- M = Lampe indicatrice ;
- N = Interrupteur marche-arrêt.

La sortie doit être branchée à un amplificateur afin que les sons produits par l'instrument : l'exécutant soient amplifiés et appliqués à un haut-parleur. L'amplificateur de l'orgue associé est tout indiqué, mais tout autre amplifi-

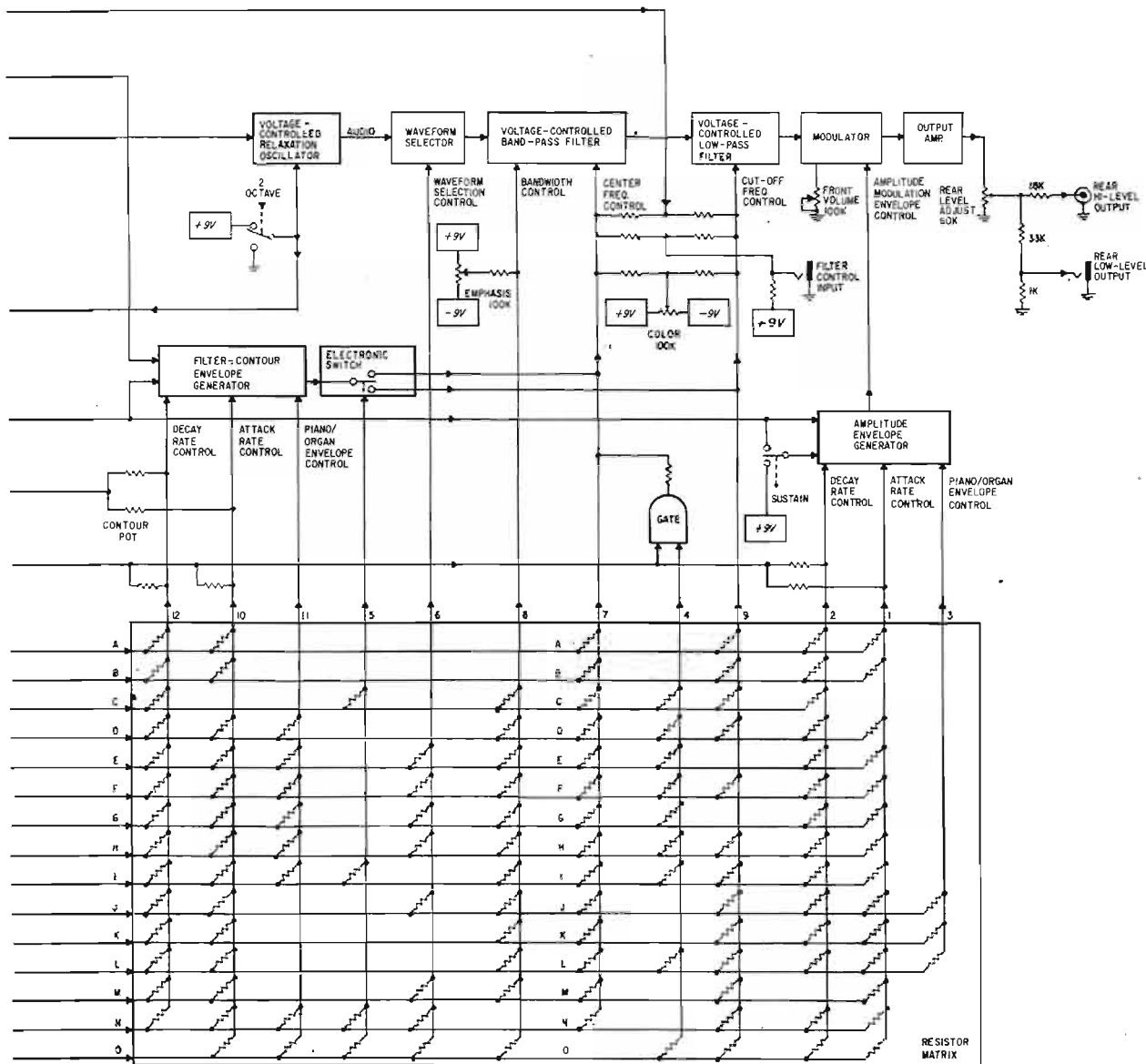
cateur conviendra. A noter toutefois, que le synthétiseur donne des effets spéciaux aussi bien vers les graves que vers les aigus, avec le minimum de distorsion. Comme haut-parleur un ensemble de modèle pour mettre en valeur les résultats obtenus à l'aide d'un synthétiseur.

### SCHEMA SIMPLIFIE

La figure 5 donne le diagramme fonctionnel du synthétiseur, avec les indications originales en anglais.

Ceux qui ont déjà lu les études concernant les synthétiseurs re-





trouveront dans ce diagramme, les circuits qui les caractérisent. On sait qu'ils sont établis avec des commandes par une tension : clavier à notes associé ou générateur **monodique**; polarisation déterminant le changement des valeurs d'une caractéristique, d'une manière fixe commandée manuellement ou d'une manière variable (périodique ou non) commandée par une autre partie de l'appareil; oscillateur de trémolo; sommateur.

Ensuite les parties essentielles suivantes : oscillateur commandé par une tension VCO; amplificateur VCA; filtres passe-bande et

passe-bas (VCF) modulateur, générateur d'enveloppes et quelques autres.

Remarquons aussi la matrice à résistances et les très nombreux commutateurs-combinateurs rotatifs ou rectilignes à glissières.

On trouvera aussi, l'alimentation régulée donnant deux tensions de 9 V, l'une positive et l'autre négative, donc  $\pm 9$  V avec masse au « milieu ».

Passons maintenant au mode de commande de cet appareil, qui, pour ses utilisateurs, présente le maximum d'intérêt, car il permettra de leur faire connaître les possibilités offertes par un synthé-

seur de qualité, dont la réalisation est approuvée par Moog.

### COMMANDE DE VOLUME

Le volume total se règle une fois pour toutes à l'aide d'un potentiomètre situé au dos du synthétiseur-satellite. Ce réglage se fait en fonction des gains et puissances des amplificateurs qui suivent le synthétiseur. Il y a aussi un deuxième bouton de volume (C figure 4) qui permet de faire varier le gain pendant l'exécution: Le « volume » apparaît aussi sur la figure 9.

### ACCORD

On le trouve en (D). Un potentiomètre permet l'accord général de l'instrument. Cet accord peut être modifié de 0,5 octave ce qui permettra de l'utiliser en association avec un instrument à accord fixe.

### COMMUTATEUR DE RESEAU

On l'indique en (M). Ce commutateur est associé à une lampe témoin qui s'allume dès que l'appareil est mis sous tension.

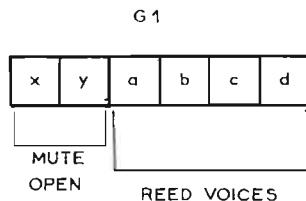


Fig. 6

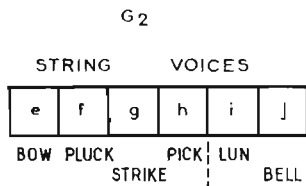


Fig. 7

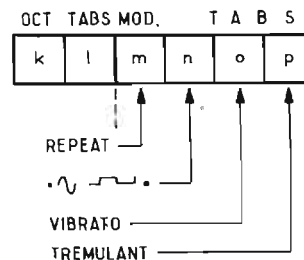


Fig. 8

## OCTAVE

En J (figure 4), on a représenté deux touches. Chacune, seule, fait descendre les notes d'une octave ou de deux octaves. Les deux à la fois donnent une descente de trois intervalles d'octaves.

La tonalité est modifiée d'une octave à l'autre, ce qui permet d'apprécier les effets spéciaux obtenus.

## SUSTAIN

Cet effet, fait durer le son de note après avoir abaissé la touche. Des nombreuses variations du sustain permettent d'obtenir l'imitation des instruments de musique (H, figure 4).

## REGISTRES DE TIMBRES « QUICQ-SET »

Les boutons sont en (G) figure 4.

Dès qu'une touche du clavier de notes est abaissée, le son musical apparaît. Le départ des recherches se fait, par exemple en mettant tous les potentiomètres à glissière à zéro sauf celui de volume.

L'action des registres cités plus loin, ajoute ou enlève des composantes des sons complexes. De nombreuses possibilités de formation de spectres sonores sont offertes aux utilisateurs.

En premier essai, il est intéressant d'entendre quelques notes avec les douze registres du Quicq-Set, placés sur le devant de l'appareil en G.

Chaque timbre correspondant à un poussoir, sera ensuite modifié en recherchant la position qui convient des curseurs (glissières) de potentiomètres (à gauche du

pupitre). A chaque combinaison de positions correspond un instrument donné.

## « MUTE BRAS »

A la figure 6, on a représenté les six touches du groupe G, situées à gauche.

Cette nomenclature anglaise se justifie par le fait que les inscriptions gravées ou peintes sur l'instrument sont dans cette langue.

Lorsque nous présenterons un appareil français, nous donnerons la nomenclature française.

Les boutons x sont les « Mute bras ». Cette voix est un effet wah-wah dans lequel on accentue d'abord le grave, donnant un effet identique au « ooo -wah -ooo ». Chaque fois que l'on appuie sur une touche du clavier, l'effet wah-wah se produit. Ces essais peuvent se faire sur toutes les octaves, dont six avec cet appareil.

## OPEN BRAS

On agit sur le bouton y, nommé « open » (ouvert). Celui-ci donne les sons de la trompette, du trombone, du tuba, en combinaison avec d'autres registres.

Les timbres s'adaptent automatiquement au son produit par l'abaissement d'une touche du clavier

## THIN REED

Le son fourni par cette « voix » ressemble beaucoup à celui du hautbois dans la plus haute octave. Dans les octaves les plus basses, cette voix imite le basson.

On obtient le « Thin reed » avec le bouton A (figure 6).

## HULLOW REED

Très appréciée sera cette voix (bouton B, figure 6) qui imite la

clarinette et la clarinette-basse. Ce son est excellent dans toutes les octaves, basses et hautes.

## PULL REED

Avec le bouton C (figure 6), on a une imitation des voix profondes telles que celles des orgues et du saxophone.

## BRIGH REED

Avec le bouton D (figure 6), on obtient une voix de saxophone. Les variantes diverses du saxophone sont obtenues avec divers autres réglages associés à celui-ci.

## BOW STRING

La simulation du violon est réalisée avec cette voix qui ressemble aussi à celle des divers instruments à cordes tels que alto, violoncelle et même quelques notes de la contrebasse.

On obtient le Bow String avec le bouton E (figure 7). Dans ce groupe « string voices » il y a quatre voix dont la première est le Bow String.

Avec les boutons suivants on a :

## PLUCK STRING

(Bouton F). Voix à toucher ferme avec sustain. On imite ainsi la guitare et la harpe.

## STRIKE STRINGS

(Bouton G). Dans les octaves aiguës, cette voix imite le piano électrique et dans les octaves les plus basses on obtient un son de guitare basse électrique.

## PICK STRING

Dans ce groupe, le bouton H (figure 7) donne le banjo ; dans les

octaves on a une imitation de la contrebasse.

## BELL ET LUNAR

Le Bell (cloche) s'obtient avec J (figure 7). Dans les basses on a le carillon. La Lunar (bouton I) est particulièrement caractéristique des synthétiseurs Moog-Thomas et produit de nombreux effets en association avec le sustain.

## MODULATION

Deux commandes de modulation peuvent être actionnées. Elles sont visibles sur la figure 4 en K. Celle de gauche règle la vitesse et celle de droite l'amplitude (rate, depth, respectivement).

Voici les diverses possibilités de la modulation : Rate est la vitesse de modulation. La période du signal modulant peut varier de 1 seconde jusqu'à 0,1 seconde (10 Hz) qui donne un son de bourdon. On associera ce réglage avec le Mute Bras, avec VIB, en position 10.

## VIBRATO

On déclenche le vibrato avec le bouton O (figure 8) du groupe J de la figure 4.

Le vibrato est une modulation de fréquence du signal obtenu en actionnant une touche du clavier. Divers effets sont obtenus en agissant sur les boutons Rate et Depth.

## DEPHT

Avec ce depth, on règle la profondeur de la modulation ce qui fait varier le son depuis un demi-ton jusqu'à un intervalle d'une octave. On peut associer le depth avec le tremulant comme indiqué ci-après.

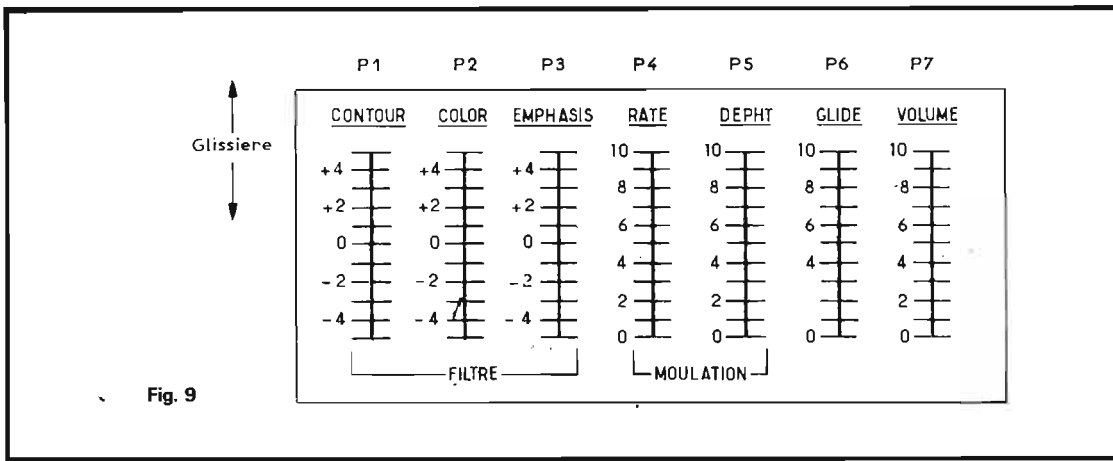


Fig. 9

### TREM (TREMOLO)

On agit par le bouton P (figure 8). Avec le « trémulant » on module les sons en amplitude.

### REPEAT

La répétition, chère aux compositeurs en mal d'imagination créatrice, s'obtient avec le bouton M (figure 8).

Le repeat n'a d'influence que sur les voix Quicq-Set (G figure 4)

ayant un changement de timbre encastéré.

La vitesse de répétition est réglée par la position du potentiomètre « rate ». On peut agir sur le Mute Bras, octaves 1 et 2 en position zéro.

### BOUTON N

Sur la figure 8, le bouton N donne un grand nombre d'effets. En position supérieure, le vibrato et le trémolo (trémulant) sont des signaux rectangulaires. Si la tou-

che N est en position inférieure, le signal modulant est sinusoïdal.

### FILTRES

Revenons au groupe L de la figure 4. Il y a trois glissières de commande des filtres.

On les retrouve d'une manière plus aisée sur la figure 9 qui représente les groupes des potentiomètres à glissières et mouvement rectiligne, désignés par P<sub>1</sub> à P<sub>7</sub>.

Ceux de filtre sont P<sub>1</sub>, P<sub>2</sub> et P<sub>3</sub> : contour, color, emphasis.

Le **contour** règle la vitesse du changement de timbre d'une voix ou d'une combinaison de voix. On imite : contrebasse, tuba et divers « gazouillements » bruyants.

**Color** : réglage d'équilibrage entre les harmoniques d'un signal. Il peut éliminer tous les harmoniques en ne laissant que le son fondamental.

**Emphasis** : il ajoute une résonance en position supérieure au son, et n'agit pas en position zéro.

Plus de 50 instruments connus peuvent être simulés avec des positions repréées, des commandes sans compter une infinité d'autres, tous les réglages étant continus.

F. JUSTER

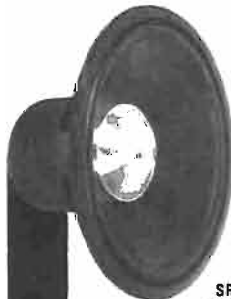
## UNE NOUVELLE GAMME EXCEPTIONNELLE A LA POINTE DE LA TECHNIQUE MONDIALE

Bicône ●●	31 SPCT	25 SPCM	25 SPCR	21 CPR3	21 CP3	21 CPG3 ●●	21 CPG3	21 CP	17 MSP	17 CPG3	17 CP	12 SPCG3	12 CP
DIAMÈTRE TOTAL mm	310	244	244	212	212	212	212	212	180	167	107	126	129
INDUCTION	12 000 gauss 190 000 MX	13 000 gauss 120 000 MX	15 000 gauss 85 000 MX	15 000 gauss 90 000 MX	12 000 gauss 45 000 MX	14 000 gauss 80 000 MX	14 000 gauss 60 000 MX	12 000 gauss	13 000 gauss 120 000 MX	14 000 gauss 60 000 MX	12 000 gauss	14 000 gauss 60 000 MX	12 000 gauss
BANDE PASSANTE Hz	18-1 500	20-12 000	20-10 000	40-18 000	30-5 000	40-18 000	40-17 000	40-18 000	45-18 000 300-6 000 ± 2 db	45-17 000	45-18 000	45-14 000 150-10 000 ± 2 db	50-18 000
FREQUENCE DE RÉSONNANCE Hz	18	22	22	40	35	40	35	35	45	42	40	45	50
PLUISSANCE mini/maxi	50/60	35/40	30/35	25/30	18/22	20/25	20/25	15/20	16/25 100 à + de 300 Hz	15/20	10/15	12/15 100 à + de 800 Hz	8/12
VOLUME CONSEILLÉ mini/maxi	60/80 dm <sup>3</sup>	35/60 dm <sup>3</sup>	35/60 dm <sup>3</sup>	25/40 dm <sup>3</sup>	25/40 dm <sup>3</sup>	25/40 dm <sup>3</sup>	25/40 dm <sup>3</sup>	25/40 dm <sup>3</sup>	10/30 dm <sup>3</sup>	13/30 dm <sup>3</sup>	13/25 dm <sup>3</sup>	5/15 dm <sup>3</sup>	5/15 dm <sup>3</sup>
IMPÉDANCE	8-18	4-8	4-8	6-18	8-18	4-8	4-8	4-8	4-8	4-8	4-8	4-8	4-8
PRIX	433 F	320 F	188 F	172 F	102 F	88 F	79 F	43 F	253 F	73 F	38 F	153 F	31 F

### H.P. PASSIFS

### TWEETERS

### FILTRES



SP 31  
154 F  
SP 25  
70 F  
P 21  
32 F  
P 17  
28 F

DIAMÈTRE TOTAL mm	BANDE PASSANTE Hz	FREQUENCE DE RÉSONNANCE Hz	POIDS g
310	18-120	15	0.72
244	20-120	18	0.60
212	40-120	25	0.22
167	45-120	35	0.10

6 TW 6  
18 F  
6 TW 8  
18 F  
21,50 F  
TW 95 E  
24 F  
TW 12 E  
42 F  
TWM  
111 F

DIMENSIONS	INDUCTION	BANDE PASSANTE Hz	PLUISSANCE mini/maxi
85 x 65	10 000 gauss	4 000-20 000	15/20 à + de 5 000 Hz
65 x 85	12 000 gauss 32 000 MX	4 000-20 000	20/25 à + de 5 000 Hz
82,5 x 82,5	12 000 gauss 35 000 MX	1 500-22 000	30/35 à + de 3 000 Hz
82,5 x 82,5	13 000 gauss 45 000 MX	1 500-22 000	40/45 à + de 3 000 Hz
Dième 110	12 000 gauss 35 000 MX	1 500-25 000	45/60 à + de 6 000 Hz

FREQUENCE DE COUPE	AFFAIBLISSEMENT	IMPÉDANCE CARACTÉRISTIQUE	RÉSISTANCE BOBINE	RÉGLAGE MÉDIUM	CONDENSATEUR	PLUISSANCE ADMISSIBLE	SAIS DISTRIB
F 40 800/6 000	12 db/Octave	8	0,5		Nico polarisé	40 W	
F 60 250/8 000	12 db/Octave	8	0,3	22 variables	Papier métallisé	80 W	
PRIX				F 40 3 voies 176 F		F 60 3 voies 378 F	

# SIARE

CATALOGUE DÉTAILLÉ SUR DEMANDE 21 SCHÉMAS KITS

TOÛT LE MATÉRIEL **SIARE** EST EN VENTE AU

STEREO CLUB **CIBOT**

136, Boulevard **DIDEROT** 75012 PARIS  
Métro : REUILLY-DIDEROT - Tél. : 346-63-76

PRAUVI



# LE TUNER - AMPLIFICATEUR



## yamaha CR 510 LS

**Y**AMAHA est la marque sous laquelle une très grande firme du Japon, la Nippon Gaki diffuse les différents matériels fabriqués dans ses usines. En ce qui concerne l'activité qui nous concerne dans ces lignes, la gamme Yamaha comprend les amplificateurs CA 400, CA 600, 800 et 1000, les tuners CT 600, CT 800 et CT 1000. Parmi les tuners-amplificateurs de ce constructeur — CR 400, 600 et 800, CR 510 LS — nous avons choisi d'étudier un modèle doté de toutes les gammes d'ondes, critère tout particulièrement intéressant pour les pays d'Europe, si l'on reçoit la gamme G.O.

Parmi les caractéristiques essentielles du CR 510 Yamaha, citons :

1. — La tête VHF est dotée de transistors FET ; ces semi-conducteurs assurent une meilleure protection à l'intermodulateur que les transistors bipolaires. Leur niveau de bruit plus faible, ainsi qu'un gain plus important, améliorent dans de larges proportions le rapport signal sur bruit.

2. — Des circuits intégrés sont

utilisés dans les circuits préamplificateurs de cellule magnétique. Cette disposition permet une simplification du schéma, tout en le rendant très efficace.

3. — Le décodage est également assuré par un circuit intégré, spécialement étudié pour cet usage.

4. — Un indicateur d'accord largement dimensionné, avec système d'éclairage incorporé.

5. — Un cadran bien dessiné, permettant un repérage précis des stations, aussi bien en AM qu'en FM. L'échelle des stations est linéaire en FM.

Nous verrons dans l'analyse du schéma que ces circuits contribuent en effet à l'obtention des très bonnes performances, que nous allons examiner.

### LES SPÉCIFICATIONS TECHNIQUES

#### A. — Section FM

Impédance d'antenne : 75  $\Omega$  asymétrique, permettant une descente coaxiale ou 300  $\Omega$  avec une descente symétrique en twin-lead.

Sensibilité utile : 2 micro-volts, selon les normes IHF.

Rapport signal-bruit : 70 dB, lors de la réception d'un programme FM dans des conditions normales de réception.

Rapport de capture : 1,5 dB selon IHF.

Réponse en fréquence : 20 Hz à 15 kHz.

Sélectivité des canaux : 70 dB.

Réjection image : 80 dB.

Suppression de la modulation d'amplitude parasite : 55 dB.

Séparation des canaux en stéréophonie : 40 dB.

Taux de distorsion harmonique : la mesure est faite dans les conditions suivantes : porteur HF modulée en fréquence à 100 %, avec une fréquence BF de modulation. Dans de telles conditions, la distorsion harmonique est de 0,5 % en stéréophonie, et de 0,3 % en monophonie.

Gamme reçue : elle est aux normes internationales et s'étend de 87,5 à 108 MHz. Signalons en passant que certains récepteurs, de condition européenne, ont une gamme FM de 87,5 MHz à 104 MHz.

#### B. — Section AM

Gammes couvertes :

Grandes ondes : 145 à 285 kHz

Petites ondes : 535 à 1605 kHz

Ondes courtes 1 : 3,95 à 10,5 MHz

Ondes courtes 2 : 9,5 à 25,5 MHz

A l'arrière de l'appareil, nous trouvons une antenne ferrite orientable.

#### C. — Section amplificateur

Puissance de sortie : selon les normes IHF : 76 W sur 4  $\Omega$ , 52 W sur 8  $\Omega$ .

Lorsque l'on excite une seule voie, la puissance efficace mesurée est de 28 W sur 4  $\Omega$  et 22 W sur 8  $\Omega$ .

Lorsque les deux voies sont excitées simultanément, la puissance efficace est de 22 W sur 4  $\Omega$  et de 19 W sur 8  $\Omega$ .

Distorsion harmonique : elle est de 0,5 % à la puissance nominale, ceci dans toute la bande de fréquence acoustique.

A — 3 dB, la distorsion harmonique tombe à 0,05 %.

Distorsion d'intermodulation : elle est de 0,5 % à — 3 dB, de la puissance nominale.

Réponse en fréquence : 10 Hz à 50 kHz à  $\pm 2$  dB.

Sensibilité des entrées :

Phono : 3 mV

Micro : 4 mV

Auxiliaire : 200 V

Magnétophone : 200 mV

Impédances des entrées :

Phono : 3 mV

Micro : 4 mV

Auxiliaire : 200 mV

Magnétophone : 50 k $\Omega$

Rapport signal/bruit :

Phono : 65 dB

Micro : 60 dB

Auxiliaire : 80 dB

Magnétophone : 80 dB

Tension de sortie à la sortie magnétophone : 200 mV

L'amplificateur de puissance et les étages préamplificateurs sont dissociables, grâce à un contacteur placé sur le panneau arrière de l'appareil. Sur une prise DIN à l'arrière, on peut recueillir la modulation BF, sortant des étages préamplificateurs, ceci avec une amplitude de 775 mV, soit 0 dB sur 600  $\Omega$ , selon les normes professionnelles. Il devient évident que pour moduler à fond l'étage de sortie, 775 mV s'avèrent alors nécessaires.

Efficacité des correcteurs de tonalité :

$\pm 10$  dB à 70 Hz

$\pm 10$  dB à 10 kHz

Efficacité du Loudness :

+ 8 dB à 70 Hz

+ 4 dB à 10 kHz

Facteur d'amortissement à 8  $\Omega$  : 40.

Impédance d'utilisation : 4 à 16  $\Omega$ .

Tension secteur commutable sur : 110 - 130 - 220 240 V - 50/60 Hz.

Dimensions du coffret : 420 x 300 x 140 mm.

Poids de l'appareil : 9,7 kg.

Comme nous le verrons à l'examen du schéma, l'appareil CR 510 Yamaha ne comprend pas moins de 48 transistors, 3 FET, 4 circuits intégrés, 17 diodes et 2 zeners.

## PRÉSENTATION DU CR 510

Sur le panneau avant, nous distinguons les commandes suivantes, mises à la portée de l'utilisateur :

1. — Indicateur d'accord. Cet instrument révèle l'intensité du signal capté, aussi bien sur les bandes AM qu'en FM. L'accord précis pour toute émission est donné par

la déviation maximum de l'aiguille du galvanomètre.

2. — L'interrupteur POWER permet la mise sous-tension et la coupure du secteur.

3. — La prise de casque.

4. — L'entrée microphone.

5. — Deux touches permettent le fonctionnement de deux paires d'enceintes, soit simultanément soit séparément. La dépression de ces deux touches met hors service les HP pendant l'écoute au casque.

6. — Réglage de balance.

7. — Réglage de volume.

8/9. — Réglages de tonalité graves et aiguës.

10. — Une série de 8 touches permet la sélection des différentes gammes d'ondes, ou des entrées phono, magnétophone et auxiliaire.

11. — Trois commutateurs à clé permettent :

— la mise en service du circuit de silence FM

— la commutation mono/stéréo

— la mise en circuit du Loudness.

Il faut remarquer que la touche TAPE est un commutateur de monitoring, permettant avec un magnétophone à trois têtes de comparer la qualité des modulations avant et après enregistrement.

12. — La commande d'accord. Ce bouton actionné manuellement sélectionne le signal de la station AM ou FM désirée.

Sur le panneau arrière, nous trouvons :

1. l'antenne ferrite orientable.

2. la prise antenne FM 300  $\Omega$  symétrique pour descente en câble twin-lead.

3. la prise antenne FM 75  $\Omega$  asymétrique, pour descente en câble coaxial du type TV à faible perte, dans le cas de grandes longueurs.

4. Les trois prises DIN Phono, Magnétophone et Auxiliaire.

5. La prise DIN permettant la liaison extérieure préampli-amplificateur de puissance.

6. Un contacteur au-dessus de cette prise assure cette liaison.

7. Quatre prises HP aux normes DIN deux broches permettent le branchement de deux paires d'enceintes.

8. Le fusible secteur.

Il faut remarquer à l'examen de ce panneau arrière que Yamaha a adapté le CR 510 aux normes européennes, ce qui ne manquera pas de satisfaire bon nombre d'utilisateurs.

## ÉTUDE DU SCHÉMA

### A. La partie FM

Le schéma qui nous a été fourni par HI-FA, l'importateur de cette marque, fait partie d'une notice technique de service particulièrement bien faite. Nous notons au passage, à l'examen de cette notice que Yamaha commence par conseiller les appareils de mesure à utiliser, puis vient toute la procédure de réglage de la partie BF, puis l'alignement point par point, des parties HF et FI, en AM/FM. Malheureusement, et c'est là une lacune de cette notice, nous n'avons pas trouvé trace du schéma de la tête VHF, comportant un transistor à effet de champ.

Un câble coaxial assure la liaison entre la sortie FI de la tête et l'entrée du module FI où nous trouvons deux filtres céramiques CF-10M (CF201 et CF202) destinés à modeler la courbe amplitude-fréquence à 10,7 MHz. Deux diodes montées tête-bêche, écartent tout signal parasite ou d'amplitude trop élevée. Trois transistors TR201 - TR202 et TR203 assurent l'amplification du signal FI. Recueilli dans l'émetteur de TR203, sous une impédance très faible, un filtre céramique CF203 identique aux deux précédents assure la liaison entre TR203 et le circuit intégré IC201 - LA1111, amplificateur-limiteur d'amplitude, rôle beaucoup mieux rempli qu'avec des transistors bipolaires.

A la sortie de ce circuit intégré IC201, se trouve le très classique détecteur de rapport constitué de T201. Deux diodes appairées, montées dans le boîtier du détecteur, permettent une parfaite courbe en « S » très symétrique. L'enroulement tertiaire du transformateur de T201, permet de prélever le signal BF et de l'injecter dans l'entrée du décodeur.

Le circuit de silence et d'accord est constitué de TR204 et TR205, montés en amplificateur FI à bande étroite grâce à un nouveau filtre, céramique CF204. Le signal est détecté par D207 et la tension continue, amplifiée par TR206 - TR207 bloque ou débloque TR301, assurant ou non le fonctionnement du décodeur : c'est le circuit de muting. La résistance R220 (10 k $\Omega$ ) assure la liaison de la tension continue, de détection, actionnant le galvanomètre indicateur d'accord (« tuning meter » sur le schéma).

Le décodeur stéréophonique est constitué d'un circuit intégré IC301 - LA3311 et des circuits RC associés. Deux circuits T301 et T302, constituent les circuits LC accordés respectivement sur 19 et 38 kHz.

Des inductances L301 et L302, de 4,7 mH, combinées avec les circuits RC en sortie du décodeur, éliminent toute trace de fréquence pilote à 19 et 38 kHz.

### B. La partie AM

L'antenne ferrite incorporée au tuner ampli CR510 assure une réception satisfaisante de tous les émetteurs AM dans les bandes Petites et Grandes Ondes. Dans la région parisienne, les émetteurs périphériques RTL et Europe 1 sont captés dans de très bonnes conditions même au rez-de-chaussée d'un immeuble en béton armé. Dans certaines conditions de réception en PO une antenne extérieure est indispensable tout comme sur les deux gammes OC-SW<sub>1</sub> et SW<sub>2</sub>.

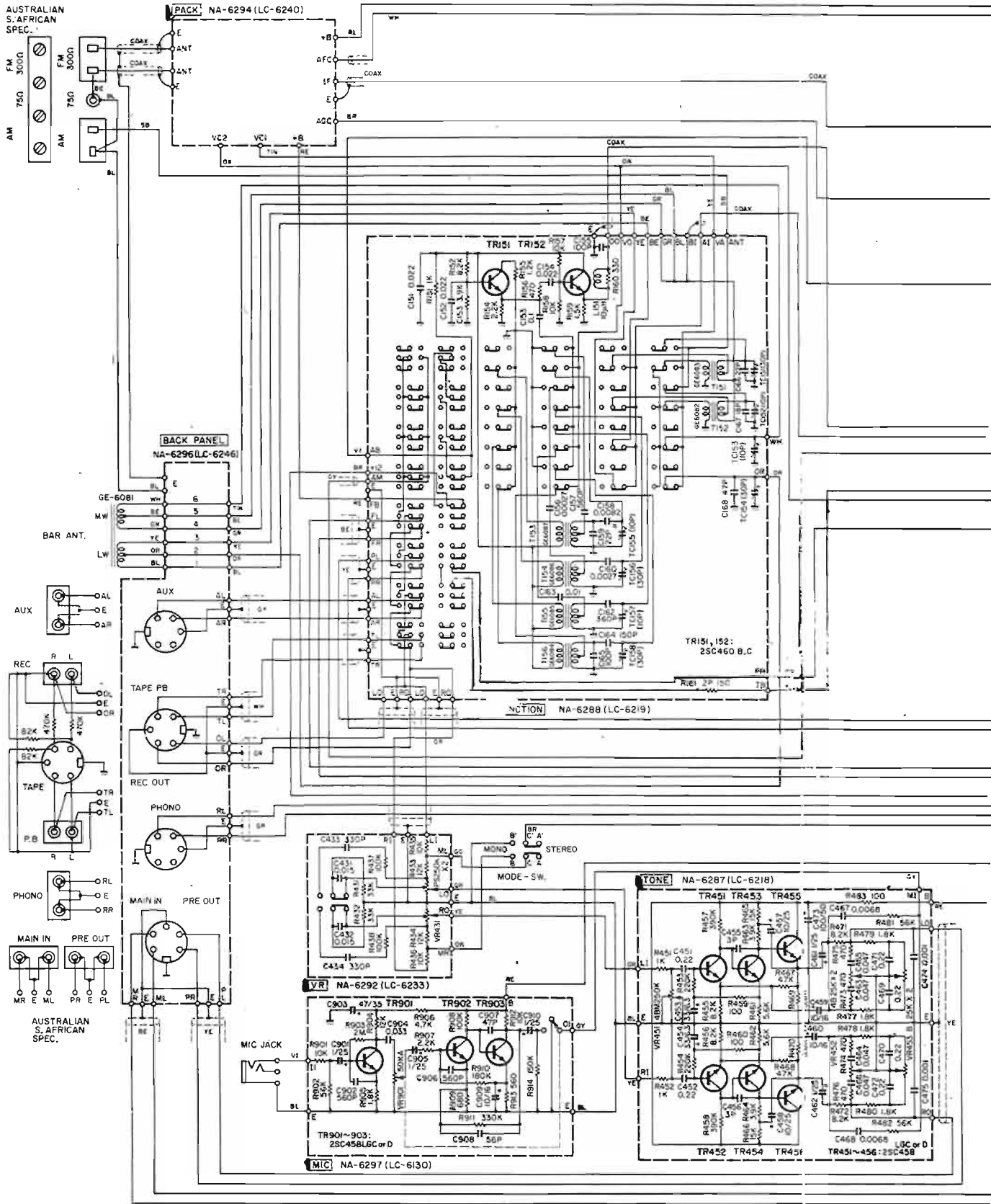
L'amplification H.F. et le changement de fréquence sont assurés par TR151 et TR152. Le schéma met parfaitement en valeur les commutations des différents bobinages accordés sur les gammes à recevoir.

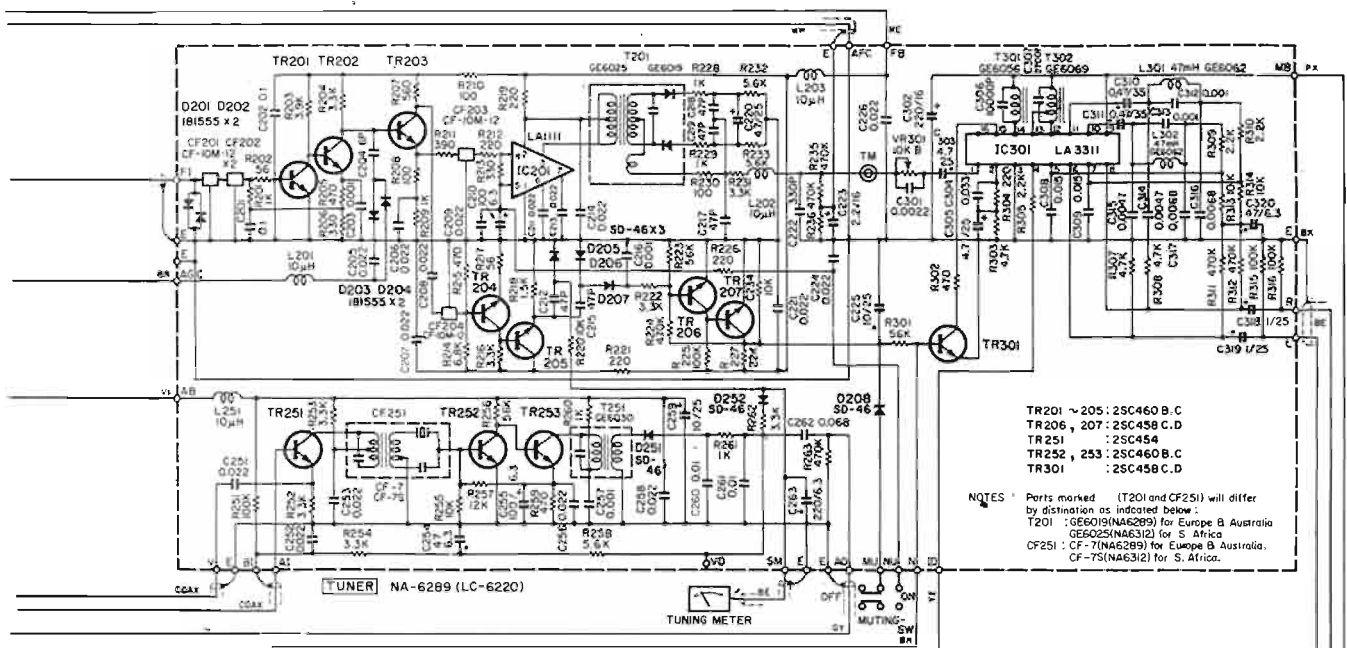
Les signaux FI à 455 kHz sont amplifiés par TR251 et TR252. Entre ces deux transistors il faut remarquer la présence d'un filtre à quartz associé à CF251. Amplifié par R253, les signaux FI recueillis par T251 sont détectés par D251 et la modulation BF est dirigée sur le commutateur de fonctions. La diode D252 et R262 permettent à la composante continue de détection AM d'actionner le galvanomètre indicateur d'accord. La résistance R261 - C260 - C261 constitue le filtre de détection AM éliminant ainsi les signaux HF résiduels à 455 kHz.

### C. La partie basse fréquence

1) Le préamplificateur d'entrée phono : Sur chaque voie, il est constitué d'un circuit intégré IC401/LD3130, ce qui simplifie le montage. La correction RIAA est assurée par un réseau de contre-réaction constitué de R407 - R409 - C409 - C411.

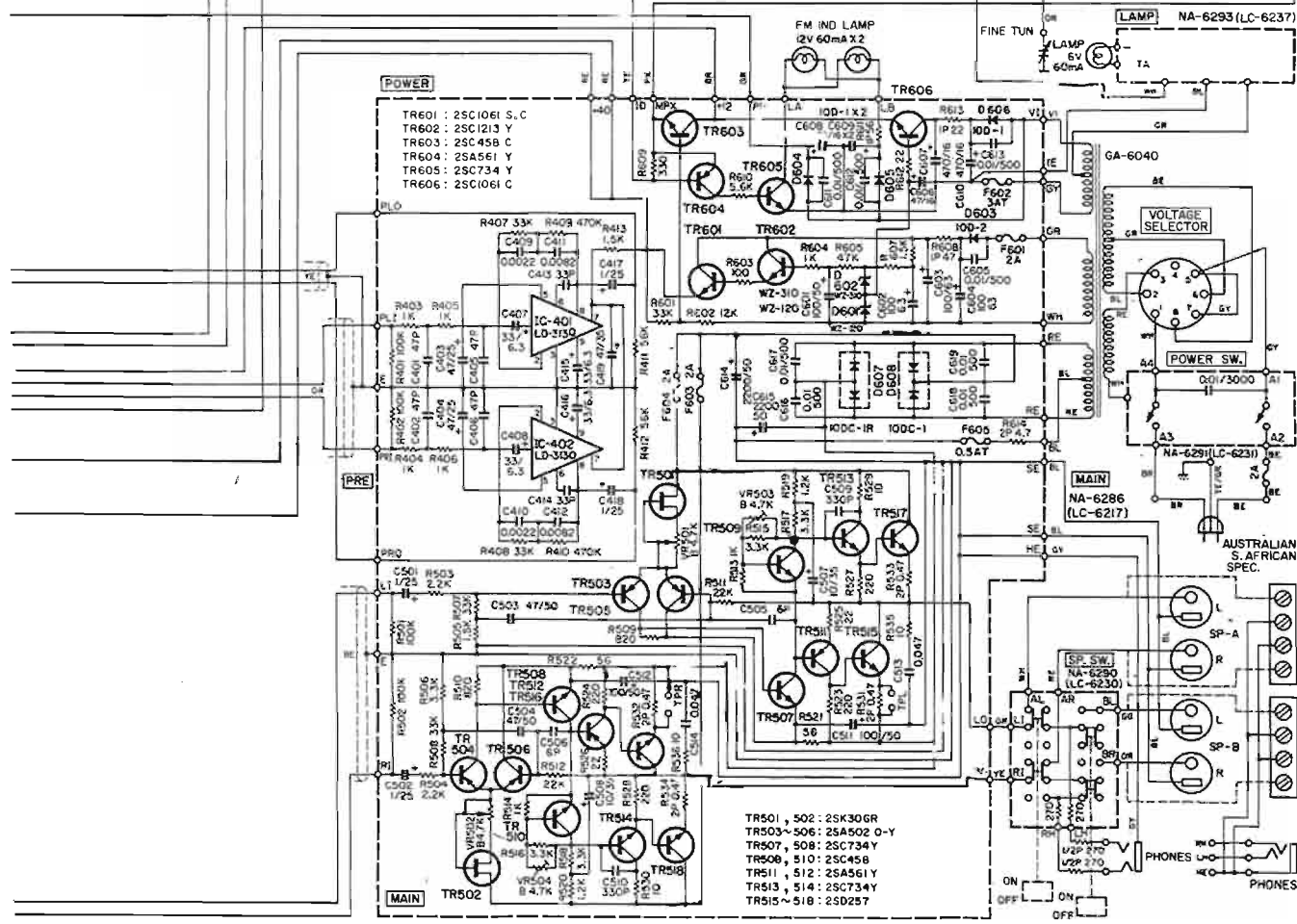
A l'entrée du circuit intégré une cellule en  $\pi$  élimine toute trace de HF (1 k $\Omega$  47 pF) pouvant entraîner une détection parasite d'un signal radio. Il arrive ainsi avec certains appareils, qu'en région parisienne une station OC de langue espagnole soit parfois en-



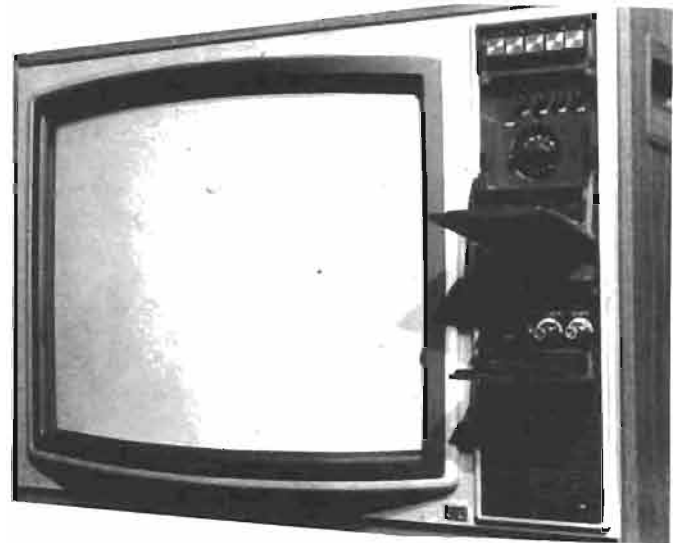


- TR201 ~ 205 : 2SC460 B.C
- TR206, 207 : 2SC458 C.D
- TR251 : 2SC454
- TR252, 253 : 2SC460 B.C
- TR301 : 2SC458 C.D

NOTES : Parts marked (T201 and CF251) will differ by destination as indicated below:  
 T201 : GE6019(A6289) for Europe & Australia  
 GE6025(A6312) for S. Africa  
 CF251 : CF-75(A6289) for Europe & Australia.  
 CF-75(A6312) for S. Africa.



# le nouveau téléviseur couleur SONY KV 1810



**A**NNONCE depuis au moins deux ans ce téléviseur couleur Sony à tube trinitron de 44 cm doit enfin être mis en vente en France dans sa version Secam début décembre sous le numéro de référence KV 1810 DF.

Ce nouveau téléviseur dont les dimensions sont : longueur, 591 mm ; hauteur 412 mm ; profondeur, 510 mm pour un poids de 30 kg environ, est présenté avec sa façade asymétrique toutes les commandes étant situées sur la droite.

Quatre commandes sont suffisantes pour le téléspectateur : la sélection de chaînes qui prévoit cinq programmes - la mise en fonctionnement et l'extinction qui sont obtenues par un interrupteur à poussoir - le réglage du volume qui utilise un potentiomètre à déplacement linéaire, de même que le réglage du contraste.

Le haut-parleur est situé sur l'avant de même qu'une prise écouteur. Sous des caches situés également sur la face avant sont situés les réglages fins de sélection des différents canaux et les réglages de teinte et de couleur qui sont faits une fois pour toutes à la mise en place du téléviseur.

Ce téléviseur est équipé d'un tube système trinitron de 90° de déviation.

## LE TUBE TRINITRON

Bien que nos lecteurs ont en maintes fois l'occasion, les années passées, de lire des articles consa-

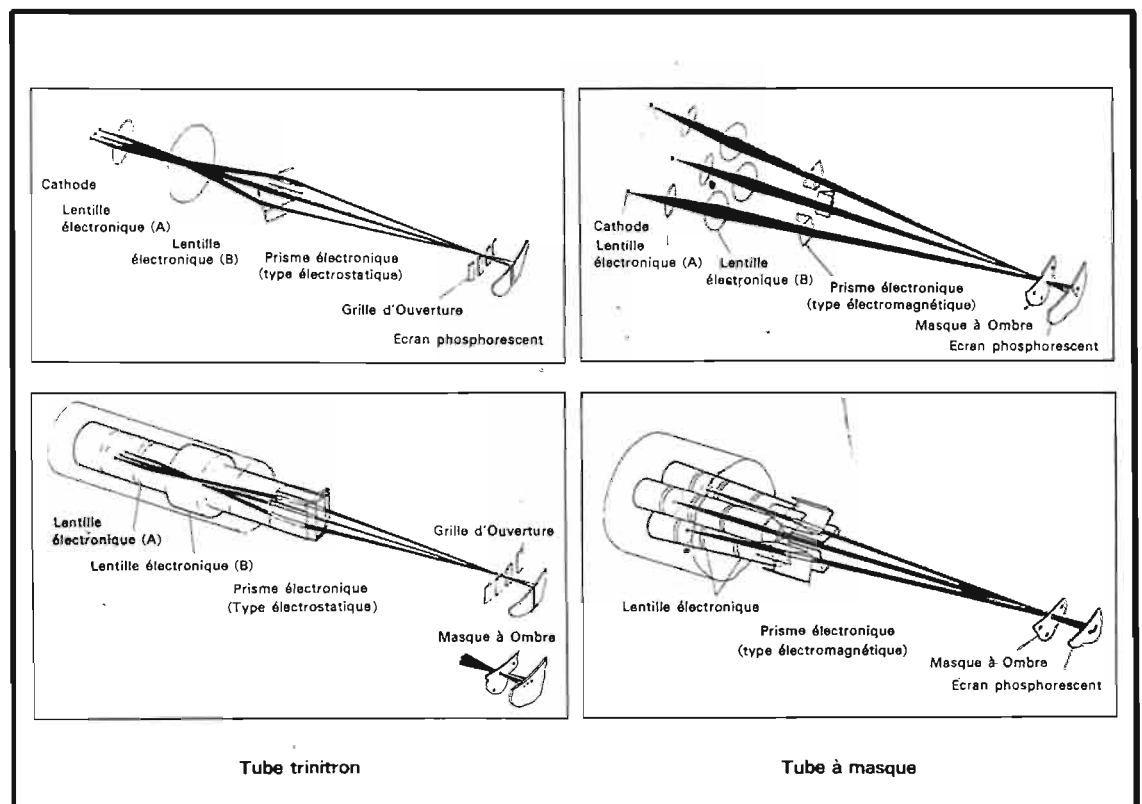
crés aux tubes images des téléviseurs couleur et plus particulièrement au tube trinitron ; la sortie de cet appareil nous semble opportune pour en rappeler brièvement le principe et ce qui le différencie du tube à masque classique.

Le tube trinitron ne comporte qu'un canon avec les trois cathodes (rouge, vert, bleu) situées sur un même plan horizontal ce qui ne nécessite qu'un système ne comportant que deux lentilles électroniques de grand diamètre

alors que le tube à masque ordinaire avec ses trois canons et ses trois cathodes situées aux sommets d'un triangle équilatéral nécessite deux fois trois lentilles électroniques.

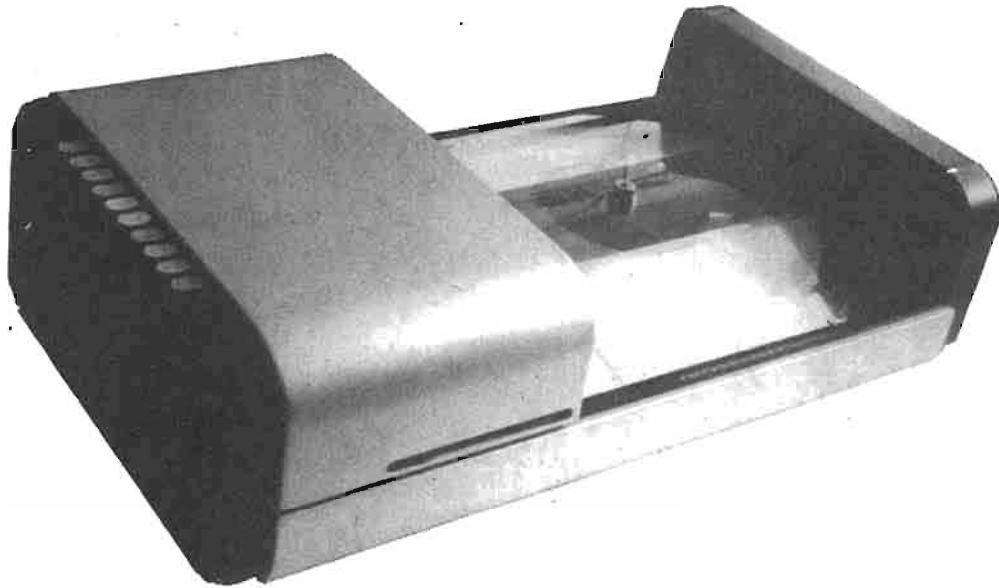
Le masque du tube trinitron est en fait une grille dont les bandes métalliques sont disposées verticalement de même que les bandes phosphorescentes situées sur l'écran alors que le tube classique nécessite un masque à trous et qu'à chaque trou correspond un triplet de luminophores.

De par sa conception le tube trinitron permet une simplification des réglages de convergence, la position verticale de la grille le rend pratiquement insensible au champ magnétique terrestre. Les bandes phosphorescentes qui remplacent les triplets du tube à masque lui permettent une plus grande luminosité et en particulier une moindre atténuation des couleurs en ambiance fortement éclairée.





# LE VIDEODISQUE



## THOMSON

**L**A gamme des appareils audiovisuels présents sur le marché s'est enrichie d'un matériel présenté à l'occasion du VIDCOM de Cannes 1974 par Thomson.

Il s'agit d'un vidéodisque comportant les informations vidéo, un

son mono, une voie stéréo, compatible avec les standards SECAM-PAL directement.

Le système de lecture optique est un laser, comme sur le VLP Philips mais ici la lecture est assurée à travers le disque transparent, qui comporte des informa-

tions gravées sous forme de creux disposés en spirale (fig. 1).

Le disque souple transparent est particulièrement bien adapté pour la duplication, sa réalisation est effectuée dans des feuilles plastiques d'épaisseur 0,15 mm dont la partie supérieure est gra-

vée de creux de largeur constante de  $0,8 \mu$  et de longueur et de position variables comprises entre 1 et  $2 \mu$ . Chaque tour de spirale contient une image TV au standard 625 lignes.

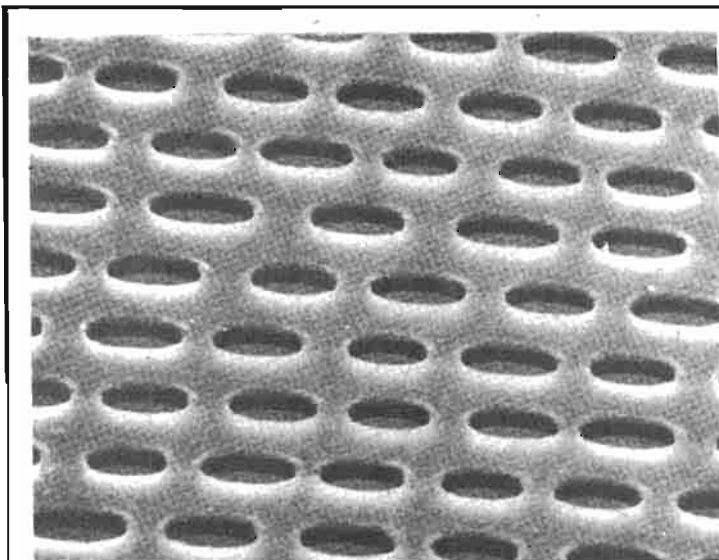


Fig. 1

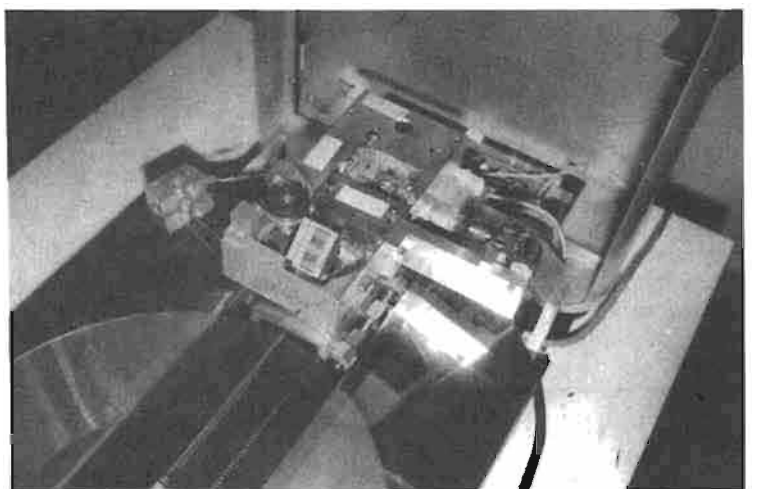


Photo - La vis sans fin entraîne le disque pour le faire défilé dans le bloc optique. La poulie et les renvois contrôlent l'asservissement du miroir, le temps de réponse total de cet asservissement est  $\approx 64 \mu s$ .

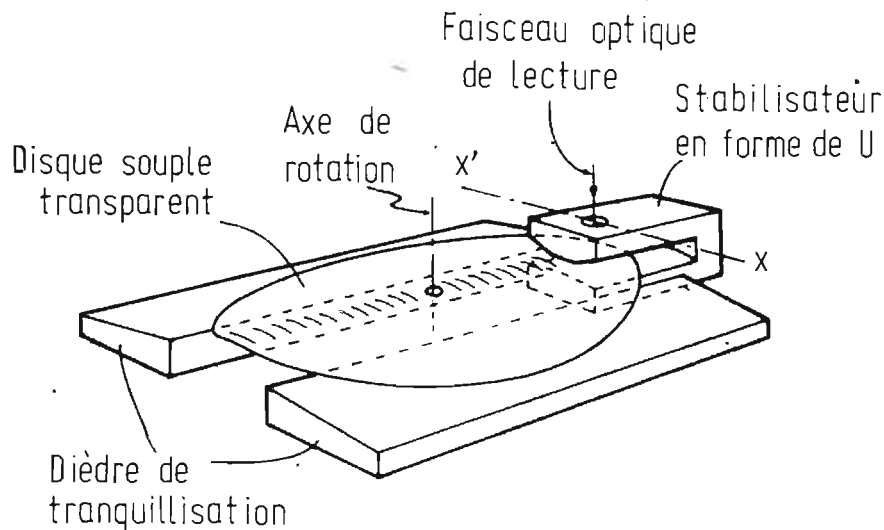


Fig. 2

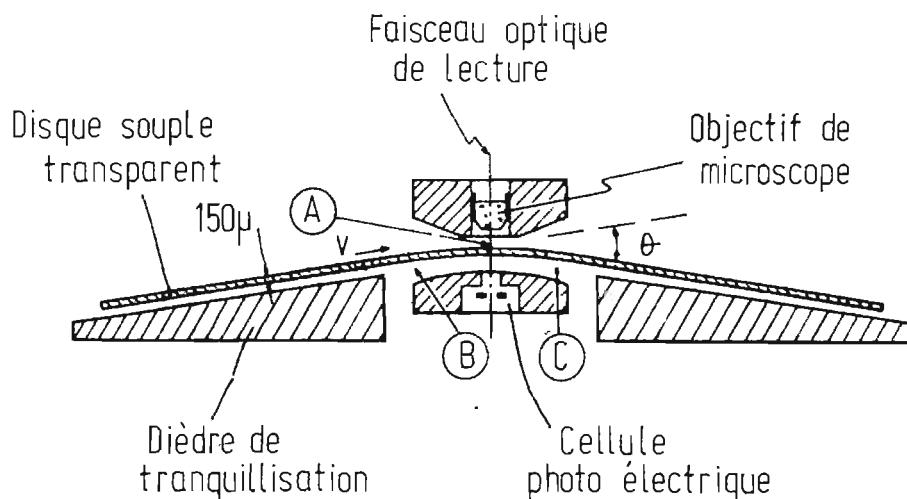


Fig. 3

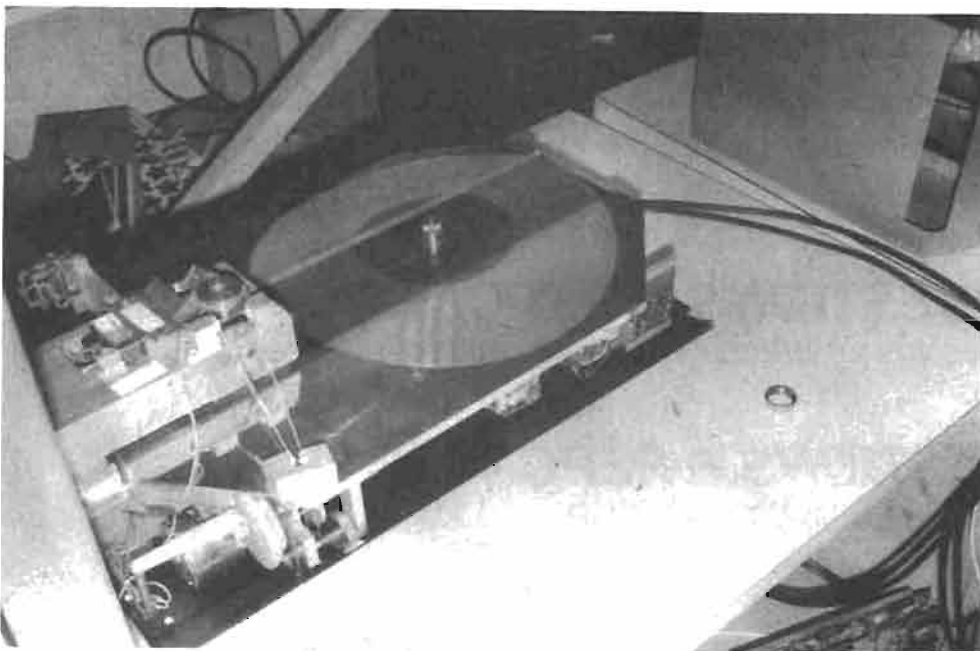


Photo 3 - Appareil ouvert, on distingue nettement la position en toit du disque, avant qu'il ne pénètre dans le bloc de lecture en V horizontal situé à gauche.

La gravure atteint une profondeur de  $0,3\mu$  ; la durée du programme enregistré est de 20 à 30 mn, et comporte de 30 à 45 000 images.

L'exploitation est prévue en marche avant, marche arrière, et arrêt sur image, avec défilement rapide avant et arrière pour recherche d'une séquence; comme sur un magnétophone.

Le disque tourne à une vitesse de 1 500 t/mn, sur un coussin d'air généré par son mouvement de rotation, qui le stabilise en position vis-à-vis du lecteur optique à un déplacement inférieur à  $2\mu$ .

Il s'agit là d'une réalisation mécanique excellente, bien plus difficile à obtenir que celle d'un dispositif électronique très performant.

Le disque se déplace dans un U horizontal qui comporte la tête de lecture optique (fig. 2), entraîné par une vis sans fin dont la vitesse est asservie, son mouvement de rotation lui fait prendre une forme en toit (fig. 3) qui génère sa stabilisation en position par rapport au lecteur.

Le dispositif de lecture comporte un objectif de microscope avec un système de déflexion du faisceau muni d'un miroir vibrant asservi disposé entre le laser et le bloc optique. Les photodétecteurs disposés sous le disque recueillent les signaux vidéo et son, et le signal d'erreur est élaboré directement à partir de ceux-ci pour agir sur le miroir.

La large bande passante du système, de 8 à 9 MHz, rend possible l'emploi de divers systèmes de codage ; pour chaque système les signaux de luminance, chrominance, son stéréo et son modulé en FM.

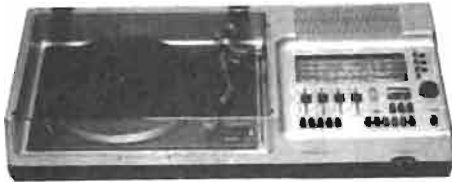
Comme nous l'avons signalé dans notre précédent numéro, Thomson et Philips étudient la comptabilité de leurs appareils, en vue d'obtenir une percée commerciale accrue. Mais il ne semble pas que celle-ci puisse intervenir avant plusieurs années, et ces systèmes se heurtent d'une part aux videocassettes et au disque magnétique MDR, ce dernier devant être commercialisé en 1975.

Il semble donc qu'une normalisation des divers procédés soit nécessaire si les constructeurs désirent un débouché commercial certain.

J.B.

# NOUVEAUTÉS

## CHAÎNE COMPACTE HI-FI STÉRÉO CS400 TELETON



**Partie Tuner :** 4 gammes d'ondes : FM - PO - GO - OC. Sensibilité FM :  $2 \mu\text{V}$  à 30 dB. Séparation des canaux :  $< 30$  dB. Rapport signal/bruit : 60 dB. Décodeur stéréo automatique. 3 stations préréglables en FM. Double indicateur d'accord.

**Partie amplificateur :** Puissance :  $2 \times 23$  W sur  $8 \Omega$ . Distorsions :  $< 0,8 \%$  à  $2 \times 23$  W. Bande passante : 20 à 30 000 Hz. Entrées : phono :  $2,5 \text{ mV}/47 \text{ k}\Omega$ . Magnéto 1 :  $250 \text{ mV}/47 \text{ k}\Omega$ . Magnéto 2 :  $45 \text{ mV}/22 \text{ k}\Omega$ . Sorties :  $4 \times 8 \Omega$  pour enceintes. Deux prises casques :  $8 \Omega$ .

**Platine tourne-disques :** Plateau de 300 mm pesant 750 g. Moteur synchrone 4 pôles, entraîné par courroie. 2 vitesses : 33 et 45 tours.

Rumble et fluctuations :  $< 0,15 \%$ . Alimentation : 110/220 V. Dimensions : 780 x 155 x 366 mm. Poids : 14 kg.

## TUNER TELETON T300 ET AMPLIFICATEUR A300

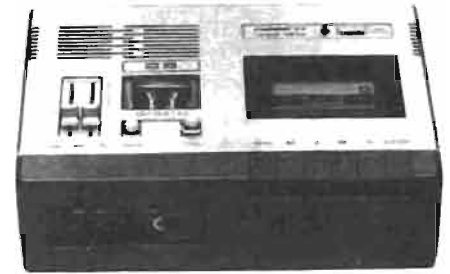


**Le Tuner T300 :** 3 gammes d'ondes : FM - PO - GO. Sensibilité FM : mono :  $1,8 \mu\text{V}$ . Stéréo :  $5 \mu\text{V}$ . Sensibilité AM :  $250 \mu\text{V}$ . Dimensions : 422 x 230 x 98 mm. Poids : 3,5 kg. Alimentation : 110/220 V. Consommation : 30 W.

**L'amplificateur A300 :** Puissance :  $2 \times 12$  W. Bande passante : 20 à 30 000 Hz. Entrées : phono  $1-3 \text{ mV}/47 \text{ k}\Omega$ . Phono 2 :  $150 \text{ mV}/470 \text{ k}\Omega$ . Aux. :  $200 \text{ mV}/100 \text{ k}\Omega$ . Magnéto :  $250 \text{ mV}/100 \text{ k}\Omega$ . Sorties : magnéto :

$50 \text{ mV}/47 \text{ k}\Omega$ . 4 sorties pour H.P.  $8 \Omega$ . Alimentation : 118/220 V, 50/60 Hz. Consommation max. : 80 W. Dimensions : 422 x 98 x 230 mm. Poids : 4 kg.

## LE MAGNÉTOPHONE À CASSETTES STÉRÉO TELETON CD50



Magnétophone à cassettes « compact » 4 pistes. Vitesse de défilement : 4,75 cm/s. Bande de fréquence : 40 à 12 500 Hz avec bande au  $\text{CrO}_2$ . Entrées : microphone : 1 mV. Ligne :  $50 \text{ mV}/47 \text{ k}\Omega$ . Sortie :  $750 \text{ mV}/15 \text{ k}\Omega$ . Alimentation : 110/220 V, 50/60 Hz. Consommation : 65 W. Dimensions : 320 x 243 x 112 mm. Poids : 3,5 kg.

# BIBLIOGRAPHIES

**Dépannage, mise au point, amélioration des téléviseurs noir et blanc et téléviseurs couleur par R.A. Raffin (6<sup>e</sup> édition).**

**L**A construction des téléviseurs s'oriente de plus en plus vers l'appareil couleur à circuits intégrés. Mais, pour des raisons financières évidentes, la majorité des récepteurs en service sont encore pour certains entièrement à tubes et pour d'autres mixtes tubes et semi-conducteurs.

L'ouvrage de M. Raffin, auteur bien connu, est un document de base irremplaçable pour les dépanneurs professionnels ou occasionnels de ces téléviseurs. Il est évident, toutefois, que ce livre s'adresse à des techniciens ou des amateurs ayant déjà de solides

notions théoriques et pratiques des circuits.

Le but pratique poursuivi par M. Raffin n'empêche pas celui-ci d'esquisser au passage les plus récents perfectionnements.

Plus de la moitié de l'ouvrage est consacré à l'étude des dépannages, réglages et améliorations des parties communes des téléviseurs : son, balayage, distorsions, etc.

L'étude des pannes spécifiques aux téléviseurs couleur (procédé SECAM) occupe 181 pages. Le lecteur a son attention attirée sur les difficultés inhérentes à la 3<sup>e</sup> chaîne. Bref ce bréviaire du dépanneur rendra de plus grands services au technicien comme à l'amateur.

566 pages - 321 figures - diffusé par l'Agence Parisienne de Distribution, 43, rue de Dunkerque - 75010 Paris.

## INFORMATIQUE par Daniel-Jean DAVID

**C**E livre, dérivé des cours d'initiation à l'informatique des Ecoles Normales Supérieures, constitue une synthèse d'une extrême clarté.

L'ordinateur a révolutionné la vie moderne en permettant :

1) de résoudre en quelques minutes ou quelques heures des problèmes scientifiques ou techniques que l'homme aurait mis des siècles à résoudre dans la meilleure des hypothèses,

2) de connaître immédiatement l'état des stocks, la comptabilité, les réponses à des questions statistiques etc.

Cette merveilleuse maîtrise et son utilisation restent mystérieuses aux yeux du public et le livre

de M. David vient à point pour démystifier la question.

Le chapitre I (de 16 pages) fait un tour rapide du problème : définition des termes, souvent anglosaxons, traitement, langages, système d'exploitation, etc.

Le chapitre II fait un tour forcément rapide de l'ordinateur en lui-même : mémoires, périphériques. Sans entrer dans le détail, toutes les solutions même les plus récentes, sont examinées.

Mais l'objectif essentiel de l'ouvrage est traité aux chapitres :

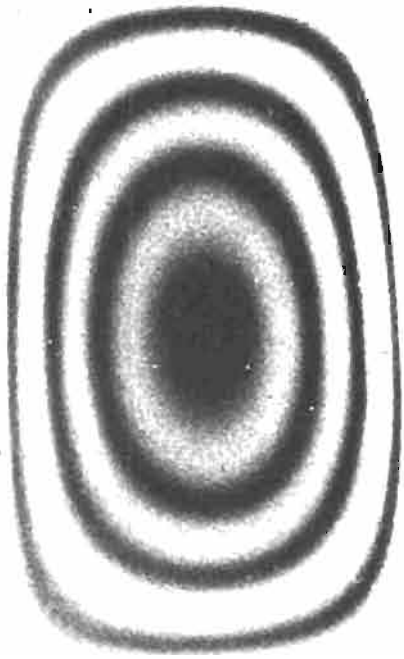
III - Ordinateurs.

IV - Le Fortran.

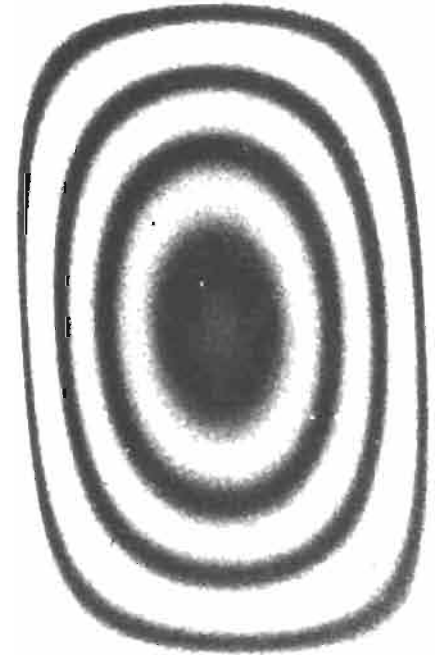
V - L'A.P.L.

De très nombreuses annexes complètent ce remarquable livre.

« Informatique » par Daniel-Jean David (331 pages) diffusé par l'Agence parisienne de distribution, 43, rue de Dunkerque - 75010 Paris.



# LES LASERS



Marc FERRETTI

## DES ALIGNEMENTS SURS ET PRÉCIS

**L**ES propriétés physiques du rayonnement cohérent produit par un laser peuvent se résumer en trois caractéristiques essentielles : une bonne définition géométrique du pinceau lumineux permettant donc une localisation précise dans l'espace ; une grande monochromaticité donnant, grâce à l'emploi de filtres appropriés, un contraste important par rapport à la lumière ambiante ; une longueur de cohérence appréciable, autorisant une référence de phase significative.

Ces trois propriétés ouvrent au laser la voie des applications métrologiques.

Pour résoudre les problèmes d'alignement, on n'utilise que les deux premières propriétés du faisceau laser.

### QUELS PROBLÈMES D'ALIGNEMENTS ?

Un premier exemple d'applications où se pose le problème d'alignement est donné par le forage de galeries. Lorsque le forage s'opère à l'explosif, le mineur qui attaque le front de taille doit disposer ses charges suivant un gabarit dont la position est parfaitement définie par rapport à l'axe

de la galerie en cours de forage. Un laser, placé à demeure à l'origine de la galerie, matérialise l'axe de celle-là et permettra ce positionnement à vue. On peut avoir des précisions du centimètre sur de grandes distances.

Un autre procédé de forage des galeries met en œuvre un système dans lequel un jeu de miroirs, installés sur la machine de forage,

renvoient la tache lumineuse d'un faisceau émis par un laser à porte fixe, sur un écran situé devant le conducteur de cette machine. Le positionnement de la tache lumineuse, par rapport à un réticule tracé sur l'écran, permet le guidage de l'engin. Certains tronçons du R.E.R., le métro express régional parisien, ont été réalisés de cette façon. Lors de la réalisation

de la tour Maine-Montparnasse, des lasers verticaux ont été utilisés : l'émetteur, logé dans les fondations du bâtiment, matérialise une verticale.

Les Charbonnages de France emploient, au fond des mines, des lasers d'alignement en enceinte anti-déflagrante pour la mise en place de convoyeurs.



Photo n° 1 : Laser portable pour chantiers et mines, agréé par le Cerchar ; il est équipé d'un système afocal. Ce modèle existe avec accumulateur incorporé (autonomie : 8 heures).

Application typique : alignement de courroies de bandes transporteuses. (Cliché : Laboratoires de Marcoussis).

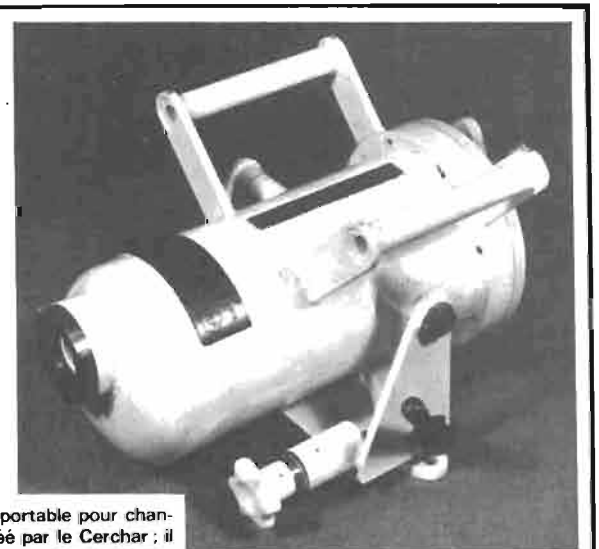
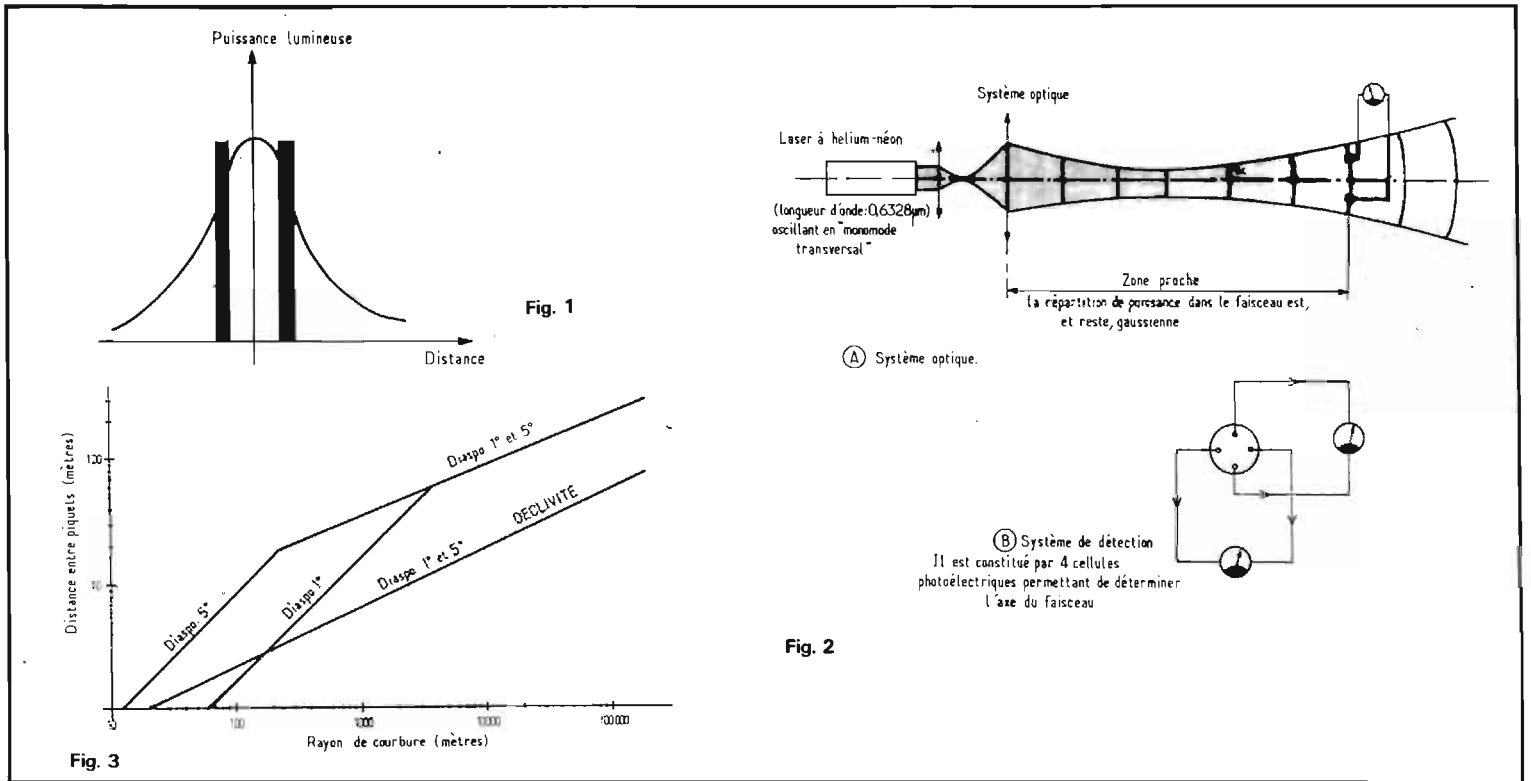


Photo n° 2 : Laser scellé dans un boîtier étanche ; il sert au fond des mines de charbon. (Cliché : IRD).



L'alignement à vue peut être perfectionné et automatisé par l'introduction de récepteurs photo-électriques. Dans ce cas on commence par réaliser un laser dont la puissance soit maximale sur l'axe géométrique du faisceau et décroisse suivant une répartition « gaussienne » à mesure que l'on s'écarte de cet axe (fig. 1). Un système optique quasi-afocal est disposé sur le trajet du rayon laser afin de diminuer sa divergence : sur une distance relativement importante (par exemple 2 000 mètres), le faisceau a un diamètre inférieur à celui de la pupille de sortie du système afocal ; en ou-

tre, la répartition lumineuse dans le faisceau reste gaussienne autour de l'axe du faisceau.

Un système de détection, constitué de quatre cellules photo-électriques disposées sur un cercle (fig. 2) et branchées en opposition deux par deux permet, par exemple, de déterminer l'axe du faisceau en le faisant coïncider avec le centre du cercle sur lequel sont disposées les quatre cellules. Cette détermination se fait avec une précision relative supérieure au centième du diamètre du faisceau. L'alignement photo-électrique se prête à la réalisation d'automatismes. Ce pas a été franchi

dans le cas de la conduite de finisseuses, engins destinés à épandre le dernier tapis de bitume sur les autoroutes en construction. L'un des problèmes essentiels consiste à ce que le niveau final de la couche de bitume déposée soit à la cote fixée au préalable : l'un des moyens utilisés a été d'implanter des piquets le long de la route en chantier et de tendre un fil entre eux, ce fil matérialisant le niveau final de bitume. L'introduction de la technique laser a consisté à remplacer le fil par un faisceau de lumière cohérente.

Cette technique a été développée en collaboration entre la

Compagnie française Blaw-Knox et la Compagnie industrielle des lasers (la Cilas). Elle a donné naissance à un système commercialisé sous le nom de « Laserway ».

### « LASERWAY »

Dans le « Laserway » l'émetteur est un laser à hélium-néon, donnant une émission dans la région rouge du spectre. Afin de rendre le récepteur insensible aux sources de lumière ambiante, le faisceau laser est modulé par un découpage à 1 800 Hz. Le récepteur est ensuite accordé sur cette même fréquence.



Photo n° 3 : Le Laserway assure automatiquement le guidage en nivellement des engins de travaux publics. On voit, au premier plan, l'émetteur laser ; le récepteur est fixé sur l'engin. Le système est fabriqué par la Cilas et commercialisé par la société française Blaw-Knox.

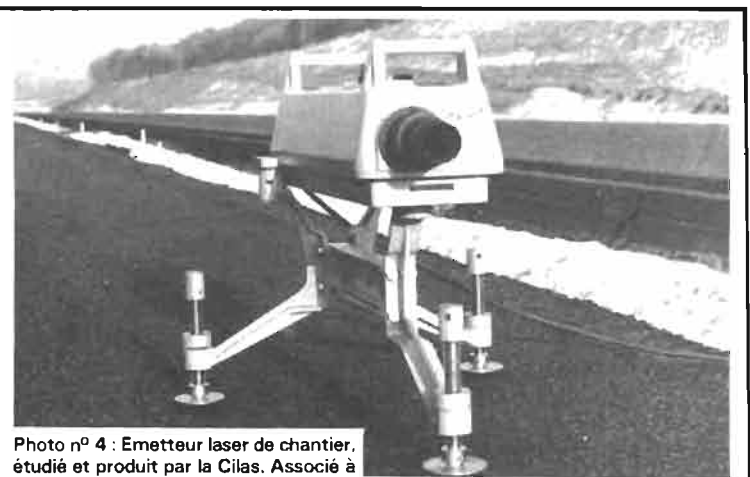


Photo n° 4 : Emetteur laser de chantier, étudié et produit par la Cilas. Associé à un récepteur photo-électrique fixé sur une épandeur de bitume, il permet d'en assurer le guidage en nivellement de façon à obtenir une couche de finition parfaitement plane. (Cliché : Laboratoires de Marcoussis).



Le récepteur est solidaire de l'outil à guider ; il a pour rôle de suivre parfaitement le rayon en agissant sur les vérins ou les organes déterminant la position hauteur de l'outil. La face avant du récepteur comporte cinq paires de cellules différentielles, côte à côte. Chaque cellule est elle-même précédée d'un collecteur à miroir. La paire de cellules recevant le rayon laser élabore un signal électrique différentiel, exploité pour corriger instantanément l'écart existant par rapport à la référence. La mise en parallèle des cinq paires de cellules permet le déplacement latéral de la machine dans les virages. Un pupitre placé devant le conducteur indique, par allumage de lampes, la position de la machine par rapport au rayon de référence.

En cas de coupure du faisceau, ou lorsque le faisceau atteint les cellules extrêmes du récepteur, un signal sonore est déclenché. Lorsque le faisceau est interrompu, aucun ordre n'est donné à la machine et l'outil de nivellement reste dans sa position initiale.

Une cellule photo-électrique d'ambiance est incorporée au récepteur de façon à modifier la polarisation du détecteur suivant l'éclairage ambiant.

Lorsqu'il se présente un changement de plan ou une courbe, le faisceau lumineux est dévié par points de façon à approcher la courbe par une succession de segments de droite. Les déviateurs utilisés (ce sont des « diasporamètres ») sont composés de deux

prismes circulaires accolés et mobiles en rotation, afin de ne former qu'un prisme unique d'angle variable. Le rayon peut donc être dévié de façon quelconque à l'intérieur d'un cône de demi-angle au sommet égal à celui du prisme (dans le cas présent : 1 et 5). Comme il s'agit de petits angles, un léger déplacement fortuit du diasporamètre complet est sans effet sur la direction du rayon.

La détermination des points de déviation peut être établie sur plans, en utilisant un abaque, donnant les distances entre déviateurs, en fonction des rayons de courbure en plan et en long (fig. 3) les diasporamètres sont ensuite mis en place par fixation sur des potences. Il ne reste plus qu'à aligner le faisceau pour qu'il traverse chaque diasporamètre, ce qui se fait de proche en proche, à l'aide d'une mire qui rend visible la trajectoire du rayon.

Les possibilités d'emploi du Laserway sont multiples : autoroutes, routes, voiries, parking, terrain d'aviation, etc. ; on peut également l'utiliser là où il y a impossibilité de mettre un fil en place, par exemple, pour le renforcement de chaussée sous circulation (tableau 1).

Le Laserway s'emploie sur tout engin de travaux publics dont un organe peut être guidé en nivellement : finisseuse, niveleuse, calibreuse de forme, « slip-form paver », poseuse de tuyaux, drainuse, etc.

Signalons, parmi les autres produits industriels de la Cilas,

l'écartomètre type EA 4 ; c'est une tête de détection photo-électrique qui associée à un laser à hélium-néon, permet de mesurer, suivant deux axes perpendiculaires, les écarts de position entre le récepteur et l'axe du faisceau laser. Il s'emploie pour les alignements de précision, l'alignement d'arbres de machines, de bâtis d'assemblages, d'éléments de coffrage, ou encore le réglage de bancs de machines-outils ou de structures de grandes dimensions.

La tête de détection de l'écartomètre est constituée par un photo-détecteur à quatre quadrants. Ce récepteur est précédé d'un filtre interférentiel conçu pour ne pas laisser passer qu'une étroite bande autour de la longueur d'onde émise par le laser et, donc, éliminer les rayonnements parasites extérieurs à cette bande.

#### D'AUTRES SYSTEMES D'ALIGNEMENT

Plusieurs industriels européens et américains ont développé et commercialisé des systèmes d'alignement à laser. C'est le cas, par exemple, de Bendix, aux Etats-Unis qui a travaillé sur un système de guidage d'engins pour mines. En Grande-Bretagne, la firme Marconi-Elliott Avionic Systems Ltd propose, depuis quatre années un système portable, la Laserline, pourvu d'un laser à hélium-néon de 1 mW.

La firme suédoise Aga Geotronics AB a réalisé un système qui

#### TABLEAU I

##### LES AVANTAGES DU « LASERWAY »

- Economie sur le coût d'implantation :
  - nombre réduit de points nivelés,
  - rapidité de mise en place,
  - temps de travail du géomètre diminué,
  - possibilité de préparer l'implantation en bureau d'études,
  - réduction du nombre de personnes pour réaliser l'implantation.
- Amélioration de la précision :
  - référence rectiligne (pas de chaînette),
  - grande sensibilité du récepteur,
  - possibilité de guidage en direction,
  - précision accrue sans risque d'erreur.
- Facilité d'emploi :
  - pas d'enclavement du chantier (les camions peuvent couper le rayon),
  - pas de piquets à planter (simples potences à poser sur le sol),
  - réglage simple (impact du rayon visible),
  - élimination des risques de heurts par absence de fils.

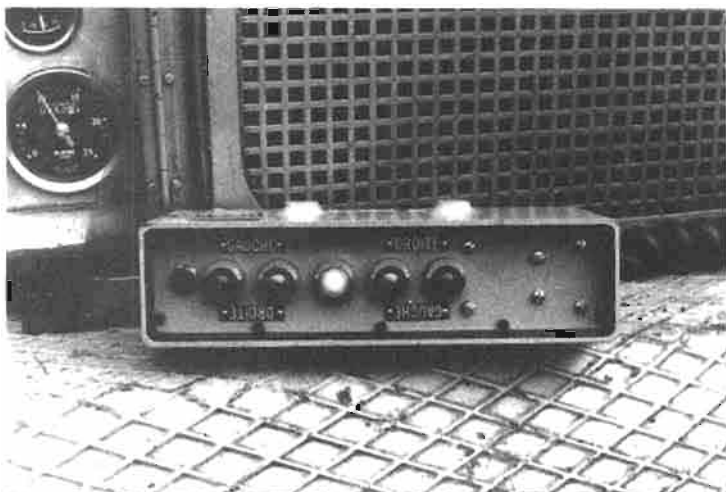


Photo n° 5 : Les voyants lumineux de ce boîtier de contrôle indiquent la position de l'engin par rapport au faisceau de référence. (Cliché : Blaw-Knox).



Photo n° 6 : Le Laserline de Marconi-Elliott trouve de multiples usages dans les travaux publics : pose de canalisations, construction de bulgings, observation des mouvements de terrain dans les tunnels et les mines, etc.

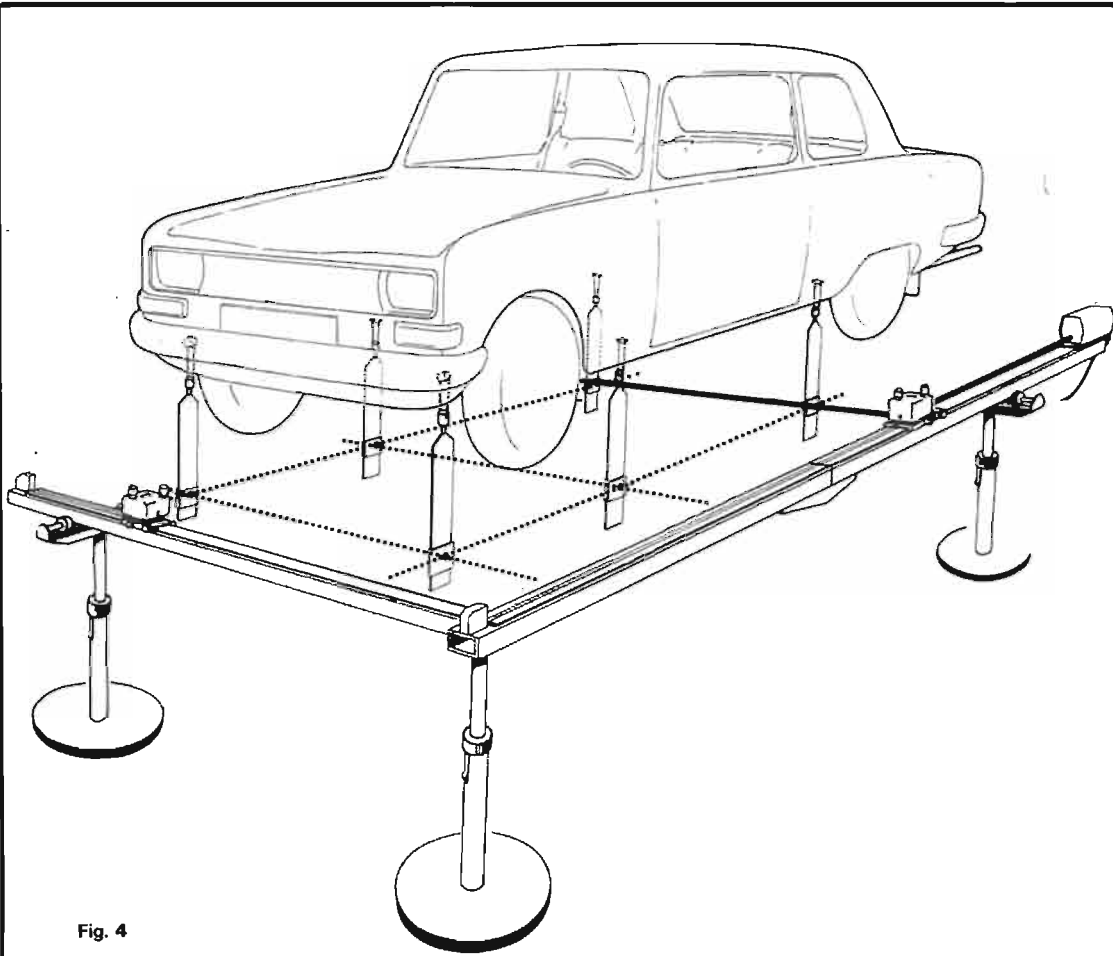
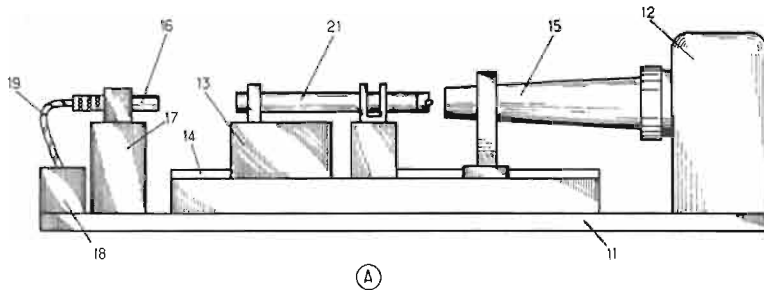
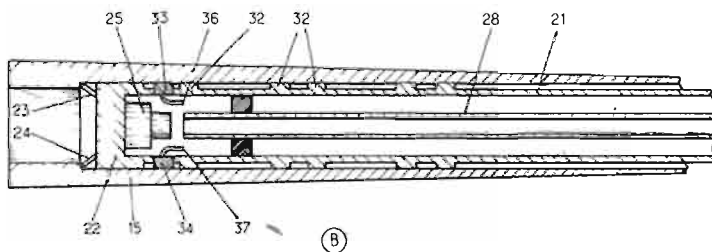


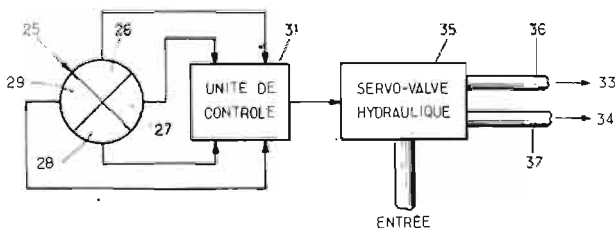
Fig. 4



(A)



(B)



(C)

Fig. 5

engendre un plan de référence : le Geoplane-Aga 300 renferme un laser à hélium-néon qui émet toujours verticalement, vers le haut, même si l'axe de l'appareil n'est pas parfaitement vertical. Le faisceau laser est envoyé sur l'arête d'un prisme, tournant à une vitesse de 10 ts/s ; celui-là engendre deux faisceaux qui passent par deux diaphragmes diamétralement opposés, l'un situé légèrement au-dessus d'un plan perpendiculaire à l'axe de rotation, l'autre légèrement en-dessous de ce plan. L'observateur situé à proximité du plan de référence aperçoit une lumière clignotante ; l'observateur situé exactement dans ce plan perçoit 20 éclairs lumineux par seconde. Les applications du Geoplane se placent, ici aussi, dans le domaine des travaux publics : construction de digues et canaux, tranchées pour canalisations, fondations, nivellement de fondations spéciales, etc.

Aga fabrique également un appareillage destiné au contrôle de l'alignement de châssis d'automobiles : l'Aga-Chassi Master (fig. 4), développé en coopération avec la Folk-Sam Insurance Company. L'expérience montre que les voitures ayant subi de graves dégâts accidentels, présentent souvent d'importants défauts d'alignement : c'est donc pour les voitures ayant été accidentées que le Chassi Master a été mis au point. Il est constitué d'un rail, à l'extrémité duquel repose un laser à hélium-néon de 0,5 mW. Le faisceau lumineux est parallèle au rail, sur lequel peut coulisser un prisme de déviation : ce dernier divise en deux le faisceau laser et dirige l'un des deux faisceaux vers un point de référence du châssis. Un jeu de règles graduées, mises en contact du châssis, facilitent l'opération de détermination de l'alignement. On peut, au moyen de ces règles, vers lesquelles est pointé successivement le faisceau laser, déterminer la position exacte du châssis en différents points de référence. En déplaçant le prisme, on éclaire, l'une après l'autre, chacune des règles graduées.

Un autre système d'alignement a été breveté aux Etats-Unis : il sert au guidage d'outils de perçage de trous profonds, par exemple de canons de fusils. Le canon, cylindrique, est disposé sur un tour ; l'outil de coupe est creux et possède un récepteur photo-électrique qui commande un servomécanisme de correction si l'outil vient à dévier (fig. 5).



Photo n° 7 : L'opérateur détermine, avec le Châssis Master-500, des défauts d'alignements d'un millimètre, au moins (Cliché Aga).

Toujours outre-Atlantique, une importante compétition se livre entre deux constructeurs de systèmes à laser Spectra-Physics et Coherent-Radiation ; leur but commun est de conquérir le marché de l'alignement de surfaces planes dans les constructions immobilières : ces systèmes d'alignement servent à la mise en place et au contrôle de planchers bétonnés et métalliques, ainsi qu'aux travaux de nivellement pour passage d'ouvertures dans les murs ou cloisons : fenêtres, gaines de ventilation, canalisations, balcons, supports de baies vitrées... Chacune des deux firmes américaines peut proposer un système : Gradobeam chez Coherent Radiation, Rotolite chez Spectra-Physics. Leur principe de fonctionnement est similaire à celui du Geoplane de Aga : le faisceau est mis en rotation au moyen d'un prisme tournant, définissant ainsi un plan lumineux. Spectra-Physics, qui serait, selon la revue « Laser Focus », le premier fournisseur de tels systèmes, est en quête d'applications nouvelles, essentiellement dans la construction de buildings à grand nombre d'étages.

Marc FERRETTI

## TABLEAU II

**A LIRE POUR  
EN SAVOIR  
DAVANTAGE...**

● « Lasers et automatismes » par H. Maillet - La Technique moderne, février 1974.

● « Métrologie par laser appliquée aux systèmes mécaniques »

par H. Maillet - Automatismes, n° 6-7, juin-juillet 1972.

● « Coherent Radiation bids for a share of the market in ceiling alignment » - Laser Focus, août 1973.

## TABLEAU III

**QUI TRAVAILLE  
DANS L'ALIGNEMENT  
PAR LASER ?**

- Aga Corp.
- Amrican Optical.
- Ati Inc.
- Bendix Research Laboratories.
- Broomer Research.
- Cilas.
- Coherent Radiation.
- Davison Optronics.
- Dynabeam.
- EG & G.
- Ep-Sum Consultants.
- International Research.
- Jodon Engineering.
- Jungner Instrument.
- Laser-Comp.
- Laser Electronics.
- Laser Image Systems.
- Marconi-Elliott.
- Metron Corp.
- Nihon Kagaku Corp.
- Nippon Electric.
- Optel Instruments.
- Optics Technology.
- Osti.
- Perkin-Elmer.
- RCA Corp.
- Scientifica & Cook.
- Sci-Metrics.
- Siemens.
- Spectra-Physics.
- Survey & General Instruments.
- TSN Co.
- Zygo.

## NOTRE CLICHÉ DE COUVERTURE

### L'AMPLIFICATEUR KA335 ET LES ENCEINTES ACOUSTIQUES

# B.S.T. EN KIT

#### L'AMPLIFICATEUR BST KA335

Amplificateur de 2 x 15 Weff. présenté dans un coffret noir mat avec sérigraphie sur la façade avant, réponse en fréquence : 20 Hz à 20 000 Hz  $\pm$  3 dB.

Entrées : PU magnétique, Tuner, magnéto, 2 entrées micro à niveau réglable par potentiomètre à déplacement linéaire. Entrée égaliseur. Filtre d'aigus. Correcteur physiologique. Commutateur mono/stéréo. Prix casque sur la face avant de l'appareil. 4 sorties HP (8  $\Omega$ ).

Cet appareil est loué en kit complet à monter.

#### LES ENCEINTES ACOUSTIQUES

##### L'enceinte 2 voies 15 W

Cette enceinte prévue pour une puissance de 15 W contient un haut-parleur PF 85 HC Qet un tweeter PK22K, son impédance est de 8  $\Omega$  et la réponse en fréquences s'étend de 50 Hz à 20 000 Hz. C'est l'enceinte idéale pour les petites chaînes. Ses dimensions sont : 380 x 260 x 200 mm.

##### L'enceinte 2 voies 25 W

Prévue pour une puissance max. de 25 W, elle est équipée d'un haut-parleur boomer de 19 cm de diamètre et d'un tweeter de 60 mm, son impédance est de 8  $\Omega$  et la réponse en fréquences s'étend de 30 Hz à 20 000 Hz. Ses dimensions sont : 420 x 260 x 220 mm.

##### L'enceinte 3 voies 30 W

Cette enceinte est prévue pour une puissance max. de 30 W, elle contient : pour la reproduction des fréquences graves un boomer de 19 cm de diamètre, un haut-parleur de 15 cm de diamètre pour la reproduction des médiums et un tweeter de 60 mm. Son impédance est de 8  $\Omega$  et la réponse en fréquences s'étend de 30 à 20 000 Hz. Des filtres soigneusement calculés aiguillent les différentes fréquences du spectre vers le haut-parleur qui leur correspond. Les dimensions de l'enceinte sont : 500 x 300 x 230 mm.

##### L'enceinte 3 voies 45 W

Cette enceinte, de par sa conception, peut aussi bien être utilisée avec une chaîne Hi-Fi que pour la sonorisation d'une salle de spectacle. Elle a été étudiée pour accepter une puissance de 45 W. Elle contient un haut-parleur boomer de 285 mm de diamètre, un haut-parleur médium de 150 mm, et deux tweeters de 60 mm. Les filtres sont des plus élaborés et le niveau des aigus est ajustable. Son impédance est de 8  $\Omega$ , la réponse en fréquences s'étend de 30 Hz à 20 000 Hz. Ses dimensions sont : 640 x 410 x 280 mm.

#### CATALOGUE GÉNÉRAL

sur demande à :

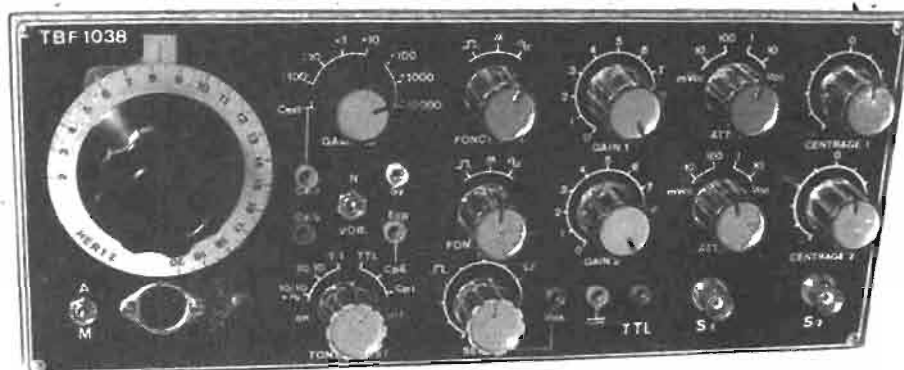
**BISSET - B.S.T.**

30-33, quai de la Loire, tél. 607.79.30

37-39, av. Jean-Jaurès, tél. 607.06.03

75019 PARIS

## Un générateur de fonctions B.F.



## le TBF 1038

**D**ANS le travail quotidien du praticien de l'électronique ou même de l'amateur, il ne se passe pas de jour où l'on n'ait besoin d'une forme d'onde bien définie. Que ce soit dans le domaine de la reproduction sonore (et chacun sait combien l'audio-visuel nous envahit de plus en plus !), de la télévision, ou d'applications moins Grand Public, telles que la radio-commande, les montages à circuits logiques, la mesure... la disposition d'un signal bien défini, de caractéristiques précises, est un atout certain.

Le TBF1038 prétend répondre à cette demande, dans le domaine de la basse fréquence et même de la très basse fréquence (BF et TBF).

Voyons rapidement l'étendue de ses possibilités :

### I. CARACTÉRISTIQUES DU TBF1038

#### 4 fonctions :

— **Sinusoïde** : taux de distorsion ajustable de 0,5 % ( $\geq$  1 % sur la dernière gamme).

— **Triangle** : linéarité de l'ordre de 0,1 %.

— **Carrés** : temps de montée et descente de l'ordre de 150 ns.

#### 7 gammes :

— de 0,02 Hz à 200 kHz, par décades.

— Graduation linéaire unique pour toutes les gammes.

— Précision : 1 %.

— Stabilité : 0,1 %.

#### 2 amplificateurs de sortie indépendants :

— 10 Vcc max. avec atténuation de 10 en 10 et vernier de gain.

— Décentrage (offset) du signal

possible du tout positif au tout négatif.

— Commutation des entrées sur les trois formes d'onde.

**Vobulation linéaire** sur les quatre fonctions et toutes les gammes, avec sortie d'un top de synchronisation pour l'oscilloscope.

**Signaux TTL** disponibles sur sortie indépendante. Fan-out de 8. Rapport cyclique variable progressivement du maximum au minimum (de la fine impulsion positive à la fine impulsion négative, en passant par le signal carré symétrique).

**Comparateur** incorporé, permettant les mesures indirectes de tensions de crêtes positives ou négatives des signaux internes ou externes (max 1 Vcc).

**En sinusoïdal** : générateur de Tone-Burst (salves de sinusoïdes) commutable.

— **Position Off** : sinusoïdes normales.

— **Position On** : trois possibilités : 1 période du signal alternant avec un silence (1/1) ; 10 périodes du signal alternant avec 10 silences (10/10) ; 10 périodes du signal à niveau normal alternant avec 10 périodes au 1/10 de cette amplitude (10/10  $\frac{1}{10}$ ).

Ces régimes permettent des essais très intéressants des amplificateurs Hi-Fi, en régime de transitoires.

Possibilité d'utiliser l'alimentation pour alimenter de petits montages extérieurs ne consommant pas plus de 100 mA et cela en  $\pm 14 V \pm 11 V$  et + 5 V.

#### Caractéristiques mécaniques :

— Dimensions : 290 x 120 x 120 mm.

— Poids : 2000 g.

**Alimentation** : 110/220 V alternatif. P = 7 W.

Comme on peut le constater, le TBF1038 est un appareil très élaboré, tellement riche en variantes d'utilisation que nous pensons très sincèrement que les lecteurs qui en entreprendront la réalisation, ne le regretteront pas.

Le montage étant de structure essentiellement analogique, une mise au point sera nécessaire en fin de construction. Cela nous changera des montages digitaux, tels les fréquencemètres, pour lesquels les réglages étaient inexistantes. Mais cela nous rappellera aussi que l'électronique ne se résume pas à « l'art de savoir souder » et c'est heureux, car elle y perdrait beaucoup de charme !

Toutefois l'utilisation de nombreux et variés « circuits intégrés », résoud pas mal de difficultés et la réalisation reste facile pour un amateur moyen, alors que le même montage en composants discrets serait bien plus délicat à mener à bon terme.

La disposition d'un oscilloscope est indispensable, on le devine, pour un tel appareil. Celle d'un fréquencemètre-impulsiomètre est hautement souhaitable. Mais les amateurs nous ayant suivis depuis le début de cette série d'articles, possèdent sans doute un TFX1 (H.P. Nos 1392, 1396, 1401, 1405). Alors, pour eux, pas de problème ! Enfin, l'usage d'un multimètre numérique (ou du moins d'un excellent voltmètre,

électronique de préférence) rendra de grands services. Notre DMM1038 (H.P. Nos 1441, 1446, 1450, 1454) répond évidemment à cette demande.

Mais passons maintenant à l'étude théorique du générateur proposé.

## II. ÉTUDE THÉORIQUE DU TBF1038

### 1. Structure générale (fig. 1)

Le cœur du montage est le générateur de signaux G, bâti autour du circuit intégré, bien connu maintenant : le 8038 de Intersil. Ce circuit fournit simultanément les trois formes d'onde : sinusoïde, triangle et carré. Les deux dernières étant à impédance assez basse sont envoyées directement, via les commutateurs de fonctions, vers les amplificateurs de sortie, où on les retrouve avec une tension maximum de 10 Vcc, atténuable à volonté jusqu'à 1 mVcc et un niveau moyen décalable du positif au négatif. La sinusoïde, par contre, est obtenue à impédance moyenne et il sera nécessaire de la « muscler » par un étage « suiveur de tension », avant de lui faire rejoindre le commutateur de fonctions. Toutefois on remarque que son chemin traverse un inverseur Int. Cet inverseur électronique est commandé par un montage TTL, lui-même piloté par le signal trian-

gulair, convenablement écrêté par le comparateur de tension. Le découpage du signal sinusoïdal en « salves » est obtenu par cet artifice. Enfin notons la possibilité de commander le générateur G, par un générateur de rampe g, provoquant une modulation linéaire de la fréquence du signal délivré par G.

Nous étudierons maintenant en détail, la composition et le fonctionnement de chacune des parties de la figure 1.

### 2. LE GÉNÉRATEUR G

Le circuit 8038 Intersil

« Un schéma-bloc du 8038 est donné en figure 2 : un condensateur externe C est chargé et déchargé par deux générateurs de courant. Le générateur de courant N° 2 est commuté par un flip-flop tandis que le générateur de courant N° 1 fonctionne en permanence. Supposons que le flip-flop soit dans un état tel que le commutateur soit ouvert : dans ce cas le condensateur est chargé par un courant I. La tension aux bornes de ce condensateur croît donc linéairement avec le temps. Quand cette tension atteint le niveau du comparateur N° 1 (réglé à 2/3 de la tension d'alimentation) le flip-flop est déclenché et change d'état, fermant ainsi le commutateur. Le générateur de courant N° 2 débite normalement un courant 2I, donc le condensateur se

décharge sous un courant I et la tension à ses bornes décroît linéairement avec le temps. Quand elle atteint le niveau du comparateur N° 2 (réglé à 1/3 de la tension d'alimentation), le flip-flop est à nouveau déclenché et revient à son état initial. Un cycle identique recommence alors. A partir de ce circuit de base, il est possible d'obtenir quatre formes de signaux. Si les générateurs de courant sont réglés à I et 2I respectivement, les temps de charge et de décharge sont égaux : un signal en triangle est donc disponible aux bornes du condensateur tandis qu'un signal carré est disponible en sortie du flip-flop. Ces deux formes d'ondes sont disponibles, broches 3 et 9. Cependant, il est possible d'ajuster les générateurs de courant sur une large plage avec deux résistances extérieures. Donc, avec les deux courants réglés à des valeurs différentes de I et 2I, une dent de scie asymétrique apparaît sur la broche 3 et des impulsions sur la broche 9. Le rapport cyclique peut être ajusté de moins de 1 % à plus de 99 % ». Notons que cette possibilité n'est pas exploitée dans le TBF1038, car dans ces conditions, il n'est plus possible de connaître avec précision la fréquence du signal recueilli. « La tension sinusoïdale est créée en appliquant le signal en triangle à un réseau non linéaire (convertisseur triangle-sinusoi-

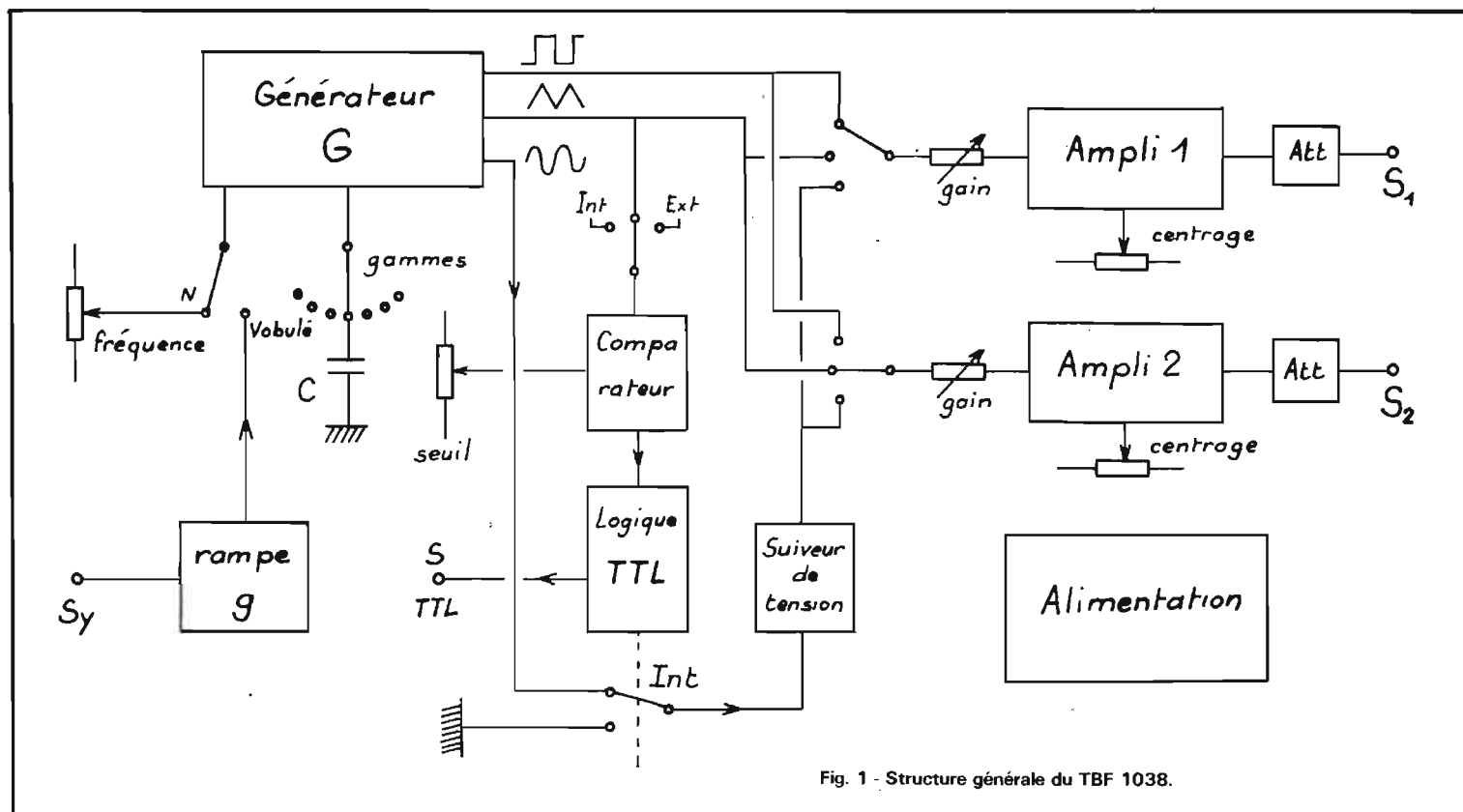


Fig. 1 - Structure générale du TBF 1038.



de). Ce réseau a une impédance série qui décroît lorsque le signal en triangle passe d'un extrême à l'autre. »

Le schéma complet de la figure 3 permet une analyse plus serrée du fonctionnement : « Les générateurs de courant sont formés par les transistors  $Q_1$  à  $Q_{13}$ . Une tension de référence créée par le réseau diviseur  $R_1R_2$  est disponible broche 7. Cette tension de référence est donc une fraction précise de la tension d'alimentation (réglée à 80 %). Si on ne veut effectuer ni modulation de fréquence, ni vobulation, les broches 7 et 8 sont court-circuitées.  $Q_1$  est monté en émetteur suiveur afin que l'impédance sur la broche 8 soit très élevée. Deux transistors PNP,  $Q_2$  et  $Q_3$  reçoivent sur leur base le signal provenant de l'émetteur de  $Q_1$ . Dans ces conditions, circule dans ces deux transistors, un courant déterminé par la tension de base, d'une part et la valeur des résistances d'émetteur (qui sont externes) d'autre part.

Il faut noter que dans ce circuit, il y a annulation des chutes de tension base-émetteur. La tension

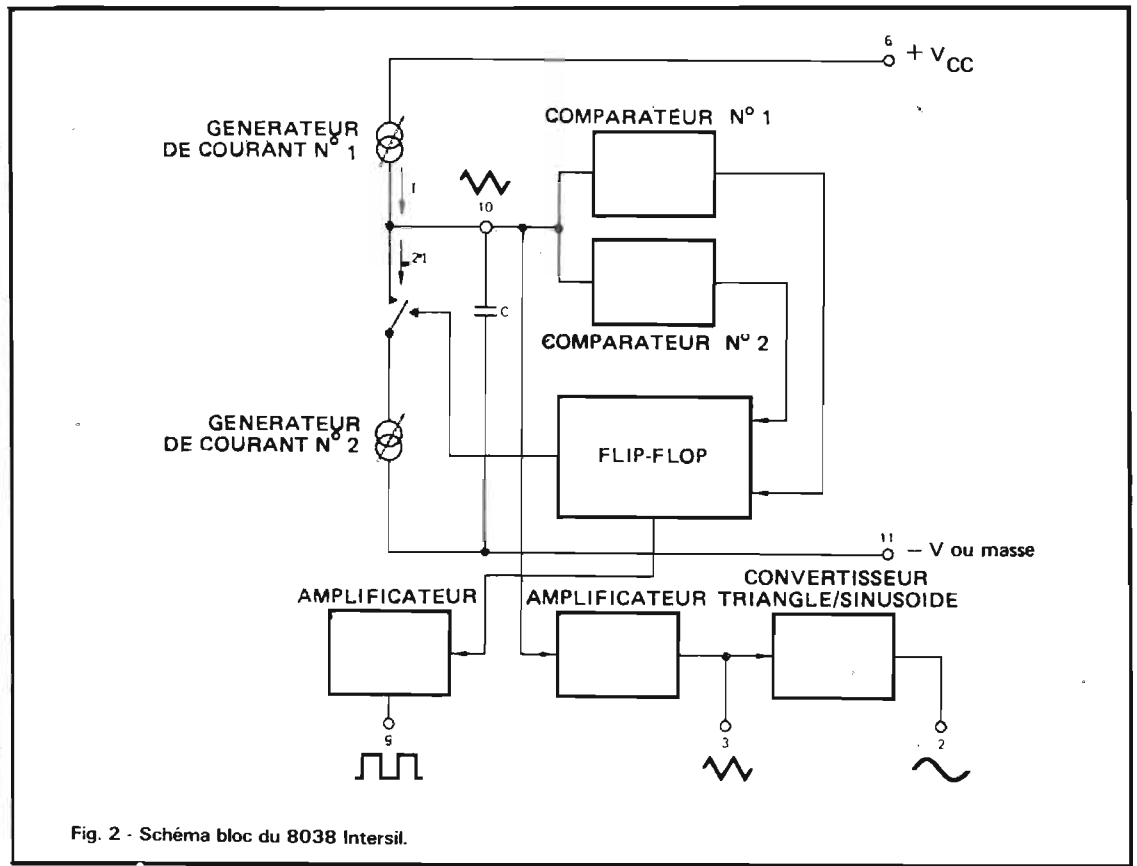


Fig. 2 - Schéma bloc du 8038 Intersil.

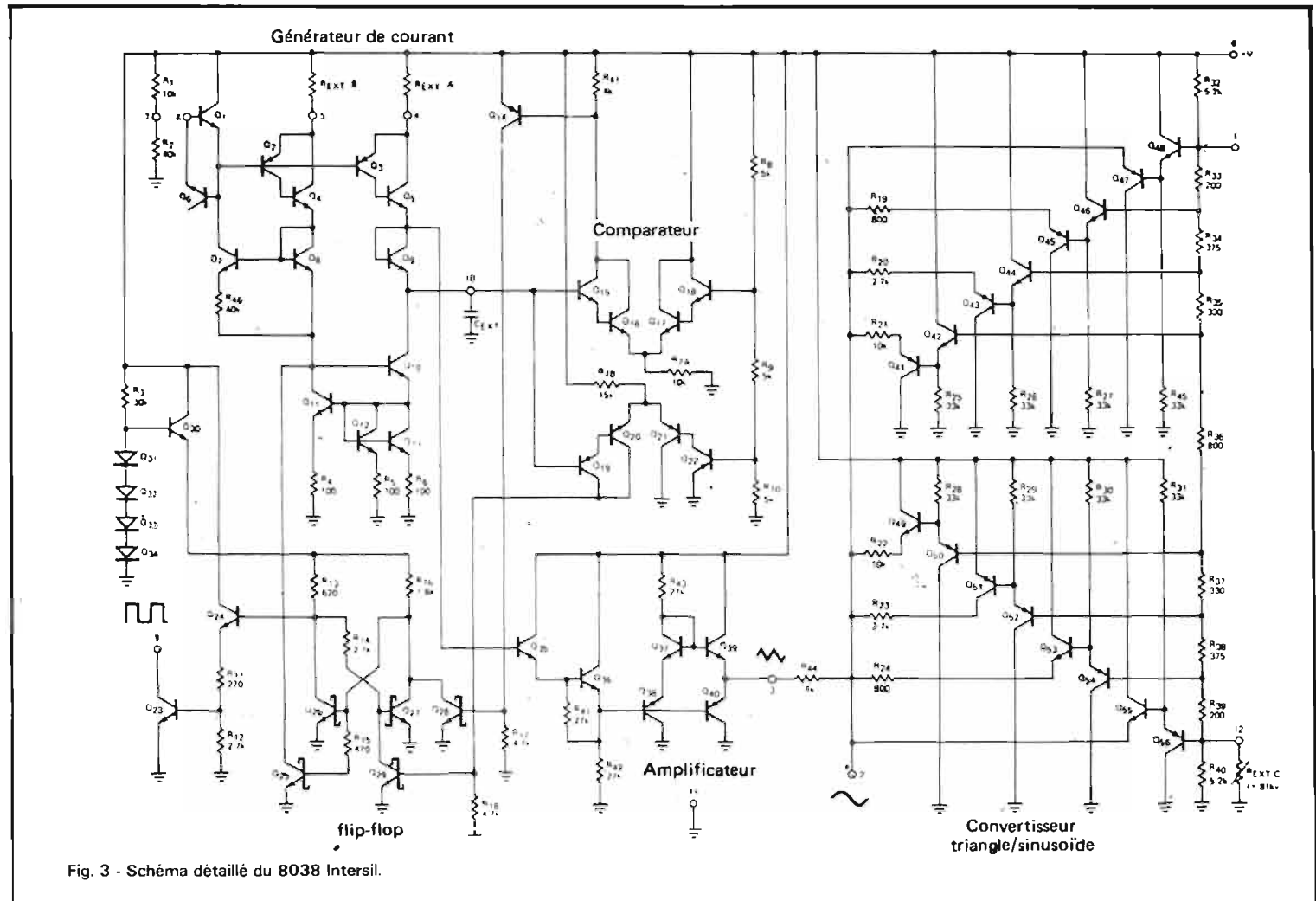


Fig. 3 - Schéma détaillé du 8038 Intersil.

sur l'émetteur de  $Q_1$  est inférieure d'un  $V_{be}$  à la tension de référence mais les tensions sur les broches 4 et 5 sont supérieures d'un  $V_{be}$  à la tension sur l'émetteur de  $Q_1$ . Donc les tensions sur les broches 8, 4 et 5 sont égales et les deux courants sont donnés par :

$$I = \frac{V_{cc} - V_{réf}}{R_{ext}}$$

$$= \frac{R_1 \cdot V_{cc}}{(R_1 + R_2) R_{ext}} = \frac{0,2 V_{cc}}{R_{ext}}$$

Afin de permettre une large gamme de courants, les transistors NPN  $Q_4$  et  $Q_5$  ont été ajoutés pour former des montages équivalents à des PNP. De cette manière, chaque générateur de courant peut délivrer jusqu'à 10 mA.

Une faible partie du courant sert à la polarisation de  $Q_2$  et  $Q_3$ , celle-ci étant effectuée par l'ensemble  $Q_7$  à  $Q_8$ . La diode  $Q_6$  sert à éliminer des transitoires éventuels.

Les transistors  $Q_{10}$  et  $Q_{13}$  sont montés en générateurs de courant Wilson avec un rapport de courant de 2 : 1. Tant qu'aucune tension n'est imposée sur le collecteur de  $Q_{11}$  le courant débité par  $Q_{10}$  sera précisément le double du courant traversant la broche 5. Lorsque le transistor  $Q_{25}$  du flip-flop impose une tension nulle sur le collecteur de  $Q_{11}$ , le transistor  $Q_{10}$  se bloque.

Les deux comparateurs sont formés par les transistors  $Q_{15}$  à

$Q_{22}$ . Chaque comparateur est constitué par un double Darlington différentiel. Les deux seuils proviennent du réseau diviseur de précision  $R_8, R_9, R_{10}$ , formé de trois résistances égales.

Tant que la tension aux bornes du condensateur C est inférieure aux  $2/3$  de la tension d'alimentation, la totalité du courant de la paire différentielle NPN passe dans  $Q_{17}$  et  $Q_{18}$ . Lorsque la tension atteint précisément  $2/3 V_{cc}$ , ce courant est commuté dans  $Q_{15}$  et  $Q_{16}$ . Ceci débloque  $Q_{14}$  ce qui a pour effet de changer l'état du flip-flop. Le phénomène est identique pour la paire différentielle PNP  $Q_{19}$  à  $Q_{22}$ . Tant que la tension aux bornes de C est supérieure à  $1/3 V_{cc}$ , seuls  $Q_{21}$  et  $Q_{22}$  sont conducteurs. Lorsque la tension atteint  $1/3 V_{cc}$ ,  $Q_{19}$  et  $Q_{20}$  se mettent à conduire, changeant ainsi l'état du flip-flop au travers de  $Q_{29}$ .

Les deux comparateurs sont constitués de paires Darlington afin de leur conférer une impédance d'entrée très élevée de telle sorte que la capacité puisse être chargée ou déchargée par de faibles courants. De plus les comparateurs ne nécessitent un courant que très près des seuils. Par conséquent l'erreur causée par l'adjonction de ces comparateurs en parallèle sur le condensateur C est négligeable.

Afin d'obtenir la vitesse la plus

élevée possible, on évite de saturer les transistors du flip-flop, grâce à l'emploi de diodes Schottky. Le flip-flop de base est constitué par  $Q_{26}$  et  $Q_{27}$  et les résistances  $R_{13}, R_{14}$  et  $R_{16}$ .  $Q_{28}$  et  $Q_{29}$  sont les éléments de déclenchement : ils mettent alternativement à la masse, la base et le collecteur de  $Q_{27}$ , forçant ainsi le flip-flop à changer d'état.

Le flip-flop fonctionne sous 2 V environ, la chute de tension étant effectuée par le réseau  $Q_{30}$  à  $Q_{34}$ .  $Q_{25}$  sert à commuter le générateur de courant N° 2.  $Q_{23}$  et  $Q_{24}$  forment l'étage de sortie du signal carré,  $Q_{23}$  étant à collecteur ouvert. Les caractéristiques du signal sont données en figure 4. Avec une résistance de charge connectée entre la broche 9 et  $V_{cc}$ , le signal carré va de  $V_{cc}$  à la tension de saturation (très voisine de  $-V_{cc}$ ).  $Q_{23}$  étant à collecteur ouvert, la résistance de charge peut être connectée à n'importe quelle tension d'alimentation dans les limites des tensions de claquage du transistor (donc moins de 30 V).

Il faut noter que le flip-flop n'est déclenché que sur l'étage situé à droite du schéma. De cette façon, le flip-flop est obligé de changer d'état avant qu'il puisse agir sur le générateur de courant, évitant ainsi un accrochage ou des problèmes de mauvais déclenchement.

$Q_{35}$  à  $Q_{40}$  constituent l'étage de sortie du signal en triangle. Le signal triangle est pris sur l'émetteur de  $Q_5$ , soit un  $V_{be}$  au-dessus de la tension du condensateur. Un émetteur suiveur Darlington ( $Q_{35}, Q_{36}$ ) est utilisé pour fournir une impédance élevée. Ainsi sur l'émetteur de  $Q_{36}$ , la tension du signal est un  $V_{be}$  en dessous de la tension du condensateur. L'étage de sortie, classe B, formé par  $Q_{39}$  et  $Q_{40}$ , ainsi que  $Q_{37}$  et  $Q_{38}$  qui en assurent la polarisation, augmentent le niveau d'un  $V_{be}$ , de telle sorte que le signal sur la broche 3 a le même potentiel continu et la même amplitude que celui du condensateur. Puisque les seuils de déclenchement sont choisis à  $1/3$  et  $2/3 V_{cc}$ , le potentiel moyen du triangle a précisément pour valeur, la moyenne algébrique des tensions d'alimentation et l'amplitude crête-crête est exactement le tiers de la tension d'alimentation. Si le 8038 est alimenté par une alimentation double, ce qui est le cas du TBF1038, ayant des tensions positives et négatives égales en valeur absolue, la valeur moyenne du signal en triangle est de 0 V. Les caractéristiques du signal triangulaire sont données en figure 5.

Le reste du circuit, à savoir les transistors  $Q_{41}$  à  $Q_{56}$ , est utilisé pour la création du signal sinusoïdal. Huit tensions de références sont fournies par le réseau divi-

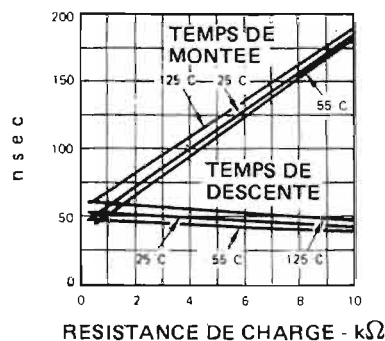


Fig. 4 - Caractéristiques du signal carré.

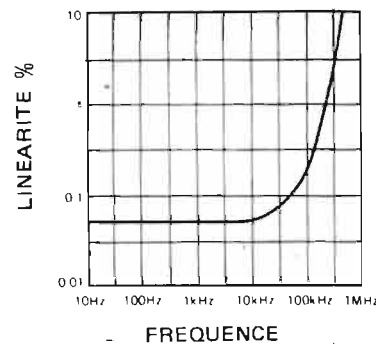
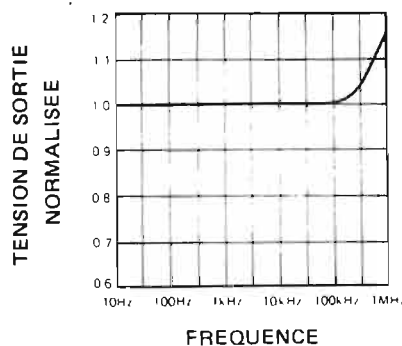


Fig. 5 - Caractéristiques du signal triangulaire.

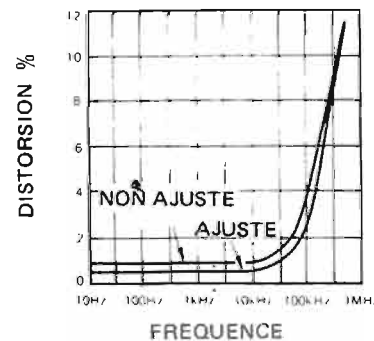
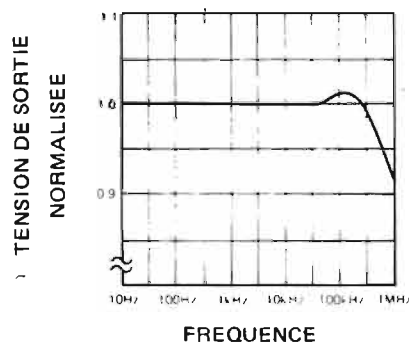


Fig. 6 - Caractéristiques du signal sinusoïdal.

seur  $R_{32}$  à  $R_{40}$ , de façon symétrique autour du point milieu virtuel d'alimentation. Lorsque le signal en triangle arrive au niveau de la première tension de référence, dans le sens positif,  $Q_{41}$  commence à conduire (les tensions base-émetteur d'un NPN et d'un PNP s'annulent respectivement, de telle sorte que la tension de référence apparaît à la fois sur la base de  $Q_{42}$  et l'émetteur de  $Q_{41}$ ). Ainsi, à ce niveau de tension, le signal en triangle est atténué dans le rapport  $R_{44}$  à  $R_{21}$ . Pour des niveaux de tensions supérieurs, des résistances additionnelles et de plus faible valeur deviennent actives. Cet atténuateur non linéaire donne par conséquent une forme sinusoïdale au signal en triangle. Un atténuateur identique (avec des polarités inverses) agit pour la partie négative du signal. Les caractéristiques de la sinusoïde sont données en figure 6.

La figure 7 montre d'une part la relation de phase existant entre les trois signaux et d'autre part le

brochage du 8038 qui se présente pratiquement dans un boîtier dual-in-line 14 broches. »

L'examen des figures 4 à 6 montre que les performances du 8038, donné par Intersil comme montant à 1 MHz, commencent à se dégrader à partir de 100 kHz et même quelque peu avant ! Il n'est donc pas sage de vouloir atteindre 1 MHz. Dans le TBF1038, nous avons volontairement limité la fréquence maximum à 200 kHz. Mais même dans ces conditions les performances sont légèrement moins bonnes en dernière gamme (de 20 à 200 kHz) : il serait malhonnête de le cacher.

« La symétrie de tous les signaux peut être ajustée par les résistances externes. Deux méthodes de montage sont pour cela possibles : figure 8a et figure 8b. En fait, le meilleur résultat est obtenu en gardant les résistances  $R_A$  et  $R_B$  séparées (fig. 8a). » C'est donc le montage retenu pour le TBF1038. « La résistance  $R_A$  contrôle la partie croissante

du signal en triangle, de la sinusoïde et le niveau haut du signal carré. Comme nous l'avons vu plus haut, la tension de référence pour les deux générateurs de courant est  $0,2 V_{CC}$ . Le courant est donc simplement :

$$I_A = \frac{0,2 V_{CC}}{R_A}$$

L'amplitude du signal en triangle est réglé à  $1/3 V_{CC}$ , donc :

$$T_1 = \frac{C \cdot V}{I} = \frac{C \cdot 1/3 V_{CC} \cdot R_A}{0,2 V_{CC}}$$

$$= \frac{5}{3} R_A \cdot C$$

Pendant la partie décroissante du signal en triangle, les deux générateurs de courant sont en fonctionnement : le courant créé par  $R_B$  est doublé et  $I_A$  en est retranché

$$I_B = 2 \times \frac{0,2 V_{CC}}{R_B} - I_A$$

$$= \frac{2}{5} \cdot \frac{V_{CC}}{R_B} - \frac{1}{5} \cdot \frac{V_{CC}}{R_A}$$

et le temps de décroissance du signal en triangle est :

$$T_2 = \frac{-C \cdot V}{I} = \frac{C \cdot 1/3 V_{CC}}{\frac{2 V_{CC}}{5 R_B} - \frac{1 V_{CC}}{5 R_A}}$$

$$= \frac{5}{3} \frac{R_A \cdot R_B \cdot C}{2R_A - R_B}$$

ainsi un rapport cyclique de 50 % est obtenu avec les résistances  $R_A$  et  $R_B$  égales. Dans ce cas, la fréquence obtenue est :

$$F = \frac{1}{T_1 + T_2} = \frac{0,3}{R \cdot C}$$

avec  $R = R_A = R_B$

Il est recommandé d'avoir des valeurs de  $R_A$  et  $R_B$  supérieures à  $500 \Omega$  mais supérieures à  $1 M\Omega$ . » Une remarque importante pour la mise au point est que la durée de la montée du triangle ne dépend que de  $R_A$ , alors que la descente dépend de  $R_A$  et de  $R_B$ .

« Il faut noter aussi que, ni le temps, ni la fréquence ne dépendent de la tension d'alimentation, bien qu'il ne soit prévu aucune régulation de tension interne. Ceci

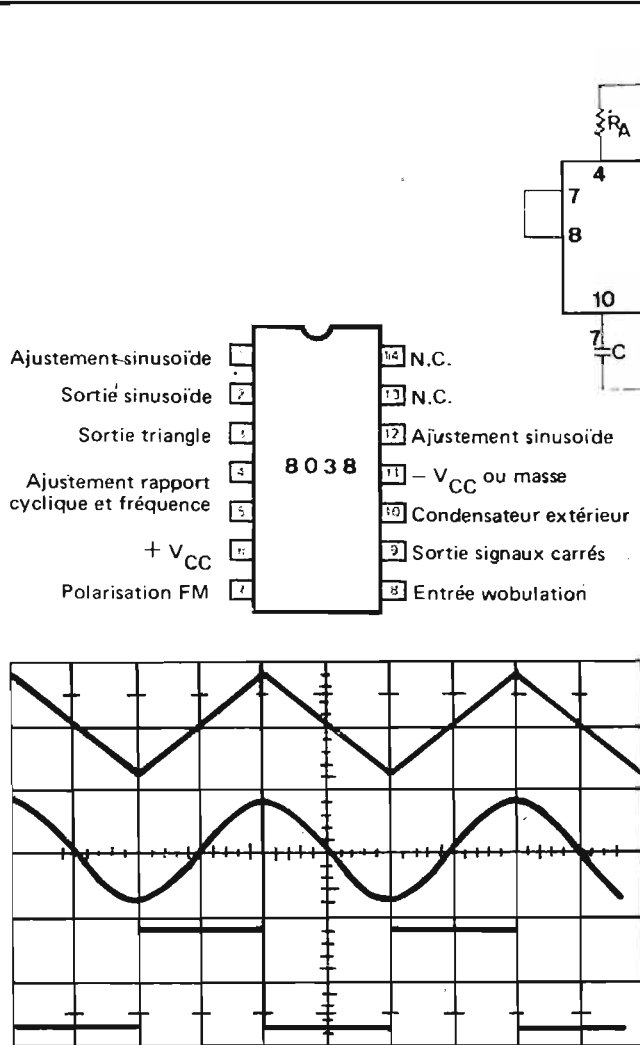


Fig. 7 - Brochage du 8038 et relation de phase entre les signaux obtenus.

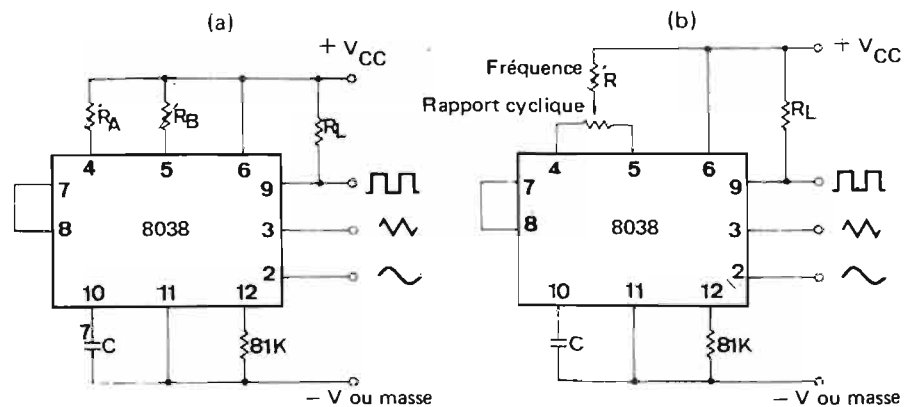


Fig. 8 - Deux montages simples du 8038.

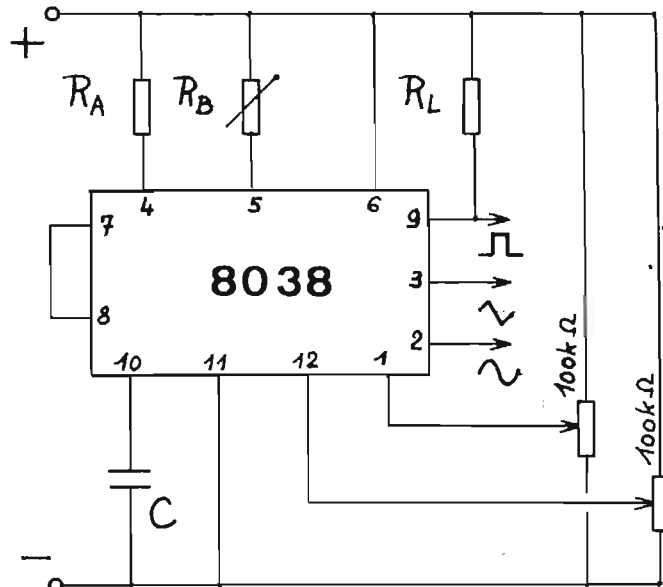


Fig. 9 - Montage pour distorsion minimum.

est dû au fait que, d'une part les seuils et d'autre part les courants dépendent linéairement de la tension d'alimentation et de ce fait son effet s'annule, comme les calculs l'ont montré.

Afin de réduire la distorsion sinusoïdale, la résistance de 81 k $\Omega$ , entre broches 11 et 12, doit être ajustable. Dans ces conditions, il est possible d'obtenir une distorsion inférieure à 1 %. Toutefois, afin de réduire encore ce taux de distorsion il est possible de monter deux potentiomètres de 100 k $\Omega$ , comme on le verra sur le schéma définitif de la figure 9. Dans cette configuration, le taux de distorsion est voisin de 0,5 %. C'est évidemment cette solution que nous avons retenue pour le TBF 1038.

Une difficulté d'ordre pratique apparaît à l'examen de la formule

$$F = \frac{0,3}{R \cdot C}$$

et on devine que, la fréquence étant inversement proportionnelle à la valeur de R, on va obtenir une graduation non linéaire avec un potentiomètre linéaire : graduation serrée à une extrémité et desserrée à l'autre. Bien sûr, un potentiomètre logarithmique permettrait de corriger, tant bien que mal ce défaut, mais il ne faut pas perdre de vue que notre intention est de monter R<sub>A</sub> et R<sub>B</sub> distinctes, pour un meilleur fonctionnement. Alors il nous faudrait trouver un potentiomètre double, pièce toujours très difficile à trouver et très coûteuse si on désire conserver R<sub>A</sub> = R<sub>B</sub> tout au long de la course. De ces considérations ressort que, faire varier R pour obtenir la couverture de gamme, est une mauvaise solution.

Heureusement le 8038 présente la possibilité d'une commande de la fréquence par la broche 8. En effet comme il a été expliqué plus haut, la fréquence du générateur est une fonction directe de la tension continue appliquée sur cette broche. Voir figure 10. Cependant, dans cette configuration, la fréquence dépend, dans une certaine mesure, de la tension d'alimentation. La solution simple de la figure 10 est donc discutable. Notons que la tension sur 8 peut aller de V<sub>cc</sub> à 2/3 V<sub>cc</sub>, soit de +15 à +22 V, avec une alimentation de  $\pm 11$  V (soit de 22 V au total entre 6 et 11). La tension en 7 est alors de +18 V environ (80 % de 22 V).

Une solution plus élaborée que celle de la figure 10 a été utilisée

dans le TBF1038 : voir figure 11. Un amplificateur opérationnel LM741C est monté en contre-réaction de tension. Il reçoit sur son entrée e<sup>+</sup> la tension de la broche 7, soit +18 V. L'entrée e<sup>-</sup> prend alors en fonctionnement normal le même potentiel. Il existe ainsi aux bornes de la 6,49 k $\Omega$  une tension de 22 - 18 = 4 V. Comme le courant traversant cette résistance, traverse aussi la 2,21 k $\Omega$ , il se développe aux bornes de cette dernière une tension de

$$\frac{4 \times 2,21}{6,49} = 1,4 \text{ V}$$

environ et la tension de sortie du 741 est de 18 - 1,4 = 16,6 V. Cette tension étant pilotée à la fois par celle de la broche 7 et par la valeur de la tension d'alimentation. Ce montage permet de sauvegarder la stabilité du 8038 et de retrouver les performances données par 7 et 8 court-circuitées. Un potentiomètre bobiné linéaire de 47 k $\Omega$  est branché entre +22 V et la sortie du 741. La broche 8 étant alimentée par le curseur, la fréquence du générateur est proportionnelle à l'écart angu-

laire : la graduation en résultant est linéaire.

Une résistance butée R<sub>i</sub> de l'ordre de 3000  $\Omega$  est nécessaire pour limiter l'excursion de fréquence à un peu plus de 10, ce qui permet de couvrir, en gamme 4 par exemple, de 20 Hz à 200 Hz, en gamme 5 de 200 Hz à 2000 Hz.

Reste maintenant un gros problème à résoudre : nous voulons une seule graduation pour toutes les gammes et cela avec une précision de l'ordre de 1 %. Nous avons songé, un instant à choisir des condensateurs à grande précision d'étalonnage (1 % au moins). Mais très rapidement cette solution nous est apparue mauvaise, tant sur le plan financier que sur celui peut-être plus grave encore, de la disponibilité. Il fallait donc pouvoir obtenir les différentes gammes en utilisant des condensateurs grand public, donc à 10 voire 20 %. (En fait nous conseillons de prendre les nouveaux condensateurs au polycarbonate de Siemens, à 5 %).

Fort heureusement, le choix fait, pour la commande progressive de fréquence par la broche 8, nous laisse maître des valeurs de

R<sub>A</sub> et de R<sub>B</sub>. Il devient donc particulièrement facile d'adapter les valeurs de ces résistances à celle de l'exemplaire du condensateur utilisé :

$$R_A = R_B = \frac{F \cdot C}{0,3}$$

Cela nous conduit évidemment à avoir un couple R<sub>A</sub> R<sub>B</sub> par gamme (calage du haut de la gamme). D'autre part, pour assurer une très bonne concordance avec la graduation, nous avons aussi prévu, un ajustage de la résistance butée R<sub>i</sub> (calage du bas de gamme).

Pour conclure sur ce problème, nous aurons donc :

- une commutation de R<sub>A</sub>.
- une commutation de R<sub>B</sub>.
- une commutation de R<sub>i</sub>.
- une commutation de C.

ce qui sera résolu pratiquement par le choix d'un commutateur à quatre galettes douze positions (huit utilisées).

Pour rendre l'étalonnage plus facile, chaque résistance à ajuster comprend une partie principale fixe et une faible partie ajustable. Toutes les résistances ajustables sont regroupées sur un circuit imprimé très accessible.

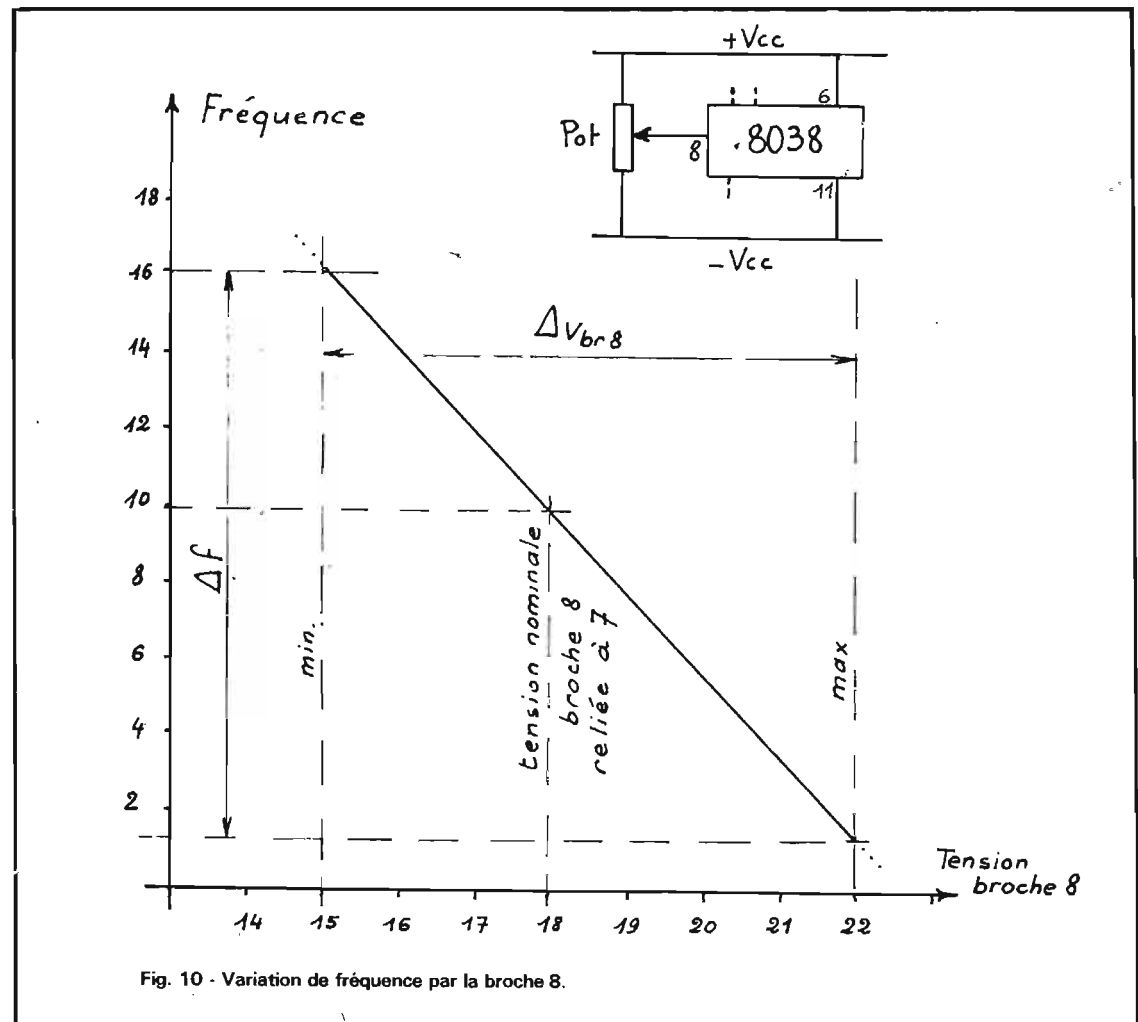


Fig. 10 - Variation de fréquence par la broche 8.

### 3. LE GENERATEUR DE VOBULATION

Vobuler un oscillateur consiste à faire varier progressivement sa fréquence, d'un minimum à un maximum (excursion de fréquence) d'une manière automatique, suivant une loi et une cadence bien connues.

Ce procédé, très utilisé en haute fréquence, pour l'alignement des circuits accordés (réglage d'un récepteur de télévision, par exemple), l'est moins en BF, sans doute parce que les générateurs BF vobulables sont rares et coûteux. Pourtant la méthode permet une étude très rapide du comportement d'un montage, dont les caractéristiques dépendent de la fréquence du signal incident. Pour ne citer qu'un exemple : on relève de cette façon, très vite et visuellement, la bande passante d'un amplificateur Hifi.

Deux lois de vobulation sont classiques :

— **La vobulation logarithmique** qui permet d'obtenir sur l'écran de l'oscilloscope, une courbe du type de celles des figures 5 et 6, où précisément la graduation horizontale est logarithmique. L'avantage, dans le cas du graphique papier est évident : possibilité de couvrir sur une distance faible, une gamme de fréquences énor-

me (de 10 Hz à 1 MHz, sur ces figures). Inconvénient : si la lecture est facile et précise pour les fréquences basses, elle devient de plus en plus aléatoire pour les fréquences élevées, puisque le même écart linéaire sur le papier, nous fait passer par exemple de 10 à 100 Hz et de 100 kHz à 1 MHz. Sur l'écran de l'oscilloscope, le repérage d'une fréquence devient très difficile.

— **La vobulation linéaire.** Les fréquences se répartissent linéairement sur l'écran de l'oscilloscope (ou sur le papier). Evidemment on ne peut pas couvrir une très large gamme, faute de quoi on manquerait de précision partout. Toutefois, comme l'excursion de fréquence possible avec un 8038 est modérée (50 fois environ, contrairement à ce que promet Intersil, qui annonce 1000 fois), l'inconvénient tombe de lui-même. Par contre le repérage d'une fréquence devient assez facile, à partir du moment où deux points sont connus. A l'examen visuel, les habitués des représentations logarithmiques devront faire le petit effort d'adaptation nécessaire. Ils sont certainement très rares chez les amateurs pour qui nous écrivons ces lignes.

Pour obtenir la vobulation linéaire finalement retenue pour le TBF1038, il nous a suffi de relier la broche 8, non plus au curseur

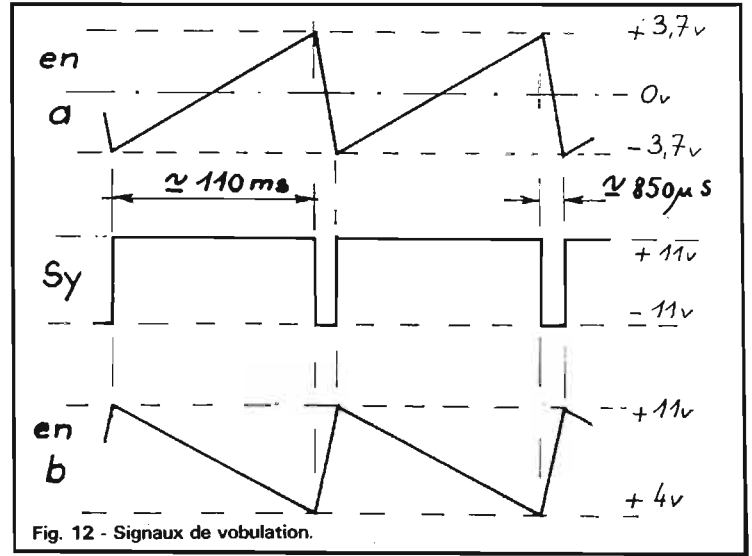


Fig. 12 - Signaux de vobulation.

du potentiomètre, mais à une rampe de tension linéaire. Cette rampe doit avoir des caractéristiques très précises, si on veut un bon résultat : En effet elle doit se situer entre  $+V_{cc}$  et  $+2/3 V_{cc}$ , soit de +15 à +22 V. Il faut donc prévoir un réglage de son amplitude (excursion de fréquence) et de son niveau moyen, pour la garder dans ces limites.

Les circuits intégrés permettent une solution facile du problème :

Un 8038 fournit le signal de rampe sur sa sortie triangle. Pour cela, le fonctionnement est rendu très dissymétrique avec  $R_A = 150$

k $\Omega$  et  $R_B = 2,2$  k $\Omega$ . Les caractéristiques du signal se trouvent en figure 12.

Ce 8038 peut être choisi d'un type plus économique : 8038 CC (au lieu de 8038 BC) car les impératifs de qualité sont ici bien moins rigoureux que dans le générateur G. Gros avantage du 8038 : il nous fournit une impulsion négative sur sa sortie carrée, impulsion en phase avec le retour de la rampe, donc parfaitement convenable pour synchroniser l'oscilloscope associé, d'autant que l'amplitude atteint pratiquement 22 Vcc.

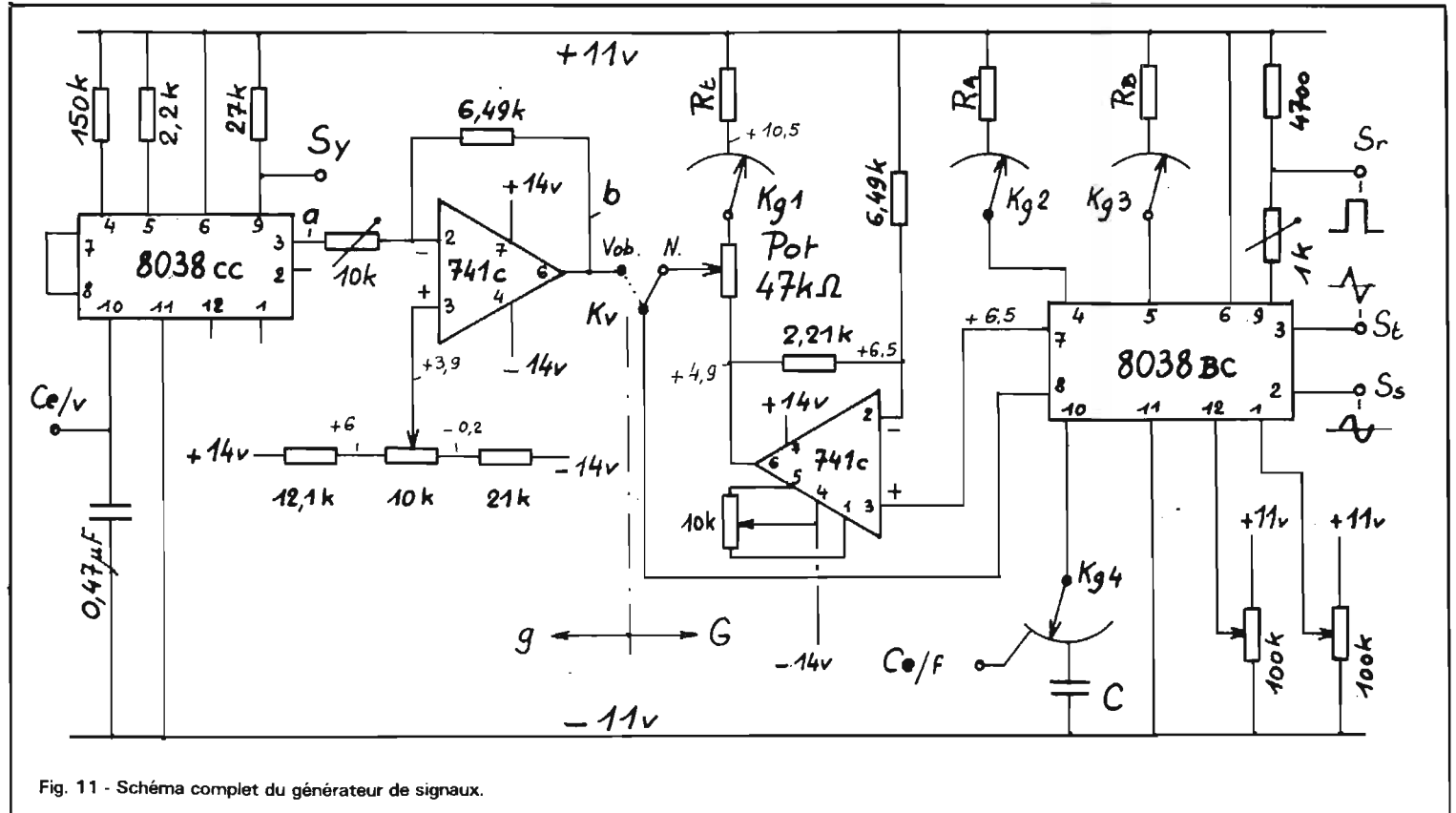


Fig. 11 - Schéma complet du générateur de signaux.

Comme nous voulions vobuler sur des fréquences basses (surtout à partir de la gamme 3) la fréquence de la rampe devait être aussi basse que possible. Le choix de 10 Hz environ est un compromis entre ce désir et celui de s'adapter à la rémanence de l'écran de l'oscilloscope.

La rampe montante du 8038 est appliquée à un 741, monté en contre-réaction d'intensité. Le gain négatif est ajusté par la résistance d'entrée, tandis que le niveau moyen est réglé par la tension injectée sur l'entrée e<sup>+</sup>. Ces deux réglages permettent de caler la rampe de sortie, exactement comme on le veut et donc d'obtenir les meilleures conditions de vobulation.

Le gain étant négatif, la rampe de sortie est descendante (voir fig. 12). Les fréquences basses seront donc en début de rampe (broche 8 à +22 V) et les fréquences hautes en fin de rampe (broche 8 à +15 V). Sur l'oscilloscope, nous verrons donc les fréquences basses à gauche et les hautes à droi-

tés, ce qui correspond à nos habitudes.

Un condensateur extérieur peut être branché en parallèle sur le 0,47 µF de g, ce qui abaisse la fréquence de vobulation à la valeur désirée, si on désire vobuler les gammes basses de G. Un oscilloscope à très grande rémanence est toutefois nécessaire dans ce cas.

Les deux LM741C des générateurs G et g sont alimentés en ±14 V, de manière à pouvoir amener les potentiels des sorties à +11 V, sans risque de distorsion. Par contre, comme on l'a déjà vu, les deux 8038 sont alimentés en ±11 V, d'une part pour rester, en deça des LM741C, mais surtout d'autre part pour en limiter la dissipation thermique, laquelle ne doit jamais dépasser 750 mW.

NB: Dans le texte, les potentiels ont été indiqués par rapport à -Vcc, c'est-à-dire au -11 V. Sur la figure 11, les potentiels ont été mesurés par rapport à la masse, c'est-à-dire au point milieu de l'alimentation.

#### 4. TRAITEMENT DU SIGNAL SINUSOIDAL

Alors que les signaux carrés et triangulaires issus de G sont envoyés presque directement sur les entrées des amplificateurs de sortie, le signal sinusoïdal suit un chemin quelque peu plus compliqué.

L'examen du schéma de principe du 8038 (fig. 3) nous montre que la sortie sinusoïde (broche 2) se fait précisément en un point, dont l'impédance relativement élevée, détermine la distorsion des différents niveaux de cette sinusoïde. Il est donc important de ne pas recueillir ce signal directement, en l'envoyant sur l'entrée d'un amplificateur dont l'impédance trop basse ne manquerait pas de nous interdire les 0,5 % de distorsion que nous escomptons. Le signal sinusoïdal sera donc prélevé par l'intermédiaire d'un amplificateur opérationnel spécial, de gain très voisin de l'unité

(0,9999) présentant une impédance d'entrée très élevée (10<sup>12</sup> Ω) et une impédance de sortie très basse (1 Ω environ). Il s'agit du LM310H, dont nous donnons les caractéristiques en figure 14.

La liaison entre le 8038 et le 310 se fait en réalité par l'intermédiaire d'un inverseur électronique, constitué par deux transistors FET : NF510, montés en interrupteurs série (chopper série). Entrée sur le drain, sortie sur la source. Si le gate est au potentiel de la source, le FET est conducteur et le signal le traverse. Si le gate est fortement négatif, le FET est bloqué et le signal ne passe pas.

La logique TTL va rendre les deux FET, alternativement conducteurs.

— Si FET<sub>1</sub> est conducteur, FET<sub>2</sub> est bloqué : le signal sinusoïdal passe et se retrouve à l'entrée du 310.

— Si FET<sub>1</sub> est bloqué, FET<sub>2</sub> est conducteur : le signal sinusoïdal est bloqué et l'entrée du 310 est reliée à la masse, ce qui amène sa sortie à 0 V également.

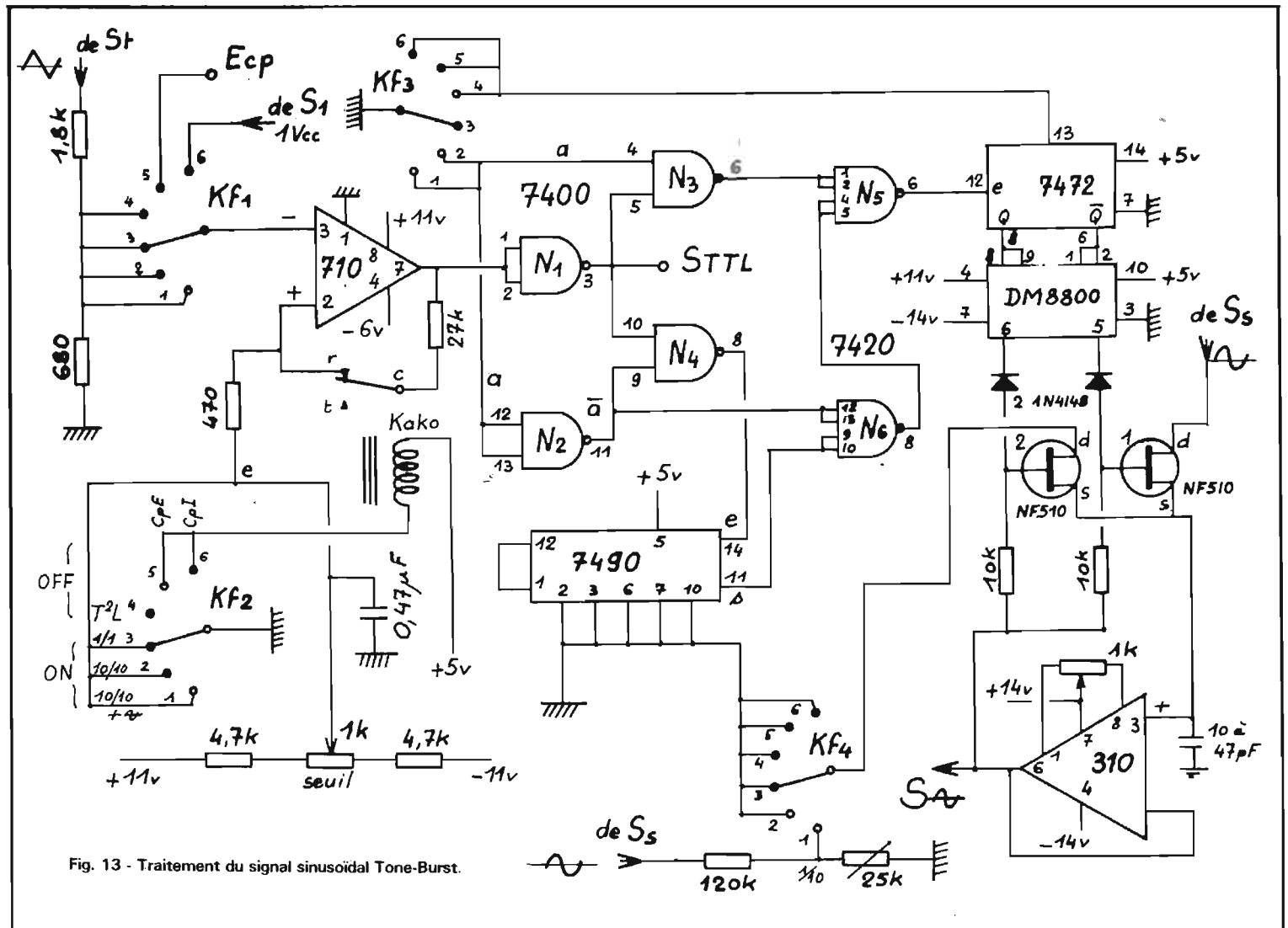
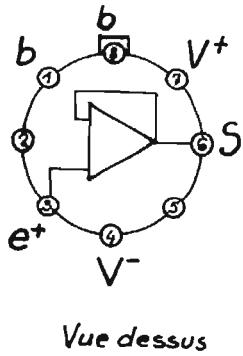


Fig. 13 - Traitement du signal sinusoïdal Tone-Burst.





Vue dessus

Fig. 14 - Le LM310, un amplificateur suiveur de tension. Caractéristiques : tension d'offset, 2,5 mV ; courant d'entrée, 2 nA ; Z entrée, 1012 Ω ; Z sortie, 0,75 Ω ; gain, 0,999 ; vitesse de montée, 30 V/μs ; bande passante pour petits signaux, 20 MHz ; consommation, 3,9 mA.

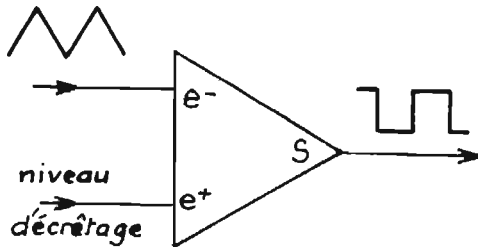
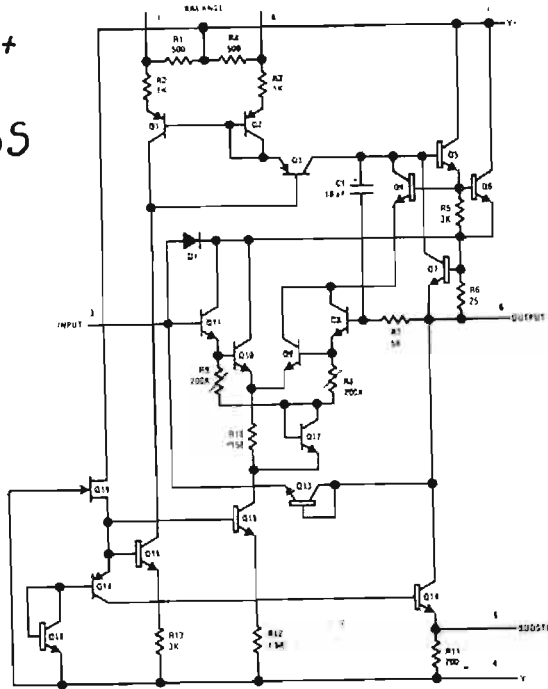
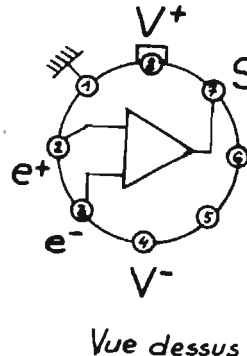
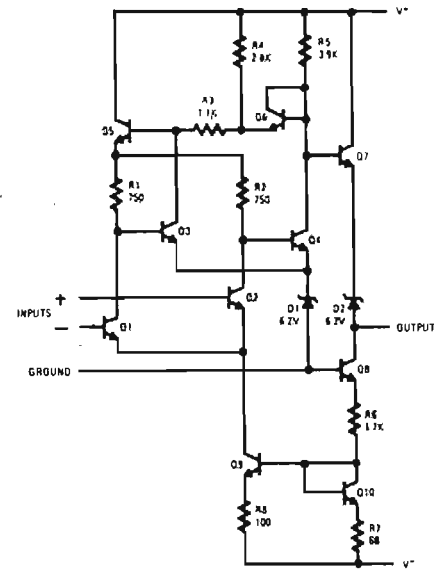


Fig. 15 - Principe du comparateur.



Vue dessus

Fig. 16 - Le LM710, comparateur différentiel. Caractéristiques : tension d'offset, 1,6 mV ; courant d'offset, 1,8 μA ; courant d'entrée, 25 μA ; gain, 1500 ; temps de réponse, 40 ns ; sortie haute, +3,2 V ; sortie basse, -0,5 V ; consommation V+, 5,2 mA ; consommation V-, 4,6 mA.



zone d'incertitude

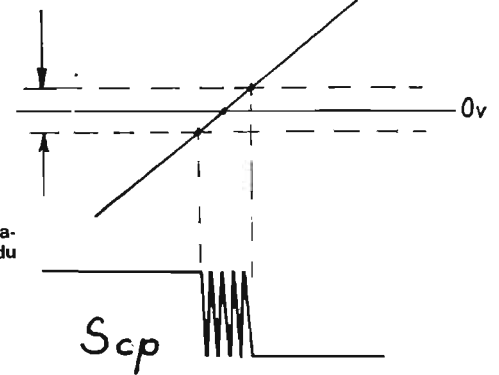


Fig. 17 - Oscillations parasites du comparateur.

Reste donc à étudier maintenant la **logique TTL**.

Une première remarque : il n'est pas possible d'utiliser le signal carré du 8038 BC, pour assurer la commutation précédente, car la relation de phase entre la sinusoïde et ce signal n'est pas convenable : en effet le signal carré est en avance sur le triangle et la sinusoïde d'un quart de période. Il nous faut donc fabriquer un signal rectangulaire de commutation en phase avec cette sinusoïde. Nous l'avons obtenu à partir du signal triangulaire, convenablement écrêté.

Un comparateur de tension LM710CH convient parfaitement pour cet usage. Le schéma de principe est donné en figure 15 : le signal triangulaire est appliqué sur l'entrée inverseuse, l'autre entrée recevant une tension continue ajustable au niveau d'écrtage désiré. Dès que le niveau en e- dépasse cette tension, la tension de la sortie S, passe au niveau bas. Dès qu'il est inférieur à cette tension, elle passe au niveau haut.

Le LM710CH, bien que ressemblant très fort à un amplificateur opérationnel classique, présente toutefois quelques différences importantes avec un 741, par exemple.

- Le circuit est construit avec un nombre d'étages réduit (voir schéma de la fig. 16) : il en résulte un gain plus faible (1500 typique).
- Les transistors utilisés ont leur zone de base dopée à l'or, ce qui leur confère des temps de commutation très courts.

Ces deux premiers points permettent d'obtenir un temps de réponse de l'ordre de 40 ns.

- La sortie est compatible TTL (ce qui n'est pas le cas du 741). Le niveau haut est limité par la diode zener en série avec Q7 et le niveau bas ne peut pas descendre en dessous de -0,5 V, la base de Q8 étant à la masse (connexion n'existant pas sur un Am/Op classique).

- L'alimentation du circuit se fait pour satisfaire à ces exigences avec V+ = +12 V (+11 V dans le TBF1038) et V- = -6 V.

L'utilisation du schéma très

simple de la figure 15, conduit malheureusement à de gros déboires avec les signaux lents. Dans ce cas, en effet, la montée du triangle se faisant trop lentement, il se produit pendant la traversée du niveau d'écrtage, une incertitude de l'état de la sortie du comparateur : celle-ci oscille donc un certain nombre de fois entre le niveau bas et le niveau haut. Voir figure 17. Comme les circuits TTL qui suivent le comparateur montent à 30 MHz au moins, ils répondent scrupuleusement à ces sollicitations anarchiques et... la panique totale s'installe dans la commutation. Pour pallier à ce grave défaut, il suffit de munir le comparateur d'une légère réaction positive, lui donnant un comportement de trigger de Schmidt. Voir figure 18 : La modification consiste uniquement à ajouter les résistances R1 et R2. Dès que le niveau e- dépasse celui de e+, le premier basculement se produit et S passe à l'état bas. Mais cette variation est transmise à e+ dans le rapport

$$\frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

ce qui fait que le niveau de cette entrée baisse légèrement. Baisse qui ajoutée au dépassement initial de e- fait sortir immédiatement le comparateur de la zone d'instabilité : aucun autre basculement ne se produira.

Lors de la descente du triangle, le même phénomène se produit, en sens inverse. Pour l'élaboration du signal rectangulaire de commutation, la solution de la figure 18 est parfaite et donne satisfaction aussi bien sur les fréquences élevées (200 kHz) que sur les très basses (0,02 Hz). Pourtant dans le cas de l'utilisation du comparateur pour la mesure indirecte des tensions de crête (ce qui est prévu dans le TBF1038), elle s'assortit d'un défaut : en effet, le niveau sur l'entrée e+ n'est jamais égal au niveau d'écrtage, mais légèrement supérieur ou inférieur selon que S est haute ou basse. De plus, au moment du basculement cette tension varie d'un seuil à l'autre, si bien que la mesure est incertaine. Pour éliminer ce dé-

tendue en bruit de fond lors de l'écoute d'un disque. Le remède est un filtre du type utilisé par Yamaha.

**2) Le préamplificateur d'entrée micro :** Sur le panneau avant du CR510 se trouve un jack permettant le branchement d'un micro dynamique d'impédance 50 k $\Omega$  qui attaque l'entrée de TR901 et à la sortie de ce dernier se trouve le potentiomètre de niveau micro placé sur le panneau avant. Puis à la suite de celui-ci un tandem de deux transistors TR902 - TR903 montés en liaisons directes. Une contre-réaction linéaire est assurée entre l'émetteur de TR902 et le collecteur de TR903 par R911. Le condensateur C908 de 56 pF limite la bande passante au spectre audible afin d'assurer au maximum la stabilité du montage.

**3) Le correcteur de tonalité :** A la sortie du commutateur de fonctions et placé avant les circuits de tonalité proprement dits se trouve le filtre Loudness associé au potentiomètre de volume et relevant de + 8 dB à 70 Hz et de + 40 dB à 10 kHz lors de l'écoute à bas niveau (= - 30 dB) constitué

de TR451 - TR453 et TR455 le correcteur de tonalité est de type Baxandall actif parce qu'à contre-réaction entre les émetteurs de TR451 et TR455.

Le potentiomètre de balance à prise médiane, est placé à l'entrée du circuit de correction de tonalité (VR451).

**4) L'étage de sortie :** A l'entrée du module de puissance, se trouve un étage différentiel constitué de TR<sub>503</sub> et TR<sub>505</sub> polarisé par un transistor FET et une résistance VR<sub>501</sub> de 4,7 k $\Omega$  destinée à régler le point milieu, du push-pull, à 0 V  $\pm$  10 mV. Ce réglage évite toute composante continue aux bornes du HP. L'adoption du FET/TR<sub>501</sub>, assure une stabilisation parfaite du zéro, du point milieu, quelles que puissent être les variations de tension et de température.

Le transistor TR<sub>507</sub> prédriver, attaque les bases des transistors déphaseurs TR<sub>511</sub> et TR<sub>513</sub> respectivement PNP et NPN. Comme dans tous les schémas de ce genre, la polarisation de repos est assurée par un transistor TR<sub>509</sub> monté entre les bases des déphaseurs, cela évitant toute distorsion

de commutation même à très bas niveau.

Des résistances de 0,47  $\Omega$  placées dans les émetteurs des transistors de sortie TR<sub>517</sub> et TR<sub>515</sub> limitent les dispersions inévitables de ces transistors et les protègent de l'emballement thermique.

Deux fusibles de deux ampères protègent efficacement les transistors de sortie et les enceintes en cas de court-circuit et de surcharge.

Les atténuateurs pour le casque sont constitués de deux résistances série de 270  $\Omega$ .

#### D. L'alimentation

Les modules de puissance sont alimentés sous + et - 23 V à partir d'un enroulement de 2 x 17 V alternatifs et d'un pont de quatre diodes. Deux condensateurs de 2200  $\mu$ F/50 V assurent le filtrage des + et - 23 volts.

La régulation des tensions d'alimentation des étages HF/FI et préamplificateurs est assurée par six transistors TR<sub>601</sub> à TR<sub>606</sub>. A la lecture de cette partie du schéma, on constate que le constructeur n'a pas hésité à forcer sur la régulation de ces étages, ce qui

n'est pas sans résultat positif sur la stabilité des performances.

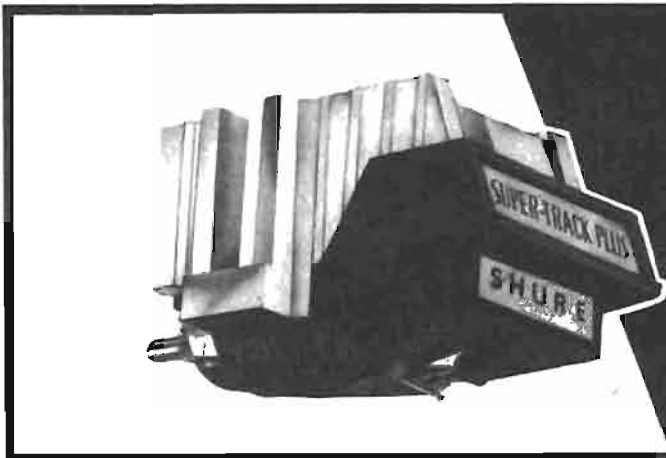
### L'ÉCOUTE DU CR510 YAMAHA

Écouté sur différentes enceintes disponibles lors de l'essai du CR510 (KEF chorale, BW/DM4, AR4KA) nous remarquons que la réserve de puissance reste toujours suffisante même dans un living de 30 m<sup>2</sup>. Il est vrai que 2 x 25 W efficaces ont été mesurés sur 8  $\Omega$  et cela dépasse les performances annoncées par Yamaha.

L'écoute d'un instrument seul - en ce moment Les Préludes de Chopin - donne une clarté, un ciselé de piano très agréable sans jamais percevoir la moindre distorsion harmonique, quelle que soit la puissance sonore, pianissimo ou fortissimo !

En FM stéréophonique, l'écoute est bonne sans souffle même avec un dipôle, intérieure de twinlead de 300  $\Omega$ .

Henri LOUBAYERE



## Shure innove.

Si le son de votre chaîne Hi-Fi est froid, sec et étriqué, remplacez votre tête de lecture. SHURE a testé pour votre oreille la cellule phonolectrice SHURE V-15 type III.

La tête de lecture SHURE V-15 type III apportera à votre chaîne Hi-Fi la chaleur, le mordant et surtout l'espace sonore dont votre oreille a besoin.

La cellule SHURE V-15 type III possède un noyau magnétique dont l'innovation repose sur sa structure laminée et un équipement mobile dont la masse de la pointe a été réduite de 25%. Cette technicité avancée permet une trackabilité encore plus élevée aux forces d'appui ultra-légères actuelles, une réponse aux fréquences étonnamment plates, et une dynamique encore plus accrue. Le mieux est encore d'aller écouter la V-15 type III chez votre revendeur habituel qui sera à même de vous faire apprécier toutes ses qualités.

#### DEMANDE DE DOCUMENTATION

à adresser à CINECO  
72 Champs-Élysées - 75008 PARIS. FRANCE  
Je désire recevoir une documentation  
NOM \_\_\_\_\_  
ADRESSE \_\_\_\_\_



**SHURE**

Importateur exclusif.



**CINECO**

72, Champs-Élysées - PARIS 8<sup>e</sup> - 225.11.94

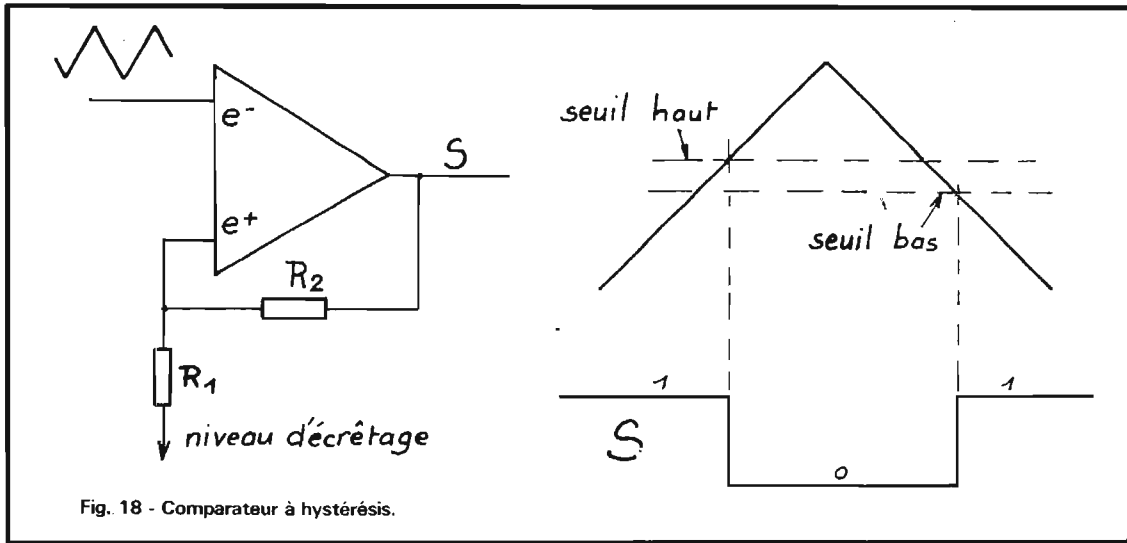


Fig. 18 - Comparateur à hystérésis.

faut dans ce type d'application, nous supprimons la réaction positive en déconnectant  $R_2$  de  $e^+$ , cette coupure étant réalisée par un petit relais Kako de façon à avoir des connexions très courtes. On distinguera ce détail du montage dans le schéma complet de la commutation. Voir figure 13.

Le signal de sortie du comparateur est appliqué à l'entrée d'une première porte Nand, N1. La sortie de N1, accessible extérieurement (sortie TTL) est également reliée aux entrées de N3 et de N4, lesquelles sont commandées par le commutateur. Si  $a = 0, \bar{a} = 1$ , N3 est bloquée, le signal traverse N4, atteint l'entrée de la décade SN7490, est divisé par 10, traverse N6 et N5 pour attaquer le diviseur par 2, SN7472.

Si  $a = 1, \bar{a} = 0$ , N4 est bloquée, le signal traverse N3, puis N5 et atteint directement, sans division par 10, le diviseur par 2, SN7472.

Les créneaux complémentaires Q et  $\bar{Q}$  issus dans chaque cas du SN7472, commandent un circuit très particulier : le DM8800. Il s'agit d'un circuit « interface » TTL-FET, contenant deux fois le montage dont le schéma est donné en figure 19.

— Si les deux entrées de la fonction Nand du 1/2 DM8800 sont à 1, alors la sortie passe au niveau bas ( $-12\text{ V}$  environ) ce qui bloque le FET associé. (voir fig. 13).  
— Si les deux entrées sont à 0, la sortie passe au niveau haut ( $+10\text{ V}$  environ) ce qui rend le FET conducteur.

Comme les entrées A et B

d'une part, C et D d'autre part, du DM8800 sont reliées aux sorties complémentaires Q et  $\bar{Q}$ , nous aurons bien à tout instant la conduction alternée des deux FET. Donc :

— Si  $Q = 1, \bar{Q} = 0$ , le signal sinusoïdal passe.  
— Si  $Q = 0, \bar{Q} = 1$ , il ne passe pas et la sortie chopper est à la masse.

Le fonctionnement de l'ensemble logique est commandé par le commutateur de Tone-Burst.

a) Positions ON : découpage en service.

● 1/1. C'est le cas  $a = 1, \bar{a} = 0$ . Le créneau rectangulaire issu du comparateur et en phase avec la sinusoïde, atteint directement le SN7472 : on obtient une période de sinusoïde suivie d'une période de « silence » à OV.

● 10/10. C'est le cas  $a = 0, \bar{a} = 1$ , le signal du comparateur, divisé par 10, provoque le passage de 10 périodes de sinusoïdes suivies de 10 périodes à OV.

● 10/10 +. Même disposition qu'au cas précédent, mais pendant l'interruption des sinusoïdes, le FET2 retourne, non plus à la masse, mais au 1/10 de la tension sinusoïdale maximum. On a donc 10 sinusoïdes à amplitude normale suivies de 10 sinusoïdes au 1/10 de cette amplitude. Comme nous le verrons plus loin, dans l'étude des nombreuses applications du TBF1038, cette possibilité permet d'étudier le comportement d'un amplificateur en voyant si, après une attaque à fort niveau, il est capable de restituer des nuances, c'est-à-dire en d'autres termes, voir s'il se désature rapidement.

b) Positions OFF : découpage hors service. La sinusoïde passe normalement. En effet dans ces positions, on applique le niveau 0 sur l'entrée S du SN7472, ce qui bloque cette bascule dans l'état  $Q = 1$  et  $\bar{Q} = 0$  : comme on l'a vu plus haut, dans cet état, le signal sinusoïdal passe de façon permanente. Par ailleurs, dans les positions OFF, le comparateur reçoit sur son entrée  $e^+$ , une tension variable par le potentiomètre de seuil et permettant de choisir le niveau d'écrêtage à volonté, alors que dans les positions ON, cette entrée  $e^+$  était à la masse (OV) de manière à avoir un signal de sortie comparateur symétrique (c'est-à-dire à rapport cyclique de 50 %).

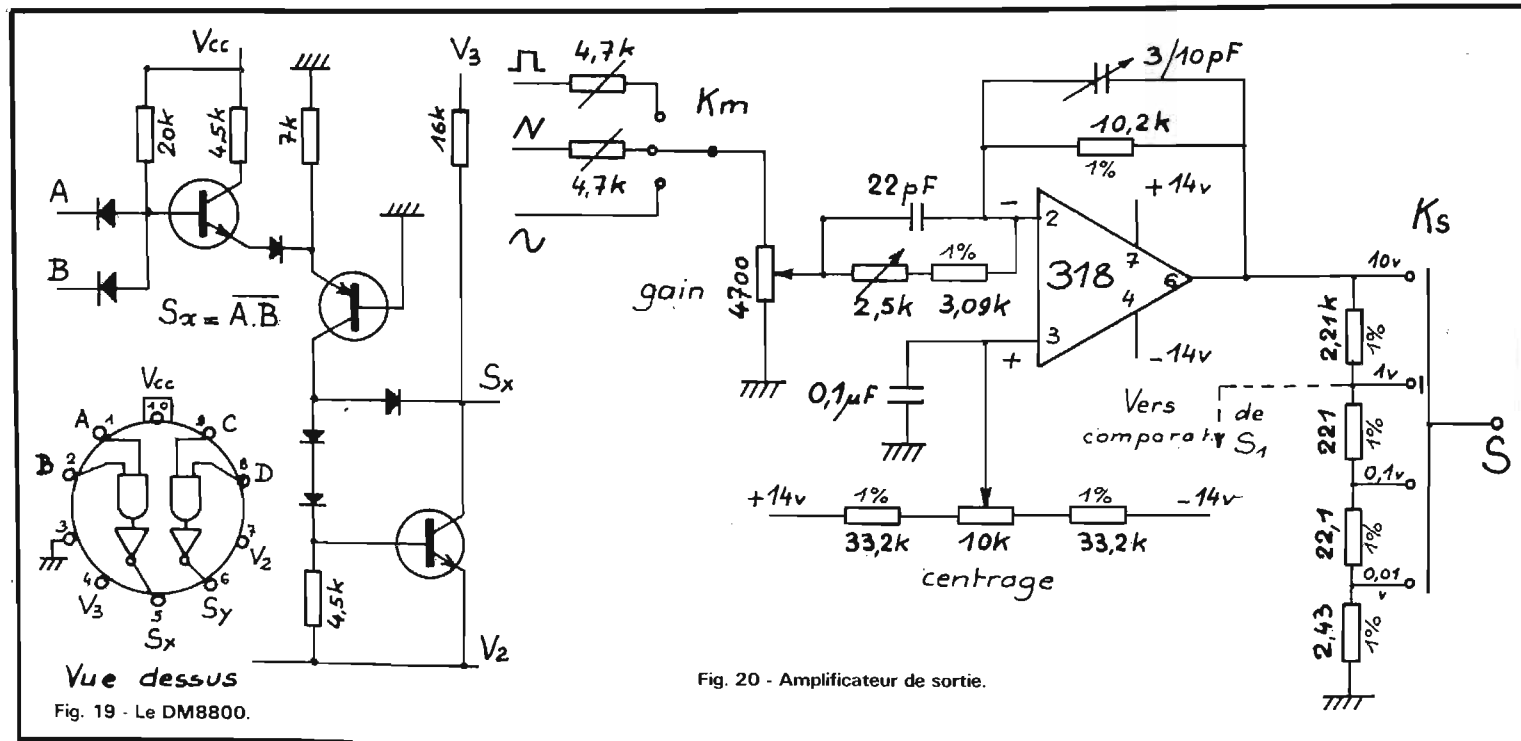
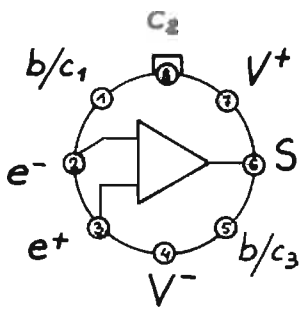


Fig. 20 - Amplificateur de sortie.



Vue dessus

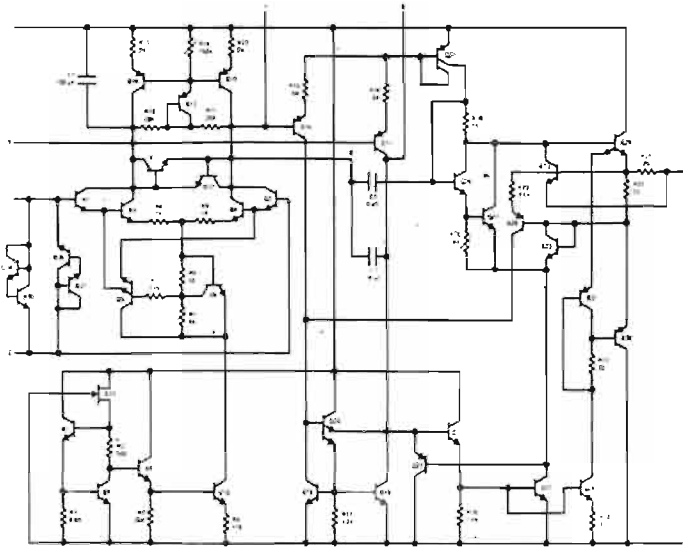


Fig. 21 - Le LM318, amplificateur opérationnel à large bande. Caractéristiques: tension d'offset, 4 mV; courant d'offset, 30 nA; courant d'entrée: 150 nA; Z entrée, 3 MΩ; gain, 200.000; vitesse de montée, 70 V/μs; bande passante pour petits signaux, 15 MHz; consommation, 5 mA.

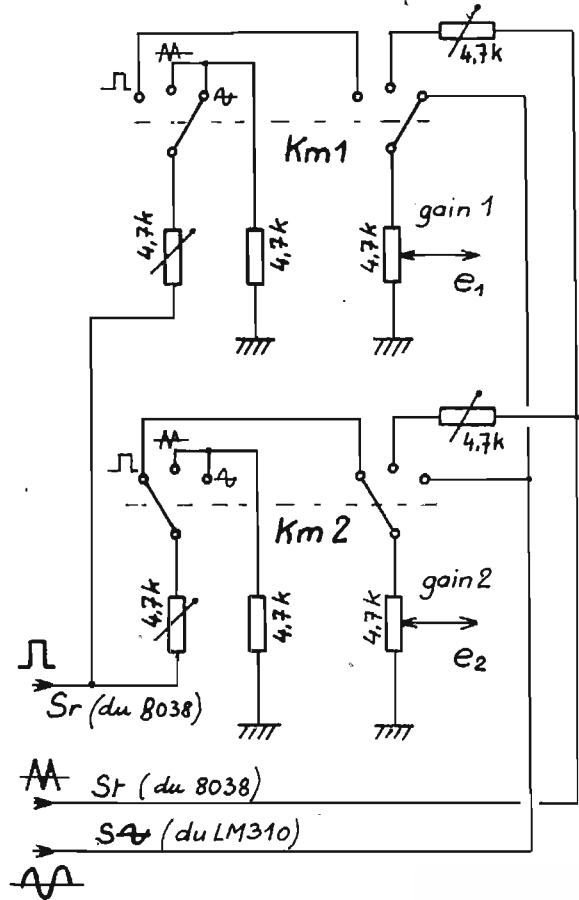


Fig. 22 - Détail de la commutation de mode.

● **en TTL.** Le réglage du seuil permet d'obtenir des créneaux à rapport cyclique réglable du minimum (impulsion négative fine) au maximum (impulsion positive fine) et cela à toutes les fréquences du générateur principal G, sans la moindre modification de la fréquence de ce dernier.

● **en CpE.** (comparateur externe). L'entrée du comparateur est reliée à une borne accessible extérieurement. Comme indiqué plus haut, le fonctionnement en trigger de Schmidt du LM710CH est supprimé de manière à faire des mesures plus précises des tensions de crête, par élimination des deux seuils différents.

● **en Cpl** (comparateur interne). L'entrée du comparateur est reliée à la sortie de l'ampli n° 1 et permet d'en contrôler la tension de crête.

Pour ces deux dernières appli-

cations, une borne extérieure permet la mesure de la tension de seuil appliquée au comparateur, mesure qui se fera de préférence au voltmètre numérique, pendant que l'oscilloscope connecté à la sortie TTL montre l'instant précis où le niveau du seuil est amené exactement, soit à la crête positive, soit à la crête négative. Nous en reparlerons au chapitre utilisation.

## 5. AMPLIFICATEURS DE SORTIE

Deux amplificateurs parfaitement identiques et indépendants sont prévus pour donner plus de souplesse dans l'utilisation du générateur.

Chaque amplificateur est simplement monté avec un circuit

opérationnel type LM318H, utilisé en contre-réaction d'intensité. Nous donnons en figure 21 les caractéristiques détaillées de ce circuit. On remarque tout de suite qu'il est bien plus performant qu'un classique 709 ou 741, à la fois sur le plan de la bande passante (15 MHz contre 1 MHz au 709) et sur celui de la vitesse de montée (slew-rate de 70 V/μs contre 0,25 V/μs au 709). Il sera ainsi possible de passer dans de bonnes conditions les signaux carrés de l'ordre de 100 kHz. Le gain réglable par la résistance série de l'entrée (voir fig. 19) est de l'ordre de 2. Une correction par condensateur, permet de restituer les signaux carrés à fréquence élevée. La tension sur l'entrée e<sup>+</sup> est réglable de - 2 V à + 2 V environ, ce qui autorise un décentrage total du signal de sortie, même à amplitude maximum: possibilité

intéressante dans le cas, par exemple, du travail de mise au point d'un amplificateur passant le continu.

Le niveau des signaux de sortie est calibré au maximum d'amplitude à 10 Vcc, mais un atténuateur à décades délivre ce signal à 10 Vcc, 1 Vcc, 100 mVcc, 10 mVcc. Par ailleurs, un potentiomètre d'entrée permet un réglage progressif, les valeurs précédentes étant valables potentiomètre au maximum.

## 6. COMMUTATEUR DES FORMES D'ONDE

L'entrée des amplificateurs peut être connectée aux trois formes de signaux. Toutefois, comme les trois sorties du 8038 sont à

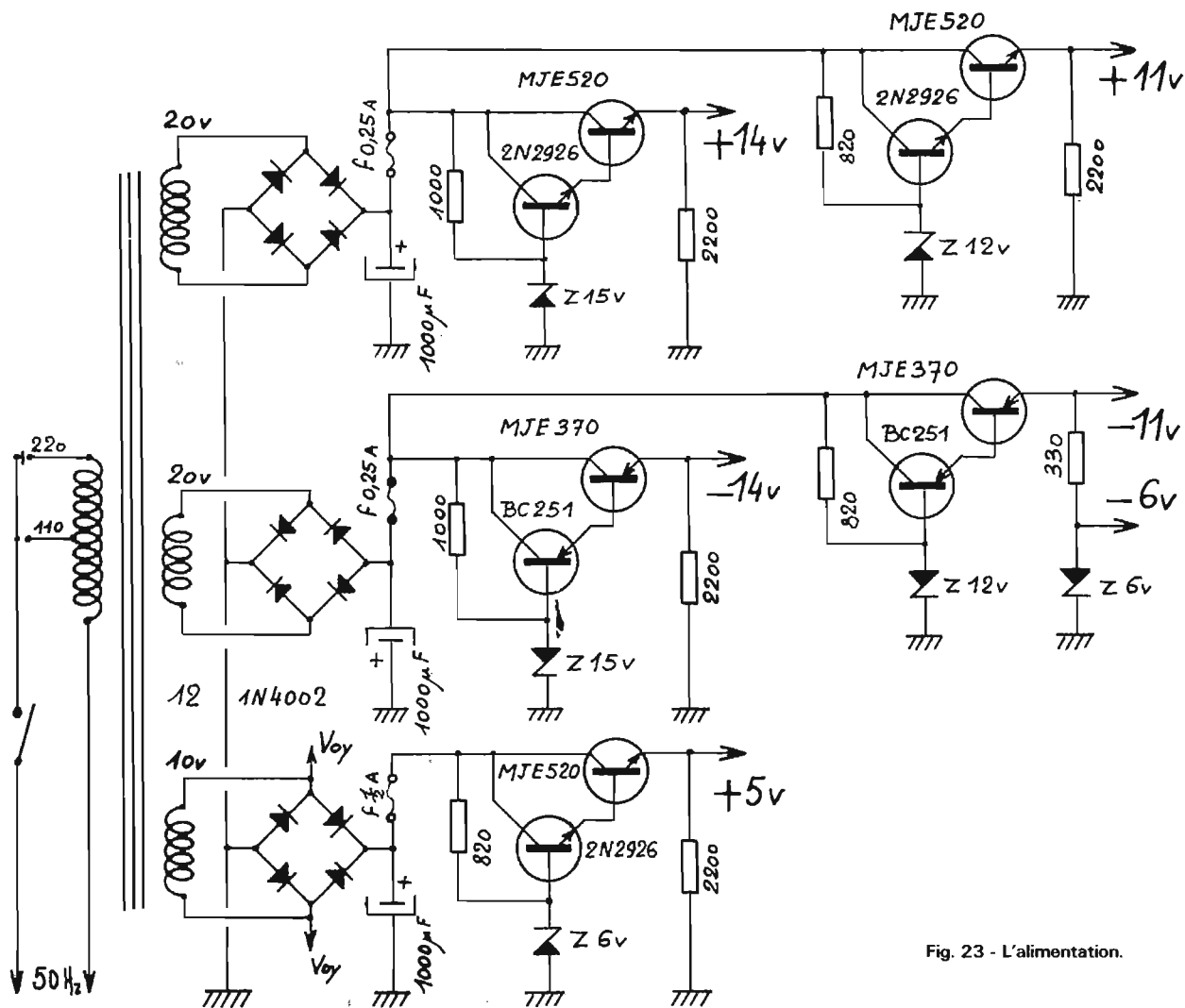


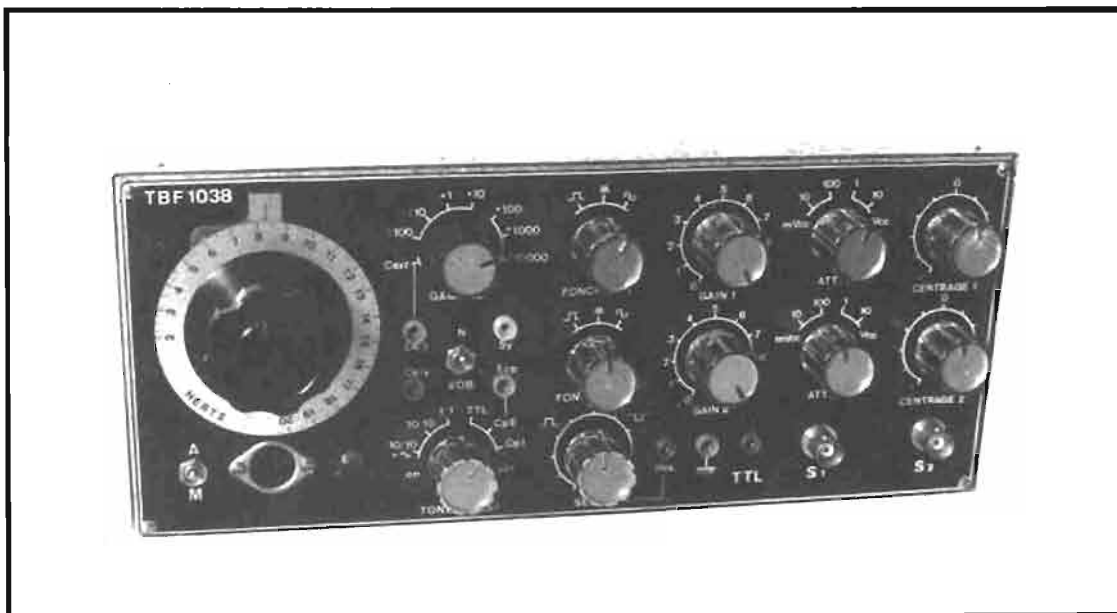
Fig. 23 - L'alimentation.

des amplitudes différentes, il faut procéder à un nivellement pour que les niveaux de sortie soient les mêmes. Le sinusoïdal est relié

directement, car son amplitude est la plus faible. Les rectangulaires et triangulaires le sont à l'aide de résistances sé-

ries ajustables. Pour le rectangulaire, l'impédance de sortie de G étant moyenne (4700 Ω), il faut prévoir deux ré-

sistances fixes, de même valeur que le potentiomètre de niveau, pour éviter des modifications d'amplitude, lors de la manœuvre du commutateur de fonction (voir fig. 22). Un réglage du niveau moyen est aussi prévu, sur la plaque G, pour centrer le signal carré sur le OV.



F. THOBOIS

(à suivre)

N.D.L.A.

Les figures 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8 et les paragraphes entre parenthèses sont extraits des documents techniques Inter-sil.

# LE CIRCUIT « POMPE »

## Un progrès dans la conception des téléviseurs transistorisés

### 1. INTRODUCTION : LES RAISONS QUI CONDUISENT AU CIRCUIT « POMPE »

LES téléviseurs entièrement à semiconducteurs sont les fruits récents d'un travail d'envergure commencé avec les années 70. Les fabricants ont d'abord porté l'accent sur le développement de récepteurs couleur. Dans les étages de balayage ligne s'imposent deux concepts concurrents : le montage à transistor haute tension et le montage à thyristors.

Compte tenu de la grosse proportion d'appareils portatifs et de différents autres facteurs (dimensions, évacuation de la chaleur, etc.), ces deux concepts se heurtent à des considérations techniques et économiques. En outre on exige de ces récepteurs, donc d'un concept noir et blanc optimal, une séparation galvanique du secteur, un poids réduit et un fonctionnement possible sur batteries.

La question de l'alimentation est décisive pour la rentabilité d'un concept de téléviseur. Des alimentations à découpage ou à thyristors, telles qu'on en rencontre dans les récepteurs couleur, sont trop compliquées. Les transformateurs d'alimentation sont trop lourds, trop chers et exigent un montage spécialement robuste.

Les montages à transistors haute tension exigent en général un diviseur de tension, et les pertes engendrées pour élever la tension secteur redressée (environ 300 V) à la tension de charge de l'interrupteur de ligne sont importantes. Le montage de M. Wessel n'échappe pas non plus à des difficultés analogues.

Dans les montages à thyristors, le coût des semiconducteurs et des bobinages est spécialement élevé. Le point commun à toutes ces solutions est la difficulté de marier le fonctionnement sur batteries avec la séparation galvanique du secteur.

Sur ce dernier point le montage classique à transistor basse tension, travaillant avec une tension de 11 à 30 V, présente quelques avantages. Mais il n'échappe pas au poids d'un transformateur secteur.

Les améliorations successives portées au montage à transistor basse tension mènent au circuit « pompe ». C'est un circuit à transistor, alimenté pendant le retour du spot, et qui évite quasiment tous les défauts des montages cités plus haut. La première publication du circuit « pompe » date de 1967 (Funkschau 1968, N° 9, auteur : W. Hirschmann). Le niveau atteint aujourd'hui par ce montage dépasse toutes les autres solutions proposées, tant au point de vue des caractéristiques que de celui du prix de revient. De nombreux fabricants de téléviseurs européens ont commencé à développer leurs téléviseurs noir et blanc avec ce montage.

Siemens livre pour ce concept une gamme de transistors à triple diffusion adaptés :

— Les BU 310, BU 311, BU 312, BU 110 pour balayage ligne avec tension d'alimentation entre 11 et 30 V.

— Les BU 111, BU 114 pour l'alimentation, suivant la consommation de puissance et le concept.

Des solutions techniques permettant d'utiliser le circuit « pompe » dans un récepteur couleur portatif apparaissent dès aujourd'hui.

### 2. PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT DU CIRCUIT « POMPE »

Le plus simple pour comprendre le circuit « pompe » à transistor, alimenté pendant le retour du spot, est de partir du concept basse tension illustré sur la moitié droite de la figure 1. Pendant l'aller du spot, l'interrupteur  $S_1$  est fermé (conducteur). Le courant  $I_L$  à travers la bobine de balayage  $L$  croît comme le flanc d'une dent de scie en fonction de la tension d'alimentation  $U_B$ .

A la fin de la ligne, l'interrupteur  $S_1$  s'ouvre. Le courant  $I_L$  continue à circuler à cause de l'inertie du champ magnétique et il charge la capacité de récupération  $C_R$ . La tension maximale  $U_{RM}$  est atteinte au milieu de la période de retour, lorsque la totalité de l'énergie réactive se trouve stockée dans  $C_R$ . Pendant le processus de décharge, le courant  $I_L$  change de sens en traversant  $L$ . Lorsque  $U_R$  a diminué jusqu'à être nulle, l'interrupteur  $S_1$  est enclenché à nouveau. L'aller du balayage avec montée linéaire en

courant recommence comme précédemment.

Le montage à basse tension est alimenté pendant l'aller du spot. L'énergie efficace nécessaire pour les pertes et pour d'autres utilisations est fournie par la source de tension  $U_B$  pendant l'alternance positive du courant, de même que l'énergie réactive pendant la seconde moitié de l'aller. La tension secteur doit être transformée et abaissée à la valeur de  $U_B$ . Au contraire, dans le circuit « pompe », la totalité de l'énergie nécessaire est fournie par le secteur pendant le retour du spot. Pour cela l'interrupteur  $S_2$  est rendu conducteur (voir figure 1 à gauche). Il passe un courant  $i = (U_N - U_R)/R_S$  (suivant la résistance  $R_S$ ) depuis la source de tension secteur redressée  $U_N$  dans le condensateur de récupération  $C_R$  ( $U_R =$  tension aux bornes de  $C_R$ ). L'énergie passe de  $C_R$  à  $U_B$  au moyen du champ magnétique et principalement pendant la première moitié de l'aller du spot. En  $U_B$  cette énergie est aussi à disposition pour d'autres utilisations,  $U_B$  étant une sorte d'accumulateur d'énergie.

L'exécution pratique la plus simple du circuit « pompe » est représentée à la figure 2. Le schéma complet est décrit en 4.1. La partie balayage avec l'interrupteur ligne  $T_A$  et la diode en parallèle  $D_1$  (qui forment ensemble l'interrupteur  $S_1$ ), l'unité de balayage, le condensateur de charge  $C_L$ , le condensateur de récupération  $C_R$ , le condensateur  $C_T$  de correction en S, tous ces éléments correspondent au montage basse tension. L'enroulement primaire  $w_1$  du transformateur THT est monté en autotransformateur. Ainsi la surtension lors du temps de retour  $U_R$  aux bornes de  $C_R$  peut être transformée, suivant la tension de service, à une valeur

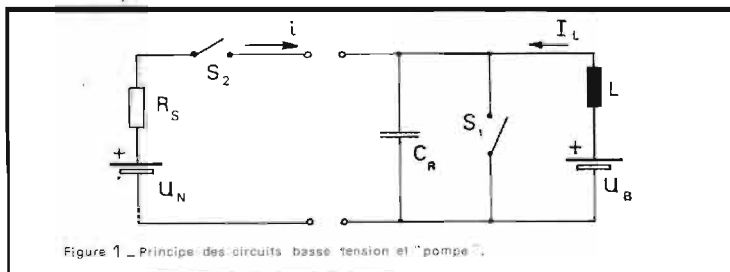


Figure 1 - Principe des circuits basse tension et "pompe".



proche de celle du secteur redressé. Le transistor « pompe »  $T_2$  travaille en interrupteur de courant « pompe »  $S_2$ . Il est commandé par les impulsions de retour du spot délivrées par un enroulement adéquat  $w_2$  du transformateur THT.

Compte tenu de sa simplicité le circuit « Pompe » esquissé à la figure 2 travaille avec une qualité d'image tout à fait satisfaisante. Avec des moyens relativement restreints, il est possible en plus de stabiliser la largeur de l'image contre les variations de charge et de tension secteur.

### 3. PROBLÈMES PARTICULIERS

#### 3.1. Circuit « pompe » à transistor avec réglage série et compensation de la THT.

Le principe de régulation sera expliqué à l'aide de la figure 3 qui ne se distingue du montage simple de la figure 2 que par des adjonctions réduites. Comme ce montage (et les suivants aussi) est déjà équipé d'une séparation galvanique du secteur, l'enroulement primaire du transformateur THT est séparé en un enroulement  $w_1$  du circuit de balayage et un enroulement « pompe »  $w_3$  isolé. De plus le transistor « pompe » est branché en émetteur suiveur.

La diode zener  $D_6$  supplémentaire (en parallèle avec la jonction émetteur-base du BU 111) et la résistance d'émetteur  $R_E$  réalisent une source de courant d'émetteur. Cette source rend le courant de pompe indépendant de la tension appliquée au collecteur (et indépendant de la tension du secteur par conséquent).

La puissance perdue supplémentaire lors de surtensions du secteur doit être évacuée, comme dans tout montage à régulation série, par une tôle de radiateur de dimensions suffisantes.

L'influence d'une élévation du courant de faisceau sur la haute tension et sur la largeur de l'image est compensée par une diminution de la tension de service  $U_B$ . Cette diminution est réalisée par la demande supplémentaire d'énergie qu'exige l'élévation du courant de faisceau. D'autre part la consommation d'énergie du téléviseur est déterminée par l'intégration dans le temps de la tension de base du transistor « pompe » BU 111 (voir figure 4). Une diminution de la tension de service et de celle de retour du spot entraîne une diminution de la tension de commande  $U_S$  (par l'enroulement  $w_2$ ). Ceci a pour effet de réduire la durée du courant de pompe de la portion doublement hachurée sur la figure 4. Sur cette dernière figure on peut aussi remarquer que la surface hachurée croît avec le rapport

$$\frac{U_Z}{U_S} = \frac{\text{Tension de Zener}}{\text{Valeur de crête de la tension de commande}}$$

La réduction de l'impulsion nécessaire pour compenser complètement les variations de la largeur de l'image peut donc être ajustée par le choix d'une tension de Zener convenable. L'important est d'assurer à la tension de commande une forme proche de la sinusoïde en optimisant le couplage de l'enroulement  $w_2$ .

Les autres variations de charge (dues par exemple aux étages d'amplification BF en classe B) se-

ront sensément compensées par une régulation parallèle.

#### 3.2. Régulation par largeur d'impulsions

Dans tous les circuits « pompe » avec régulation par largeur d'impulsions, la durée du courant « pompe » est adaptée à la consommation de puissance du téléviseur au moyen d'un circuit de réglage. Dans le cas le plus simple de régulation par largeur d'impulsions, la commande du BU 111 s'effectue aussi par la tension de retour du spot délivrée par un propre enroulement de commande du transformateur THT. Cette constante demi-période sinusoïdale de commande est superposée à une tension continue négative au moyen d'un étage amplificateur de référence dès que la tension de service  $U_B$  dépasse un seuil donné. Cela a pour effet de réduire la durée pendant laquelle cette somme de tension dépasse la tension de seuil  $U_{EB}$  du transistor « pompe » et pendant laquelle le courant « pompe » circule.

La figure 5 illustre un autre principe de régulation par largeur d'impulsion. Le transistor « pompe » est commandé par son propre oscillateur et synchronisé par le flanc montant de l'impulsion de retour de spot. Le générateur d'impulsions donne des impulsions rectangulaires positives de  $8 \mu s$  de durée à la base du transistor « pompe » par couplage capacitif ( $C_K$ ). Mais l'impulsion « pompe » a déjà pris fin lorsque  $C_K$  est suffisamment chargée pour que la tension émetteur-base  $U_{EB} = 0,7 V$ . Si l'on enregistre sur l'enroulement de tension de référence  $w_2$  une tension de service supérieure à la normale, l'amplifi-

cateur de réglage place le pied de la capacité  $C_K$  à un potentiel négatif. La différence de potentiel déchargeable aux bornes de  $C_K$  est ainsi réduite, de même que la durée effective de l'impulsion.

Dans le montage de la figure 5, l'impulsion de commande du transistor d'attaque est couplée à la base du transistor « pompe » T par un transformateur. On connaît aussi des montages dans lesquels le transformateur d'attaque est utilisé selon le principe de l'accumulateur (ou de la mémoire).

Dans les commandes par largeur d'impulsion, le phénomène suivant est toujours valable : les impulsions de courant de pompe ont une influence sur la forme de l'impulsion de retour de spot, ce qui peut rendre la largeur de l'image instable. Dans les réglages par largeur d'impulsion décrits, il n'est pas possible de compenser les variations de la largeur de l'image comme dans les montages à réglage série. Pour atteindre une qualité d'image supérieure, on peut par contre introduire dans l'amplificateur de réglage les paramètres « haute tension » et « courant de faisceau ». Cela nécessite quelques composants de plus. Les circuits « pompe » avec réglage par largeur d'impulsion présentent, par rapport aux circuits à réglage série, l'avantage d'une consommation de puissance plus réduite.

#### 3.3. Séparation galvanique du secteur et problèmes de mise en route.

Dans les montages dépourvus de séparation galvanique du secteur, le condensateur de charge  $C_L$  est chargé à l'enclenchement par couplage capacitif à la tension

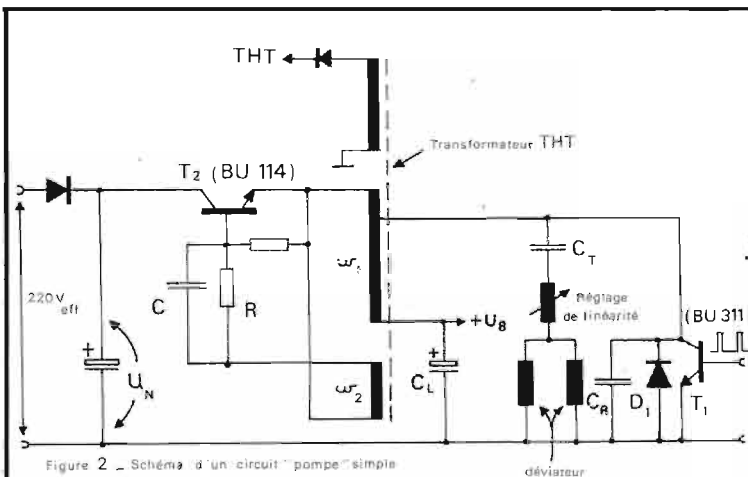


Figure 2 - Schéma d'un circuit « pompe » simple

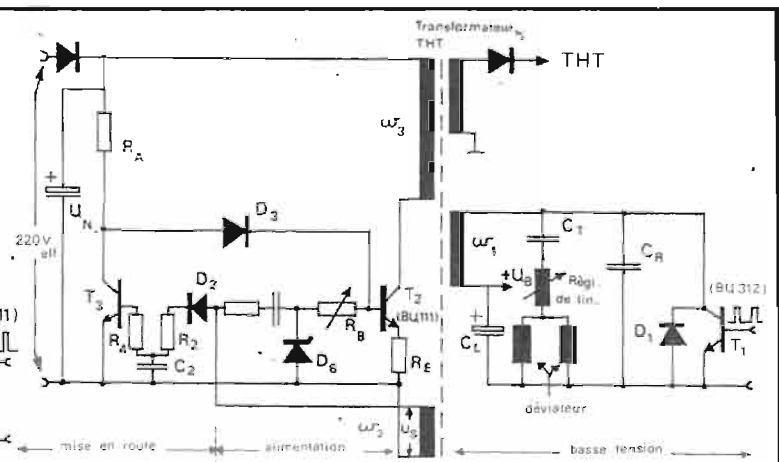


Figure 3 - Schéma d'un circuit « pompe » transistorisé avec régulation série, compensation de la THT et séparation galvanique du secteur

du secteur ; cela suffit à mettre en route l'oscillateur ligne. En principe le circuit « pompe » transistorisé permet, sans compliquer énormément le montage, de procurer une séparation galvanique du secteur par le transformateur THT. Pour cela l'enroulement du courant de pompe est isolé. Lors de la mise en route, l'étage « pompe » fonctionne en oscillateur de puissance. Les éléments déterminants pour la fréquence sont comme pour le retour du spot : la capacité de récupération  $C_R$  et les inductances du transformateur THT et du déviateur. Le transistor « pompe » est conducteur pendant des demi-périodes sinusoïdales de  $10 \mu s$  à travers la résistance  $R_A$  de mise en route (voir figure 3).  $C_R$  se charge pendant la première moitié de l'oscillation. Cette énergie est ensuite déplacée de  $C_R$  en  $C_L$  (condensateur de charge). Les oscillations libres de mise en route prennent fin dès que  $C_L$  est chargée, que l'oscillateur ligne travaille et que commencent balayage et « pompage ».

Après la mise en route, la résistance  $R_A$  est découplée de la base du transistor BU 111 par un transistor supplémentaire  $T_3$  et une diode  $D_3$ . En effet,  $T_3$  est saturé par le groupe retardateur  $R_2 C_2 R_4$  et l'enroulement de commande  $W_2$ . Ce groupe est conçu de façon que les oscillations libres n'aient lieu que par groupes typiques de 10 périodes, séparées par des temps morts environ 10 fois plus longs où le transistor pompe ne conduit pas.

Le courant de base qui était nécessaire à la mise en route peut être atténué, lorsque le circuit « pompe » est en route, par une capacité  $C_A$  en série avec  $R_A$ .

Mais une mise en route continue n'est alors plus possible.

Le montage avec séparation du secteur de la figure 5 fonctionne à peu près à la fréquence ligne dès la mise en marche, ceci grâce à son propre oscillateur. Par contre dans des cas de charge particuliers, la synchronisation avec l'oscillateur ligne peut présenter quelques difficultés.

### 3.4. Questions de fiabilité

Pour différentes raisons, le circuit « pompe » à transistors pour téléviseurs devrait acquérir une réputation de par sa fiabilité. Un facteur de sécurité fondamental est le fonctionnement alterné du transistor « pompe » et de l'interrupteur de ligne. Lors de courts-circuits à la sortie tels que l'impulsion de retour du spot est annulée, le transistor « pompe » reste bloqué jusqu'à ce que le circuit oscille à nouveau.

Du point de vue tension, le transistor « pompe » est moins chargé qu'un interrupteur de tension secteur dans une alimentation à découpage conventionnelle. Lors de l'extraction de l'énergie du secteur dans un concept basse tension, l'enroulement pompe et l'enroulement de déviation forment un transformateur de rapport de transformation proche de l'unité. Ainsi le danger de pointes de tension par inductions réparties diminue. Pendant la commutation, il ne s'établit aux bornes du transistor « pompe » que la différence des tensions de secteur et de retour du spot. Ceci contribue à réduire les pertes par commutation. Nous estimons qu'il est inutile de doter le circuit « pompe » d'un propre circuit de protection. Le circuit de mise en route de la figure 3 joue de toute

façon le rôle de protection en cas de court-circuit.

Nous proposons comme mesure supplémentaire un circuit RC entre le condensateur secteur et l'étage « pompe ». Il limitera ainsi le courant de crête et la puissance dissipée du transistor « pompe ». Il est aussi possible de réduire suffisamment les tensions maximales pour utiliser dans la plupart des cas un BU 114, qui est meilleur marché que le BU 111. Toutes les propositions de montage du chapitre 4 sont dotées de ce circuit RC.

Le circuit « pompe » transistorisé, lorsqu'il est dimensionné correctement, survit à tout court-circuit entre masse des condensateurs de charge ou de récupération et de la haute tension, et ceci dans tout le domaine de fonctionnement de 190 à 240 V du secteur.

### 3.5. Points divers

**Multitensions.** Les téléviseurs équipés de circuit « pompe » se laissent facilement adapter à plusieurs tensions de secteur. Il suffit pour cela de doter l'enroulement « pompe » du transformateur THT de plusieurs prises correspondant aux diverses tensions.

**Fonctionnement sur batteries.** Comme tout concept basse tension, le circuit « pompe » peut être alimenté par une batterie de 12 V. Il suffit d'une diode tampon et d'une prise au primaire de transformateur THT pour adapter le montage à la tension continue désirée (entre 11 et 30 V continus). Le transistor « pompe » BU 111 fonctionne aussi en régulateur série pour stabiliser les variations de tension de la batterie.

**Tensions parasites.** Lorsque des courants importants sont modifiés brusquement, il s'ensuit une émission d'ondes électromagnétiques dans un large spectre de fréquences. Ces parasites provoquent des dérangements dans le récepteur même et aussi, par le réseau, chez d'autres utilisateurs. Les transistors « pompe » sont souvent commandés par des signaux de forme presque sinusoïdale issus d'un enroulement du transformateur THT. Ainsi les flancs des impulsions ne sont pas abrupts et le rayonnement par tensions parasites n'est pas critique. Dans les montages à réglage par largeur d'impulsion, les problèmes ressemblent à ceux des alimentations à découpage habituelles. Comme les impulsions de courant ne circulent que pendant les retours du spot, les dérangements dans le récepteur même sont inexistantes.

## 4. LE MONTAGE PRATIQUE

### 4.1. Le circuit « pompe » simple (figure 6)

Ce circuit correspond au principe simple de la figure 2 (chapitre 2). Il travaille sans réglage des variations de la tension de secteur ou du courant de faisceau. L'influence de ces deux grandeurs sur la largeur de l'image est maintenue faible par la construction du transformateur THT et par l'introduction d'un régulateur parallèle (charge constante). Le dimensionnement donné correspond à un récepteur portatif.

Dans la partie balayage horizontal, le BU 311 est utilisé pour une tension de fonctionnement de 16 V. Il supporte des tensions

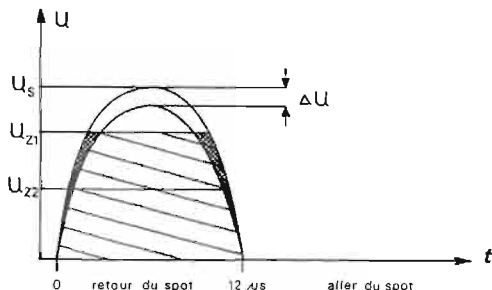


Figure 4 - Influence d'une modification de la tension de commande  $\Delta U$  sur la largeur effective de l'impulsion pour différentes tensions de Zener dans le schéma de la figure 3.

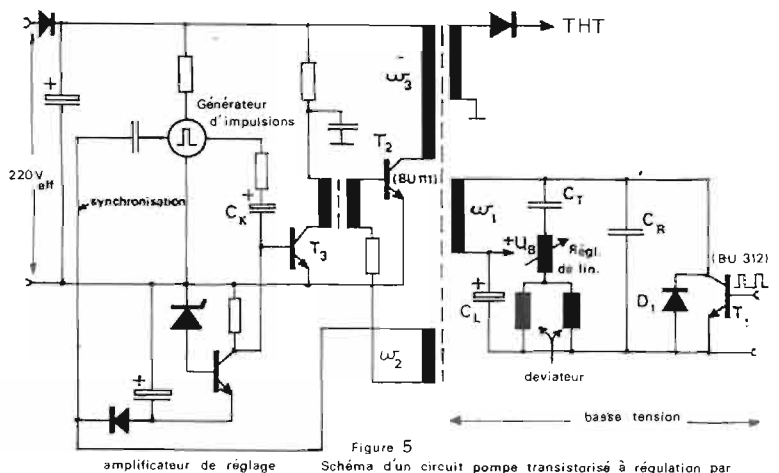


Figure 5 - Schéma d'un circuit pompe transistorisé à régulation par largeur d'impulsions avec séparation galvanique du secteur

allant jusqu'à 200 V. En cas de dépannage, le montage fonctionne sans problème avec une source de tension extérieure, tout comme le circuit basse tension. En fonctionnement « pompe », le BU 311 est déchargé par rapport au circuit basse tension parce que l'énergie n'est pas conduite pendant l'aller du spot.

Le BU 114 avec sa tension  $U_{CER}$  de 350 V suffit comme transistor « pompe ». L'impulsion de commande issue de l'enroulement  $W_2$  du transformateur THT est appliquée au BU 114 après passage par un filtre RC, pour améliorer le comportement en commutation. L'ajustage du potentiomètre R permet de compenser les tolérances des composants et d'adapter la tension de fonctionnement, ou plus précisément la largeur de l'image.

Ce circuit « pompe » se met en fonctionnement capacitivement par  $C_1$  puis  $C_2$ . Le condensateur de charge  $C_L$  ne demande que 150 V<sub>eff</sub> de tension secteur à l'enclenchement pour que sa charge suffise à la mise en route de l'oscillateur horizontal; la transistor « pompe » est alors commandé à travers le transistor interrupteur BU 311 et le transformateur THT. Les résistances  $R_1$ ,  $R_2$  déchargent les condensateurs électrochimiques  $C_1$ ,  $C_2$  et permettent, après un court déclenchement de l'appareil, de l'enclencher à nouveau.

Les mesures décrites au chapitre 3.3. assurent la sécurité du circuit : fonctionnement alterné des BU 311 et BU 314, pas de fonctionnement en découpeur et de plus : montage de  $R_3$ ,  $C_3$ ,  $R_4$  en série devant le transistor « pompe ». Ces composants avec  $C_1$ ,  $C_2$  et  $C_5$  suffisent de plus à empêcher tout rayonnement de parasites vers le secteur.

Lors du fonctionnement sur batteries, le courant passe après enclenchement par la diode tampon  $D_2$ , puis par  $W_1$  jusqu'en  $C_L$ . Lorsque l'oscillateur horizontal fonctionne, le flux d'énergie est dévié sur  $T_1$ , et  $W_1$  travaille en transformateur. Pendant le retour du spot  $D_2$  et  $D_4$  jouent le rôle de diodes de protection.

#### 4.2. Le circuit « pompe » à régulation série simple (figure 7)

Son principe de fonctionnement est décrit au chapitre 3.1. Dans cette version destinée aux récepteurs portatifs sans séparation galvanique du secteur, le transistor « pompe » est monté en émetteur suiveur devant l'en-

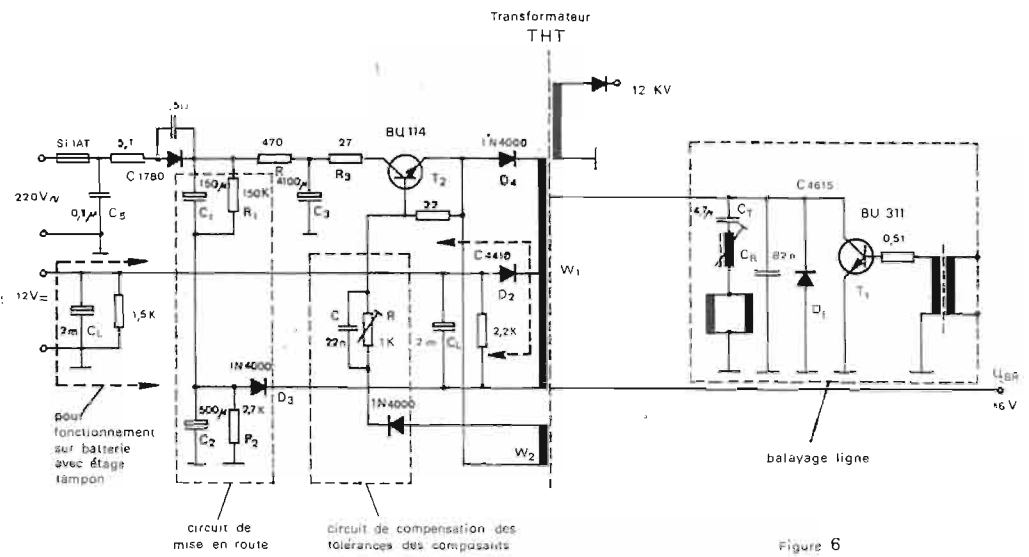


Figure 6

Alimentation et balayage horizontal avec circuit « pompe » simple pour 12V= et 220 V<sub>AC</sub> sans séparation galvanique du secteur

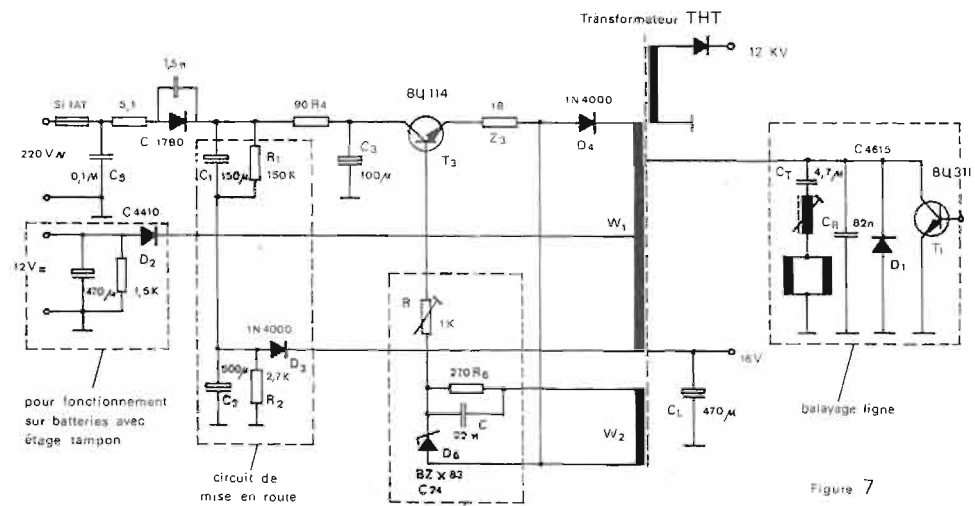


Figure 7

régulation et compensation des variations de tension du secteur et de courant de faisceau

Alimentation et balayage horizontal avec circuit « pompe » à régulation série simple pour 12V= et 220 V<sub>AC</sub> sans séparation galvanique du secteur

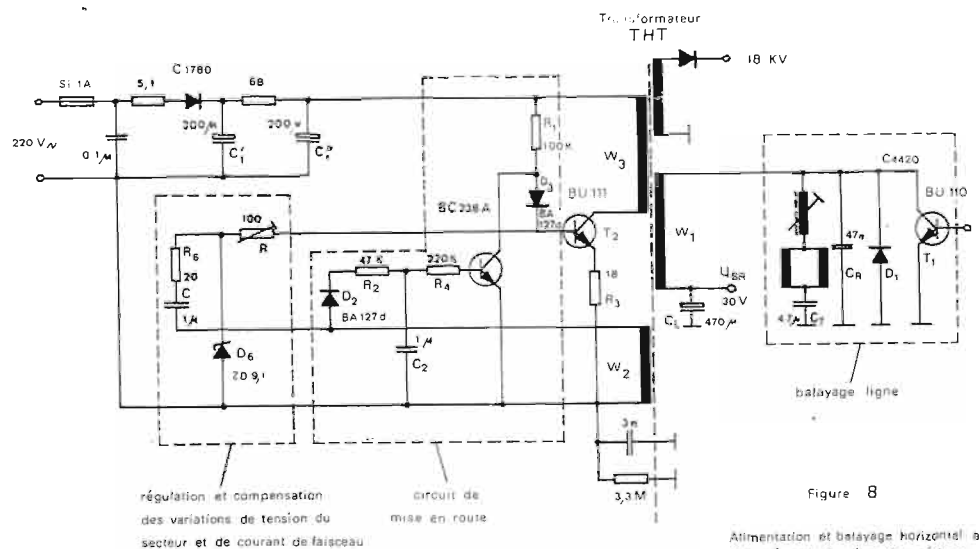


Figure 8

Alimentation et balayage horizontal avec circuit « pompe », régulation série et séparation galvanique du secteur (pour 220 V<sub>AC</sub> seulement)

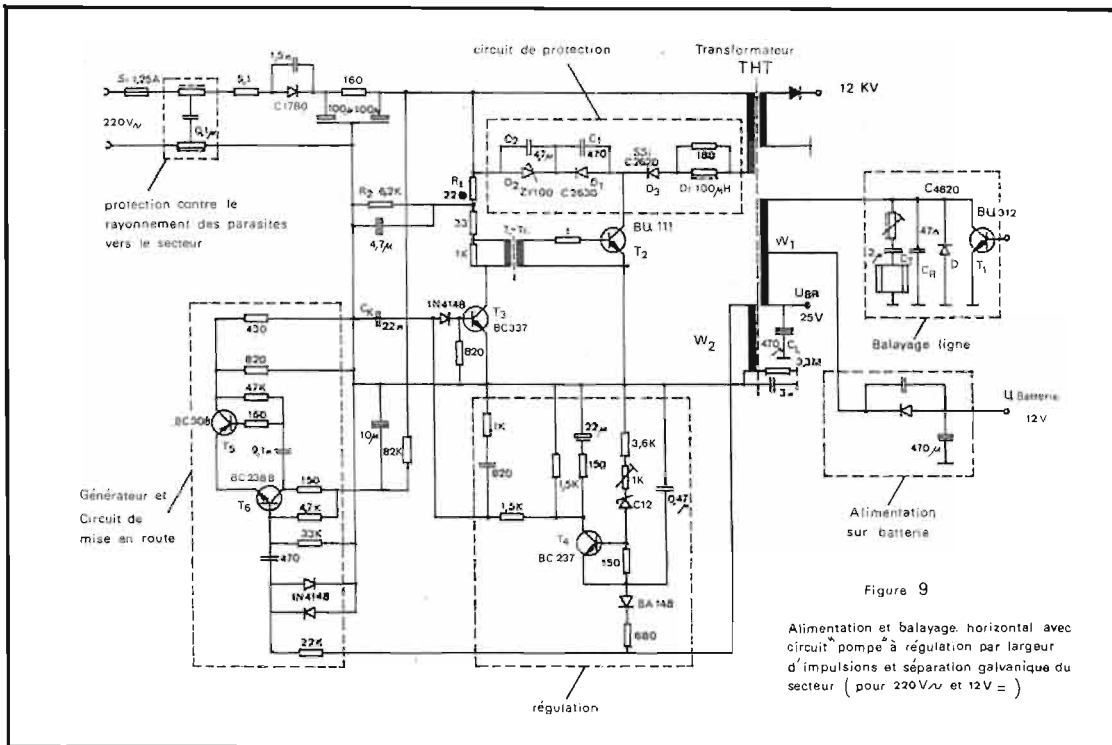


Figure 9

Alimentation et balayage horizontal avec circuit "pompe" à régulation par largeur d'impulsions et séparation galvanique du secteur (pour 220V<sub>~</sub> et 12V = )

roulement  $W_1$  du transformateur THT.

La partie balayage, le circuit de mise en route et l'alimentation

par batterie ainsi que le branchement de la tension secteur correspondent à la figure 6. La différence porte sur la commande de la

base. La stabilité de l'image par source de courant d'émetteur pour le BU 114 est obtenue grâce à la diode Zener  $D_6$  et à  $R_E = R_3$ .

La valeur choisie de 24 V comme tension de Zener assure une compensation parfaite des effets d'une variation de courant de faisceau. En ajustant le potentiomètre R, on détermine la consommation de puissance du récepteur et aussi la largeur de l'image. Ce réglage doit être effectué à la tension secteur de fonctionnement la plus basse que le circuit doit encore être capable de régler.

La mesure de la puissance de perte du transistor « pompe » pour 240 V de tension au secteur donne 16 W pour un récepteur portable et 29 W pour un récepteur de table équipé d'un BU 111. Il faut prévoir un radiateur suffisamment grand en prenant  $T_g = 175^\circ\text{C}$  de température de boîtier lors d'essais prolongés et

$$R_{thJG} < 2\text{K/W}$$

comme résistance thermique jonction-boîtier. Dans le montage proposé pour récepteur portable une feuille d'aluminium de  $5^\circ\text{K/W}$  suffit. Les variations de largeur de l'image restent inférieures à 1 %, pour  $U_{\text{secteur}}$  entre 198 et 242 V et sur toute la plage de luminosité.

La figure 10 donne les caractéristiques des transistors de puissance utilisés dans les montages précédents. Il s'agit toujours de NPN de puissance à triple diffusion, conçus spécialement pour la commutation de hautes tensions et les étages de puissance des balayages ligne.

Fig. 10. - Caractéristiques principales des transistors de puissance utilisés

Caractéristiques limite		BU 110	BU 111	BU 114	BU 310	BU 311	BU 312	
Tension collecteur-émetteur	$V_{CE0}$	150	300	150	100	125	150	V
Tension collecteur-base	$V_{CBS}$	330	400	250				V
Tension émetteur-base	$V_{EBO}$	6	6	6				V
Courant de collecteur	$I_c$	10	6	6	6	6	6	A
Courant de collecteur de crête	$I_{CM}$	15**	8*	8*	8*	8*	8*	A
Courant de base	$I_B$	2	3	3	2	2	2	A
Température de jonction	$T_j$	175	150	150				$^\circ\text{C}$
Température de stockage	$T_s$	- 55 à + 175	- 55 à + 150	- 55 à + 150				$^\circ\text{C}$
Puissance de dissipation totale (pour $T_{\text{boîtier}} \leq 50^\circ\text{C}$ ; $V_{CE} \leq 20\text{ V}$ )	$P_{\text{tot}}$	60	50	50	25	25	25	W
Résistance thermique jonction-boîtier	$R_{thJcase}$	$\leq 1,66$	$\leq 2$	$\leq 2$	$\leq 3$	$\leq 3$	$\leq 3$	$^\circ\text{K/W}$
Boîtier		genre TO-3 mais avec patte de collecteur	TO-3	TO-3	TO-3	TO-3	TO-3	

\* ( $t < 1\text{ ms}$ )

\*\* ( $t < 10\text{ ms}$ )

# 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 +



### 4.3. Le circuit « pompe » avec régulation série avec séparation galvanique du secteur (figure 8)

Ce montage, déjà décrit au chapitre 3, est cette fois dimensionné pour un récepteur de table. L'étage de sortie horizontal dispose, par rapport aux montages précédents, d'un BU 110 pour une tension de service de 30 V. La plupart des composants se retrouvent à la figure 7. La nouveauté consiste en un circuit de mise en route à fonctionnement continu rendu nécessaire par la séparation galvanique du secteur (voir chapitre 3.3.).

Lorsque le transistor  $T_3$  est bloqué, le transistor « pompe » est encouragé à osciller par  $R_A = R_1$  et  $D_3$  dès que la tension du secteur est de  $20 V_{eff}$ . A  $100 V_{eff}$ ,  $C_L$  est suffisamment chargé pour que l'oscillateur horizontal commence à travailler et que le fonctionnement balayage-pompe régulier soit assuré. A l'enclenchement ou après un court-circuit prolongé, le circuit « pompe » oscille chaque fois (grâce à la commande de  $T_3$  par  $D_2$ ,  $R_2$ ,  $C_2$ ,  $R_4$ ) par salves d'environ 1 à 2 ms à 40 kHz avec 10 ms de pause entre les salves.

Si l'on court-circuite les parties mêmes qui déterminent la fréquence, par exemple en plaçant le collecteur du BU 110 à la masse, une mise en oscillation est impossible. Grâce à la valeur élevée de la résistance de mise en route ( $100 k\Omega$ ), le courant de base reste, en durée, inférieur à 3 mA. Ainsi lors d'un bref court-circuit la puissance dissipée par le BU 111 ne peut pas provoquer sa destruction.

### 4.4. Le circuit « pompe » à régulation par largeur d'impulsion avec séparation galvanique du secteur (figure 9)

C'est une exécution pratique du montage de la figure 5, dont le principe est expliqué au chapitre 3.2. Le dimensionnement est conçu pour un récepteur portatif avec séparation du secteur. Les étages de balayage horizontal et le montage pour l'alimentation par batteries correspondent à ceux décrits jusqu'ici.

Le générateur ( $T_5$ ,  $T_6$ ) est synchronisé avec l'oscillateur de balayage ligne par des signaux issus de  $W_2$ . Ces derniers subissent une mise en forme avant d'atteindre  $T_6$ . Le générateur se met en route de façon continue grâce à la résistance de  $82 k\Omega$  vers la tension secteur.

L'amplificateur de réglage (avec

$T_4$  et les groupes RC) est aussi commandé par  $W_2$  à travers la diode BA 148 et une résistance, mais en fonction de la tension d'aller du spot.

L'oscillateur et l'amplificateur ont une influence sur la base du transistor d'attaque  $T_3$ , ceci au moyen de la capacité de couplage  $C_K = 22 nF$ . La tension de l'étage d'attaque est déterminée par le diviseur de tension  $R_1$ ,  $R_2$ .

Les flancs de commutation raides des impulsions de commande carrées provoquent, tout particulièrement dans cette version séparée du secteur, des pointes de tension. Il faut les réduire au minimum à l'aide des diodes de suppression  $D_1$  et  $D_2$ . La diode  $D_3$  est prévue comme protection lors du fonctionnement sur batteries.

Les impulsions parasites provoquées dans ce montage nécessitent des mesures de protection supplémentaires du côté secteur.

Par rapport aux montages à régulation série décrits jusqu'ici, ce montage à régulation par largeur d'impulsion présente l'avantage d'une consommation de puissance réduite. Par contre, on peut lui reprocher une certaine complexité de montage et une moins bonne stabilité de la largeur de l'image (voir chapitre 3.2).

J.-M. ZULAUF

## BIBLIOGRAPHIE

PERUTH G. et SCHRENK H. : — Pumpschaltung — ein fortschrittliches Transistorkonzept für Fernsehempfänger. *Bauteile Report 12 (1974) Heft 3*, pages 61-64.

PERUTH G. et SCHRENK H. : Praktische Pumptransistorschaltung für Fernsehempfänger. *Bauteile Report 12 (1974) Heft 4*.

HIRSCHMANN W. : Neuartige Zeilenablenkungsschaltung für Fernsehgeräte. *Funkschau 40 (1968)*, pages 267 et 268.

HIRSCHMANN W. : Schaltung des Tagés : Impulsstromstabilisierte H-Ablenkschaltung mit Netztrennung für Schwarz/Weiss Fernsehgeräte. *Bauteile Report 12 (1974) Heft 2*, page 11.

# comportement électrique d'une enceinte acoustique

## CHARGE D'UN AMPLIFICATEUR AF

**L**A coutume veut que l'on considère constante la charge d'un amplificateur AF.

En réalité, cette charge étant constituée par une enceinte acoustique, équipée d'un ou plusieurs haut-parleurs dont l'impédance varie beaucoup avec la fréquence, la puissance délivrée par l'amplificateur varie en raison inverse de sa résistance **équivalente de chargé**. C'est apparemment une branche d'hyperbole.

Il faut toutefois distinguer deux modes de fonctionnement : si l'amplificateur présente une résistance interne relativement élevée (cas de petits modules ou d'amplificateurs à tubes), la puissance délivrée sera maximale lorsque la résistance de charge sera égale à celle de l'amplificateur :  $R_c = R_{int}$  (figure 1 A).

Si l'amplificateur est à transistors, on s'attache, au contraire, à rendre très faible — sinon nulle — cette résistance interne **vue en sortie** ; de là, il est possible de tirer, théoriquement, le double de puissance chaque fois que la résistance de charge baisse de moitié. En fait, on est limité dans ce jugement, car on risque de trop demander à l'amplificateur qui chauffe, alors, avant de voir « griller » les transistors de sortie (figure 1 B) ! On limite donc les charges à une valeur minimale qui est, souvent, de l'ordre de  $4 \Omega$ .

Mais, si l'on admet que l'impédance d'une enceinte varie avec la fréquence, on est obligé d'admettre également que la puissance électrique appliquée varie aussi beaucoup !

Que dire d'une chaîne qui possède un amplificateur « ultra-linéaire », s'il est suivi d'une enceinte mal conçue, donc ayant une variation d'impédance grande ?

Evidemment rien de bon...

## AMORTISSEMENT ELECTRIQUE D'UNE ENCEINTE

Un haut-parleur possède une résonance cinétique qui dépend de ses dimensions.

Electriquement, il est équivalent à un circuit bouchon  $Z_0$  dont l'accord se fait maximum aux

basses fréquences (figure 2). Si l'enceinte est close, comme c'est, désormais, la majorité des cas, le phénomène est un peu déplacé vers les fréquences médium mais à peine freiné par le volume d'air clos.

Par contre, ce qui réagit beaucoup sur l'amortissement de la résonance, c'est la résistance de sortie de l'amplificateur. En effet, si le circuit générateur de puissance présente, à la limite, une résistance nulle, le circuit bouchon ne « voit » en parallèle que le circuit série « R-L ». La résonance se trouve donc très amortie, ce **qui régularise beaucoup la bande**

**passante**, condition essentielle pour une bonne réponse acoustique.

De cette notion, il ressort le facteur d'amortissement des amplificateurs, égal, par définition, au rapport

$$\frac{R_{HP}}{R_{interne}}$$

**Exemple** : une enceinte de  $8 \Omega$  branchée à la sortie d'un amplificateur de  $0,2 \Omega$  de résistance interne présente un facteur d'amortissement de :

$$F_a = \frac{R_{HP}}{R_{int}} = \frac{8}{0,2} = 40$$

Ce résultat peut être considéré

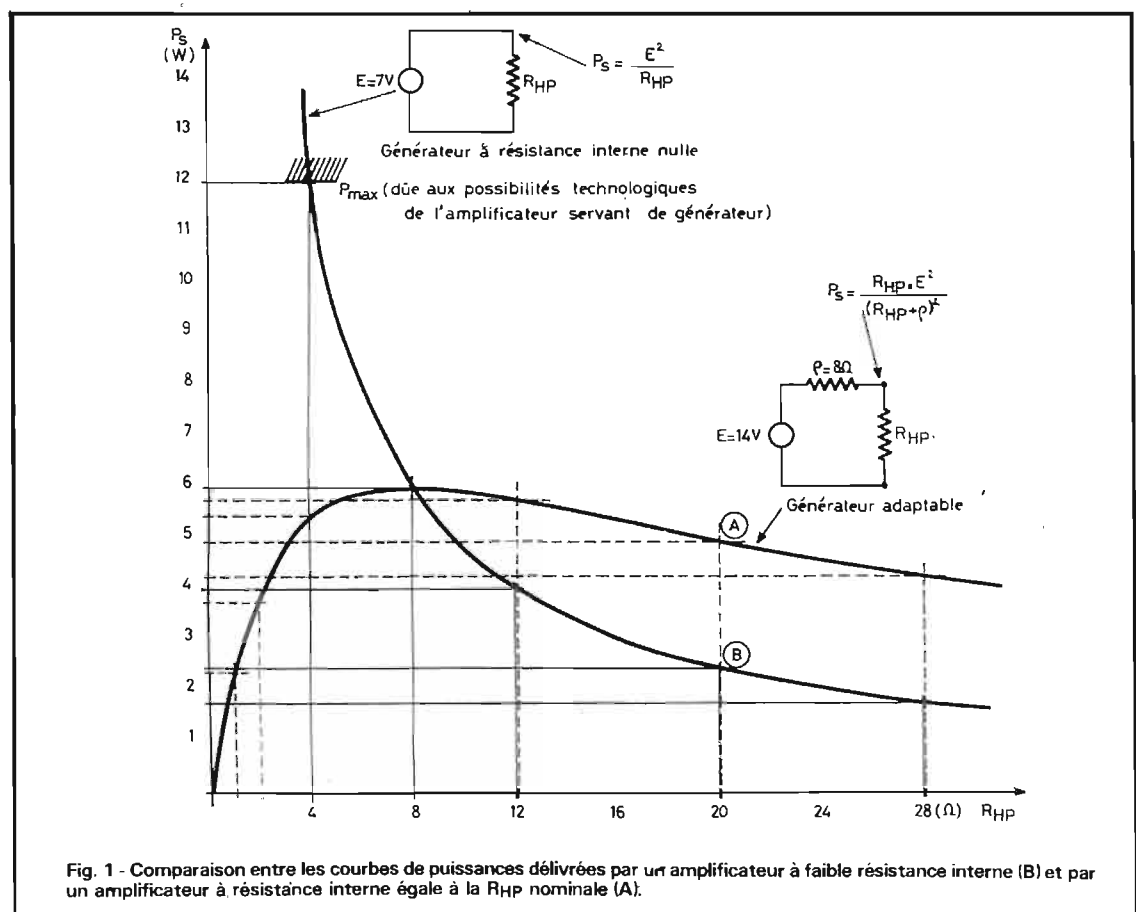


Fig. 1 - Comparaison entre les courbes de puissances délivrées par un amplificateur à faible résistance interne (B) et par un amplificateur à résistance interne égale à la  $R_{HP}$  nominale (A).



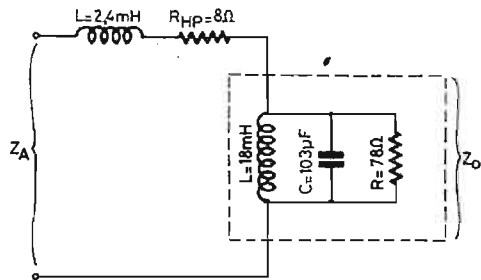


Fig. 2 - Schéma électrique équivalent à un haut-parleur résonnant à 100 Hz environ.

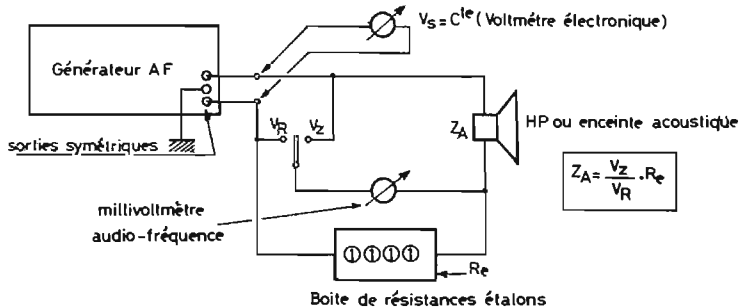


Fig. 3 - Banc d'essai d'impédance équivalente à une enceinte acoustique.

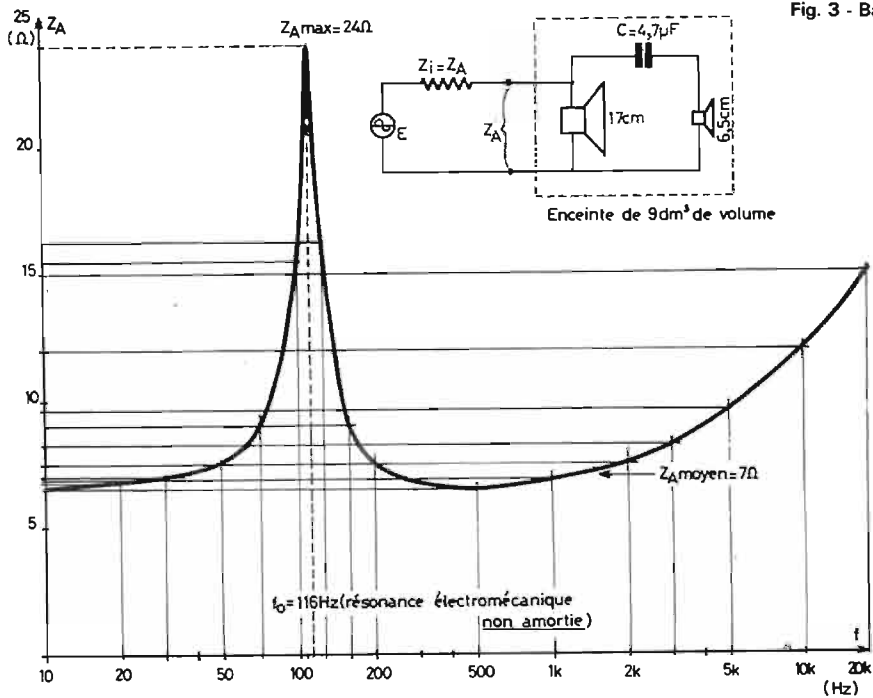


Fig. 4 - Courbe d'impédance d'une enceinte non amortie de marque CREA type 2000 équipée d'un HP de graves de 17 cm et d'un tweeter de 6,5 cm de diamètre, découplé du précédent par  $C = 4,7 \mu F$ .

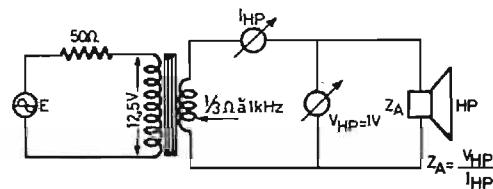


Fig. 5 - Attaque d'une enceinte ou d'un haut-parleur par un système à très faible résistance interne (grand amortissement cinétique).

comme excellent, étant donné la qualité déjà grande des enceintes actuelles.

Avec un tel  $F_a$ , on pourra dire que la réponse acoustique sera sensiblement linéaire **puisque le générateur équivalent à l'amplificateur impose quasiment sa f.e.m. au circuit électro-mécanique qu'est le « piston » du HP représenté par son cône.**

### IMPÉDANCE INTRINÈQUE D'UNE ENCEINTE

Pour définir l'impédance équivalente à une enceinte, il faut définir son amortissement... Deux cas extrêmes peuvent être imaginés, selon que l'attaque est pratiquée à **courant** ou à **tension constante**. Dans le premier cas, aucun amortissement n'est prévu et la résonance du cône est très importante ; dans le second, on ne re-

cueille plus qu'une image très corrigée du phénomène.

Un bon compromis consiste à attaquer le haut-parleur au moyen d'un générateur dont la résistance interne est rendue constamment égale à l'impédance électrique du HP. Ce point de vue nous arrange — il faut bien l'avouer — car il nous permet de faire appel à la méthode de comparaison « série » de la figure 3.

Dans ce système de mesure, on agit sur la boîte de résistances de telle sorte que les tensions  $V_2$  et  $V_r$  soient égales sur le millivoltmètre. Dans ce cas,  $Z_A = R$  étalon.

Un relevé à puissance très moyenne, de telle manière que les distorsions d'amplitude n'apparaissent pas, donne des résultats similaires à ceux consignés figure 4 : la résonance du cône semble assez proéminente par rapport à la résistance normale du HP.

Située à 116 Hz pour un diamè-

tre de 17 cm, la résonance tient compte des dimensions du coffret (il s'agit d'une enceinte close CREA de 9 dm<sup>3</sup> de volume interne) à l'air libre, cette résonance serait, sans doute, située plus bas, entre 80 et 100 Hz, par exemple. Mais la surtension semble plus marquée par la mesure qui a **pour action de désamortir le haut-parleur quand on s'approche de la fréquence d'accord** ( $R$ , croît avec  $Z_A$ ).

Par ailleurs, la remontée due à l'inductance de la bobine mobile s'accroît à partir de 2 kHz ce qui paraît inévitable pour un enroulement.

### VARIATION D'IMPÉDANCE AVEC AMORTISSEMENT

S'arrêter à de telles conclusions, conduirait à considérer détestables tous les haut-parleurs

du commerce. En réalité, il faut tenir compte de l'amortissement dû à l'amplificateur, **lequel doit présenter une résistance de sortie faible.**

Pour s'en persuader, considérons le montage de la figure 5 ; il est constitué d'un générateur à faible impédance de sortie suivi d'un transformateur, abaisseur.

Vu du secondaire, le générateur se présente avec une résistance interne égale à :

$$\frac{50 \Omega}{(12,5)^2} = 0,32 \Omega$$

Le facteur d'amortissement s'élève à

$$\frac{8}{0,32} = 25$$

ce qui correspond à un amplificateur de qualité moyenne, mais fort convenable pour les enceintes actuelles.

On branche, à la suite, un montage de mesure type « aval » dont

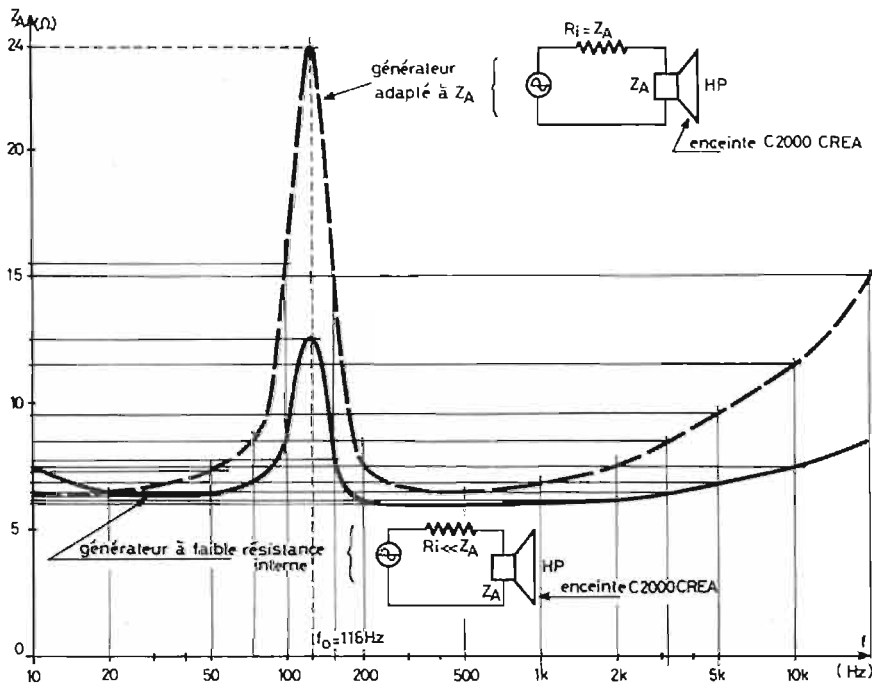


Fig. 6 - Variation comparée de l'impédance d'une enceinte selon que le système générateur présente une faible ou une forte résistance interne.

Fig. 7 - Réponse électrique d'un HP attaqué en courant (générateur à forte résistance interne).

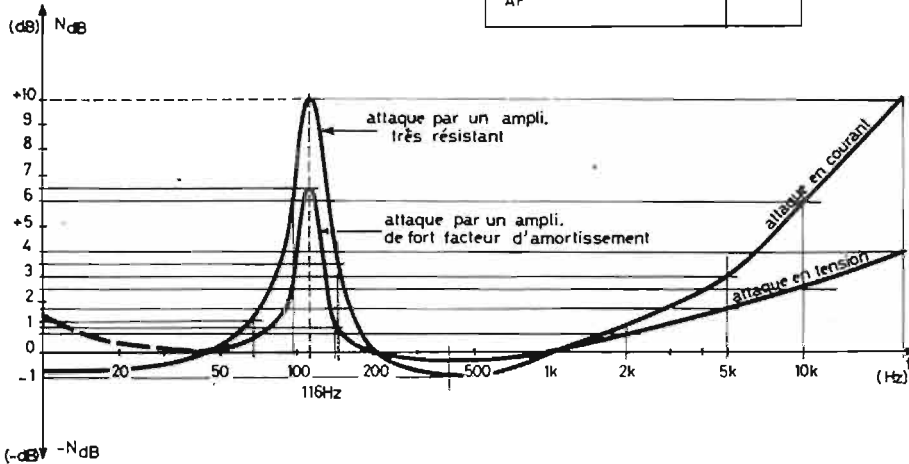
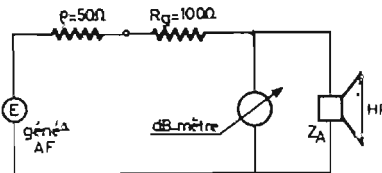


Fig. 8 - Comparaison entre les réponses électriques d'une enceinte amortie et non amortie (évaluées en tension).

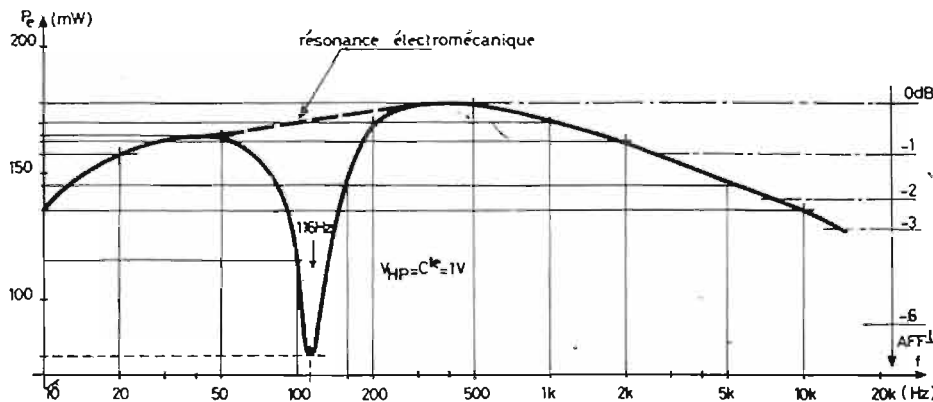


Fig. 9 - Puissance électrique absorbée dans le cas d'un grand amortissement de l'enceinte.

le voltmètre a - facilement - une forte résistance d'entrée et l'ampèremètre, une résistance interne, beaucoup plus faible que  $0,32 \Omega$ , ce qui est franchement difficile pour un contrôleur universel. Avec le courant débité, on choisit un calibre de  $500 \text{ mA}$ , pour lequel la résistance de l'appareil s'élève à  $0,26 \Omega$ . La résistance d'amortissement monte donc à  $0,58 \Omega$ , ce qui réduit le facteur d'amortissement à

$$\frac{8}{0,58} = 13,8$$

Or, malgré ce facteur assez moyen, on constate, figure 6, une régulation beaucoup plus intéressante de l'impédance équivalente à l'enceinte :

$$Z_A = \frac{V_{HP}}{I_{HP}}$$

ne monte qu'à  $12,5 \Omega$  (au lieu de  $24 \Omega$ ) à la résonance et qu'à  $9 \Omega$  (au lieu de  $15 \Omega$ ) à  $20 \text{ kHz}$ .

En conclusion, **l'amélioration de charge d'un amplificateur dépend essentiellement de sa faible résistance de sortie** (ou de son fort facteur d'amortissement, ce qui revient au même...).

## RÉPONSE RELATIVE EN TENSION

En plaçant un dB-mètre à la suite d'un générateur « de courant » (à forte résistance interne) : voir figure 7, la réponse relative de la tension appliquée sur l'enceinte fait état d'une bosse de  $10 \text{ dB}$  à la résonance, et du côté des sons aigus, la même remontée à  $20 \text{ kHz}$  : voir figure 8.

Si l'on reporte sur le même graphique la variation relative de courant, dans le cas d'une attaque en tension (branchement sur un amplificateur à fort facteur d'amortissement) on aboutit en comparaison, figure 8, à une courbe beaucoup plus régulière.

## COURBE DE LA PUISSANCE ÉLECTRIQUE

Les réponses relatives ne reflètent pas la réalité, car deux phénomènes physiques sont mêlés : la résonance électro-mécanique qui dilate les élongations du cône du HP et la variation d'impédance qui modifie la puissance appliquée à l'enceinte.

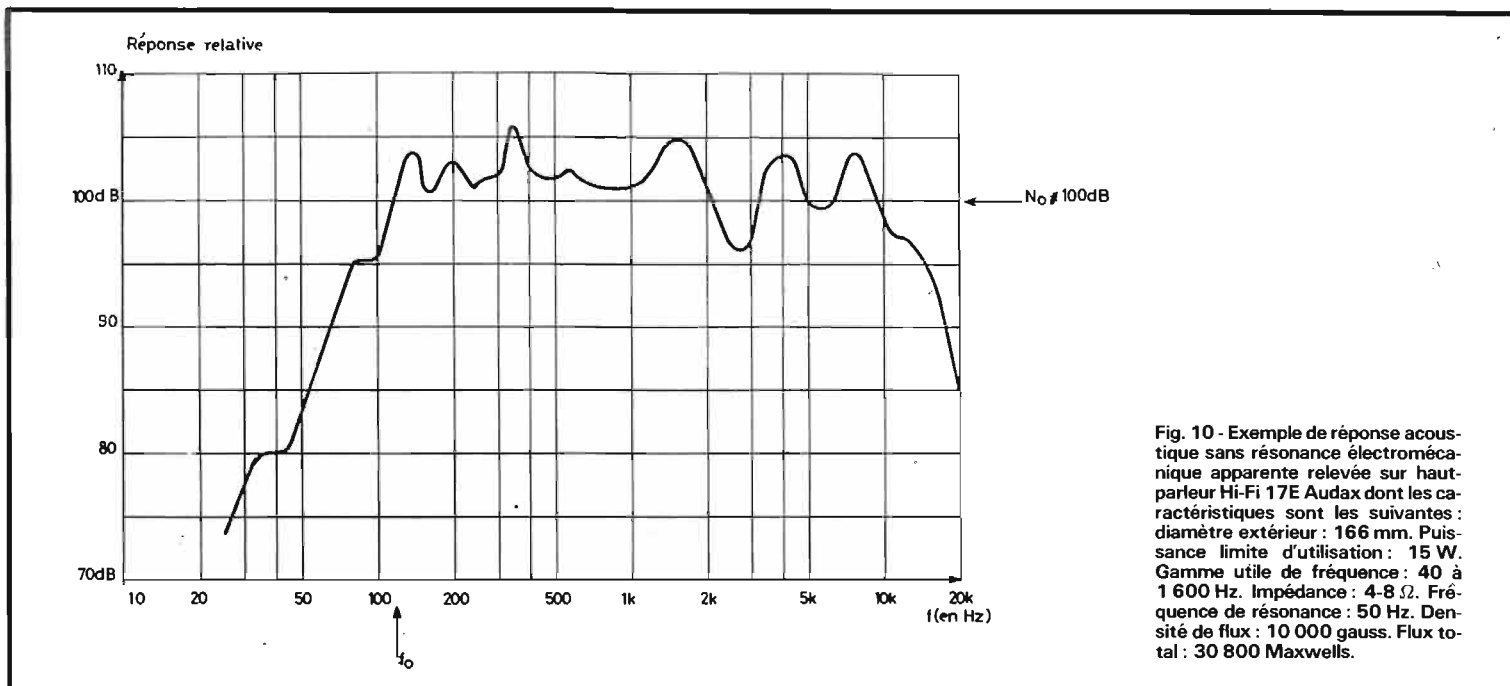


Fig. 10 - Exemple de réponse acoustique sans résonance électromécanique apparente relevée sur haut-parleur Hi-Fi 17E Audax dont les caractéristiques sont les suivantes : diamètre extérieur : 166 mm. Puissance limite d'utilisation : 15 W. Gamme utile de fréquence : 40 à 1600 Hz. Impédance : 4-8 Ω. Fréquence de résonance : 50 Hz. Densité de flux : 10 000 gauss. Flux total : 30 800 Maxwells.

Considérons le seul cas de la puissance obtenue dans les conditions de la figure 5. Le produit  $V_{HP} \times I_{HP}$  donne cette puissance, laquelle accuse un trou à 116 Hz, puisque l'impédance bondit : voir figure 9. On constate, également, la chute logique de puissance aux fréquences élevées.

Une telle crevasse dans la puissance appliquée pourrait sembler

inacceptable ; néanmoins, elle permet, dans une certaine mesure, un freinage de l'emballement, suscité par la vibration du cône du HP, à la résonance. Une enceinte ou un haut-parleur bien conçu doit donc présenter, dans les conditions ci-dessus, un équilibre des deux phénomènes : ainsi, le creux constaté électriquement, figure 9, est généralement com-

pensé en acoustique par une remontée complémentaire, tant et si bien que la courbe de réponse acoustique reste sensiblement régulière...

En fait, en dessous de  $f_0 = 116$  Hz, la réponse acoustique chute, car l'air brassé par le cône devient insuffisant pour reproduire de si basses fréquences ; par ailleurs, un court-circuit de face ap-

paraît. On remarquera par exemple, figure 10, une confirmation de notre propos avec le haut-parleur HIF 17E Audax, dont le type est très voisin de celui utilisé dans les enceintes CREA, qui ont - courageusement et avec succès honorable - servi de base à notre étude.

Roger CH. HOUZE  
Professeur à l'E.C.E.

## LE PLUS IMPORTANT SPÉCIALISTE DE LA RÉGION RHONE ALPES

PIECES DETACHEES et cordons de jonction  
COMPOSANTS ELECTRONIQUES  
CHAINES HI-FI et HAUT-PARLEURS  
AUTO-RADIO et antennes  
APPAREILS de MESURES



### DISTRIBUTEUR

AMTRON - AUDAX - BEYER - B.S.T. - COGECO - C' d'A - CENTRAD - CHINAGLIA - DUAL - FRANCE PLATINE - GARRARD - GECO - HECO - HIRSCHMANN - I.T.T. - JEAN RENAUD - K.F. - LENCO - MERLAUD - METRIX - OPTALIX - OREGA - PEERLESS - PHILIPS - PROMOVOX - POLY PLANAR - PORTENSEIGNE - R.T.C. - RADIOTECHNIQUE - R. CONTROLE - RADIOMATIC - ROSELSON - SIC - SUPRAVOX - SCOTCH 3 M - SIARE - TEKO - WIGO - ERMAT - VOXON - WHARFEDALE - TOUTELECTRIC.

publityl - conseil - lyon

# TOUT POUR LA RADIO

66 COURS LAFAYETTE - 69003 LYON - TEL. 60.26.23

AMATEURS ET PROFESSIONNELS : CONSEILLERS TECHNIQUES

# Qu'est-ce que le courant électrique ?

(Suite voir N° 1478)

**N**OUS avons donc laissé des électrons prêts à partir, capables d'être renouvelés en nombre énorme par des actions chimiques. Nous savons ce qui peut les mettre en route : la répulsion mutuelle des charges de même sens et l'attraction mutuelle des charges de sens contraire. A partir de ces forces de répulsion et d'attraction nous avons pu définir ce qu'est une unité de charge (précisons que la définition « officielle » du Coulomb n'est pas basée sur une mesure de force de répulsion). Le travail à effectuer contre ces mêmes forces pour porter une charge unité d'un point A à un point B nous a servi à mesurer la « différence de potentiel » entre A et B, exprimée en volts. Un Volt représente un travail de un Joule pour amener une charge de un Coulomb.

Il est temps de laisser maintenant ces électrons prendre leur mouvement. Un simple fil reliant deux points entre lesquels il y a une différence de potentiel permettra ce mouvement.

## POURQUOI UTILISER UNE PILE ?

S'il suffit que deux corps chargés présentent l'un par rapport à l'autre une différence de potentiel pour que le seul fait de les relier par un fil provoque l'apparition d'un courant électrique, on peut se demander pourquoi on n'a pas étudié plus tôt ces courants, puisqu'il y avait des « machines électriques » au dix-septième siècle.

Cela tient, rappelons-le, au fait que ces machines ne permettaient que la production, par frottement,

de charges insignifiantes. On pouvait les entasser dans des conducteurs sous des différences de potentiel énormes par rapport à la Terre, mais les charges étaient si faibles que, dès l'établissement d'un circuit entre ce conducteur chargé et la Terre, le passage du courant électrique ne durait que quelques microsecondes, ne permettant pratiquement aucune étude.

C'est un peu comme si l'on avait voulu étudier le vent en loquant, sous une pression énorme, quelques dixièmes de milligrammes d'air dans un volume de quelques millimètres cubes : en ouvrant la valve, on aurait bien eu un jaillissement d'air, à la fois violent (par sa vitesse) et dérisoire.

« Mais — objecteront les lecteurs — et ces fameux condensateurs, dérivés de la Bouteille de Leyde, ne peut-on pas les utiliser plus efficacement ? » En un sens oui, mais on reste encore dans les charges très faibles, on passe des microcoulombs aux millicoulombs. Si l'on veut avoir plus de charges, la machine électrique devra travailler pendant un temps très long.

Et même, avec un condensateur de capacité assez importante (on n'ira d'ailleurs pas tellement loin dans ce domaine), il n'y aura qu'un courant électrique bien court pendant la décharge : la machine électrique est hors d'état de remplacer, à mesure de leur disparition, les charges consommées. S'il lui faut dix bonnes secondes pour produire un dixième de microcoulomb, cela ne représente qu'une intensité rigoureusement négligeable.

L'action chimique, elle, peut dégager des dizaines de coulombs à chaque seconde. Nous avons vu que, en contrepartie, elle ne peut les élever à un potentiel élevé.

Mais elle continuera à agir tant qu'on en aura besoin, elle va remplacer immédiatement les charges consommées par le courant.

Donc, l'action de la pile est idéale pour l'étude du courant électrique. Bien sûr, il y a d'autres moyens de produire des charges, mais il nous semble plus rationnel d'attendre un peu avant d'en parler.

## LE PREMIER « EFFET » DU COURANT

Donc, nous allons permettre aux électrons d'aller du zinc vers l'électrode peu attaquable ou inattaquable (cuivre ou charbon) de la pile. C'est à l'extérieur de la pile qu'ils vont du zinc au charbon ; dans la pile, ils vont du charbon au zinc. C'est d'ailleurs là que le passage est le plus malaisé, en général, et c'est cela qui va contre-carrer l'action chimique : si on fait passer trop d'électrons chaque seconde du zinc au charbon à l'extérieur de la pile, leur passage dans la pile se fera mal, il y aura réduction de la différence de potentiel entre le zinc et le charbon. Nous allons donc nous contenter, au début, d'un débit relativement modéré à l'extérieur de la pile. Nous offrirons aux électrons un passage relativement facile (un conducteur métallique par exemple) mais pas trop facile : le fil sera un peu long et d'un diamètre plutôt petit.

Nous pourrions constater (nous indiquerons plus loin comment) que la différence de potentiel entre le zinc et le charbon, un peu réduite à partir du moment où nous avons offert un passage aux électrons en dehors de la pile, se

maintient à une valeur assez voisine de celle que l'on avait pu mesurer quand la pile ne débitait aucun courant.

Donc, tout se passe comme si (fig. 1) nous disposions d'un récipient contenant de l'eau, A, relié à un autre récipient, B, par un tube T relativement long et de petite section. Il y a écoulement depuis A vers B sous l'effet de la différence H de niveau entre les surfaces de l'eau dans A et dans B. Une pompe, P, représentant l'action chimique de la pile, aspire en permanence l'eau par son tube (1) pour la refouler par son tube (2). Elle maintient donc la différence de niveau H relativement constante.

L'ensemble de la figure 1 est l'analogie hydraulique d'une pile dont les électrodes (zinc et charbon) sont reliées à l'extérieur de la pile par un fil assez fin et assez long.

Nous ferons une première constatation : le fil **chauffe**.

C'est le premier « effet » du courant, appelé effet thermique. Il résulte de la transformation en chaleur de l'énergie fournie par les charges en passant d'une électrode à une autre.

Bien sûr, il y a passage de courant par les électrons et l'on devrait parler de courant de charges allant du zinc au charbon à l'extérieur de la pile. Mais, comme nos arrière-grand-pères nous ont fait la mauvaise plaisanterie (involontaire) de choisir un signe pour les « électricités » qui a rendu négative la charge de l'électron, on parle souvent de « sens conventionnel » du courant, allant du positif (charbon) au négatif (zinc) à l'extérieur de la pile, et transporté par des « charges positives » (qui n'existent pas ici).

Donc, chaque coulomb qui « tombe » (en parlant de poten-

tiel) du charbon vers le zinc fournit une énergie (un travail) égal à la différence de potentiel en volts entre le charbon et le zinc. Si cette différence est de 1,5 V, il y a 1,5 J fourni par Coulomb passant. Or, un Joule, cela représente environ 4,18 calories (calorie-gramme, ou micro thermie, soit la quantité de chaleur permettant d'échauffer un gramme d'eau de un degré).

Il y a donc dégagement de chaleur, la totalité de l'énergie électrique étant transformée en chaleur.

Cet effet thermique est extrêmement important. Il peut être perturbateur (on parle alors de « pertes Joules », soit de pertes par « effet Joule », puisque c'est ainsi que l'on nomme l'effet thermique). Il peut être très bénéfique si l'on veut employer le courant électrique pour produire de la chaleur.

Si l'on a choisi le fil de façon telle que le dégagement de chaleur soit suffisant pour le porter à plus de 600 °C, le fil rougit. En allant un peu plus loin, il émet de la lumière : c'est ainsi que fonctionnent les ampoules électriques.

Dans les premières années de l'électrification, on n'utilisait guère l'électricité autrement que pour s'éclairer et se chauffer, donc l'effet thermique était le plus important de tous.

## CHIFFRONS LE DEBIT

On voit que, dès que l'on a commencé à laisser circuler les électrons, un phénomène nouveau est apparu. Il y en aura d'autres, mais il semble important, dès maintenant, de pouvoir repérer

par un nombre l'importance du phénomène « courant électrique ».

On peut dire (ce n'est pas la définition « légale ») que l'on appelle « unité d'intensité » le débit de charges qui correspond au passage d'une unité de charge pendant une unité de temps. Dans un courant d'eau, on parle de litres/seconde, ici on parlera de Coulombs/seconde. On donne à cette unité d'intensité du courant le nom d'un de nos plus grands physiciens : l'**Ampère**.

Donc, une intensité de I Ampères signifie que, chaque seconde, il passe I Coulombs. Pendant un temps T secondes, il passera donc T fois plus, soit I x T Coulombs.

Autrement dit, une charge Q ((Coulombs) est véhiculée pendant un temps T (secondes) par un courant d'intensité I (Ampères) si l'on a :

$$Q = I \times T$$

D'autre part, nous savons que Q Coulombs, « tombant » d'une différence de potentiel de V volts fournissent une énergie Q x V. Si nous remplaçons Q par I x T, nous voyons qu'une pile aux bornes de laquelle il y a une différence de potentiel de V volts et qui débite une intensité I Ampères fournit donc, en un temps T, une énergie :

$$E = I \times T \times V$$

Nous pouvons maintenant parler d'une notion nouvelle : la **puissance**. Toute source d'énergie qui fournit une énergie E (en Joules) en un temps T (en secondes) délivre, de ce fait une puissance P qui est le quotient de l'énergie produite E par le temps T mis pour la produire. On chiffre ce quotient E/t en Watts.

Contrairement à ce que pensent beaucoup de gens, le Watt est une unité **mécanique**. On définit, en effet, le Newton (unité de force en système MKS) comme la force qui communique à l'unité de masse (le kilogramme) l'unité d'accélération (un mètre, par seconde chaque seconde). On a ainsi une unité, le Newton, qui correspond approximativement au poids d'une masse de cent grammes.

A partir du Newton, on définit le Joule, unité de travail (ou d'énergie), comme étant le travail effectué par une force d'un Newton qui déplace son point d'application d'un mètre dans le sens de la force. A titre d'exemple, un homme moyen qui monte dans un escalier un étage (environ 3 m) effectue contre la pesanteur un travail voisin de 2 500 Joules.

Une source d'énergie qui fournit un Joule par seconde a donc une puissance d'un Watt. Un moteur de 2 CV Citroën fournit une puissance voisine de 10<sup>4</sup> W quand il marche au meilleur régime.

Donc, le Watt, unité **mécanique** de puissance s'applique aussi à la puissance fournie par un générateur électrique, mais ce n'est qu'un **cas particulier** de l'utilisation de cette unité.

Revenons à notre pile : nous avons vu qu'elle fournit une énergie E = V x i x t (en Joules) en un temps t (en secondes). En divisant cette énergie par le temps mis pour la fournir, soit t, on obtient la puissance P. En faisant la division de E (soit V x i x t) par t, il ne reste que V x i et on en déduit donc une première loi :

Le produit de la différence de potentiel (en volts) aux bornes de

la pile par l'intensité débitée (en Ampères) donne la puissance fournie (en Watts), soit :

$$P = V \times i$$

## DIVISONS LA DIFFERENCE DE POTENTIEL PAR L'INTENSITE

Donc, la différence de potentiel aux bornes d'une pile (pour simplifier, maintenant, nous dirons la « tension aux bornes » ou « la tension » tout court), quand on la multiplie par l'intensité du courant donne la puissance.

Il vient logiquement à l'esprit qu'il doit être intéressant de connaître le **quotient** de la tension par l'intensité.

A quoi cela doit-il correspondre ? La tension correspond, dans l'analogie hydraulique de la figure 1, à une différence de niveaux, donc à une « envie de passer » de l'eau. L'intensité correspond à un nombre de litres par seconde, donc à un « résultat ».

On voit que, pour une différence de niveau h donnée, le débit sera d'autant plus élevé que le tuyau T laisse mieux passer l'eau. En revanche, pour un tuyau défini, le débit augmentera si l'on augmente h. On voit qu'en divisant h par le débit, on caractérise le degré de « gêne » apporté par le tuyau T au passage de l'eau. En effet, pour une valeur h donnée (fig. 2), le débit se réduit si cette « gêne » augmente, donc, pour caractériser le degré de « gêne » apporté par le tuyau, il faut mettre le débit au **dénominateur** (une **réduction de débit** correspond à une **augmentation de « gêne »**).

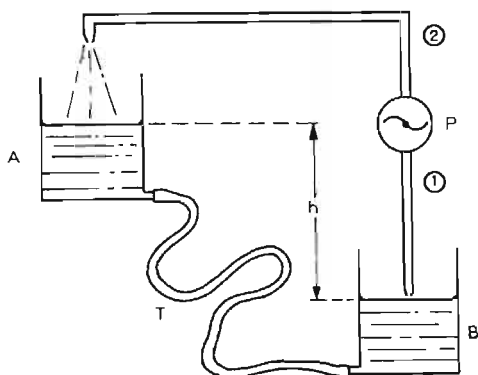


Fig. 1 - L'action d'une pile, élevant le potentiel des charges électriques, peut être comparée à celle d'une pompe P, aspirant par son tube (1) l'eau du récipient inférieur B pour la refouler dans le récipient supérieur A, maintenant entre les niveaux de l'eau dans ces deux récipients une différence quasi-constante h, malgré l'écoulement de l'eau de A vers B dans le tube T.

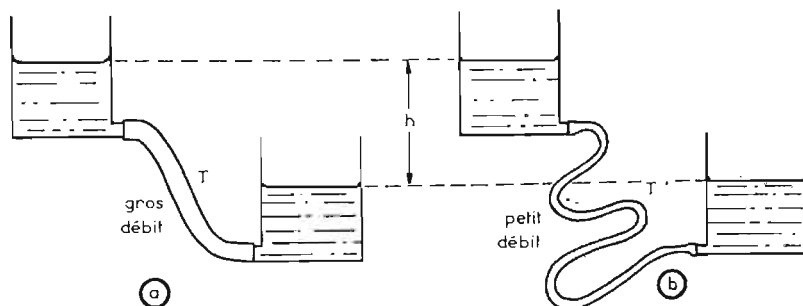


Fig. 2 - A différence de niveau h égale, il passe un gros débit d'eau (a) dans un tube T gros et court et un débit plus petit (b) dans un tube T' fin et long.

Pour cette même caractérisation, il faut mettre la différence de niveau  $h$  au numérateur. Si, pour deux tubes différents, T et T' (fig. 3), on a le même débit, mais avec une différence de niveau  $h'$  plus grande avec le tuyau T' que celle  $h$ , qui est nécessaire pour le tuyau T, on en déduit que T « gêne » moins le passage de l'eau que T'. A une augmentation de  $h$  à débit égal correspond une augmentation de « gêne ».

En électricité, on chiffrera donc la « gêne » apportée au passage des électrons par un fil en divisant la tension aux bornes de ce fil (la différence de potentiel entre ses deux extrémités), exprimée en Volts, par l'intensité du courant qui passe dans ce fil, exprimée en Ampères.

Encore faut-il, pour que l'on puisse définir quelque chose de précis, que ce quotient caractérise bien le fil en question.

Si, par exemple, un fil donné laissait passer 0,2 A sous une tension de 3 V et 0,8 A sous une tension de 8 V, on pourrait dire que le « coefficient de gêne » est, dans le premier cas, de  $3/0,2 = 15 \text{ V/A}$  (Volts par Ampère), alors que, dans le second, ce coefficient est de  $8/0,8 = 10 \text{ V/A}$ .

Pour caractériser la gêne apportée par ce conducteur au passage du courant, il faudra donner toutes les valeurs utiles des intensités relevées correspondant à toutes les valeurs de tensions appliquées. On ne pourra savoir comment ce conducteur se comporte qu'en l'accompagnant d'une vraie « table des valeurs ».

### LA LOI FONDAMENTALE !

Fort heureusement, un conducteur comme celui que nous venons d'évoquer, s'il existe, n'est pas le cas le plus fré-

quent. Les conducteurs faits d'un seul métal, suffisamment gros pour ne chauffer qu'à peine sous l'effet du dégagement de chaleur, ont une propriété **fondamentale** :

Le quotient de la tension aux bornes par l'intensité qui les parcourt est **constant**, indépendant de la tension et de l'intensité. Un tel « bon » conducteur se laisse, par exemple, traverser par 0,2 A sous 3 V, et par 0,6 A sous 9 V. Dans les deux cas, le quotient de la tension par l'intensité donne 15 V/A.

Donc, ce nombre 15 est bien caractéristique du degré de « gêne » apporté par le conducteur ; il est indépendant des conditions de l'essai, il suffit à lui tout seul pour caractériser la « gêne » au passage, pour dire comment le fil « résiste » au cheminement des électrons.

C'est la première fois, intentionnellement, que nous employons ce terme « résister ». Car, dans le cas d'un conducteur qui a le bon goût de maintenir un rapport constant entre la tension qu'il y a à ses extrémités et l'intensité du courant qui le parcourt du fait de cette tension, on peut caractériser ce conducteur par sa « résistance », qui se comptera en Volts par Ampère, ou, pour donner un nom nouveau, en Ohms.

Un conducteur dont la résistance est de un Ohm se laissera traverser par autant d'Ampères qu'il y a de Volts à ses bornes. Quand un conducteur a une résistance de quinze Ohms (on note 15  $\Omega$ ), il y aura toujours un quotient de 15 quand on divisera la tension à ses bornes (en Volts) par l'intensité qui le parcourt (en Ampères).

Quand un conducteur suit cette loi (qui est de nature expérimentale, on a constaté que les fils métallique la suivaient), on dit qu'il « suit la loi d'Ohms ».

Quand un conducteur **ne suit pas** la loi d'Ohm, on ne peut parler de sa résistance, cette notion n'a plus de sens. On peut, tout au plus, parler de sa résistance apparente », quotient de la tension aux bornes par l'intensité, mais cette notion (d'ailleurs dangereuse, parce qu'assez trompeuse) ne vaut que si l'on précise dans quelles conditions on la mesure.

### TOUTES LES LOIS D'OHM !

Nous avons parlé jusqu'ici de la loi d'Ohm. En réalité, il faudrait presque dire qu'il y en a plusieurs.

En effet, sous la forme que nous lui avons donnée plus haut, elle s'énonce :

Pour un conducteur métallique donné, maintenu à une température donnée, le quotient de la tension aux bornes par l'intensité qui passe est constant ; on l'appelle la résistance du conducteur en question.

Une telle façon de l'énoncer montre que nous avons imposé une certaine valeur de la tension aux bornes, et que nous avons mesuré l'intensité.

Mais on pourrait très bien faire en sorte que l'on impose, par un moyen adéquat que nous verrons plus loin, la valeur de l'intensité dans un conducteur donné ; que se passera-t-il ?

Comme le conducteur « gêne » le passage des électrons, il y aura accumulation des charges à l'extrémité où elles « entrent » et appauvrissement de charges là où elles « sortent », tout à fait comme dans le cas d'une route où il y a des travaux qui gênent le passage des voitures : il y a un encombrement en amont de cette route, et un espace très dégagé en aval.

Pour en revenir à l'exemple hydraulique, nous supposons (fig. 4) une section du tuyau T dans laquelle on envoie un débit imposé, réglé par des vannes dont nous ne nous occuperons pas. Il y aura une pression  $P_1$  en amont (mesurée par un manomètre  $M_1$ ) et une pression  $P_2$ , plus petite, en aval comme l'indique le manomètre  $M_2$ .

Donc, aux bornes de notre conducteur, nous aurons une certaine différence de potentiel, causée par le passage des charges et par la résistance du conducteur.

La « seconde loi d'Ohm » nous dit que la différence de potentiel aux bornes de notre conducteur est proportionnelle à l'intensité du courant que nous y faisons passer. Pour rendre cela plus quantitatif, nous dirons que :

La différence de potentiel aux bornes d'un conducteur est égale au produit de l'intensité qu'on y envoie par une constante, caractéristique du conducteur, que l'on appelle la **résistancé** de ce dernier.

Pour certains, la « seconde loi d'Ohm » résulte simplement d'une transformation mathématique de la première. En effet, la première s'écrivait :

$$\frac{V}{i} = R$$

et la seconde  $V = R \times i$ , ce que l'on peut facilement déduire de la première formule. Oui, « mathématiquement », c'est vrai, mais, en fait, la « seconde loi » résulte d'une expérience différente de la première. Il n'est pas du tout équivalent d'imposer une valeur de tension puis de voir l'intensité qui en résulte, ou d'imposer une valeur d'intensité pour voir la tension qui en résulte. Cela vaut la peine d'y réfléchir un peu.

Il y aurait même une « troisième loi d'Ohm » : pour une tension donnée, l'intensité qui passe est inversement proportionnelle à la résistance du conducteur où on la fait passer.

Précisons bien que ces lois d'Ohm ne sont valables que pour des conducteurs métalliques, constitués d'un seul métal depuis un pôle de la pile vers l'autre. Si l'on a une jonction de deux métaux différents dans le circuit qui va d'un pôle à l'autre, il peut y avoir un effet supplémentaire, dit « effet Peltier » (dégagement ou absorption de chaleur à la jonction en fonction du sens et de la valeur du courant), qui est capable de fausser les proportionalités indiquées, surtout pour les faibles intensités.

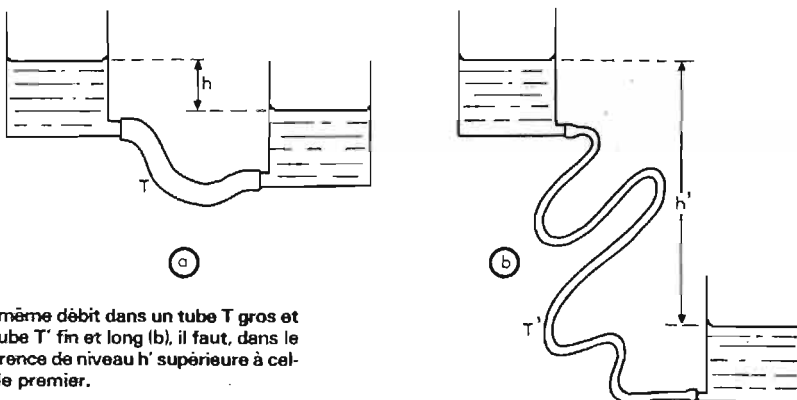


Fig. 3 - Pour avoir le même débit dans un tube T gros et court (a) et dans un tube T' fin et long (b), il faut, dans le second cas, une différence de niveau  $h'$  supérieure à celle qui suffisait dans le premier.



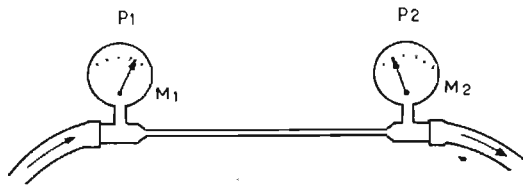


Fig. 4 - Si on impose un certain débit dans un tube T, il y aura une différence de pression  $p_1$   $p_2$  (mise en évidence par les manomètres  $M_1$  et  $M_2$ ) entre le point où l'eau arrive dans T et le point par où elle en sort.

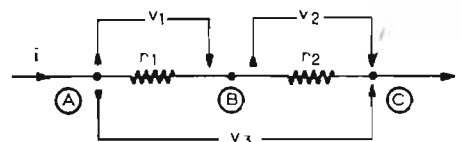


Fig. 5 - Si la même intensité  $i$  traverse le conducteur résistant AB et le conducteur résistant BC, il y aura, aux bornes de chacun d'entre eux, des tensions  $v_1$  et  $v_2$ , proportionnelles aux valeurs de leurs résistances  $r_1$  et  $r_2$ , qui vont s'ajouter pour donner la tension  $v_3$  aux bornes de l'ensemble.

Pour des conducteurs non métalliques, la proportionnalité n'est pas forcément vraie.

Enfin, pour un conducteur parfaitement métallique, de même nature sur tout le circuit, il peut intervenir un phénomène qui fait disparaître la proportionnalité de la tension et de l'intensité : la variation de température du conducteur sous l'influence de la chaleur dégagée par le passage du courant lui-même.

Par exemple, si l'on considère une ampoule d'éclairage, on trouve, par exemple, que l'intensité qui la traverse sous une tension de 220 V est de 0,5 A, ce qui correspond à une résistance de  $200/0,5 = 440 \Omega$ , alors que, sous une tension de 2 V, le courant passant dans l'ampoule est de 0,05 A, soit une résistance de  $2/0,05 = 40 \Omega$ . Il ne faut pas en conclure que l'ampoule ne suit pas la loi d'Ohm, mais il n'y a qu'à regarder le filament pour voir qu'il est très chaud quand on lui applique 220 V, alors qu'il est tout à fait froid si la tension à ses bornes est de 2 V seulement. En se limitant à des tensions inférieures à 2 V, pour lesquelles l'échauffement du filament est négligeable, on trouverait bien un rapport constant, et égal à 40, entre la tension aux bornes et l'intensité qui passe.

### LES ANNEES DE 1800 A 1820

Tout ce dont nous venons de parler constitue l'essentiel des connaissances des physiciens entre 1800 (découverte de la pile) et 1820 (expérience d'Oerstedt). Il s'agissait donc du premier effet du courant électrique, l'effet thermique, et de ses conséquences.

Il y avait déjà beaucoup à faire, avec ces notions de tension, d'intensité, de résistance.

Par exemple, on peut combiner entre elles des formules que nous avons déjà vues séparément.

La puissance fournie par une pile de tension  $V$  débitant une intensité  $i$  est, nous l'avons vu plus haut :

$$P = V \times i$$

Or, quand il passe  $i$  dans une résistance  $R$ , la tension  $V$  à ses bornes est :

$$V = R \times i$$

Si l'on remplace  $V$  par  $R \times i$  dans la loi donnant la puissance, on trouve donc :  $P = (R \times i) \times i$ , ce qu'on écrit :

$$P = R \times i^2$$

Donc, la puissance débitée dans un conducteur est égale au produit de la résistance de ce conducteur par le carré de l'intensité qui y passe. C'est ce que l'on appelle la « loi de Joule ». On peut la considérer comme une conséquence de la loi d'Ohm, celle-ci étant de nature expérimentale, ou admettre la loi de Joule, trouvée par expérience, et en déduire la loi d'Ohm.

La loi  $P = R \times i^2$  peut encore s'exprimer autrement, en remplaçant  $i$  par  $V/R$  et cela donne :

$$P = \frac{V^2}{R}$$

### LE SECOND « EFFET » DU COURANT

Dès le début du dix-neuvième siècle, quelques années après la découverte de la pile, on découvrit l'effet chimique du courant. C'était assez normal, puisque l'on avait utilisé la production d'effets électriques par les actions chimiques, de voir s'il n'y avait pas réciproquement, autrement dit de chercher si le courant électrique ne produisait pas d'effets chimiques. Le résultat fut positif : le passage de courant électrique dans une solution la décompose. C'est ainsi que Davy découvrit les métaux alcalins, en décomposant la soude et la potasse par le courant électrique.

Cet effet chimique eut une conséquence assez importante. En effet, Faraday vit que la quantité de corps chimique produite

par décomposition était proportionnelle à la quantité d'électricité ayant produit cette décomposition. Comme on peut facilement peser le produit dégagé, s'il s'agit d'un métal, par exemple, on en tira une manière de mesurer les quantités d'électricité.

Pendant longtemps, la définition du Coulomb fut la suivante : c'est la quantité d'électricité qui, traversant une solution de nitrate d'argent, provoque le dépôt d'une masse de 1,118 mg d'argent sur le fil par où le courant « sort » (au sens conventionnel, donc celui par où les électrons « entrent » dans la solution).

Un autre fait devait donner de l'importance à cet effet chimique du courant : il offrait la possibilité de déposer une couche mince et régulière de métal sur un autre métal : c'est la galvanoplastie (nickelage, dorure, argenture, etc.).

### PARLONS UN PEU DES « CONDUCTEURS RESISTANTS »

Dès que l'on a eu l'idée de la proportionnalité de la tension et du courant, le quotient de la première par l'intensité du second donnant la « résistance » d'un conducteur, on se mit à étudier cette résistance.

La première déduction faite fut que, en plaçant bout à bout deux conducteurs résistants, dont les résistances respectives sont  $r_1$  et  $r_2$ , en faisant passer du courant dans le tout, on avait l'équivalent (fig. 5) d'un conducteur dont la résistance vaut  $r_1 + r_2$ .

En effet, faisons passer une intensité  $i$  dans les deux conducteurs. Aux bornes du premier, il apparaît une différence de potentiel  $v_1 = r_1 \times i$ , autrement dit, le potentiel du point (A) est supérieur de  $r_1 \times i$  à celui du point (B).

De même, aux bornes du second conducteur, parcouru par le même courant  $i$ , il apparaît une différence de potentiel  $v_2 = r_2 \times i$ ,

autrement dit, le potentiel du point (B) est supérieur de  $r_2 \times i$  à celui du point (C).

Or, le point (A) est à un potentiel supérieur de  $r_1 \times i$  à celui du point (B), lui-même supérieur de  $r_2 \times i$  à celui du point (C) : on en conclut que le potentiel du point (A) est supérieur de  $r_1 \times i + r_2 \times i$  à celui du point (C).

Dans cette dernière expression, on peut mettre  $i$  en facteur. La différence de potentiel entre les points (A) et (C) peut donc s'écrire :

$$v_3 = (r_1 + r_2) \times i$$

Donc, tout se passe exactement comme si l'on avait, entre (A) et (B) un conducteur unique dont la résistance serait :

$$r_1 + r_2$$

On en tire une autre conclusion. Quand on considère un fil homogène, de section constante, parcouru par un courant, il y a évidemment la même tension aux bornes de chaque mètre de ce fil. Il y en aurait six fois plus aux bornes de six mètres de ce fil, donc :

La résistance est proportionnelle à la longueur.

### LA « CONDUCTANCE »

Il y a une autre façon d'exprimer comment un conducteur « gêne » le passage du courant, plus exactement comment il le « facilite ». C'est la « conductance » de ce conducteur, qui est tout simplement l'inverse de la résistance, soit le quotient de 1 (un) par la résistance exprimée en Ohms.

On a longtemps employé, pour la conductance, l'unité « Mho » (que l'on rencontre souvent dans les ouvrages étrangers) parce que c'est le nom de Ohm renversé ; on le notait même avec un oméga majuscule retourné :  $\Omega$ . On chiffre maintenant la conductance en unités appelées « Siemens » (S).

Un fil dont la résistance est de  $4 \Omega$  a donc une conductance de  $0,25 \text{ S}$  ( $0,25 = 1/4$ ). Si sa résistance est de  $0,02 \Omega$ , il a donc une conductance de  $50 \text{ S}$ .

Comme l'intensité s'obtient en divisant la tension par la résistance  $R$ , elle s'obtiendra aussi en multipliant cette même tension par la conductance  $C$  (il revient au même de diviser par 5 que de multiplier par  $1/5$ ).

Pourquoi introduit-on cette notion de conductance ? Tout simplement parce qu'elle simplifie beaucoup certaines explications, en particulier celle qui montre par quoi l'on peut remplacer plusieurs

conducteurs résistants mis en parallèle.

Supposons (fig. 6) que nous ayons branché sur une pile P (nous en voyons pour la première fois le symbole), entre ses pôles A et B, trois conducteurs résistants, dont les résistances sont respectivement  $r_1$  (conductance  $c_1 = 1/r_1$ ),  $r_2$  (conductance  $c_2 = 1/r_2$ ) et  $r_3$  (conductance  $c_3 = 1/r_3$ ).

La tension de la pile, différence de potentiel entre A et B, est V. Les courants qui passent dans les trois conducteurs sont donc :

$$\begin{aligned} i_1 &= V/r_1 = V \times c_1 \\ i_2 &= V/r_2 = V \times c_2 \\ i_3 &= V/r_3 = V \times c_3 \end{aligned}$$

Il faut faire ici une remarque importante : puisque les électrons ne peuvent s'accumuler en un point, dans un endroit comme A, il y a forcément autant d'électrons à chaque seconde qui en partent que d'électrons qui y arrivent. Autrement dit, le courant total I débité par la pile ne peut qu'être égal à la somme des courants  $i_1$ ,  $i_2$  et  $i_3$ . On a donc :  $I = i_1 + i_2 + i_3 = V \times c_1 + V \times c_2 + V \times c_3$

Dans la dernière expression, on peut mettre V en facteur, soit :  $I = V \times (c_1 + c_2 + c_3)$ .

Tout se passe donc comme si l'on avait mis, entre A et B, un conducteur unique, dont la conductance serait :

$$C = c_1 + c_2 + c_3$$

En effet, dans un tel conducteur, soumis à la tension V, le courant aurait bien l'intensité  $I = V \times C$ .

Comme beaucoup de gens sont plus habitués à manipuler les résistances que les conductances, on dit aussi que l'inverse de la résistance globale est égal à la somme des inverses des résistances des conducteurs mis en parallèle :

$$\frac{1}{R} = \frac{1}{r_1} + \frac{1}{r_2} + \frac{1}{r_3}$$

Comme la conductance globale est la somme des conductances, on déduit qu'elle est plus grande que la plus grande des conductances des conducteurs mis en parallèle. On peut en conclure que la résistance globale est plus petite que la plus petite des résistances des différents conducteurs mis en parallèle.

Si l'on place en parallèle deux conducteurs qui ont la même résistance r (donc la même conductance  $c = 1/r$ ), la conductance de l'ensemble est la somme des conductances, soit 2 c. La résistance globale est donc  $1/2 c = r/2$ , soit la moitié de la résistance de chaque conducteur.

Donc, si nous prenons deux fils de même nature, de même longueur et de même section (même diamètre, par exemple), donc de même résistance r, quand nous les mettons en parallèle, nous obtenons une résistance globale  $r/2$ .

Avec n fils identiques en parallèle, la résistance globale serait  $r/n$ . Or, mettre n fils identiques en parallèle revient exactement, si on les place côte à côte, à multiplier la section du fil par n.

Donc : la résistance d'un fil est inversement proportionnelle à sa section.

Précisons bien qu'il s'agit de la surface de cette section ; si on double le diamètre d'un fil, on multiplie la surface de sa section par 4. En divisant le diamètre par 3, on divise la section par 9 (donc on multiplie la résistance par 9), si la longueur et la nature du fil restent les mêmes.

## LA RESISTIVITE

Nous pouvons déduire de ce que nous venons de voir que, pour un métal donné, la résistance d'un fil constitué par ce métal s'exprime par une formule qui comporte la longueur du fil du numérateur (la résistance augmente proportionnellement à la longueur) et la section au dénominateur (la résistance diminue en raison inverse de la section). On a donc :

$$R = \rho \frac{L}{S}$$

Le coefficient est caractéristique du métal dont le fil est constitué. On l'appelle la « résistivité » de ce métal. On peut dire que c'est la résistance d'un « fil » dont la longueur est égale à l'unité, sa section étant aussi égale à l'unité. Ce serait donc la résistance, prise entre deux faces parallèles, d'un cube dont l'arête serait égale à l'unité de longueur. Une telle mesure serait extrêmement difficile, d'abord parce que cette résistance est très petite (pour un cube de cuivre de 1 m d'arête, on arrive à un soixante-millionième d'Ohm !), ensuite parce que l'on aurait de la peine à garantir la

bonne répartition du courant dans le cube.

On préfère donc mesurer la résistance d'un fil de plusieurs dizaines de mètres de longueur et de moins d'un millimètre carré de section, puis on fait la correction adéquate.

C'est ainsi que l'on trouvera environ  $1,6 \Omega$  en mesurant la résistance à 25 °C d'un fil de cuivre de 100 m de longueur et d'une section de  $1 \text{ mm}^2$  (cela correspond environ à un diamètre de 1,2 mm). Pour ramener cela à 1 m de longueur (100 fois moins), il faut diviser par 100 ; pour le ramener à  $1 \text{ m}^2$  de section, soit un million de fois plus (un mètre carré, cela fait un million de millimètres carrés, en mille rangées de mille carrés de 1 mm de côté), il faut encore diviser par un million. Il faut donc diviser la résistance de  $1,6 \Omega$  par cent millions pour avoir celle du cube de cuivre de 1 m d'arête pris entre ses deux faces parallèles. On obtient donc :  $1,6/100\,000\,000$  soit environ :  $1/60\,000\,000$ .

Quelle est l'unité qui va servir à exprimer la résistivité ? Nous allons le voir facilement en modifiant un peu la formule :

$$R = \rho \times \frac{L}{S}$$

En multipliant les deux membres par la section s, il vient :

$$R \times S = \rho \times L$$

et en divisant les deux membres par la longueur L, il vient :

$$R \times \frac{S}{L} = \rho$$

Le quotient  $S/L$ , surface divisée par une longueur, est la même chose qu'une longueur. La résistivité s'exprime donc comme le produit d'une résistance par une longueur, soit en  $\Omega \times \text{m}$  dans le système MKSA (légal), soit en  $\Omega \times \text{cm}$ , unité cent fois plus petite. La résistivité du cuivre à 25 °C est donc voisine de  $1,6$  en micro-ohms x centimètres ( $1,6 \cdot 10^{-6} \Omega \times \text{cm}$ ).

Nous parlons toujours de résistivité à une température donnée, car elle varie notablement avec la température. Pour les métaux usuels, elle augmente d'environ 1 % pour 3 °C d'augmentation de

température au voisinage de la température normale (15 ou 20 °C). Elle double à peu près à 300 °C, elle décuple à 3 000 °C, (température des filaments des lampes à incandescence normales).

Le meilleur conducteur, celui dont la résistivité est minimale, est l'argent. Le cuivre est un tout petit peu plus résistant, l'aluminium a une résistivité environ double de celle du cuivre, le fer à peu près le triple du cuivre.

## LES « RESISTEURS »

Nous terminerons par un problème de dénomination. Nous avons parlé, jusqu'ici, de « conducteur résistant ». On réalise, et les lecteurs de la Revue le savent bien, des conducteurs résistants ayant des résistances données, inscrites dessus, souvent sous forme de bandes de couleurs correspondant à un code. On appelle (hélas !) ces éléments des « résistances », ce qui crée une confusion regrettable entre l'élément technologique (le composant à deux fils) et une propriété, ce qui fait que l'on en arrive à parler de la « résistance ».

Cette ambiguïté n'existe pas en anglais, car on y emploie le terme « résistance » pour la propriété (la valeur en Ohms) et « resistor » pour le composant doué de cette propriété.

Nous nous permettrons donc, par la suite, d'utiliser un néologisme : nous désignerons sous le nom de « résisteur » l'élément (le composant), réservant le nom de « résistance » pour la propriété de ce composant, ou pour l'expression de la valeur en ohms.

## POUR ALLER PLUS LOIN...

Nous lancerons-nous maintenant dans l'étude de l'effet magnétique du courant ? Non, c'est encore trop tôt, nous avons encore bien des choses à voir sur les résistances, le sujet n'est pas épuisé. Ce n'est qu'après que l'on pourra aborder l'électromagnétisme. Que ceux qui savent tout cela depuis longtemps nous excusent (mais peut-être cette révision de ce qu'ils savent aura-t-elle permis de clarifier leurs idées ? Nous le souhaitons !).

(à suivre)

J.-P. OEHMICHEN  
Ingénieur E.P.C.I.

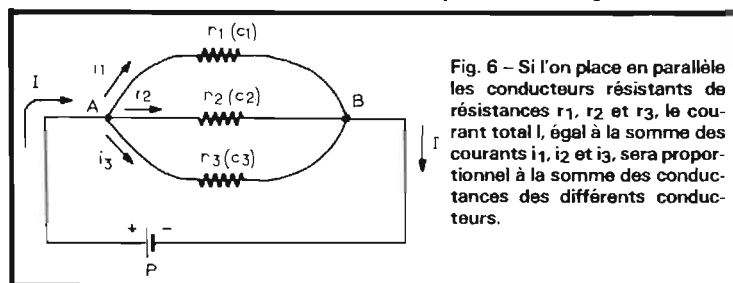


Fig. 6 - Si l'on place en parallèle les conducteurs résistants de résistances  $r_1$ ,  $r_2$  et  $r_3$ , le courant total I, égal à la somme des courants  $i_1$ ,  $i_2$  et  $i_3$ , sera proportionnel à la somme des conductances des différents conducteurs.

# Réétalonnage d'un générateur H.F.

**N**ATURELLEMENT, il peut s'agir aussi bien d'étalonnage que de réétalonnage, c'est-à-dire le premier étalonnage d'un générateur qui vient d'être construit, ou bien la vérification de l'étalonnage d'un appareil en utilisation depuis plusieurs années pour lequel un réétalonnage est devenu nécessaire.

Plusieurs cas sont, d'autre part, à envisager :

1) Cas d'un appareil neuf dont le cadran ne comporte qu'une échelle graduée de 0 à 180° ;

2) Cas d'un générateur neuf dont le cadran comporte des échelles vierges sur lesquelles on pourra inscrire directement les fréquences ;

3) Cas d'un générateur neuf ou déjà en service, mais dont le cadran comporte des échelles préalablement gravées en fréquences ;

4) Cas d'un générateur HF et VHF

Nous examinerons tour à tour ces divers cas, mais rappelons tout d'abord que la méthode la plus classique, disons même professionnelle, repose sur l'utilisation d'un autre générateur HF soigneusement étalonné ou sur l'emploi d'un générateur à cristal 100 et 1 000 kHz avec amplificateur d'harmoniques (standard de fréquences). Au moyen d'un ré-

cepteur quelconque, on observe le **battement nul** entre les deux fréquences rayonnées, l'une par le générateur à étalonner, l'autre par l'étalon : second générateur HF de précision ou standard de fréquences à quartz. Cette disposition est schématisée sur la figure 1. Les fils d'antenne A<sub>1</sub>, A<sub>2</sub> et A<sub>3</sub> sont utilisés comme éléments rayonnants (ou collecteur d'ondes pour A<sub>3</sub>) ; ils peuvent être, **ou non**, réunis ensemble.

Toujours en utilisant les mêmes appareils-étalons, c'est-à-dire soit un autre générateur HF, soit un générateur à quartz 100 kHz, un autre procédé consiste à ne pas employer un récepteur témoin comme organe de contrôle du battement nul. Ce procédé est montré sur la figure 2. On fait interférer directement le générateur-étalon et le générateur à étalonner ; on détecte immédiatement le battement par une diode genre BA 100 et on l'amplifie à l'aide d'un amplificateur BF quelconque. C'est donc ce dernier qui accuse le battement nul à obtenir. Ce procédé évite parfois des erreurs aux fréquences très élevées dues à divers battements et aux fréquences-images du récepteur utilisé dans la méthode précédente.

Mais les amateurs, du moins la

plupart d'entre eux, ne peuvent pas adopter ce procédé, car ils ne disposent pas en général d'un autre générateur HF rigoureusement étalonné ou d'un standard de fréquences à quartz.

## ETALONNAGE AVEC UN RECEPTEUR

Une autre méthode, celle que nous allons examiner plus en détail maintenant, ne demande qu'un récepteur ordinaire, couvrant les gammes normales GO, PO et OC, récepteur pouvant même être plus ou moins bien étalonné, mais qui doit cependant être sensible et sélectif. En effet, il n'est utilisé que pour l'écoute du battement nul entre l'onde émise par le générateur à étalonner et l'onde-étalon.

Comme onde-étalon, nous allons utiliser des émissions réelles captées par le récepteur. La fréquence des ondes rayonnées par les émetteurs est déterminée avec une très grande précision ; en conséquence, nous obtiendrons donc de très bons résultats dans notre étalonnage. Voici comment nous pouvons procéder :

Mettons en fonctionnement, en même temps, le générateur à étalonner et notre récepteur. Nous procéderons à ce travail, de

préférence le soir ou à la veillée, afin que le plus grand nombre d'émetteurs soient facilement reçus.

Pour nos premières explications, nous allons examiner le cas où le générateur à étalonner ou à vérifier ne comporte qu'un simple cadran gradué uniquement en 180 divisions, de 0 à 180°.

Accordons notre récepteur auxiliaire sur le programme Inter-Variétés, émetteur de Lyon I (300 kW). En consultant un journal de programmes, nous voyons que cette émission est effectuée sur 602 kHz. Il nous faut chercher maintenant le point de réglage du générateur (en PO) qui correspond à cette fréquence de 602 kHz. Manœuvrons lentement le bouton de réglage du générateur ; lorsque nous approchons de la fréquence recherchée, le récepteur fera entendre un sifflement, lequel deviendra de plus en plus grave à mesure que l'on s'approchera de la fréquence exacte... jusqu'à disparaître complètement : c'est le battement zéro ou battement nul qui correspond à la concordance parfaite entre la fréquence de l'oscillation du générateur et la fréquence de l'onde-étalon reçue, soit 602 kHz dans le cas présent.

Nous insistons sur le fait que la

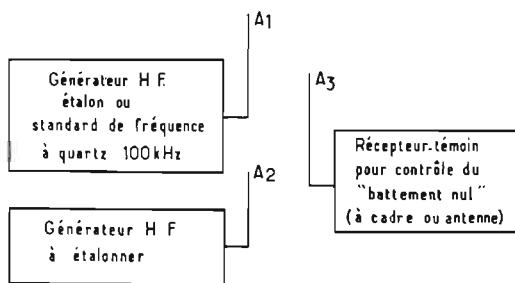


Fig. 1

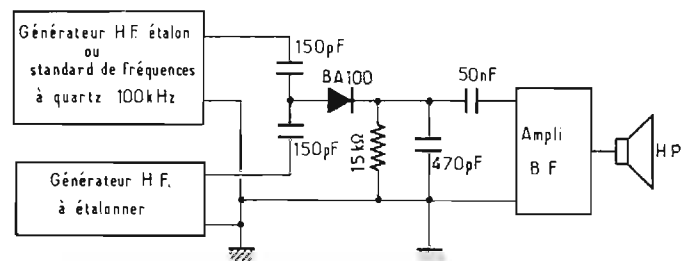


Fig. 2

précision obtenue pour l'étalonnage du générateur n'a rien à voir avec l'étalonnage du récepteur. En effet, si le récepteur est déréglé, nous pouvons recevoir l'onde de 602 kHz alors que le cadran indique 625 kHz par exemple. Cela n'a aucune importance ! Car, quoi que le cadran du récepteur indique, nous sommes bien en présence d'une onde à 602 kHz.

Nous allons donc marquer, sur un tableau, la graduation du cadran de notre générateur correspondant à cette fréquence de 602 kHz.

Passons maintenant à l'autre extrémité de la bande PO, et recherchons l'émission de Bordeaux I (100 kW), même programme, transmettant sur la fréquence de 1 205 kHz. Comment faire pour être certain de cette fréquence, c'est-à-dire pour ne pas se tromper d'émetteur ? Notre générateur était précédemment réglé sur 602 kHz ; ne modifions pas tout de suite son réglage. Il rayonne en même temps, outre l'onde fondamentale sur 602 kHz, une onde dite harmonique 2 de fréquence double, c'est-à-dire sur 1 204 kHz. Nous devons facilement trouver cette harmonique 2 en manœuvrant le bouton d'accord du récepteur, et nous trouverons tout aussi facilement l'émission de Bordeaux sur 1 205 kHz qui doit se trouver très proche sur le cadran (1 kHz d'écart seulement).

Lorsque nous aurons l'émission de Bordeaux sur 1 205 kHz, il nous suffira de rechercher le point de réglage du générateur (à l'autre bout de l'échelle) correspondant à cette fréquence, c'est-à-dire le battement nul obtenu entre l'onde-étalon sur 1 205 kHz et l'onde fondamentale émise par le générateur (et non son harmonique 2 de tout à l'heure).

Marquons maintenant sur notre tableau, la graduation du cadran du générateur correspondant à cette fréquence de 1 205 kHz.

Et nous procéderons ainsi avec diverses stations françaises ou étrangères puissantes de la bande PO dont on est certain de l'identification et de la fréquence. Lorsque nous aurons déterminé de cette façon une bonne dizaine de repères, de points d'étalonnage, répartis tout au long de la gamme PO, nous pourrons établir une **courbe d'étalonnage** pour cette gamme.

Sur une feuille de papier millimétré, graduons horizontalement de 0 à 180 (correspondance avec

les graduations du cadran du générateur) et verticalement en fréquences de 500 à 1 500 kHz par exemple.

A l'aide de tous les points d'étalonnage précédemment déterminés et que nous avons soigneusement notés, il nous sera commode d'établir une courbe régulière qui passera par ces points, en dépassant même un peu au-delà de chaque extrémité en continuité avec son allure propre (on dit : en extrapolant). Cette courbe permet alors de lire toutes fréquences ou toutes graduations situées entre les points d'étalonnage précédemment déterminés.

A titre d'ultime vérification, placer le générateur sur 1 400 kHz et régler le récepteur sur cette fréquence pour l'écoute de l'oscillation. Ne touchons plus au récepteur, et passons le générateur sur 700 kHz : nous devons de nouveau entendre le générateur dans le récepteur. Il s'agit de l'harmonique 2 de l'oscillation sur 700 kHz.

---

### ETALONNAGE DE LA BANDE GO

---

Nous allons maintenant passer à la bande GO. Nous procéderons très exactement de la même façon et comme onde-étalon, nous pourrons utiliser les émissions de Luxembourg (232 kHz), Monte-Carlo (215 kHz), Droitwich (200 kHz), Europe I (182 kHz) et Allouis Paris-Inter (164 kHz), en marquant pour chaque émetteur la graduation correspondante du cadran du générateur.

Il nous suffit maintenant d'établir, à l'aide de ces nouveaux points d'étalonnage, une seconde courbe correspondant à la gamme GO.

---

### ETALONNAGE DE LA BANDE MF

---

Pour l'étalonnage de la bande MF du générateur, c'est-à-dire de la gamme s'étalant de 400 à 500 kHz environ, il convient d'utiliser l'harmonique 2 pour l'observation du battement nul. Ainsi pour 400 kHz au générateur, le récepteur sera réglé sur 800 kHz ; pour 450 kHz, le battement nul sera donné par l'harmonique 2 à 900 kHz sur le récepteur, etc. Autre exemple : le battement nul de l'harmonique 2 avec l'émetteur de Toulouse I (100 kW) sur 944 kHz déterminera la fréquence 472 kHz sur le générateur ( $2 \times 472 = 944$ ).

Une autre courbe sera donc tracée pour cette gamme MF.

Certains générateurs comportent une gamme allant de 100 à 150 kHz environ. Pour l'étalonnage de cette gamme, et comme dans le cas de la bande MF, il nous faut procéder par harmoniques. A 100 kHz sur le générateur, nous ferons le battement nul de l'harmonique 2 avec la station de Droitwich (GO) sur 200 kHz. Grâce à Luxembourg 232 kHz, nous pourrons déterminer le point 116 kHz sur le générateur. Pour les fréquences supérieures, il nous faudra faire appel à l'harmonique 5 qui permettra le battement nul dans la bande PO : 125 kHz sur 600 kHz ; 130 kHz sur 650 kHz ; 140 kHz sur 700 kHz et 150 kHz sur 750 kHz.

L'étalonnage des gammes MF de 400 à 500 kHz et de 100 à 150 kHz est commode, faisons-le remarquer, puisque nous avons débuté par un étalonnage soigné de la gamme PO dont nous pouvons nous servir pour repérer sur le récepteur les fréquences correspondantes aux fréquences harmoniques de la gamme à étalonner.

---

### ETALONNAGE DES BANDES OC

---

Passons maintenant aux bandes OC. Nous supposons naturellement que les bandes 19,25,31,41 et 49 m sont **approximativement** repérées sur le récepteur ; nous nous en assurerons cependant par l'écoute préalable de la radiodiffusion ondes courtes sur ces diverses bandes.

Nous allons d'abord régler notre générateur en PO sur la fréquence de 600 kHz. Nous devons entendre l'harmonique 10 de l'oscillation dans la bande 49 m, sur 6 MHz exactement. Suivons alors cette oscillation en tournant lentement et **simultanément** les boutons du générateur et du récepteur : sur le récepteur, on déterminera au passage la fréquence 7,3 MHz lorsque le générateur sera sur 730 kHz, la fréquence 10 MHz (30 m) pour 1 000 kHz, la fréquence 12 MHz (25 m) pour 1 200 kHz, etc. Nous avons déjà une précision bien meilleure quant aux fréquences indiquées, fréquences que nous aurons eu soin de noter à chaque fois sur le cadran du récepteur.

Plaçons le générateur sur OC, puis réglons le récepteur sur 12 MHz (bande 25 m), point que nous avons précédemment déterminé. En manœuvrant le réglage

du générateur, cherchons le point correspondant (oscillation du générateur reçue par le poste). Puis suivons cette oscillation, en diminuant la fréquence, en tournant lentement et simultanément les boutons du générateur et du récepteur ; cela jusqu'à ce que nous arrivions à 6 MHz (bande 49 m), fréquence précédemment repérée sur le récepteur. Ne touchons plus au générateur, et réglons de nouveau le récepteur sur 12 MHz (bande 25 m). Nous devons entendre encore notre générateur ; il s'agit de l'harmonique 2 de l'oscillation sur 6 MHz.

S'il n'en était pas ainsi, c'est que nous nous serions trompés sur le rang de l'harmonique ou sur le battement lors de la première détermination des fréquences 6-7,3-10-12 MHz, etc., sur le cadran du récepteur. Il conviendrait alors de reprendre avec soin et sans erreur cette 'détermination, jusqu'à ce que le second test (« va-et-vient » entre 12 et 16 MHz) qui n'est rien d'autre qu'une vérification, donne satisfaction.

N'oublions pas, entre autres phénomènes, que sur OC, on peut obtenir l'audition pour deux réglages du générateur : battement supérieur et battement inférieur ; l'un est correct, l'autre est la fréquence-image, cette dernière étant située par rapport à la fréquence correcte à une distance égale à deux fois la valeur « moyenne fréquence » du récepteur utilisé. Il convient donc d'être extrêmement prudent ; il faut aussi se méfier des harmoniques, des battements gênants qu'elles peuvent provoquer et des erreurs que tout cela peut entraîner notamment sur les gammes de fréquences élevées (disons supérieures à 12 MHz). On a toujours intérêt à opérer avec le moins d'antenne possible, voire sans antenne, et à éloigner suffisamment le récepteur du générateur.

De toute façon, lorsque l'opération « va-et-vient » 6 et 12 MHz donne satisfaction, nous pouvons être certains qu'aucune erreur n'a été commise. Etant ainsi sûrs de nos réglages, nous noterons sur un tableau les divisions du cadran du générateur correspondant aux fréquences 6-7,3-10-12 MHz, etc., précédemment déterminées et repérées sur le cadran du récepteur. D'après ce tableau, nous pourrions établir, sur papier millimétré, la courbe d'étalonnage de la bande ou des bandes OC, comme nous l'avons fait pour les autres gammes.

A titre de vérification complémentaire, nous pourrions identifier quelques stations de radiodiffusion OC dont la fréquence est connue, et contrôler si cela correspond bien à la fréquence d'étalonnage du générateur par le procédé du battement nul (comme nous l'avons fait pour les gammes PO et GO).

Si le générateur comporte une ou deux gammes destinées à couvrir de 1,6 à 6 MHz, on procédera à l'étalonnage de ces bandes de fréquences par le système du battement nul des harmoniques 2, 3 ou 4 (selon la nécessité) avec des ondes-étalons des bandes OC normales précédemment étalonnées.

Pour toutes les gammes OC, signalons aussi la possibilité d'employer des quartz de la série FT243 comme étalons. Ces quartz dont les fréquences s'échelonnent entre 3 et 8,5 MHz environ sont extrêmement répandus et sont d'une précision très suffisante pour notre travail. Il est aisé de « bricoler » rapidement un oscillateur du type « Pierce » (sans aucun bobinage) du genre de celui qui est représenté sur la figure 3. Le tube est une petite triode quelconque, voire une pentode connectée en triode (écran réuni à l'anode), il suffit de placer le quartz dans les douilles (Xtal) prévues à cet effet. Le rayonnement s'effectue à l'aide d'un petit morceau de fil A, et n'oublions pas que, outre l'oscillation fondamentale du quartz, nous pouvons aussi utiliser pour notre travail d'étalonnage, les harmoniques 2, 3, 4, etc., qui sont rayonnés avec une amplitude suffisante.

Tout aussi facilement d'ailleurs, on peut réaliser un oscillateur à quartz Pierce à transistor, dont un schéma possible est représenté sur la figure 4. On emploie un transistor Q de type AF 124 ou similaire ; la bobine d'arrêt Ch est du type R 100 (ou similaire). Il va sans dire que ce petit montage sera utilisé exactement de la même façon que l'oscillateur précédent.

Nous avons parlé jusqu'ici de l'étalonnage d'un générateur possédant simplement un cadran démultiplicateur gravé uniquement en 180 divisions sur 180 degrés. C'est la raison pour laquelle il a

été nécessaire d'établir une courbe sur papier millimétré pour chaque gamme couverte. D'autres modèles de générateurs HF, souvent de construction « amateur », comportent un cadran semi-circulaire avec 5 ou 6 échelles vierges. Le procédé d'étalonnage reste strictement le même, mais le travail est simplifié en ce sens qu'il n'est plus nécessaire d'établir des courbes ; on porte les indications de fréquences en kilohertz ou en mégahertz **directement** sur le cadran (une échelle par gamme du générateur). On inscrira les premières déterminations de fréquences au crayon tendre, sans appuyer (à cause des erreurs toujours possibles) ; puis, lorsque l'on est sûr de l'étalonnage obtenu, on repasse l'ensemble du cadran à l'encre de Chine (graduations et chiffres).

Il existe également les générateurs HF, notamment de réalisation professionnelle, qui comportent un cadran **gravé** en fréquences. Naturellement, à l'origine, le bloc des bobinages oscillateurs, le condensateur variable et le cadran-gravé ont été conçus pour être utilisés conjointement. L'étalonnage a été fait en usine ; mais au cours du temps, il a pu se produire certaines dérives ou modifications de caractéristiques d'éléments, et il faut procéder à un réétalonnage. Mais quel que soit le type de générateur, les travaux de réétalonnage sont toujours les mêmes. Ils consistent essentiellement à faire coïncider la variation de fréquence de l'appareil avec ce qui avait été déterminé à l'origine, c'est-à-dire en accord avec les inscriptions du cadran.

Le procédé de vérification consiste toujours à contrôler le battement nul entre la fondamentale (ou une harmonique) avec une émission de fréquence connue. On pourra aussi vérifier

par recoupements entre fondamentale et réglages pour les harmoniques 2 et 3. Mais, il faut faire coïncider l'étalonnage à chaque extrémité de gamme du générateur au moyen des réglages prévus à cet effet sur le bloc de bobinages oscillateurs :

a) Condensateur ajustable en parallèle, pour l'extrémité supérieure en fréquence ;

b) Condensateur ajustable en série ou noyau du bobinage, pour l'extrémité inférieure.

Lorsque les extrémités de bande sont correctement réglées, toutes les fréquences intermédiaires doivent correspondre aux indications de l'étalonnage d'origine.

Il existe parfois un ordre de gammes à respecter pour le réglage ; il convient alors de s'y conformer. En principe, cet ordre est le suivant : on procède de la gamme la plus faible en fréquences en allant successivement vers la gamme la plus élevée en fréquences.

De même, sur la notice du constructeur (pour un générateur professionnel), les fréquences (ou les « points ») de réglage pour chaque gamme peuvent être spécifiés ; il faut aussi, dans ce cas, s'y conformer.

Naturellement, sur un bon générateur HF, toutes les fréquences doivent être rigoureusement précises et l'on doit pouvoir faire confiance à toutes les indications fournies. Néanmoins, lors de l'étalonnage ou du réétalonnage, on pourra repérer d'une façon plus particulière les fréquences suivantes :

455 kHz (valeur de la fréquence intermédiaire des récepteurs de radio AM) ;

10,7 MHz (valeur de la fréquence intermédiaire des récepteurs FM) ;

39,2 MHz (valeur de la fréquence intermédiaire « son » des téléviseurs).

A propos de cette dernière valeur, il faut remarquer que de

nombreux générateurs (exclusivement HF) s'arrêtent vers 20 ou 30 MHz. Rappelons cependant qu'il est toujours possible d'utiliser l'harmonique 2 de l'oscillation du générateur. Dans le cas présent, il peut donc être réglé sur 19,6 MHz, et c'est cette fréquence que l'on pourra plus particulièrement repérer.

En ce qui concerne la fréquence 455 kHz, la vérification peut se faire en observant le battement obtenu avec l'harmonique 2 de cette oscillation. Cet harmonique 2 est donc de 910 kHz : or, dans la gamme PO, sur 908 kHz, nous avons un émetteur anglais et un émetteur allemand. Nous devons donc obtenir un battement **audible** de 2 kHz (2 000 Hz) parfaitement caractéristique.

Pour la fréquence 10,7 MHz, on pourra la repérer à partir de l'harmonique 10 : générateur d'abord réglé sur 1 070 kHz, en PO, où les repères-étalons sont plus faciles, en battement nul avec Paris-Ile-de-France, 280 m, 1 070 kHz. Le récepteur auxiliaire décroche alors l'harmonique 10 sur 10,7 MHz et indique le point de réglage exact du générateur pour cette dernière fréquence.

Pour l'étalonnage général, signalons aussi la possibilité d'utiliser comme fréquences-étalons, les émissions permanentes des stations spécialisées telles que WWV, JJY, BPV, etc., émissions précisément effectuées dans ce but, sur les fréquences de 5, 10, 15, 20, 25 et 30 MHz. Néanmoins, dans ce cas, le récepteur utilisé comme appareil témoin du battement nul, doit être très sensible (type récepteur de trafic OC).

S'il est des générateurs qui, comme nous l'avons dit, s'arrêtent vers 20 ou 30 MHz, il en est d'autres par contre qui comportent des gammes allant jusqu'à plus de 200 MHz (générateurs HF-VHF).

La dernière méthode exposée n'utilisant qu'un seul récepteur de contrôle, ne convient évidemment plus. Il faut avoir recours au procédé illustré sur la figure 2 comportant notamment le générateur-étalon (même si ce dernier ne comporte pas les gammes VHF). On procède d'ailleurs toujours sensiblement de la même façon :

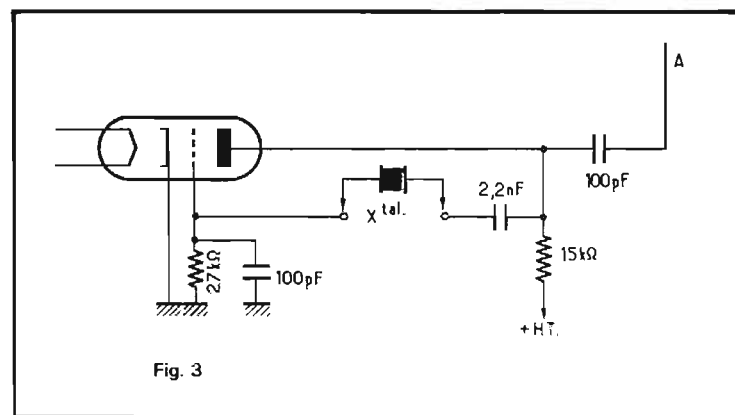


Fig. 3

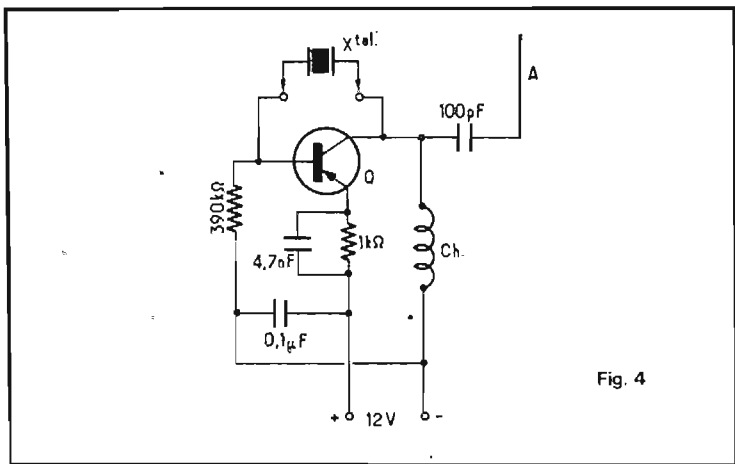


Fig. 4

Si le générateur-étalon est réglé sur 20 MHz, les harmoniques 2, 3, 4, 5, 6 (et même davantage) sont parfaitement décelables et peuvent très bien être utilisés en battements avec le générateur à étalonner sur 40, 60, 80, 100 et 120 MHz. Les battements nuls sont donnés chaque fois par la détection diode, suivie de l'amplification, rappelons-le. Ensuite, on peut passer le générateur HF étalon sur 25 MHz; ce qui donne les points de réglage possibles sur 50, 75, 100, 125 et 150 MHz. Puis sur 30 MHz, ce qui donne les points de réglage sur 60, 90, 120, 150 et 180 MHz (et éventuellement, plus haut encore en fréquences).

Notons cependant que le générateur-étalon peut être remplacé par le montage oscillateur à quartz représenté sur les figures 3 ou 4. Il va sans dire que l'on opère exactement de la même façon, mais en considérant les harmoniques de rangs plus ou moins élevés des divers quartz utilisés.

Précisons aussi que sur les fréquences très élevées et notamment sur les gammes VHF, il convient de tourner **très lentement** le bouton de réglage du générateur à étalonner... car on a vite fait de passer sur le battement sans s'en apercevoir.

Pour terminer, donnons les quelques conseils généraux suivants :

— Il est recommandé de ne commencer l'étalonnage ou le ré-étalonnage qu'après un temps de préchauffage ou de stabilisation en température de 15 à 20 minutes du générateur HF à régler.

— Le générateur HF peut être utilisé en ondes modulées par son oscillateur BF incorporé pour la facilité de recherche du signal. Mais pour l'observation du battement nul, la modulation doit être coupée. Le battement nul doit être obtenu en ondes pures; il est ainsi beaucoup plus net et précis.

— Certains générateurs HF sont mal conçus, en ce sens qu'ils ne comportent pas tous les éléments de réglage souhaitables : trimers, paddings et noyaux sur chaque bande. Avec le temps, certaines caractéristiques de composants ayant varié (bobinages, notamment), il est alors impossible de faire coïncider de nouveau le ré-étalonnage avec les graduations en fréquences tout au long de la rotation du cadran. Une solution consiste alors à établir un tableau comportant trois colonnes. Dans la première colonne, on inscrit la fréquence réelle; dans la seconde colonne, on marque la fréquence correspondante **indiquée** par le cadran; la troisième colonne peut être réservée pour noter la graduation correspondante lue sur l'échelle-vernier (généralement graduée de 0 à 180°). On pourra ainsi noter plusieurs fréquences pour chaque gamme, fréquences choisies parmi les plus usuelles pour les travaux de réglage ou d'alignement.

— L'heureux possesseur d'un standard de fréquences à quartz voit un tel travail d'étalonnage grandement facilité, avec la certitude de la **précision**. Toutefois, aux fréquences élevées, vu la proximité des « pips » générés par un tel appareil, les risques d'erreur deviennent grands; il est alors parfois indispensable d'employer conjointement un autre générateur HF normal qui permet de déterminer de façon certaine le « pip » à utiliser.

Il n'en reste pas moins que si l'on a procédé avec soin, et quel que soit le type de générateur HF à étalonner, on peut être certain d'obtenir une très bonne exactitude de l'étalonnage par la méthode simple (et à la portée de tous les amateurs plus ou moins bien outillés) que nous avons exposée.

Roger A. RAFFIN



## ELECTRONIQUE

- Cours Fondamental Programmé
- Agent Technique
- Agent Technique semi-conducteurs
- Travaux Pratiques
- Ingénieur Electronicien

## INFORMATIQUE

- Opérateur
- Programmeur
- Analyste

*I.T.P. dispense également les formations suivantes :*

### MÉCANIQUE GÉNÉRALE

- Dessinateur indust.
- Ingénieur

### AUTOMOBILE DIESEL

- Agent technique
- Ingénieur

### BÉTON ARMÉ

- Dessinateur et calculateur
- Ingénieur

### CHAUFFAGE

### VENTILATION

- Agent technique
- Ingénieur

### MATHÉMATIQUES

- Du C.E.P. au Bac.
- Maths. supérieures
- Maths spéciales

### TRAVAUX PRATIQUES

- En électricité
- En électronique

### FROID

- Techn. frigoriste
- Ingén. frigoriste

### ÉLECTRICITÉ

- Agent technique
- Ingén. électricien

### AUTOMATISMES

- A.T. automaticien

### ÉNERGIE ATOMIQUE

- Ingénieur

M. .... demeurant .....

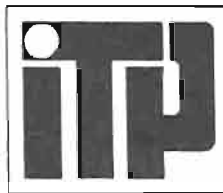
désire recevoir, sans engagement, le programme d'études techniques marqué d'une croix (joindre 2 timbres pour frais d'envoi)



HP

\* Sachez que vos études à l'I.T.P. peuvent être prises en charge par votre employeur au titre de la loi sur la formation permanente. Possibilité de regroupements sur place en complément de la formation à distance.

Remplissez et adressez votre demande à



**INSTITUT  
TECHNIQUE  
PROFESSIONNEL**

Etablissement  
d'enseignement  
privé  
créé en 1946

69, rue de Chabrol - 75010 PARIS. Tél. 770.71.05

H.F.R.A.I.



# AMPLIFICATEUR

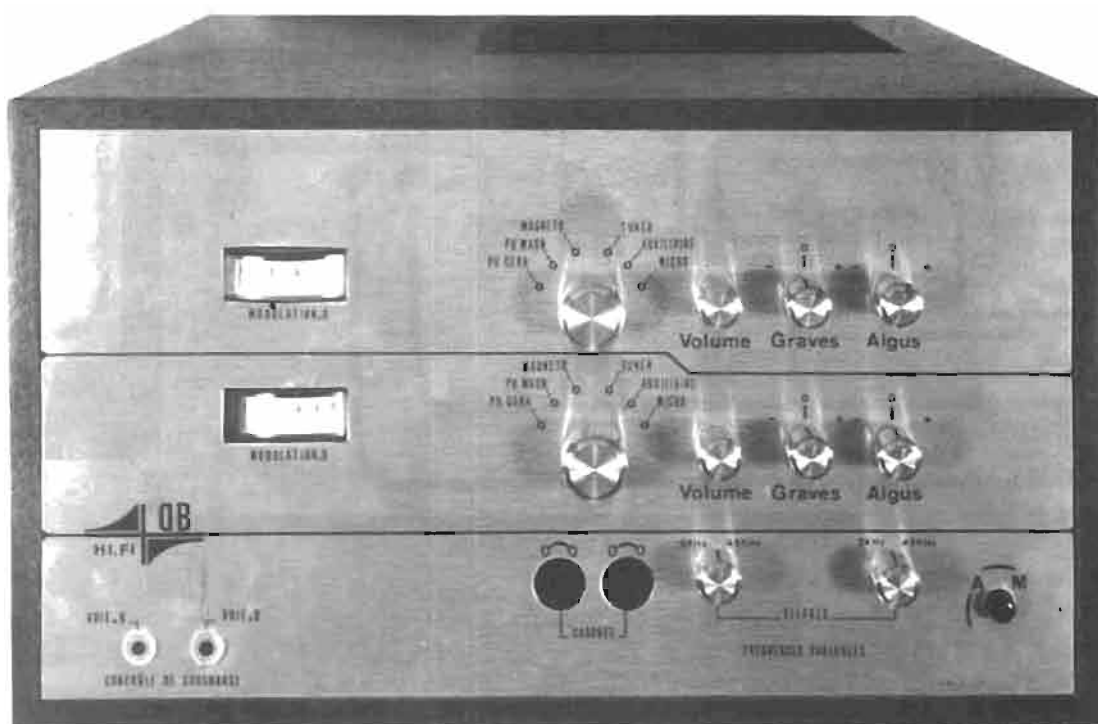
---

# STEREOPHONIQUE

---

# MODULAIRE

---



2 x 25 Weff / 8  $\Omega$  - 2 x 50 Weff / 4  $\Omega$

L'APPAREIL que nous allons décrire en détails dans ces colonnes est un amplificateur qui a été étudié et réalisé suivant la technique industrielle, c'est-à-dire sous une forme modulaire. Chaque module pourvu d'un connecteur s'enclenche dans un panier équipé de glissières, le circuit imprimé de base se chargeant alors des interconnexions. Le câblage de fils est donc réduit au minimum ce qui supprime en grande partie les risques d'erreurs.

Les réglages sont inexistant, un simple contrôleur universel est suffisant.

La photo de l'appareil montre les différentes fonctions apparaissant sur la face avant. Toutes les commandes sont indépendantes, jusqu'aux commutateurs de fonctions, ceci permettant de réaliser des mixages sur magnétophone en injectant sur chaque voie une modulation différente (microphone + PU magnétique par exemple).

Deux vu-mètres gradués de 0 à

10 indiquent le niveau de la modulation en sorties HP.

Les sélecteurs d'entrées permettent de commuter six sources différentes :

- 1 - PU piézo (modifiable au besoin en PU magnétique comme nous le verrons)
- 2 - PU magnétique
- 3 - Magnétophone
- 4 - Tuner
- 5 - Auxiliaire
- 6 - Microphone haute impédance.

Sous les sélecteurs nous trouvons deux prises DIN destinées à

l'écoute au casque, nous avons volontairement évité d'utiliser des jacks.

Nous avons par contre doté cet amplificateur de deux fonctions intéressantes que l'on ne trouve pas sur les réalisations commerciales :

1) Filtre actif passe-bas à fréquence de coupure variable (pente de 12 dB/octave).

Sous les commandes « volume et aigus », nous remarquons deux boutons, qui commandent chacun un potentiomètre (un par ca-

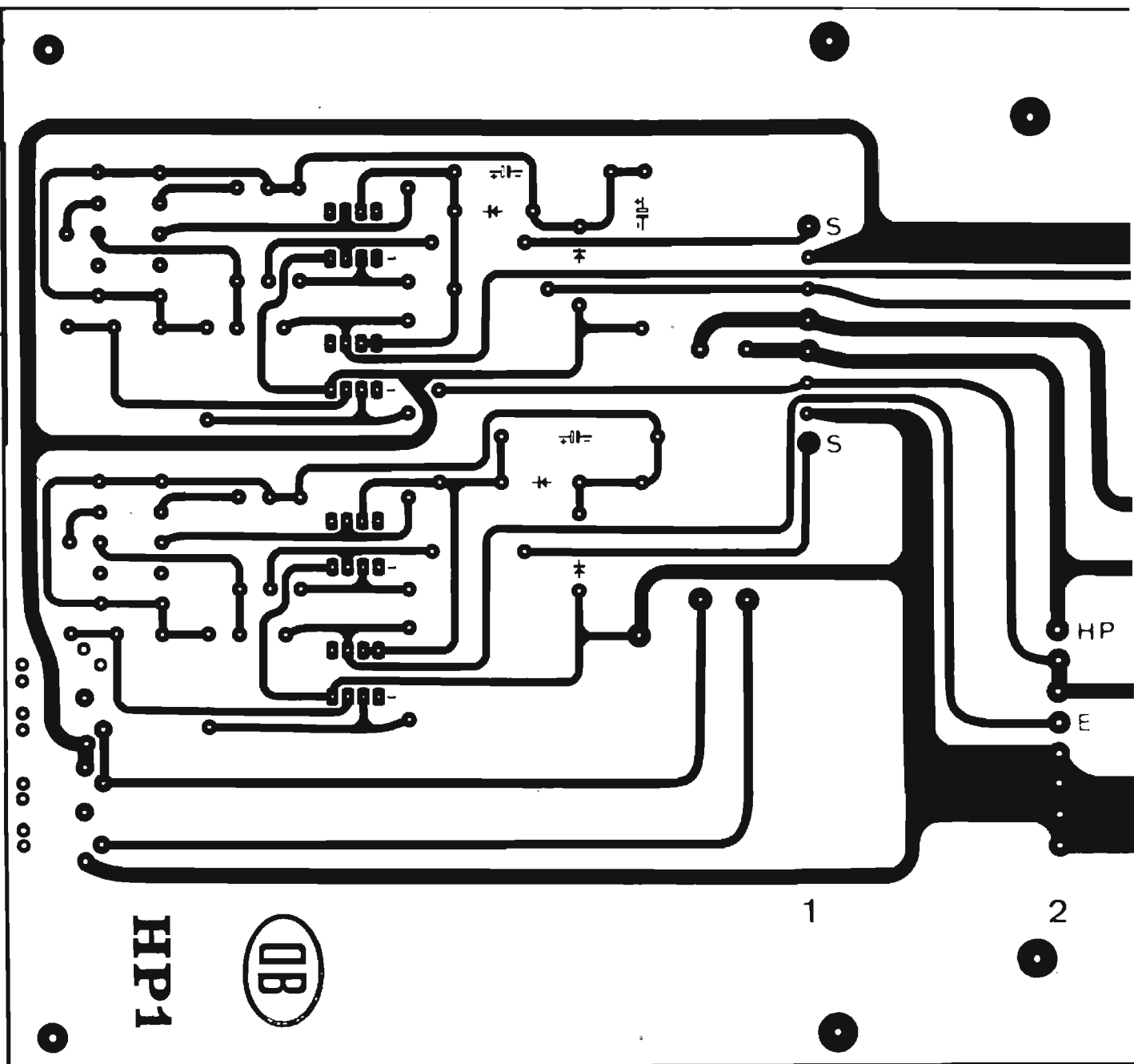


Fig. 1 a

nal). L'action de ceux-ci permet de faire glisser la fréquence de coupure (tout en gardant une pente d'atténuation constante de 12 dB/octave), la variation est comprise entre 45 kHz et 5 kHz. Ce filtre va permettre de limiter la bande passante de l'amplificateur exactement à la fréquence indésirable ce qui est beaucoup plus intéressant que l'enclenchement d'une touche limitant l'appareil à 10 kHz ou 6 kHz.

#### 2) Contrôle de surcharge.

En bas et à gauche de la face avant se trouvent deux petits voyants (diodes électroluminescentes) qui vont clignoter lors

d'une surcharge que l'on aura établie au préalable. Précisons : il n'est pas rare qu'un « amplificateur » soit chargé par une « enceinte » de puissance inférieure à celle que peut délivrer celui-ci. Bien entendu, c'est dangereux pour les haut-parleurs, les bobines mobiles s'échauffent elles finissent par se détériorer. Si le contrôle de surcharge est réglé pour la puissance efficace maximale admissible de l'enceinte, en cas de dépassement le clignotement de la lampe avertira l'utilisateur du danger, d'où une intervention sur le volume sonore.

Le raccordement des différen-

tes sources se fait sous l'appareil au moyen de prises DIN 5 broches (le plus près possible des préamplificateurs).

Une plaquette gravée permet le repérage des six entrées et de la sortie enregistrement.

Les sensibilités de ces six entrées sont les suivantes :

- 1 et 2. PU magnétique : 3 mV - 47 k $\Omega$
3. Magnétophone : 4 mV - 47 k $\Omega$
4. Tuner : 250 mV - 60 k $\Omega$
5. Auxiliaire : 250 mV - 100 k $\Omega$
6. Microphone : 10 mV - 47 k $\Omega$

A l'arrière de l'appareil, c'est le vide. On ne trouve que le strict nécessaire, pas de gadget :

— Deux trous laissant le passage aux prises de raccordement des enceintes, ces prises sont aux normes DIN.

— Quatre fiches « secteur » permettant d'alimenter deux appareils tels que platine et tuner.

— Un répartiteur de tension 110-220 V (que nous n'avons d'ailleurs pas utilisé sur notre maquette).

Sous le coffret une découpe permet l'évacuation de la chaleur, elle se trouve au niveau des modules de puissance et des alimentations.

Nous venons de faire le tour de l'esthétique de cet amplificateur.

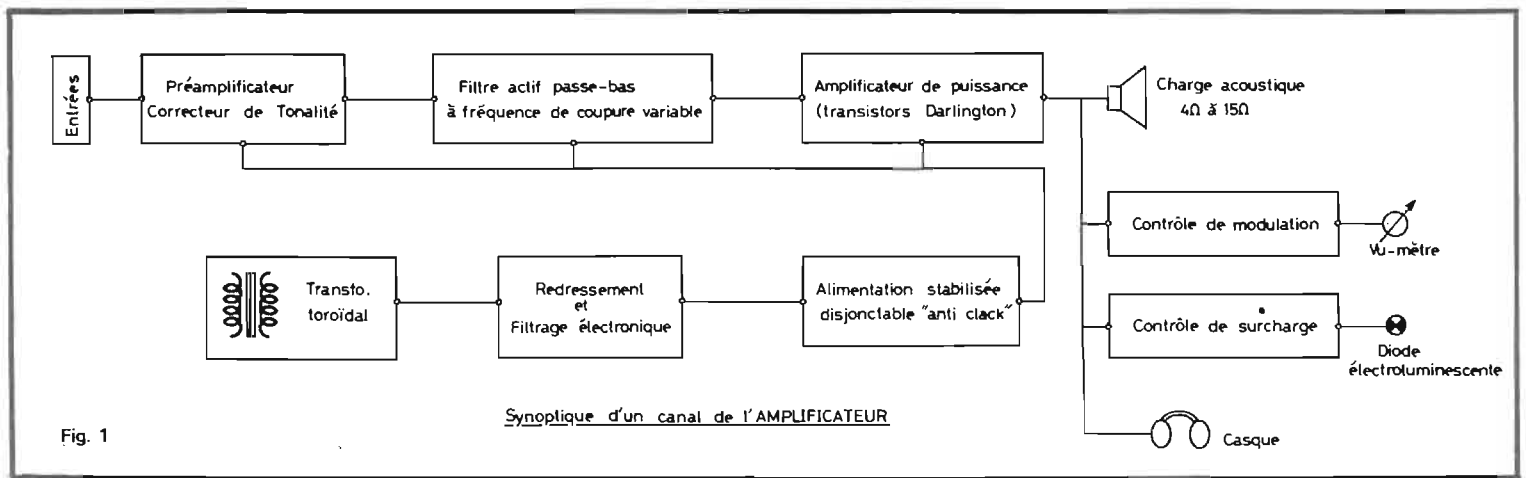
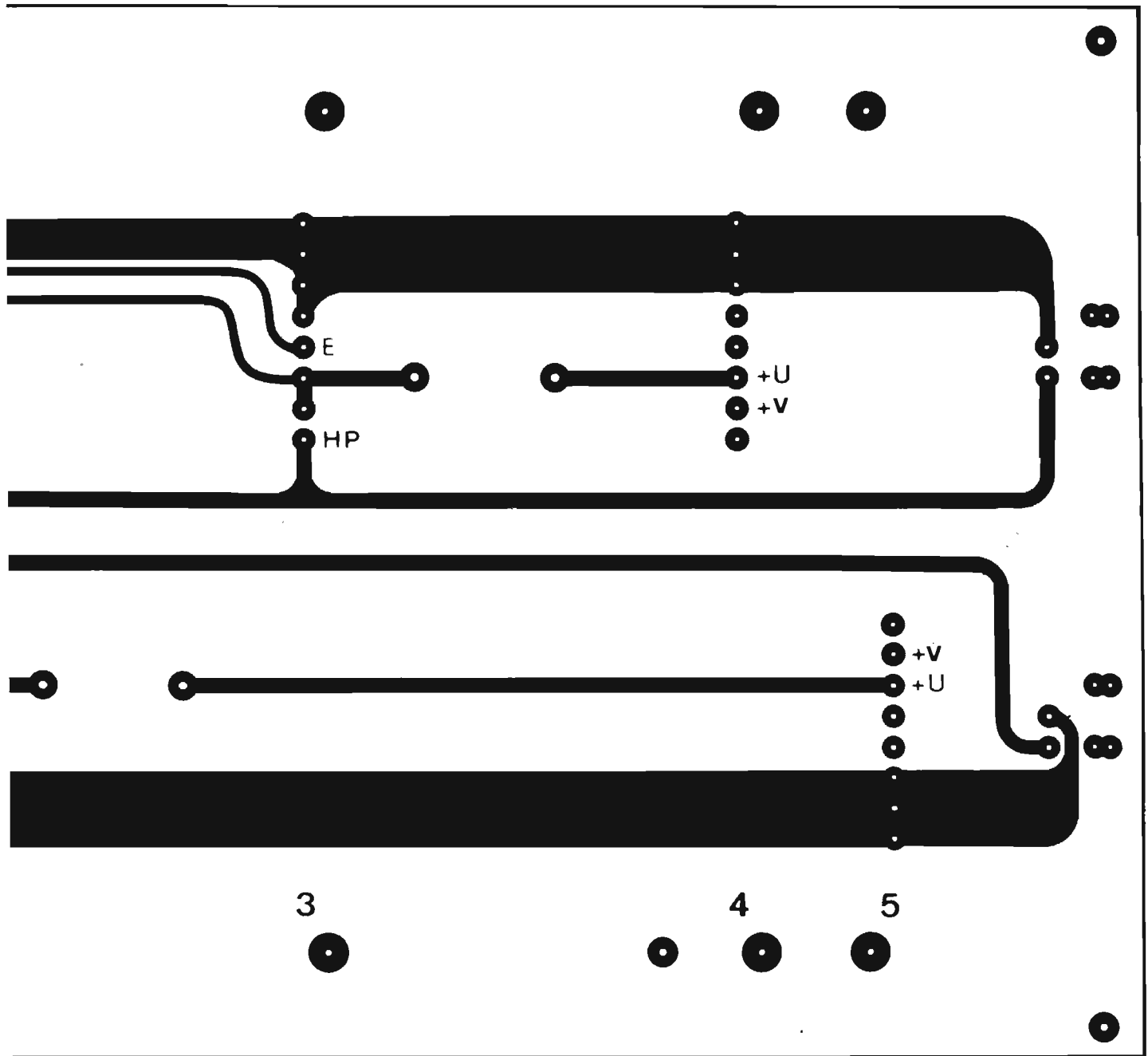
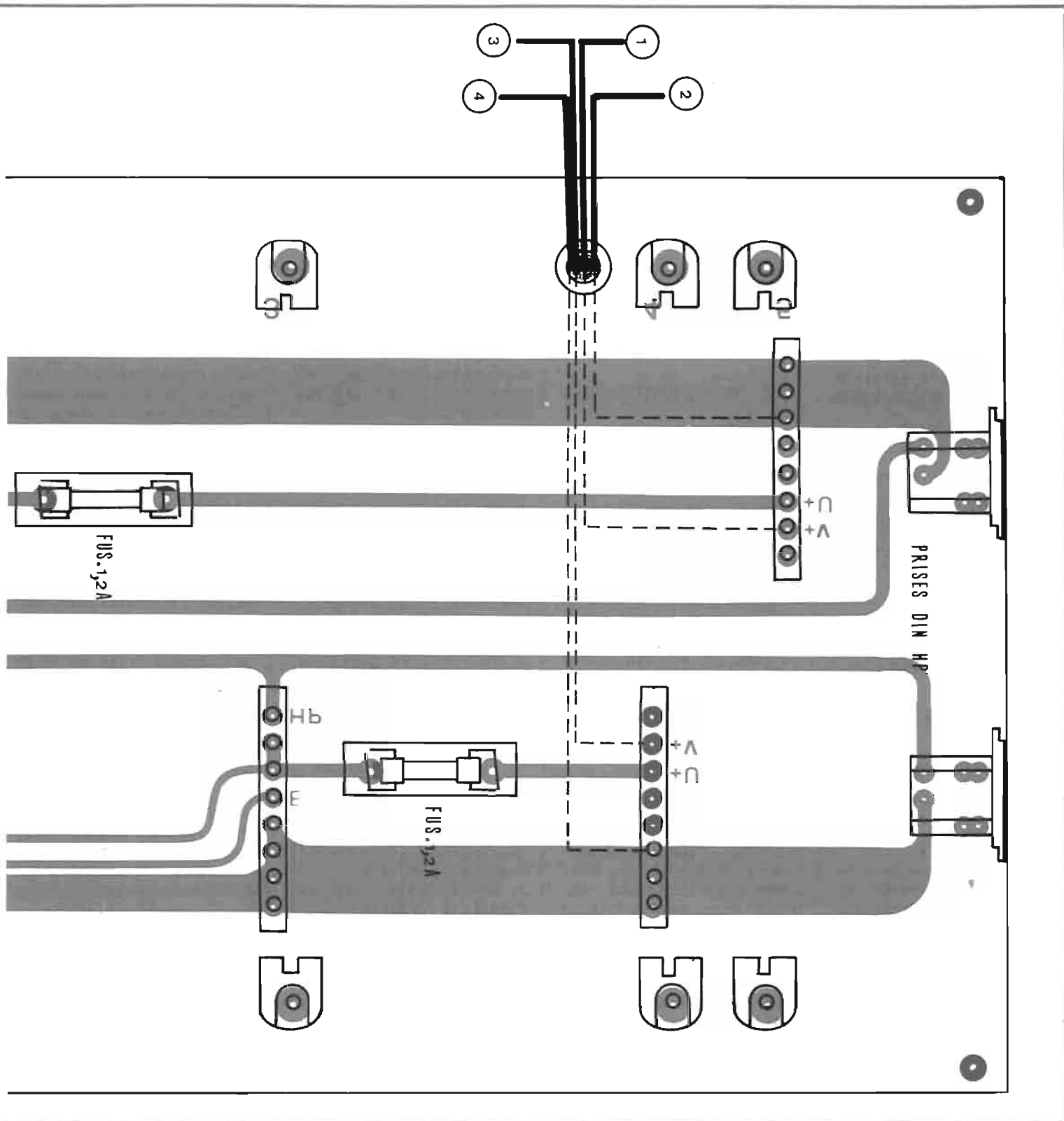


Fig. 1





- Module contrôle de modulation.
- Module contrôle de surcharge.

### L'ÉLECTRONIQUE

**Le circuit de base d'interconnexions et le filtre actif passe-bas à fréquence variable (HP1)**

Ce premier module que nous présentons est la pièce maîtresse de l'amplificateur. C'est en effet grâce à ce circuit imprimé que tout le travail de câblage a été supprimé. Toutes les liaisons sont gravées sur le CI et les interconnexions aux différents modules s'effectuent par connecteurs.

De plus sur cette plaquette est gravé le filtre actif stéréophoni-

que, nous trouvons également les deux prises DIN pour écoute au casque et à l'arrière les deux prises destinées au branchement des enceintes acoustiques.

Le circuit imprimé est donné à l'échelle 1 (fig. 1). Les dimensions sont assez importantes, pour cette raison nous déconseillons aux lecteurs de graver ce circuit sur une plaquette de bakélite,

cette matière étant assez cassante lorsqu'elle est froide il y aurait de désagréables surprises.

Les côtes sont de 173 mm x 370 mm.

Voyons plus en détail le filtre actif, le schéma de principe est celui de la figure 2. Ce filtre utilise deux amplificateurs opérationnels SFC 2741 DC de la Sescossem. Le premier est monté en am-

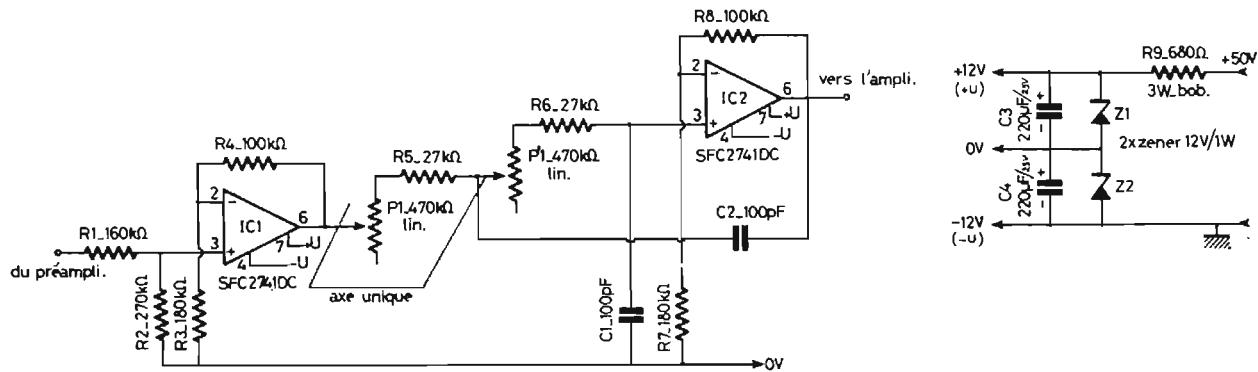


Fig. 2

plificateur suiveur (entrée sur le +), son gain K est égal au rapport

$$\frac{180 + 100}{180} = 1,55$$

Le second étage est un filtre passe-bas du deuxième ordre à source commandée dont le schéma simplifié est donné figure 3. Le gain K est encore égal ici à 1,55, étant déterminé par

$$\frac{R1 + R2}{R1}$$

Le gain K n'intervient pas dans l'expression de la fréquence propre

$$\omega = \frac{1}{R \sqrt{C1 \cdot C2}}$$

$$\text{Si } C1 = C2 \quad \omega = \frac{1}{RC}$$

d'où le calcul de la fréquence

$$f = \frac{1}{2 \pi RC}$$

En revenant à la figure 2, nous voyons que R\* est constituée par la mise en série d'un potentiomètre de 470 kΩ et d'une résistance fixe de 27 kΩ et que C a pour valeur 100 pF.

La variation maximale de R sera donc de 470 + 27 = 497 kΩ, la plus petite valeur sera déterminée par la résistance fixe de 27 kΩ.

Nous pouvons donc définir les deux fréquences extrêmes pour R = 497 kΩ et R = 27 kΩ.

$$F = \frac{1}{2 \pi RC}$$

avec C = 100 pF soit 100.10<sup>-12</sup> Farad ; R = 497 kΩ soit 497.10<sup>3</sup> Ohms.

$$F = \frac{1}{6,28 \cdot 100 \cdot 10^{-12} \cdot 497 \cdot 10^3} = \frac{10^9}{312 \cdot 116} = 3204 \text{ Hz}$$

avec C = 100 pF soit 100.10<sup>-12</sup> ; R = 27 kΩ soit 27.10<sup>3</sup>.

$$F = \frac{1}{6,28 \cdot 100 \cdot 10^{-12} \cdot 27 \cdot 10^3} = \frac{10^9}{16 \cdot 956} = 58 \cdot 976 \text{ Hz}$$

d'où F<sub>min</sub> = 3 204 Hz et F<sub>max</sub> = 58 976 Hz.

Les deux résistances R devant être égales, on utilise un potentiomètre double monté en résistances variables. L'action de ce potentiomètre va permettre un balayage de la bande passante de l'amplificateur de 58 kHz à 3,2 kHz.

En fait, ces deux valeurs sont théoriques, car il faut tenir compte de la tolérance des composants qui est de ± 20 % pour le potentiomètre et ± 10 % pour les condensateurs.

L'alimentation des circuits intégrés est fixée à ± 12 volts soit une tension totale de 24 volts que nous prélevons avec une résistance chutrice à l'alimentation stabilisée délivrant + 50 volts. Deux diodes zeners de 12 volts montées en série permettent d'obtenir le 0 volt flottant nécessaire à l'alimentation symétrique.

Le plan de câblage de ce module est donné figure 1b, il ne peut donc y avoir d'erreur. Des précisions complémentaires sont fournies dans la nomenclature des composants, pour la tension d'iso-

lement des condensateurs, la tolérance des résistances et la puissance, etc.

Comme nous pouvons le constater, le câblage des fils est réduit aux alimentations des deux voies : (1) et (2) pour la voie de gauche, (3) et (4) pour la voie de droite. Ces quatre fils passent par le passe-fils et sont soudés côté circuit imprimé directement aux bornes des connecteurs, aux points + V et bien entendu à la masse.

Chaque fusible de 1,2 A protège une voie de l'appareil contre les surintensités, la protection contre les court-circuits étant assurée par la carte alimentation comme nous le verrons dans la deuxième partie de cette étude.

Les résistances de 470 Ω/5 W transmettent la modulation aux prises « casques » tout en atténuant celle-ci afin de ne pas détériorer les casques. Nous avons dû adopter des prises DIN 5 broches au lieu de fiches Jacks, **tout d'abord pour simplifier le câblage**. Un jack à coupure HP/casque nous aurait obligé à couper les lignes HP du circuit de base HP1 et ensuite à rétablir les contacts avec 5 fils. D'autre part, comme nous le verrons le mois prochain dans la partie alimentation, nous avons adopté le procédé du redresse-

ment mono-alternance, c'est-à-dire que nous avons deux masses différentes, une pour chaque canal. Le jack avec ses 5 fils présente lui une masse commune pour les deux voies, ce qui nous aurait provoqué de violents accrochages si nous avions adopté ce système.

On fera attention lors du câblage des semi-conducteurs à ne pas trop surchauffer ces composants. Il est préférable de reprendre une soudure à plusieurs reprises plutôt que de laisser la panne du fer à souder sur la queue d'une diode zener pendant 30 secondes de façon continue.

Il ne faut toutefois pas avoir peur des semi-conducteurs modernes au silicium que nous avons maintenant à notre disposition, ceux-ci résistent à une température de 200 °C. Ce qu'il faut à tout prix éviter c'est le collage (ou une soudure froide) cause de beaucoup de pannes, que nous avons eu l'occasion de rencontrer sur des modules que certains lecteurs nous demandaient de vérifier.

Il est indispensable pour réaliser de belles soudures d'utiliser de la soudure à 60 %. Un fer de 40 watts suffira largement.

### NOMENCLATURE DES COMPOSANTS DU MODULE HPI

Résistances ± 5 % à couche (métallique si possible)

- R1 - 160 kΩ 1/2 W
- R2 - 270 kΩ 1/2 W
- R3 - 180 kΩ 1/2 W
- R4 - 100 kΩ 1/2 W
- R5 - 27 kΩ 1/2 W
- R6 - 27 kΩ 1/2 W
- R7 - 180 kΩ 1/2 W
- R8 - 100 kΩ 1/2 W
- R9 - 680 Ω/3 W bobinée
- 2 résistances de 470 Ω/5 W (bobinées)

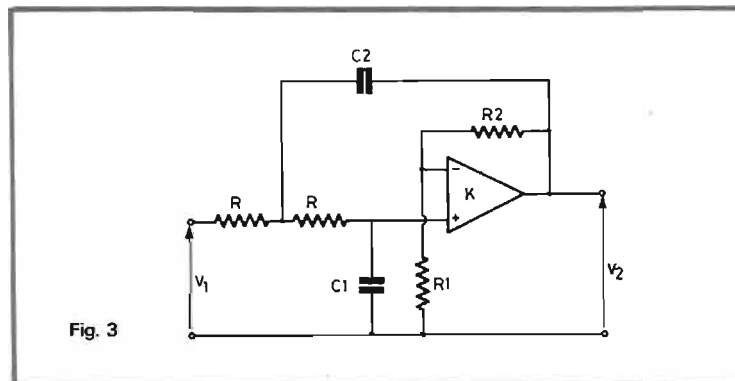


Fig. 3

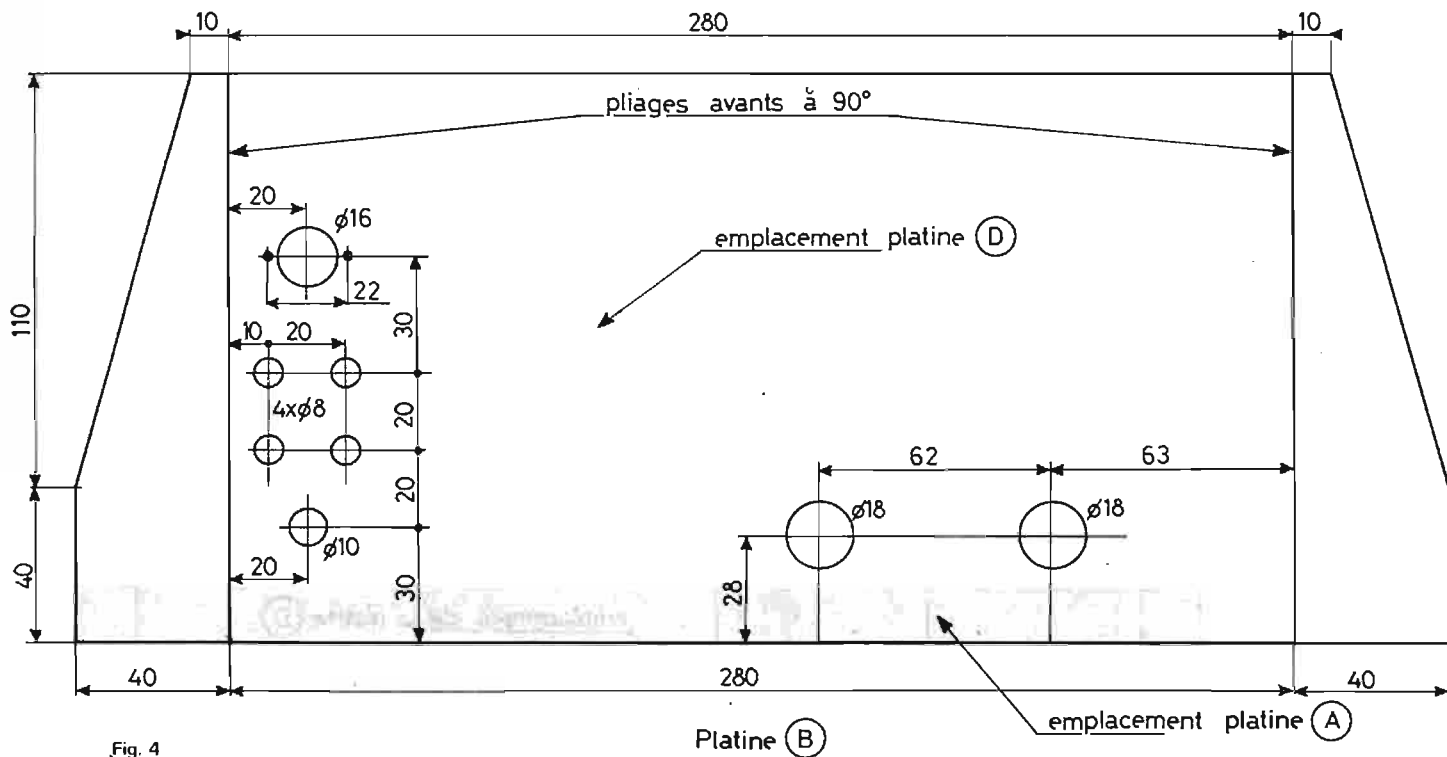


Fig. 4

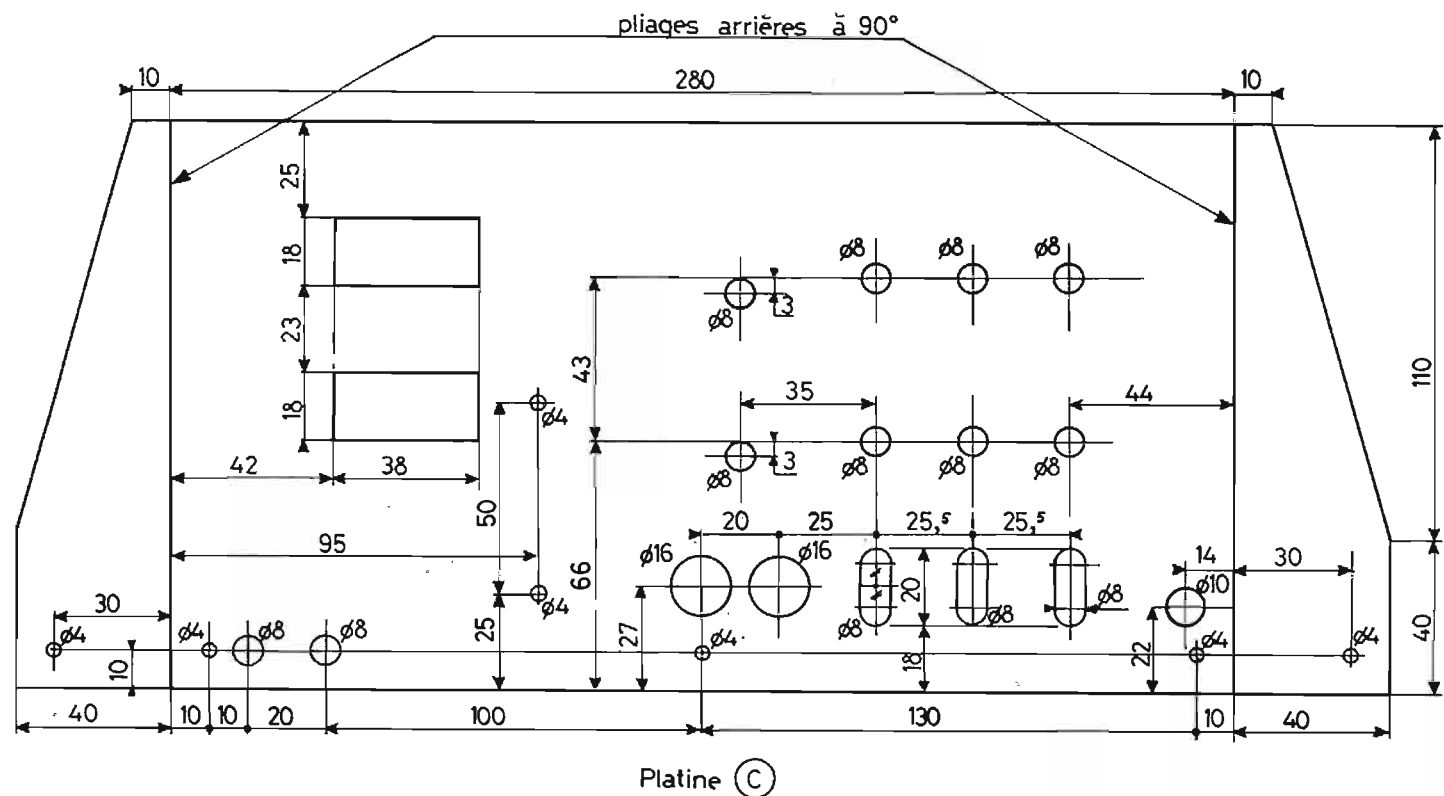
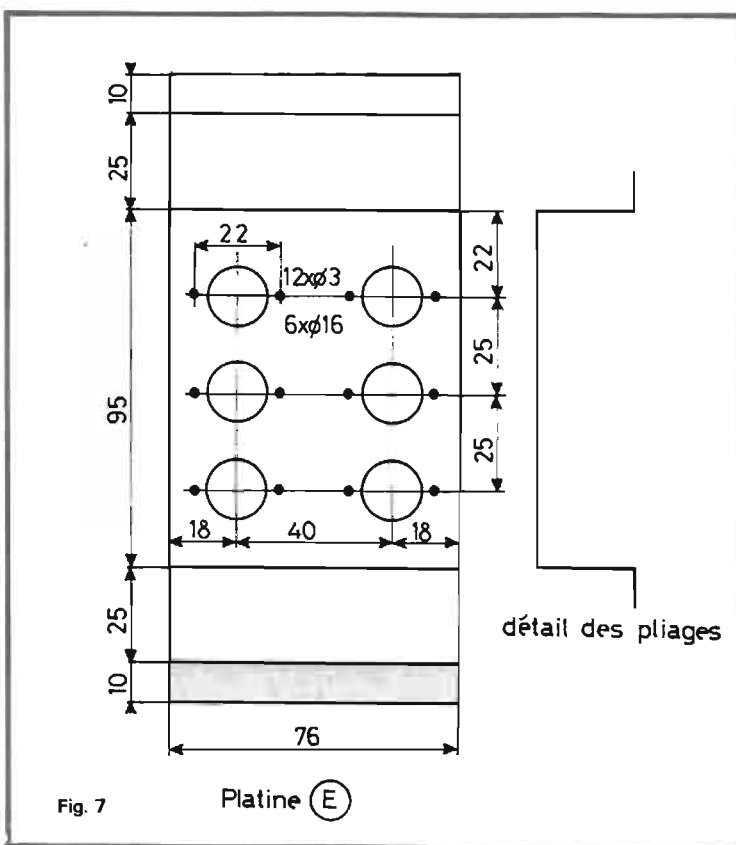
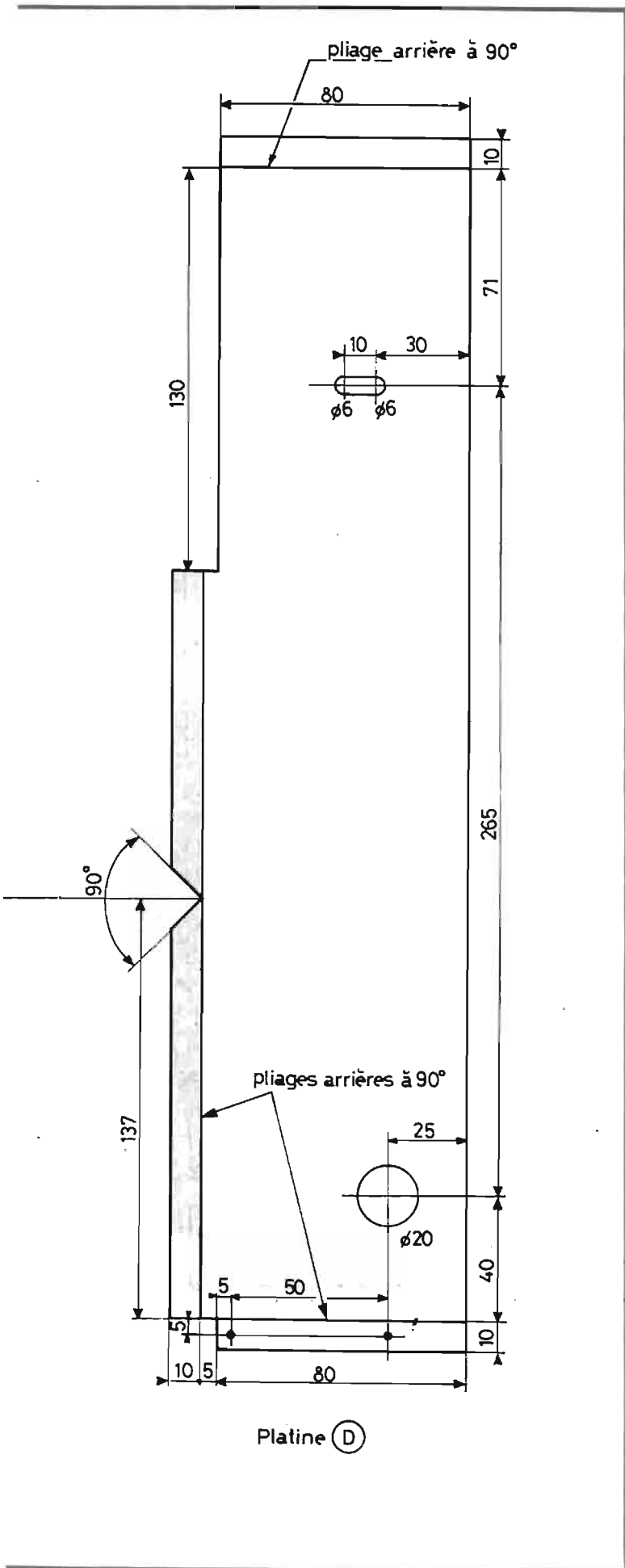


Fig. 5







Potentiomètre lin. réf. CIJP 20C  
Radiohm  
P1 et P'1 - 2 x 470 kΩ  
Condensateurs  
C1 - 1 nF  
C2 - 1 nF  
C3 - 220 μF/25 V  
C4 - 220 μF/25 V  
Circuit intégré  
IC1 et IC2 - SFC 2741 DC Sescosem  
Zeners  
Z1 et Z2 zeners de 12 V/1 watt  
1N4742 Motorola  
ou BZ x 85 - C12 Sescosem  
Prises  
2 prises DIN 5 broches (pour circuit imprimé) MFOM  
2 prises DIN 2 broches pour HP (pour circuit imprimé) MFOM  
Connecteur  
Réf. K8 - 508 . M.D.T. de FRB  
Connectron  
Glissière  
Guide carte longueur de 100 mm  
Passe-fils  
pour trou ø 10 mm  
Porte-fusible pour circuit imprimé MFOM  
Fusible de 1,2 ampère.

## LA MÉCANIQUE

### La tôlerie

Nous allons poursuivre cette étude par le travail le plus déplaisant : l'étude de la tôlerie qui sera

exécutée dans de la tôle de 10/10 ou du duralumin.

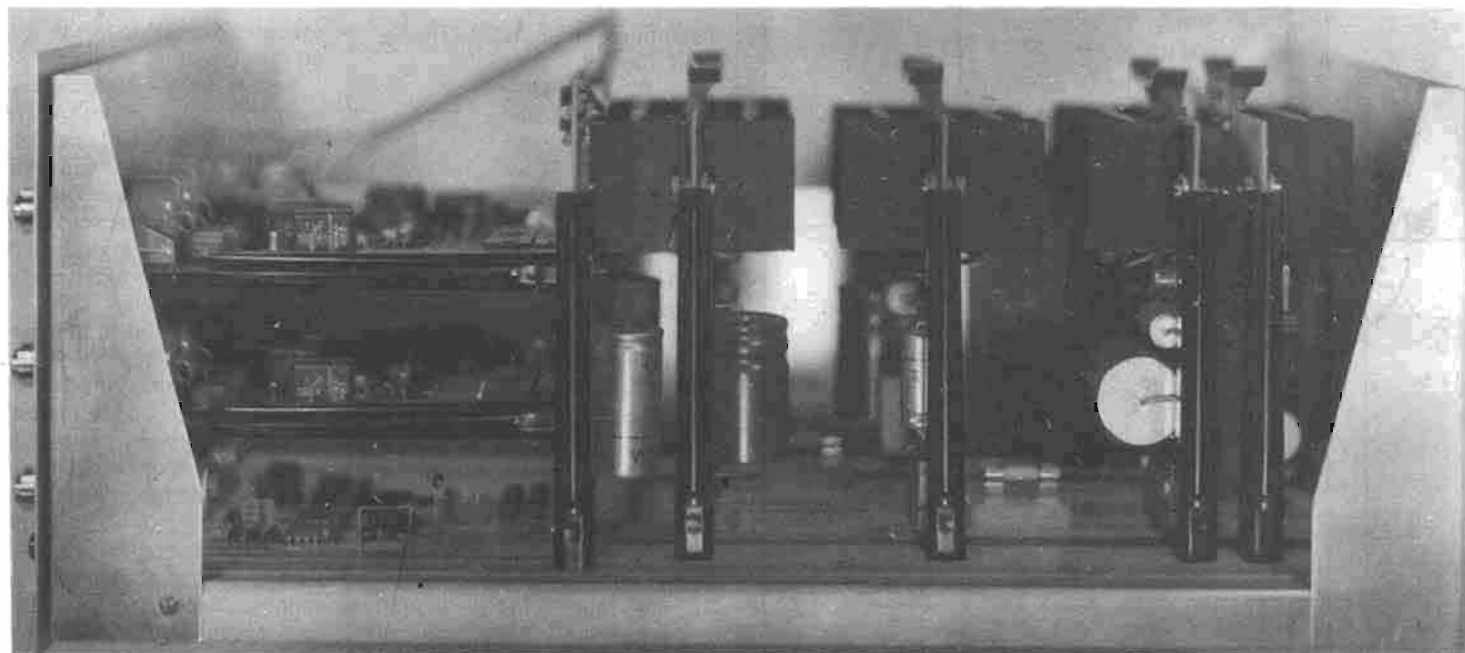
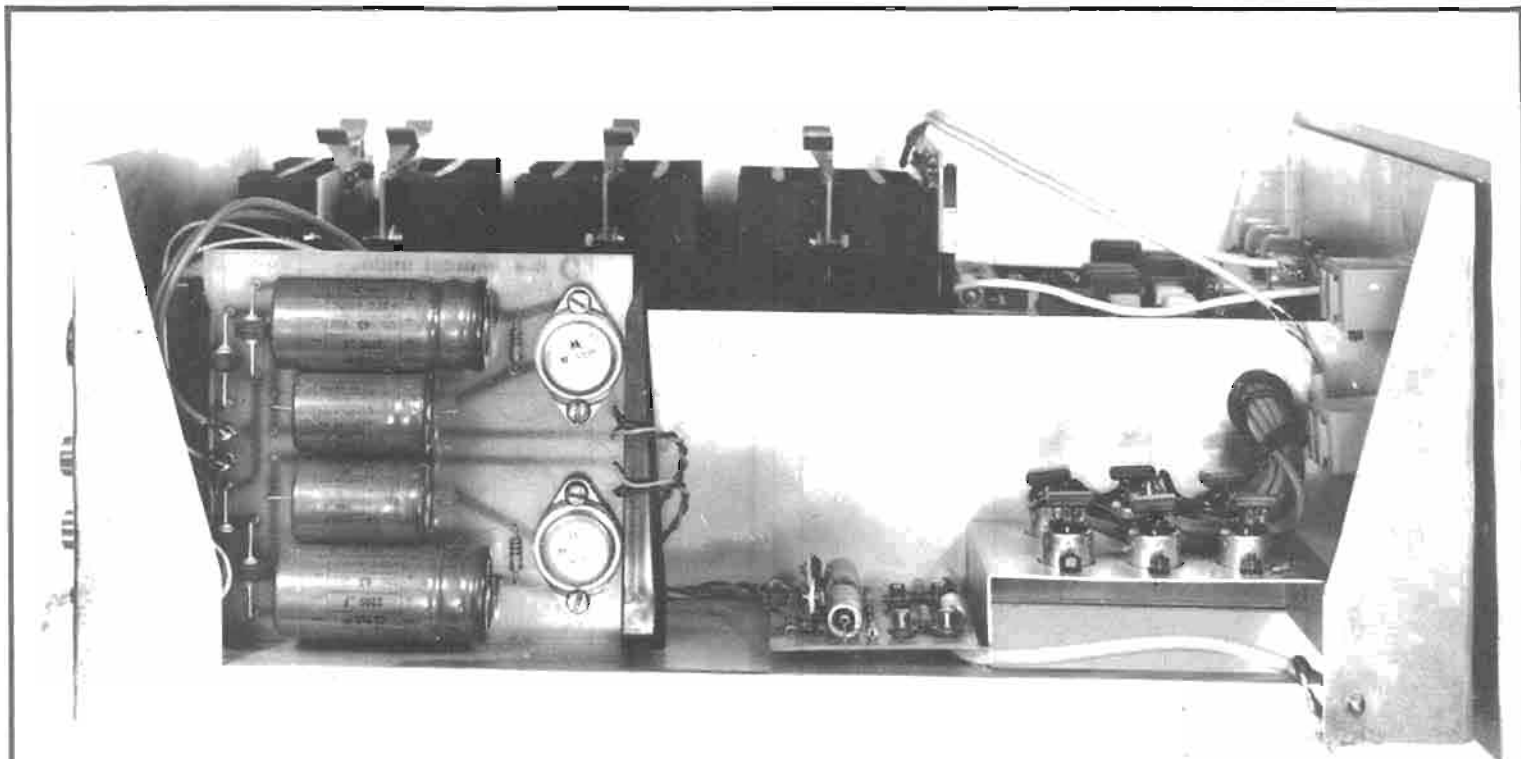
Ce châssis est réalisé en cinq sous-ensembles (cinq platines), chaque platine venant se coller ou se souder ou se visser (suivant les moyens dont dispose l'amateur) sur la flasque de base, châssis horizontal. Seule la platine de la face avant doit être amovible, elle sera donc vissée.

Au travail ! On commencera par la platine horizontale (A) qui est l'élément principal de ce châssis. La figure 6 donne toutes les cotations nécessaires à sa réalisation, précisons que nous n'avons pas tenu compte des épaisseurs de tôle.

On s'occupera ensuite de la flasque arrière (B) qui est des plus simples à tracer et à plier. La figure 4 donne toutes les mesures, toujours sans tenir compte des épaisseurs de tôle. Cette platine sera collée au châssis horizontal avec de la colle cyanolite par exemple.

Puis, on entreprendra la flasque avant (C), les différents perçages devront être effectués avec précision pour que les commandes électroniques puissent passer librement. La figure 5 donne toutes les indications de traçages et de perçages. Nous rappelons que cette platine doit être vissée.

Nous passerons ensuite à la platine (D). Celle-ci va servir



d'une part à donner de la rigidité à l'ensemble, d'autre part, elle va constituer un blindage et enfin elle servira à fixer le transformateur. Cette platine sera collée à la flasque arrière et à la platine horizontale (A) puis vissée à la flasque avant (C). La figure 6 indique les différentes côtes à respecter.

Les dimensions de la dernière

pièce (E) sont fournies à la figure 7. Il s'agit d'une équerre percée de six trous lesquels recevront les prises DIN d'entrées.

Nous admettons que ce chassis est assez délicat à réaliser pour un amateur non outillé (comme tout travail de tôlerie d'ailleurs), cependant avec les différentes figures côtés que nous venons de

fournir, tout « tôlier » pourra réaliser une maquette.

Les zones « en grisé » que nous trouvons sur les différentes figures indiquent les surfaces qui seront collées, par exemple : à l'arrière de la platine A (fig. 6) nous voyons l'emplacement de la platine B qui vient ceinturer la platine horizontale.

**D.B.**

(à suivre)

## 7. les générateurs à basse fréquence

IL ne viendrait pas à l'idée d'un amateur sérieux venant, tout juste, de terminer la réalisation d'un amplificateur à haute fidélité, de brancher des enceintes et une table de lecture et de mettre en route l'ensemble pour voir « si ça marche ».

La prudence commande qu'après l'indispensable contrôle visuel et la vérification du sens de branchement des interconnexions essentielles, l'on fasse un essai de fonctionnement sur charge résistive en simulant les signaux d'entrée par un générateur approprié, dit générateur BF (basse fréquence) ou AF (audio-fréquences). On pourra alors apprécier, en conjonction avec un bon voltmètre de sortie, la puissance, la linéarité, le gain, la bande passante, l'action des commandes... etc.

Ce n'est qu'après avoir constaté que les paramètres essentiels sont à l'intérieur d'une marge préalablement spécifiée que l'on pourra déclarer l'appareil bon pour le service.

Un générateur BF précis, stable et bien conçu, dans une gamme de quelques Hz à 100 kHz environ, au niveau de sortie variable, calibré sur une impédance donnée, avec une très faible distorsion harmonique et un bruit négligeable est un appareil onéreux que l'on hésitera à acheter, surtout si son utilisation n'est pas fréquente, en dépit de l'intérêt technique qu'il présente.

La construction d'un très bon générateur peut poser quelques problèmes à l'amateur ; les plus adroits et les mieux outillés pourront y parvenir en s'armant de patience et de minutie.

Cependant, un générateur très performant n'est pas toujours indispensable. Cela est vrai, notamment, pour les propriétaires de chaînes haute fidélité pour lesquels une rapide vérification de leur installation par un dispositif très simple suffira amplement surtout s'ils ne désirent pas « bricoler la BF » dans le détail, ou les fervents amateurs de l'expérimentation qui ne souhaitent pas immobiliser un générateur pour des essais élémentaires.

Afin de satisfaire les amateurs pointilleux et... les autres, nous avons entrepris la description de quelques appareils à construire soi-même ou à acheter dans le commerce.

Nous commencerons par les plus simples, ce qui permettra d'entrer progressivement dans le sujet, pour terminer par un générateur plus élaboré destiné à répondre aux exigences les plus sévères.

Afin de bien poser le problème essentiel des niveaux, nous recommandons au lecteur de se reporter au petit diagramme de la figure 1 qui définit les valeurs à prendre en considération dans une chaîne d'amplification à audio-fréquences. Les valeurs indiquées varient évidemment en fonction des appareils de l'entrée choisie (PU, micro, radio...) et de la puissance de sortie.

### SOURCE DE TENSION À 50 Hz

Puisque la fonction d'un générateur BF est de fournir une tension alternative de valeur efficace et de fréquence connues, il est lo-

gique de penser à utiliser le secteur comme source, bien que la fréquence de celui-ci soit un peu basse et que sa tension ne soit pas très précise, pour la plupart des applications envisagées.

En réalité, la simplicité et le faible coût de réalisation d'une telle source de tension en font un appareil très attrayant malgré ses imperfections. Le schéma de la figure 2 représente une réalisation de ce genre.

On utilise un transformateur d'alimentation classique, par exemple récupéré sur un vieux poste à tubes possédant un enroulement de 6,3 V eff (le débit importe peu).

On réalise un double diviseur de tension au moyen des résistances R1, R2 et R3. Un commutateur simple à deux directions permet d'obtenir une tension « forte » de l'ordre de 0,1 V, ou « faible » de 10 mV.

On notera la faible valeur de l'impédance de sortie (10  $\Omega$  ou 100  $\Omega$ ) qui rendent cet appareil insensible à la charge extérieure. Par ailleurs, un court-circuit en sortie ne détruit pas les résistances.

On utilisera, de préférence, un transformateur possédant un écran électrostatique, et l'ensemble sera contenu dans un coffret métallique pour éviter le rayonne-

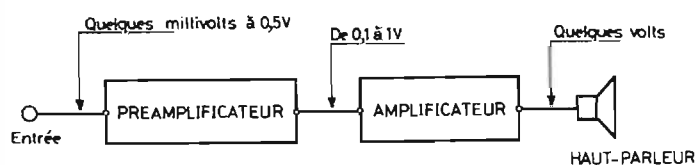


Fig. 1 - Domaines des tensions de signal dans une chaîne d'amplification A.F.

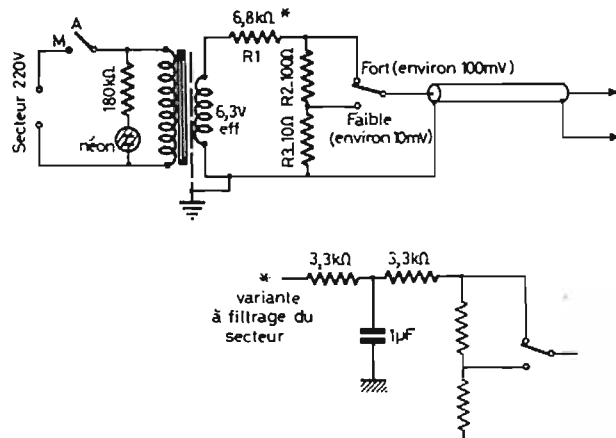


Fig. 2 - Une source de tension 50 Hz à partir du secteur.

ment direct du transformateur vers l'appareil en essai, ce qui fausserait les mesures.

Les amateurs pourront utiliser cette source pour apprécier l'efficacité des commandes « grave » d'un amplificateur Hi-Fi. Afin de débarrasser le secteur des signaux parasites à fréquence élevée qu'il véhicule en permanence, il est préconisé de scinder la résistance R1 en deux résistances de 3,3 kΩ en série et de disposer un condensateur de 1 μF (mylar) entre le point commun des deux résistances et la masse : on aura ainsi une sinusoïde à peu près propre en sortie.

La sortie est réalisée pour une installation monophonique mais on peut, bien sûr, la rendre stéréophonique en branchant deux câbles blindés et un commutateur « gauche/droite » supplémentaire.

### UN GADGET SIMPLE ET POURTANT FORT UTILE

Cet accessoire que l'on aura du mal à identifier à un générateur est basé sur le principe de la décharge d'un condensateur dans

une résistance, ce qui provoque un claquement caractéristique dans le haut-parleur associé à l'amplificateur essayé. On sait que ce phénomène est à l'origine des fameux bruits de commutation très gênants dans la pratique courante ; il est ici domestiqué pour les besoins de l'amateur...

Le détail est indiqué sur la figure 3. Un condensateur C préalablement chargé par la pile de f.e.m. E est, par le jeu du commutateur S1, déchargé dans une résistance R. La charge du condensateur était à l'origine proportionnelle à la tension E ; elle décroît exponentiellement jusqu'à zéro avec une constante de temps égale à RC. On crée ainsi une sorte d'impulsion dont la tension crête et la largeur, fixées par R, C et E sont parfaitement définies.

Si l'on branche l'appareil à l'entrée d'un amplificateur que l'on désire vérifier, et que l'on manœuvre le commutateur S1, on entendra un bruit sec très caractéristique. Il suffit de prévoir un jeu de résistances pour obtenir, par division, la tension désirée. Dans l'exemple que nous proposons, cette valeur a été arbitrairement fixée à 15 mV crête.

Un commutateur G/D autorise le contrôle de chacune des voies d'un amplificateur stéréophonique.

On voit que sous un volume très réduit on dispose d'un système de vérification simple et assez complet puisqu'il donne une tension calibrée, permet l'essai global de l'amplification, le réglage précis de la balance, l'appréciation du « rendu » des fréquences élevées et l'action de la commande d'aigu.

Il est superflu d'insister sur le détail de la réalisation d'un tel dispositif comprenant un petit coffret métallique sur lequel sont montés les deux commutateurs S1 et S2 (voir figure). Une pile bâton de 1,5 V de petit modèle ou même une petite pile au mercure analogue à celles qui sont utilisées pour les cellules d'appareils photographiques, fournira l'énergie nécessaire à la charge du condensateur. Le commutateur S1 sera de préférence à rappel : sa position repos correspondant à la charge. La résistance de 100 ohms en série avec la pile limite le courant de charge instantané et les conséquences d'un court-circuit accidentel. Sa présence n'est pas indispensable,

sauf s'il est fait usage d'une pile au mercure.

La figure 4 représente une version différente du générateur d'impulsions stéréo. On utilise un commutateur double inverseur et deux condensateurs distincts.

Sur l'une quelconque des positions de l'inverseur, par exemple la position G, le condensateur Cd se charge à la tension de la pile avec une très faible constante de temps, alors que Cg a une charge nulle. Si l'on bascule l'inverseur sur l'autre position D, Cd se déchargera brusquement dans les résistances R1d et R2d, ce qui fera apparaître une brève impulsion à l'entrée de la voie droite. Dans le même temps, le condensateur Cg, préalablement déchargé, sera commuté en charge, de sorte qu'après un nouveau basculement de l'inverseur, le phénomène symétrique sur la voie gauche se produira.

Cette version a l'avantage d'être un peu plus simple que la précédente. Elle nécessite un très bon inverseur et une paire de condensateurs rigoureusement de même valeur. On trouvera, sur la figure 4, le plan de câblage correspondant.

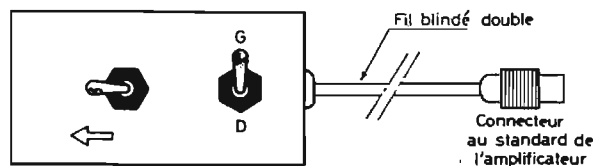
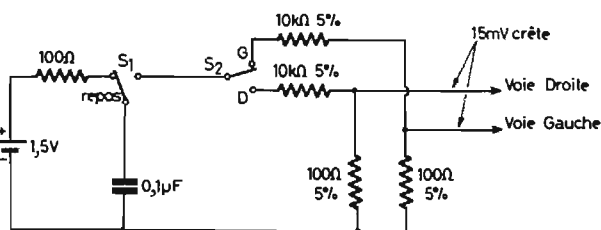
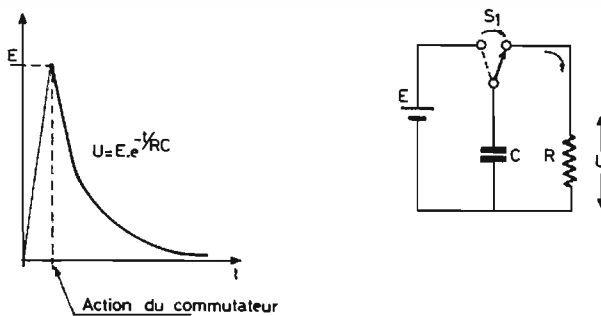


Fig. 3 - Le générateur de « TAC ».

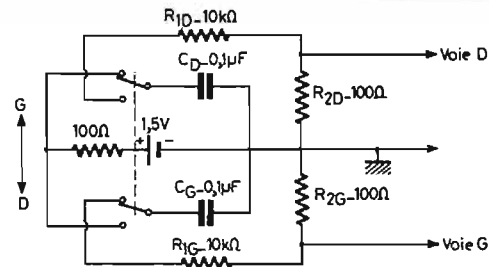


Fig. 5 - Principe du fonctionnement d'un oscillateur sinusoïdal.

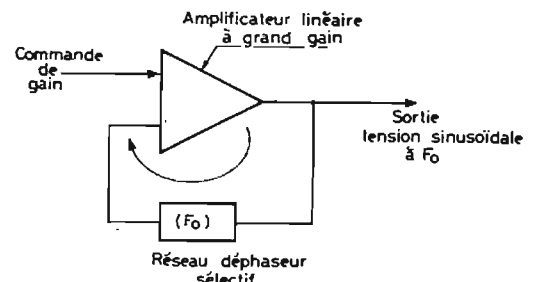


Fig. 4 - Autre version du générateur de « TAC ».

## OÙ L'ON PARLE ENFIN DE VRAIS GÉNÉRATEURS !

Les descriptions précédentes, plutôt destinées à rendre service aux « fanas » de la Hi-Fi, pourront faire sourire quelques électroniciens chevronnés. Ceux-ci s'intéresseront de préférence à des appareils fournissant une tension sinusoïdale aussi pure que possible avec un niveau donné.

Pour ne pas, dès l'abord, entreprendre la description d'un appareil sophistiqué, nous avons limité notre ambition à quelques générateurs à fréquences fixes qui sont tout de même faciles à réaliser, mais dont les performances sont comparables, sur une fréquence donnée, à celles d'appareils professionnels.

La quasi totalité des générateurs BF du commerce fait appel à des circuits RC, ce qui est un avantage puisque ces composants sont assez répandus et économiques, même avec des tolérances étroites.

Rappelons-en le principe général de fonctionnement (voir figure 5). L'oscillateur est constitué essentiellement par un amplificateur linéaire à large bande et à grand gain (ajustable). Si l'on réunit la sortie à l'entrée de façon à ramener en phase la tension de réinjection, on tend à rendre infini le gain de la boucle ainsi constituée et une oscillation prend naissance. Si cette oscillation n'est pas contrôlée en fréquence et en amplitude, on aura une forme barbare car l'appareil sera saturé. Les expérimentateurs malchanceux d'amplificateurs qui ont connu les affres de l'accrochage savent combien sont peu harmonieux les sons produits par une chaîne en auto-oscillation.

L'insertion d'un réseau RC déphaseur et atténuateur dans la boucle de réinjection permet d'apaiser cette impétuosité et d'imposer au montage d'osciller uniquement sur une fréquence de prédilection définie par le choix des valeurs des composants du réseau. Le contrôle du niveau qui donnera au signal sa forme sinusoïdale est assuré par la commande de gain.

On verra plusieurs applications de ce principe dans les montages suivants qui font appel à des configurations de réseau différentes.

## OSCILLATEUR SINUSOIDAL À 1 kHz

Le schéma de principe est représenté sur la figure 6. Le réseau déphaseur est constitué d'un double circuit en T dont les propriétés sont bien connues des techniciens :

- l'atténuation est maximale pour la fréquence  $F_0$ ,
- le déphasage change de signe à cette fréquence.

La fréquence caractéristique  $F_0$  est définie par la valeur des composants RC du filtre. Le plus généralement, on choisit des valeurs symétriques, comme indiqué sur la figure, de sorte que l'on obtient :

$$F_0 = \frac{1}{2\pi RC}$$

La courbe de réponse de transmission du filtre présente un creux très prononcé à la fréquence  $F_0$ . Ainsi, à cette fréquence, le gain de l'amplificateur est maximal, ce qui, en conjonction avec le changement de signe de la phase, produit et entretient une oscillation sinusoïdale très pure si l'amplificateur n'est pas saturé, et très stable puisqu'elle ne dépend que des éléments R et C du filtre.

Nous avons représenté sur la figure 7 deux versions simples de réalisation d'un oscillateur 1 kHz à double T.

Sur la figure 7a, on trouvera une version simplifiée alimentée par une pile plate de 4,5 V. Les deux transistors T1 et T2 (NPN à grand gain du type 2N2222, 2N3391A, BC109 ou équivalents) sont montés en cascade, en liaison directe : T1 est à émetteur commun et T2 à collecteur commun. Le filtre se place entre l'émetteur de T2 (sortie à très basse impédance) et la base de T1.

Les composants du filtre seront choisis dans une série à 10 % ou 5 % pour les condensateurs et 5 % pour les résistances. Les amateurs pointilleux pourront ajuster avec précision la fréquence à 1 000 Hz en jouant sur la résistance de 5,6 k $\Omega$  du filtre. On peut d'ailleurs noter que, sur l'exemple que nous donnons cette valeur est inférieure à celle que donne le calcul : ceci pour tenir compte de l'impédance de base de T1 qui n'est pas assez élevée pour ne pas avoir d'influence sur  $F_0$ .

L'émetteur de T1 comporte une résistance de 100  $\Omega$  ajustable qui permet de régler la valeur de la tension de sortie à 100 mV eff.

Dans ce cas, l'amplificateur n'est pas saturé et le signal de sortie a une distorsion harmonique inférieure à 0,5 %.

On notera que la polarisation de la base de T1 est assurée par la tension continue de l'émetteur de T2, ce qui favorise la stabilité du point de fonctionnement. Ce sont les deux résistances de 18 k $\Omega$  du filtre qui limitent le courant base : le circuit est donc particulièrement stable et simple.

La sortie, prélevée sur l'émetteur de T2 à travers un condensateur de 5  $\mu$ F, comporte un atténuateur rudimentaire à deux positions (10 mV et 100 mV) et un potentiomètre qui assure un réglage progressif ; l'impédance de sortie n'est jamais supérieure à 500 ohms.

L'alimentation est filtrée par une cellule RC banale qui annule les effets de la variation d'impédance de la pile lorsque celle-ci est un peu usée.

Sur la figure 7b on a représenté une version un peu plus élaborée du montage précédent. Le principe est rigoureusement le même. Seules quelques valeurs de résistances ont été modifiées pour tenir compte de l'augmentation de la tension d'alimentation à 9 V.

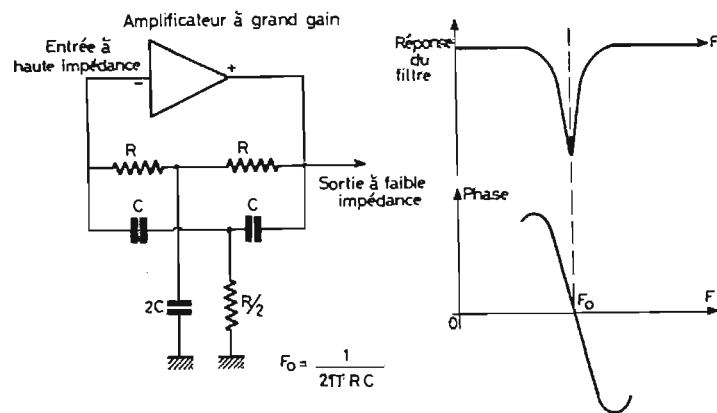


Fig. 6 - Oscillateur à double T. Principe.

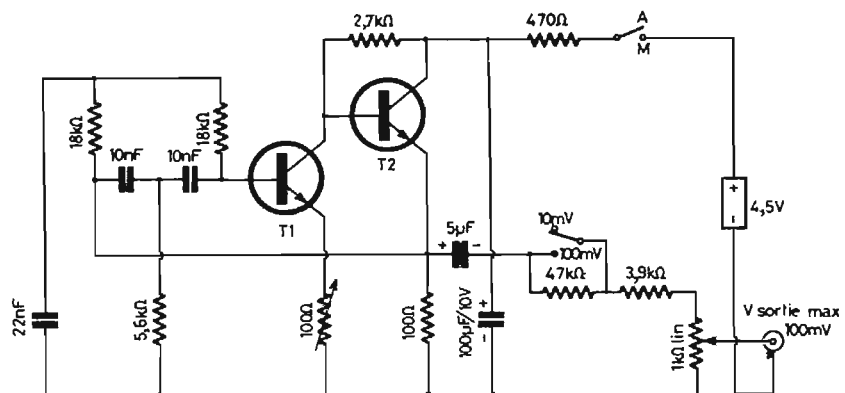


Fig. 7 - Générateur 1 kHz à double T.

L'atténuateur de sortie est plus complet : il comporte trois positions fixes à 5 mV, 50 mV et 500 mV. La distorsion harmonique typique est de 0,3 %.

La simplicité de ces oscillateurs est telle que nous n'avons pas cru devoir indiquer un plan de câblage. Nous laissons ce soin aux lecteurs intéressés, ce qui constituera, pour les plus débutants, un très bon exercice de définition de câblage surtout si ce dernier est prévu sur une carte imprimée.

### UN GENERATEUR A 5 FREQUENCES

Pour la plupart, les générateurs RC modernes utilisent un oscillateur à pont de Wien. Ce filtre, plus simple que le double T, comprend deux résistances et deux condensateurs  $R_s, C_s, R_p, C_p$ , disposés comme sur la figure 8. Le déphasage est optimal et la transmission est maximale à travers le filtre à la fréquence  $F_0$  telle que

$$F_0 = \frac{1}{2\pi R_p R_s C_p C_s}$$

ou, si  $R_p = R_s$  et  $C_p = C_s$  :

$$F_0 = \frac{1}{2\pi RC}$$

(comme pour le double T)

Il convient, pour obtenir un fonctionnement correct, d'utiliser un amplificateur à deux entrées en opposition de phase (amplificateur différentiel). Le filtre est monté entre la sortie (phase +) et l'entrée (phase +) constituant ainsi une cellule de réaction positive. Le contrôle de l'amplitude de sortie se fait en disposant une « contre-réaction » entre la sortie et l'entrée (phase -) par  $R_g$  et  $R_l$  ; c'est le dosage de ces deux rétro-actions qui rend l'oscillation propre et stable en tension et en fréquence.

En fait, la stabilisation de l'amplitude est un problème plus ardu qu'il n'y paraît et l'on est amené à choisir une valeur de  $R_g$  (réglage du gain) particulière afin de se maintenir à la limite de l'accrochage. De plus, la résistance  $R_l$  doit être variable de façon à croître si la tension de sortie et, donc, le courant qui traverse  $R_l$  augmente. Ainsi la tension de sortie se trouve stabilisée quelles que soient les sollicitations extérieures puisque l'augmentation de  $R_l$  a pour conséquence une diminution du gain (accroissement de la contre-réaction). On utilise souvent une lampe à filament de

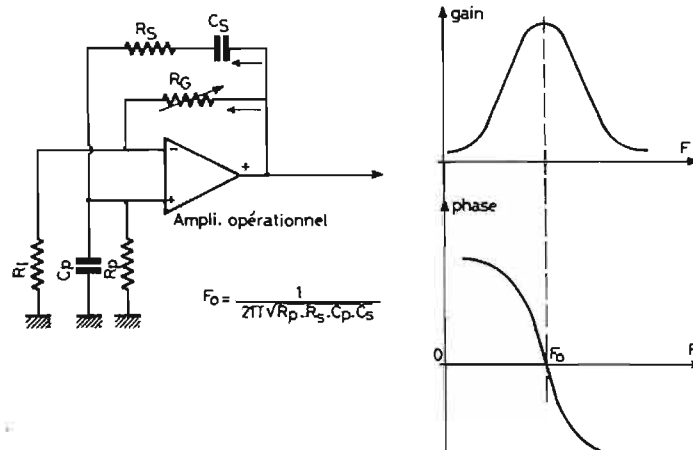
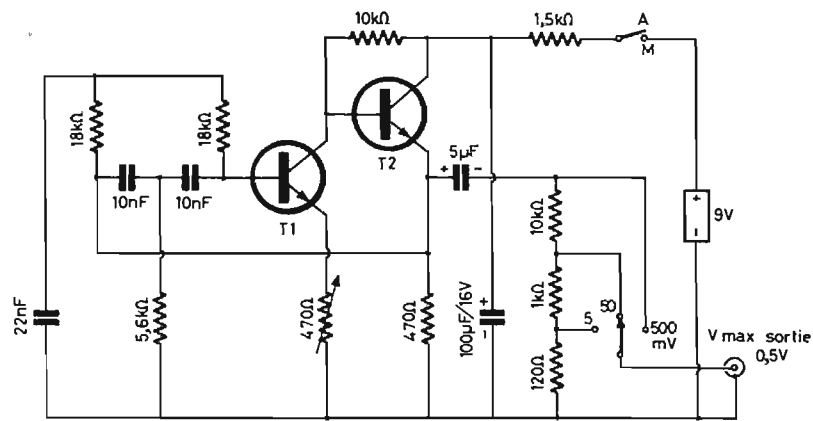


Fig. 8 - Oscillateur à pont de Wien. Principe.

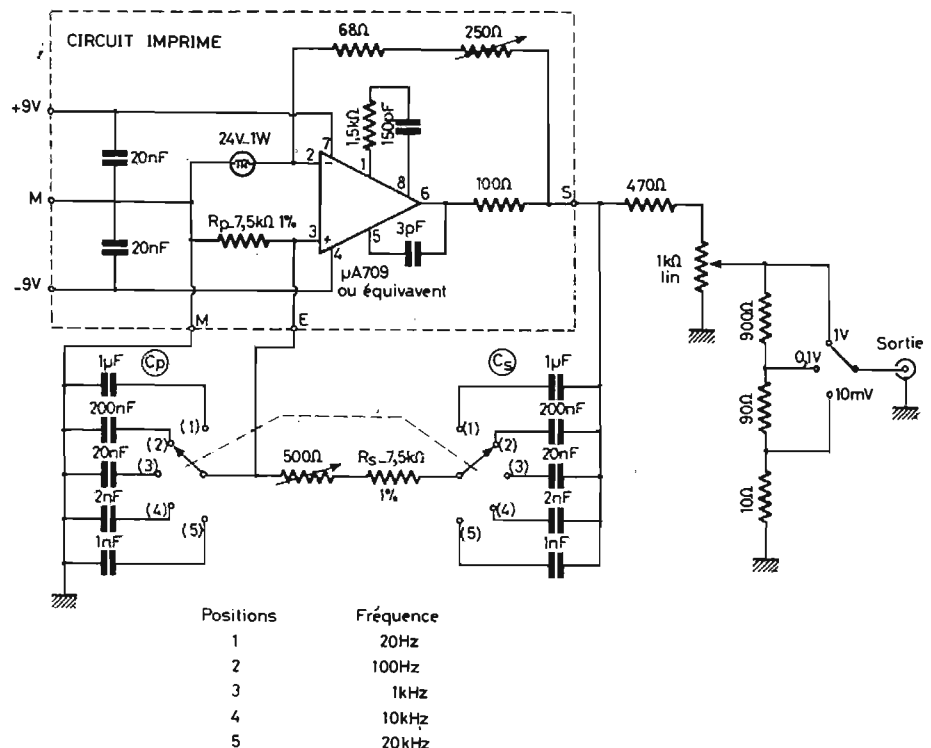


Fig. 9 - Schéma du générateur à cinq fréquences.



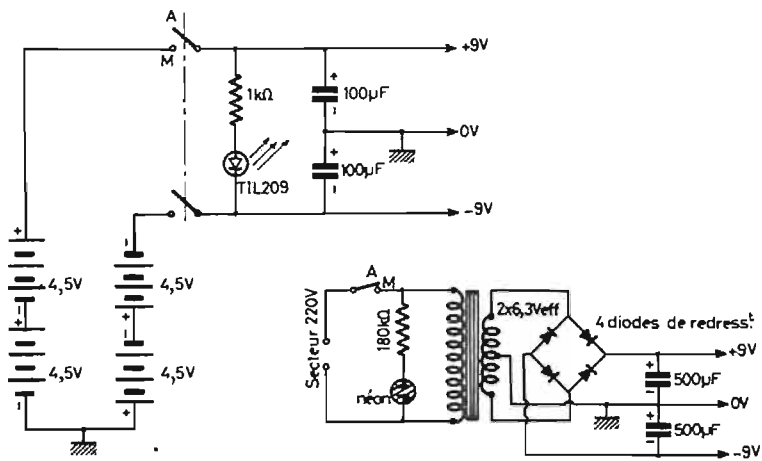


Fig. 10 - Alimentations symétriques pour générateur cinq fréquences.

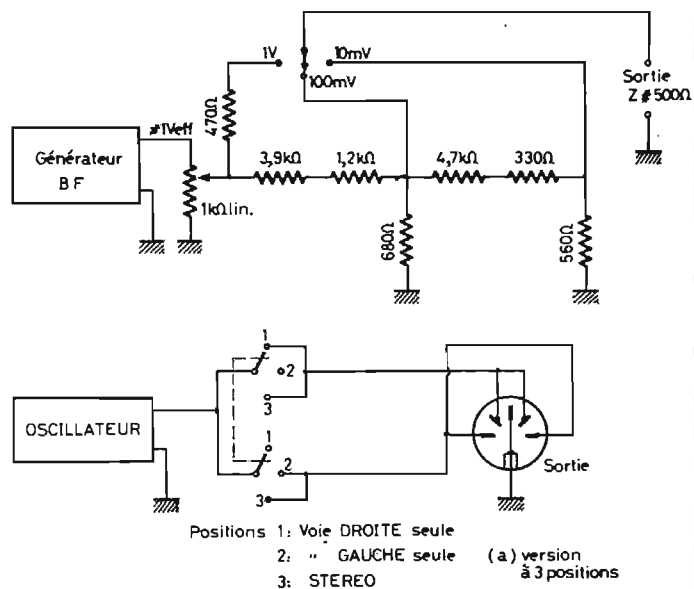


Fig. 12 - Atténuateur calibré (pour  $Z = 50 \Omega$  diviser par 10 les valeurs des résistances).

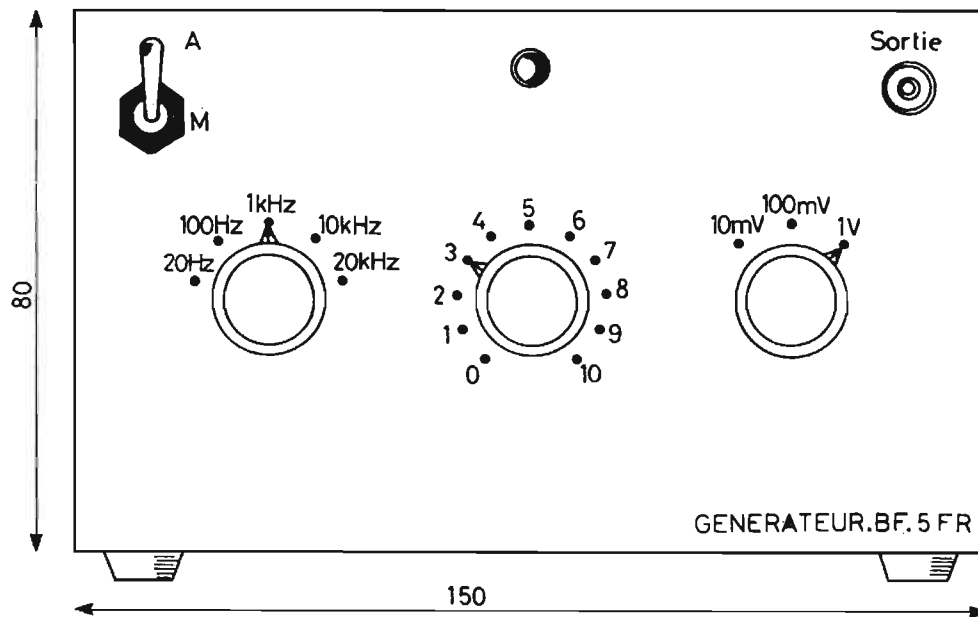
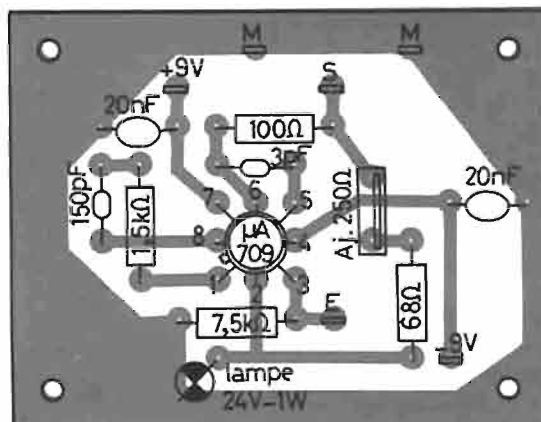
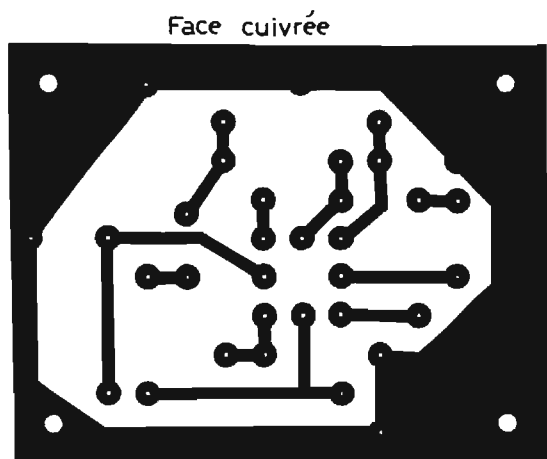


Fig. 11 - Générateur cinq fréquences. Caractéristiques du circuit imprimé et du coffret.



tungstène comme élément stabilisateur.

La figure 9 représente le schéma électrique de l'appareil.

L'amplificateur opérationnel est un circuit intégré linéaire bien connu, le  $\mu A$  709 ou ses équivalents. Ce circuit doit être alimenté en tensions symétriques par rapport à la masse.

Le réseau de réaction comprend deux résistances  $R_p$  et  $R_s$  fixes de 7,5 k $\Omega$  et une double série de cinq condensateurs commutables,  $C_p$  et  $C_s$ , entre 1 nF et 1  $\mu F$ , ce qui donne cinq fréquences d'oscillation comprises entre 20 Hz et 20 kHz. Une résistance ajustable de 500  $\Omega$ , en série avec  $R_s$ , permet de régler la fréquence de 1 000 Hz avec précision.

On pourrait, naturellement, obtenir un plus grand nombre de fréquences avec un commutateur comportant plus de cinq positions sur chacun de ses deux circuits; il suffirait d'appliquer pour chaque cas la formule :

$$C = \frac{1}{6,28 F_o \cdot R}$$

qui donne avec  $R = 7,5$  k $\Omega$  et  $C$  en nanofarads :

$$C = \frac{21300}{F_o \text{ (Hertz)}}$$

Les composants montés entre (5) et (6) : 3 pF, et entre (7) et (8) : 1,5 k $\Omega$  et 150 pF en série, sont destinés à corriger la réponse en fréquence de l'amplificateur pour la rendre aussi linéaire que possible et éviter l'apparition d'oscillations parasites à haute fréquence.

La résistance de 100  $\Omega$  en série avec la sortie (6) est une protection du circuit intégré contre les courts-circuits accidentels qui risqueraient de le détruire.

La réaction négative est fournie entre la sortie et l'entrée négative (2) par les résistances de 250  $\Omega$  (variable) et 68  $\Omega$  en série. La stabilisation d'amplitude est assurée par une lampe de 24 V, 1 W, du type « midjet » placée entre l'entrée (2) et le commun de l'alimentation.

La tension de sortie sera ajustée par la résistance de 250  $\Omega$  de façon à obtenir 1,5 V eff au point S.

L'atténuateur de sortie comporte :  
— un potentiomètre de 1 000 ohms, linéaire,  
— un commutateur à trois positions.

La tension de sortie peut se régler progressivement de 0 à 1 V, 0 à 100 mV ou 0 à 10 mV, suivant

la position du commutateur. L'amplitude reste stable à  $\pm 1$  dB quelle que soit la position du commutateur de fréquences et l'éventuelle variation des tensions d'alimentation si celles-ci n'excèdent pas 10 à 15 %. La distorsion harmonique typique est voisine de 0,2 %. On peut obtenir une valeur encore plus faible, si nécessaire, en diminuant de moitié la tension d'oscillation par la résistance de contre-réaction.

Pour avoir une totale autonomie, l'alimentation symétrique peut être assurée par des piles de 4,5 V groupées comme il est montré sur la figure 10. Une alimentation secteur est également proposée à partir d'un transformateur donnant 2 x 6,3 V eff. Le débit est de l'ordre de 20 mA. Il est essentiel, pour la stabilité HF que les deux tensions de +9 V et -9 V soient découplées par des condensateurs de 20 nF montés près du circuit intégré.

La figure 11, enfin, donne des indications utiles pour la réalisation de ce petit appareil, notamment le dessin du circuit imprimé qui supporte le circuit intégré et ses composants associés (zone entourée d'un cadre pointillé sur la figure 9). Le câblage interne au coffret n'a pas été représenté : on veillera à ce que les connexions entre la carte imprimée et les éléments actifs extérieurs (commutateur, atténuateur de sortie) soient aussi courtes que possible. Les piles seront disposées debout sur deux rangs au fond du coffret

auquel elles seront assujetties par un bracelet de caoutchouc.

L'appareil ne comporte pas de mise au point particulière, à l'exception du réglage de fréquence à 1 000 Hz par la résistance ajustable de 500  $\Omega$ , et de l'amplitude au moyen de l'ajustable de 250  $\Omega$ .

### QUELQUES COMPLEMENT UTILIS

Les amateurs disposant de générateurs commerciaux récents ou anciens et souhaitant perfectionner leur appareil, pourront s'inspirer de l'atténuateur à impédance constante et des commutateurs de sortie stéréo qui sont décrits ci-après. Ces dispositifs peuvent être extérieurs aux générateurs.

### L'ATTENUATEUR CALIBRE

Lorsque l'on désire faire des mesures précises, il est souvent utile de disposer d'une source de tension qui réagisse de façon connue lorsque l'on monte une charge de valeur donnée. L'atténuateur calibre permet de transformer une source d'impédance quelconque en une source d'impédance fixe quelle que soit la tension de sortie. Nous proposons la réalisation d'un atténuateur d'impédance caractéristique de 500 ohms (voir figure 12).

Prévu pour un oscillateur dont la tension de sortie est d'au moins

1 V eff/1000  $\Omega$ , cet atténuateur comporte trois cellules en  $\pi$  procurant une impédance à peu près constante. Le potentiomètre de 1 000  $\Omega$  linéaire donne une variation progressive. Le commutateur à trois positions permet d'obtenir des tensions maximales de sortie de 10 mV, 100 mV et 1 V eff à vide (la moitié de ces valeurs en charge sur 500  $\Omega$ ).

Les résistances ont été choisies de façon à se trouver dans la gamme courante des valeurs à 5 %. Cet atténuateur pourrait éventuellement équiper le générateur à cinq fréquences décrit plus haut.

Si l'on dispose d'une source à très basse impédance (100  $\Omega$ ), il est possible d'obtenir une impédance caractéristique de 50  $\Omega$  en divisant par 10 chacune des valeurs de résistance indiquées sur la figure 12.

### LE COMMUTATEUR DE SORTIE

A l'évidence, la majorité des installations BF qui subissent une vérification ou celles qui sont élaborées dans l'antre électronique ont des structures stéréophoniques.

Si l'on souhaite vérifier les deux voies de l'amplificateur, il est nécessaire de prévoir une source stéréophonique qui puisse alimenter les deux voies D et G (évidemment par le même signal) et également l'une ou l'autre de ces voies.

Pour résoudre ce problème, nous soumettons au lecteur deux montages très simples.

Le premier montage est classique. Il comporte un commutateur à trois positions (voir figure 13 a) correspondant respectivement à la voie droite, à la voie gauche, et à la stéréo (mise en parallèle des deux voies).

De la même façon mais avec ses deux inverseurs doubles à glissière (faible, volume, prix réduit), le second montage permet d'obtenir un résultat analogue. L'un des deux inverseurs sert à choisir le mode de fonctionnement : mono ou stéréo, l'autre désigne la voie intéressée. Ce montage possède un petit raffinement : lorsqu'on est en mono, sur une voie, l'autre voie est mise à la masse, ce qui est particulièrement utile pour effectuer des tests comparatifs entre canaux stéréophoniques.

(à suivre)

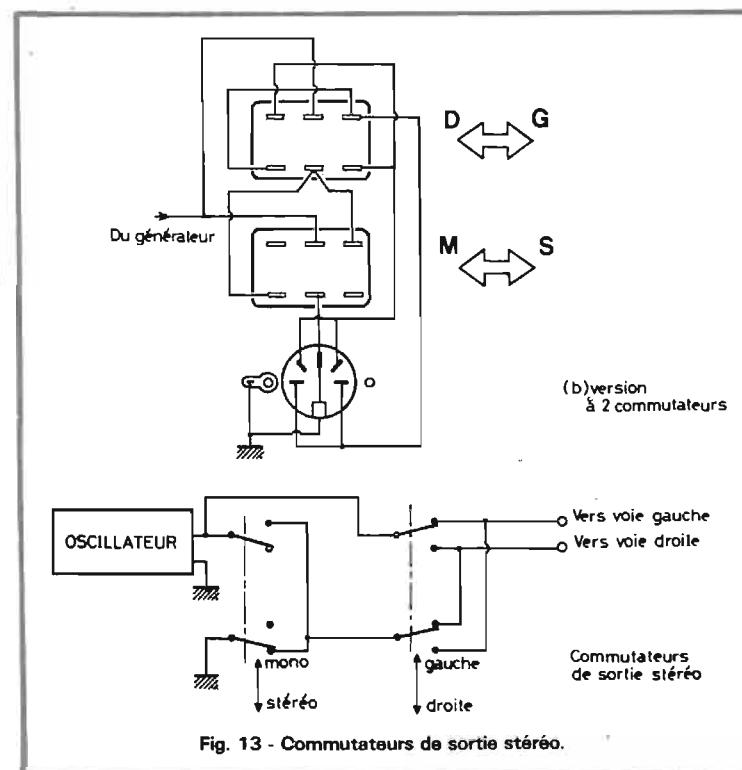
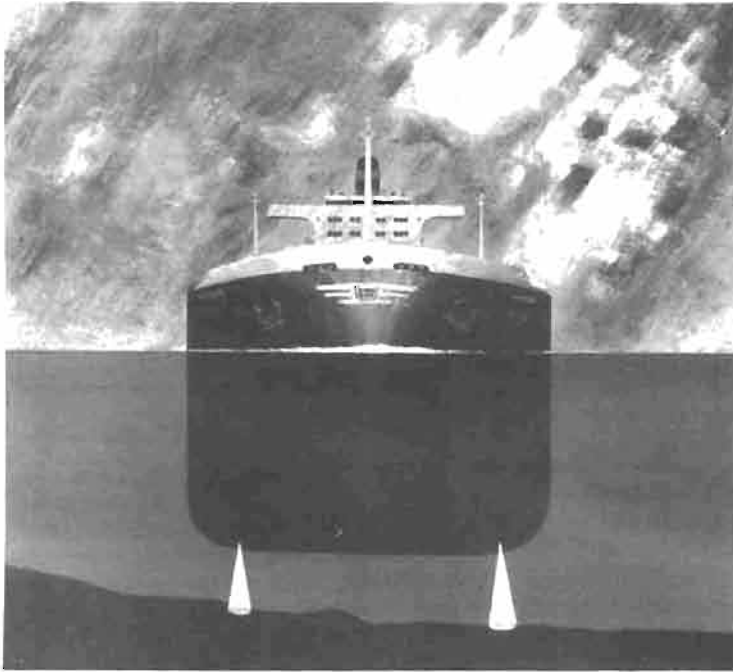


Fig. 13 - Commutateurs de sortie stéréo.

# L'ÉCHO

# SONDEUR



# ET LE SONAR

## POUR LA PÊCHE ET LA NAVIGATION

### 1. GENERALITES

L'écho sondeur ou sondeur acoustique est un instrument de mesure électronique basé sur l'utilisation des ondes ultrasonores. Il utilise une de leurs proprié-

tés qui est de se propager dans un milieu liquide à vitesse constante et de se réfléchir sur les obstacles.

Le sondeur permet de déterminer la hauteur d'eau qui existe entre le fond du navire où celui-ci est placé et une surface réfléchissante. Il peut aussi donner une indication sur la nature du fond.

Cet appareil, très précieux pour les pêcheurs ne doit pas être confondu avec le sonar que nous étudierons ensuite et qui sert à déterminer la distance et la position d'un objet réfléchissant dans un plan horizontal. Néanmoins, le principe de fonctionnement est le même que pour le sondeur.

### 2. SECTEURS D'UTILISATION

#### LA PÊCHE EN MER

L'utilisation la plus importante est, sans conteste, la pêche en mer. Tous les chalutiers pratique-



Photo 1 - Sondeur à aiguille.

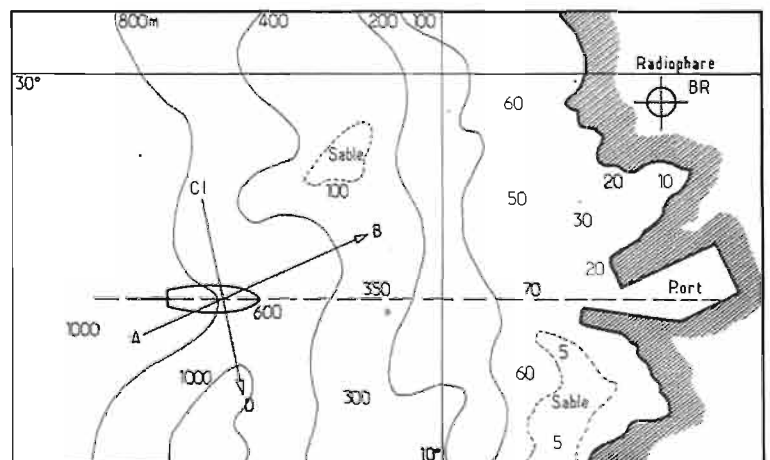


Fig. 1 - Point au voisinage d'une côte :  
AB = Relèvement goniométrique  
CD = Ligne de sonde franchie par le navire  
O = Position obtenue par recoupement AB/CD

ment en sont équipés et en ont parfois plusieurs.

En effet, la détection du poisson est maintenant facilitée par cet appareil qui permet de déterminer la présence d'un banc, sa profondeur, sa densité, et même avec de l'expérience, l'espèce de poissons qui le compose. Il est possible, par exemple, de détecter un poisson isolé d'une taille de 50 cm jusqu'à 300 m de profondeur et parfois plus.

Grâce au sondeur enregistreur, le pêcheur peut avoir sous les yeux l'image du fond sous le navire jusqu'à 1000 m et plus.

On conçoit donc quelle est l'importance d'un tel instrument pour la pêche. Il permet d'améliorer le rendement des campagnes et aussi de rentabiliser rapidement les équipements.

### LA NAVIGATION MARITIME

La connaissance de la hauteur d'eau sous la quille est un renseignement précieux pour les navires de toutes tailles.

Elle permet d'éviter l'échouage lors de l'entrée dans un chenal où dans les parages dangereux avec de faibles fonds.

En connaissant la hauteur d'eau dans un lieu donné où le navigateur estime se trouver, celui-ci peut, au moyen d'une carte marine établie par les services hydrographiques de la marine, et qui porte les sondes (profondeurs) et lignes de sondes, déterminer un point ou une ligne qui correspond

aux indications données par la carte. En recoupant cette indication avec une droite obtenue par relèvement le navigateur obtient un point, donc sa position. Le navire peut ainsi s'approcher de la côte où « atterrir » avec plus de précision et aussi de sécurité. Le sondeur permet en outre de déterminer la nature des fonds. Ceux-ci figurent sur la carte et il est possible par rapprochement d'avoir une estime de la position par ce moyen. En effet, l'intensité de l'écho enregistrée sur l'indicateur dépend du pouvoir réfléchissant de l'obstacle et par conséquent de sa nature. Ainsi, en fonction de cette intensité et avec un peu d'expérience on peut déduire par comparaison avec des fonds connus, la nature de celui qui est sous le navire.

Un fond rocheux donne un écho intense. Un fond sableux ou vaseux donne des échos plus faibles car il est plus absorbant.

### LA PLAISANCE

Il existe maintenant une gamme étendue de petits sondeurs dont le prix pour les moins chers est de l'ordre de 1000 F. C'est donc un appareil qui peut très facilement faire partie de l'équipement d'un bateau de plaisance.

Il existe plusieurs types de sondeurs. Tous permettent, la détection du poisson, la mesure de la profondeur d'eau sous la quille et l'appréciation de la nature du fond. Ces trois possibilités doivent apporter au navigateur de

plaisance d'abord plus de sécurité, et ensuite lui permettre d'améliorer ses résultats à la pêche.

### 3. TYPES DE SONDEURS A ECHOS

Il existe plusieurs types de sondeurs à échos que l'on différencie principalement par le mode d'indication des mesures, mais qui tous sont basés sur le même principe.

#### LE SONDEUR A ECLATS NEON

Un éclair lumineux apparaît pour chaque écho en face d'une graduation correspondant à un obstacle détecté (fond ou poisson) (photo 2).

#### LE SONDEUR A AIGUILLE

D'une lecture facile, il indique la profondeur. La nature du fond est aussi identifiable (aiguille fixe : fond dur et plat. Aiguille vibrant mollement : fond vaseux. Aiguille vibrant par saccades : fond rocheux déchiquetés). La présence de poissons est indiquée par un va-et-vient de l'aiguille.

Les petits sondeurs de plaisance fonctionnent sur batteries. Leur précision est de l'ordre de  $\pm 3\%$ .

Ils sont parfois équipés d'un dispositif d'alarme commutable qui déclenche un signal pour une profondeur choisie. Par exemple entre 1 m et 3 m.

### LES SONDEURS ENREGISTREURS

Le sondeur enregistreur est celui qui permet les mesures les plus précises mais surtout une analyse détaillée car il donne un dessin du profil du fond qui défile au fur et à mesure que le navire progresse. Les bancs de poissons apparaissent plus nettement mais surtout, on peut apprécier leur densité et même reconnaître les espèces.

### 4. COMMENT FONCTIONNENT LES SONDEURS A ECHOS

#### PRINCIPE

Les sondeurs à échos ainsi que les sonars utilisent les ultra-sons. Les ultra-sons sont des fréquences qui se situent juste au delà de la gamme audible par l'oreille humaine. Ils se déplacent à vitesse constante dans un milieu liquidé et ont la propriété de se réfléchir sur les obstacles où ils perdent une partie de leur énergie et forment un écho qui revient vers le point d'émission. La vitesse de propagation qui est d'environ 1450 m/s varie légèrement en fonction de la salinité, de la température et aussi de la pression du milieu.

Ces facteurs n'ont cependant qu'une faible influence. La variation est d'environ 1,8 m/s par 100 m. Des abaques permettent d'en tenir compte si une grande



Photo 2 - Sondeur à éclat.

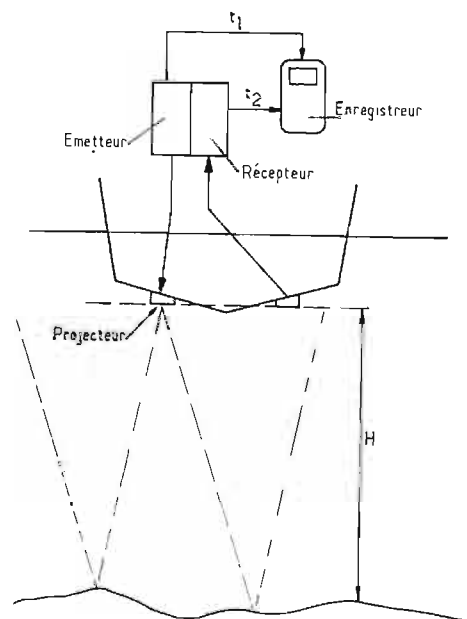


Fig. 2

précision est exigée. Le sondeur US comporte un émetteur d'ultra-sons qui, au moyen de projecteurs situés sur le fond du navire, envoie en faisceau les ondes vers le fond de la mer. Lorsque celles-ci rencontrent un obstacle, une partie de l'énergie est renvoyée vers un projecteur puis vers le récepteur qui amplifie le faible signal reçu avant de l'appliquer à l'indicateur qui marque la profondeur.

L'intensité de l'écho dépend de trois facteurs qui sont : l'intensité du signal émis (puissance de l'émetteur), la distance entre la source US et l'obstacle réfléchissant. Le pouvoir réflecteur de l'objet qui absorbe plus ou moins d'énergie selon sa nature.

Au cours de son voyage, l'impulsion US envoyée par l'émetteur parcourt un aller-retour soit deux fois la profondeur :

$$2H = \text{vitesse} \times \text{temps}$$

$$2H = 1450 \text{ m/s} \times t$$

Puisque nous connaissons  $V =$

1450 m/s qui est pratiquement constant, il suffit de mesurer le temps  $t$  pour obtenir la hauteur  $H$  soit :

$$H = 725 t$$

Donc, si une impulsion courte est envoyée périodiquement vers le fond à un instant  $t$  connu (c'est le niveau zéro qui correspond au fond du navire sur le plan hauteur). Il suffira de mesurer le temps  $t_2$  correspondant au temps mis par le signal US pour parcourir un aller-retour. L'énergie ainsi recueillie actionnera un indicateur, soit enregistreur, soit à aiguille ou à lampe, au moment  $t_2$ . L'intervalle  $t_2 - t_1$  sera étalonné en distance (fig. 2).

### UN SONDEUR US COMPORTE QUATRE PARTIES

— Un **émetteur** qui envoie des impulsions US vers le fond d'une part, et d'autre part vers l'indicateur pour y inscrire le temps  $t_1$  du

départ sous forme d'une marque noire qui indique le zéro pour l'enregistreur.

— Une ou deux **bases** ou **projecteurs** qui sont des oscillateurs ferromagnétiques dont le rôle est de transmettre et de recevoir les faisceaux d'ondes US sous forme d'impulsions.

— Un **indicateur** qui peut être enregistreur ou simplement à aiguille ou à lampe. Il est excité par le récepteur et indique le temps  $t_2$  qui correspond à la profondeur mesurée.

— Un **récepteur** qui amplifie les faibles échos réfléchis par l'obstacle et captés par un projecteur.

### COMMENT FONCTIONNENT CES QUATRE PARTIES

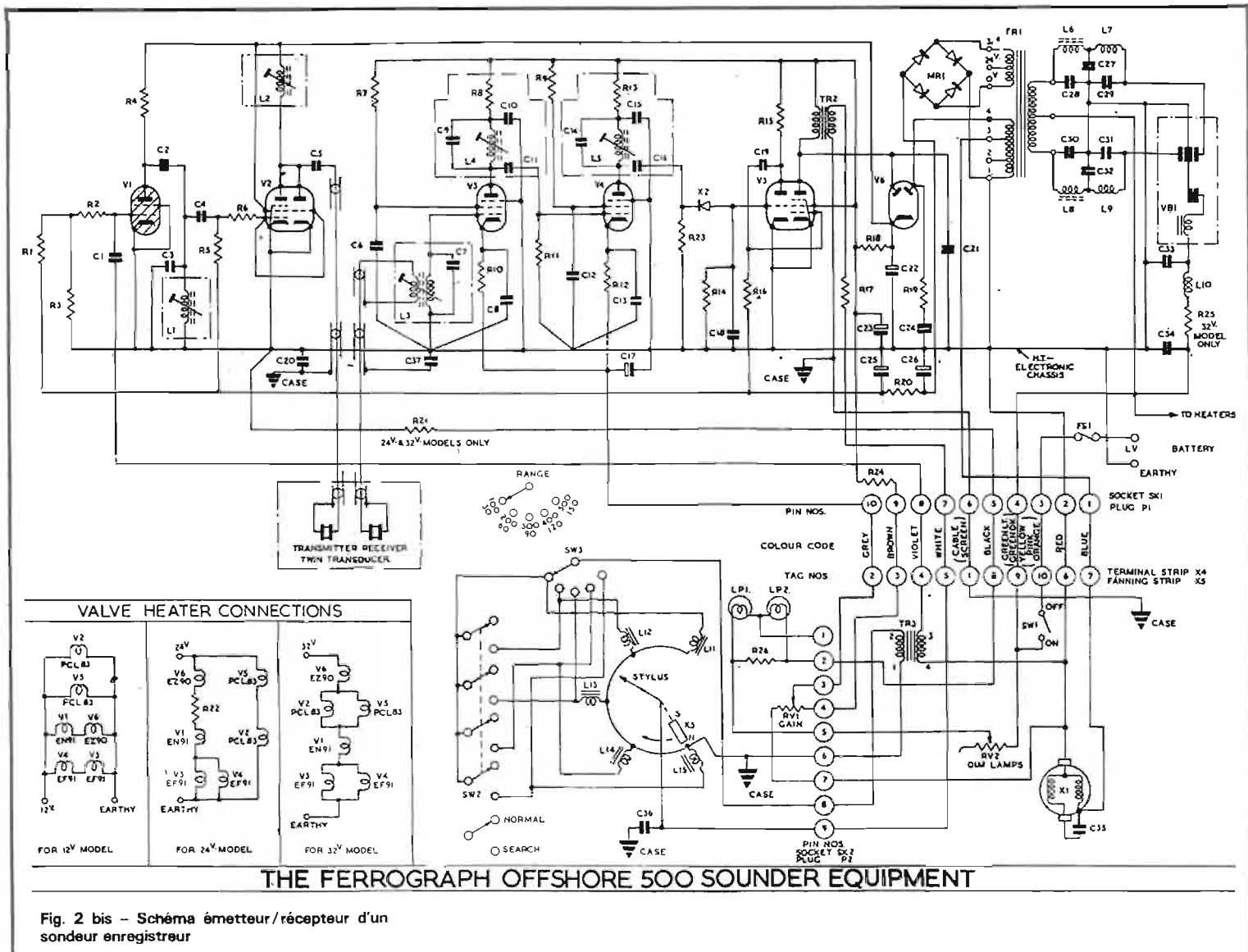
#### L'EMETTEUR

Il est constitué par un oscillateur dont la fréquence est de l'or-

dre de 38-50 ou 150 kHz selon le type de sondeur. La cadence d'émission est en moyenne de 240 impulsions par minute pour les grands fonds (1500 m). Ce rythme est imposé par la profondeur à sonder car il est nécessaire que l'écho ait atteint l'indicateur avant qu'un nouveau signal soit émis. Pour les petits fonds, la cadence est plus rapide. L'émetteur délivre une certaine puissance qui détermine en partie la portée du sondeur. Nous verrons que la largeur du faisceau US a aussi une influence. Les puissances des émetteurs sont de l'ordre de 100 à 500 W pour des profondeurs de 1000 ou 2000 m.

Sur certains sondeurs, il est possible de faire varier la durée des impulsions qu'il ne faut pas confondre avec la cadence.

On rencontre souvent sur les sondeurs un choix de deux types d'impulsions. Les impulsions courtes (0,4 à 0,7 m/s) permettent de rendre plus distincts les échos



THE FERROGRAPH OFFSHORE 500 SOUNDER EQUIPMENT

Fig. 2 bis - Schéma émetteur/récepteur d'un sondeur enregistreur

et facilite le repérage de deux échos rapprochés.

Les impulsions longues (1,5 m/s) sont utilisées pour la détection d'échos faibles et à longue distance.

Le choix de l'impulsion permet de modifier le pouvoir de résolution verticale. C'est-à-dire l'aptitude à séparer deux poissons proches par exemple, afin qu'ils produisent deux échos distincts. La résolution est d'autant meilleure que l'impulsion est courte mais la portée est limitée.

## LES PROJECTEURS OU BASES

Les bases ou projecteurs sont excités par l'émetteur. Il peut y en avoir un ou deux selon la largeur du navire. Les projecteurs sont implantés sous la coque ou dans des coffres étanches placés à l'intérieur pour les gros bâtiments dont l'épaisseur de la coque dépasse 15 mm. La face active est dirigée vers le fond de la mer per-

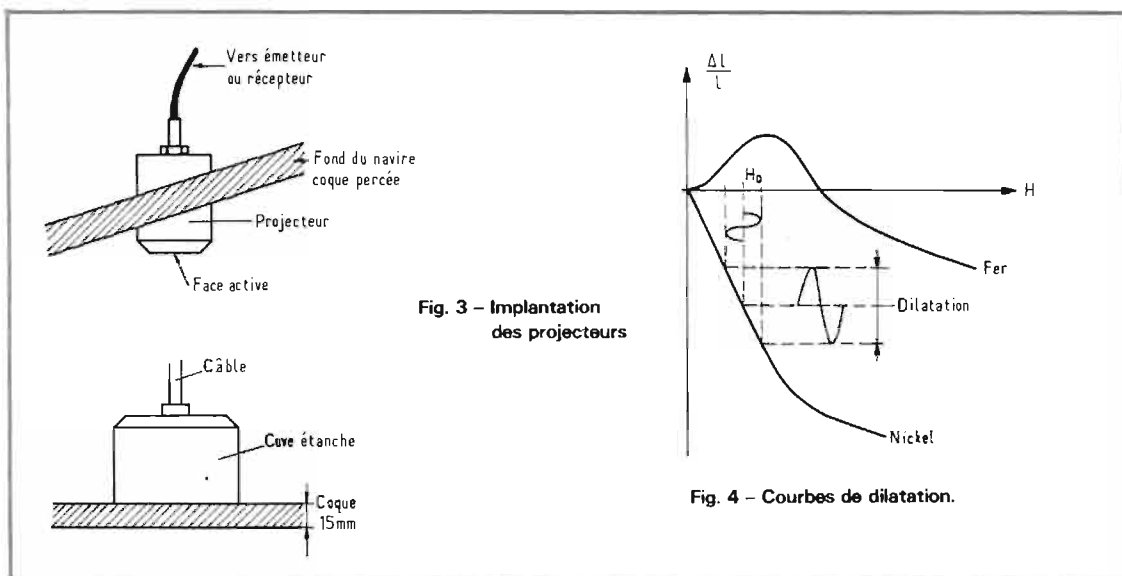


Fig. 3 - Implantation des projecteurs

Fig. 4 - Courbes de dilatation.

pendiculairement à l'axe du navire. Elle est souvent protégée par un carénage (fig. 3).

Les projecteurs sont constitués par des empilements de feuilles de nickel et fonctionnent selon le principe de la magnétostriction

qui permet de produire des ultrasons. Ce principe consiste à appliquer une induction parallèlement à l'axe d'un corps ferromagnétique, ce qui a pour effet de provoquer une faible dilatation de ce corps proportionnelle à l'intensité

de l'induction. D'autre part, on polarise le projecteur émetteur au moyen d'un champs magnétique continu afin d'obtenir une dilatation maximum (fig. 4).

Le projecteur émetteur rayonne un faisceau d'ondes US dont la

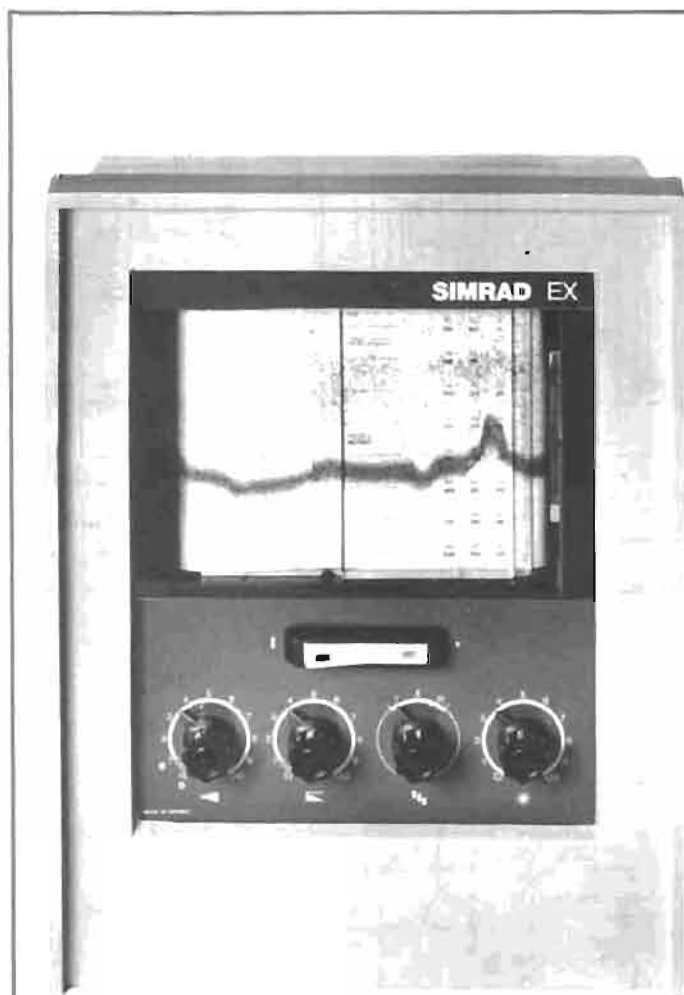


Photo 3 - Sondeur enregistreur

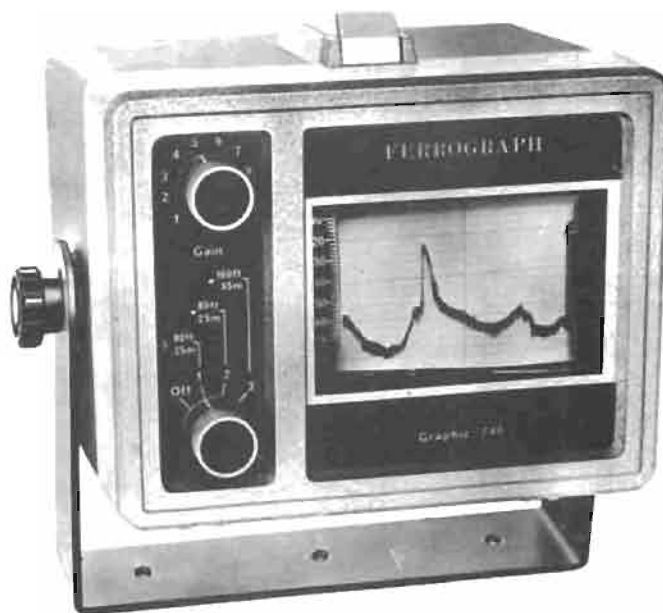
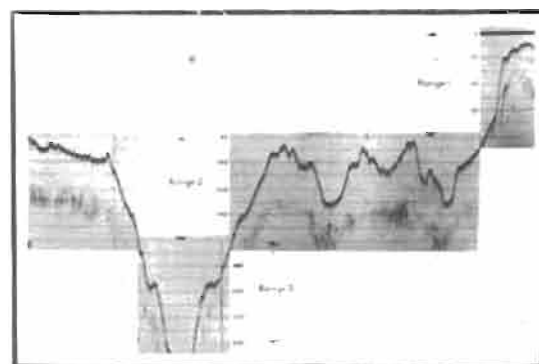
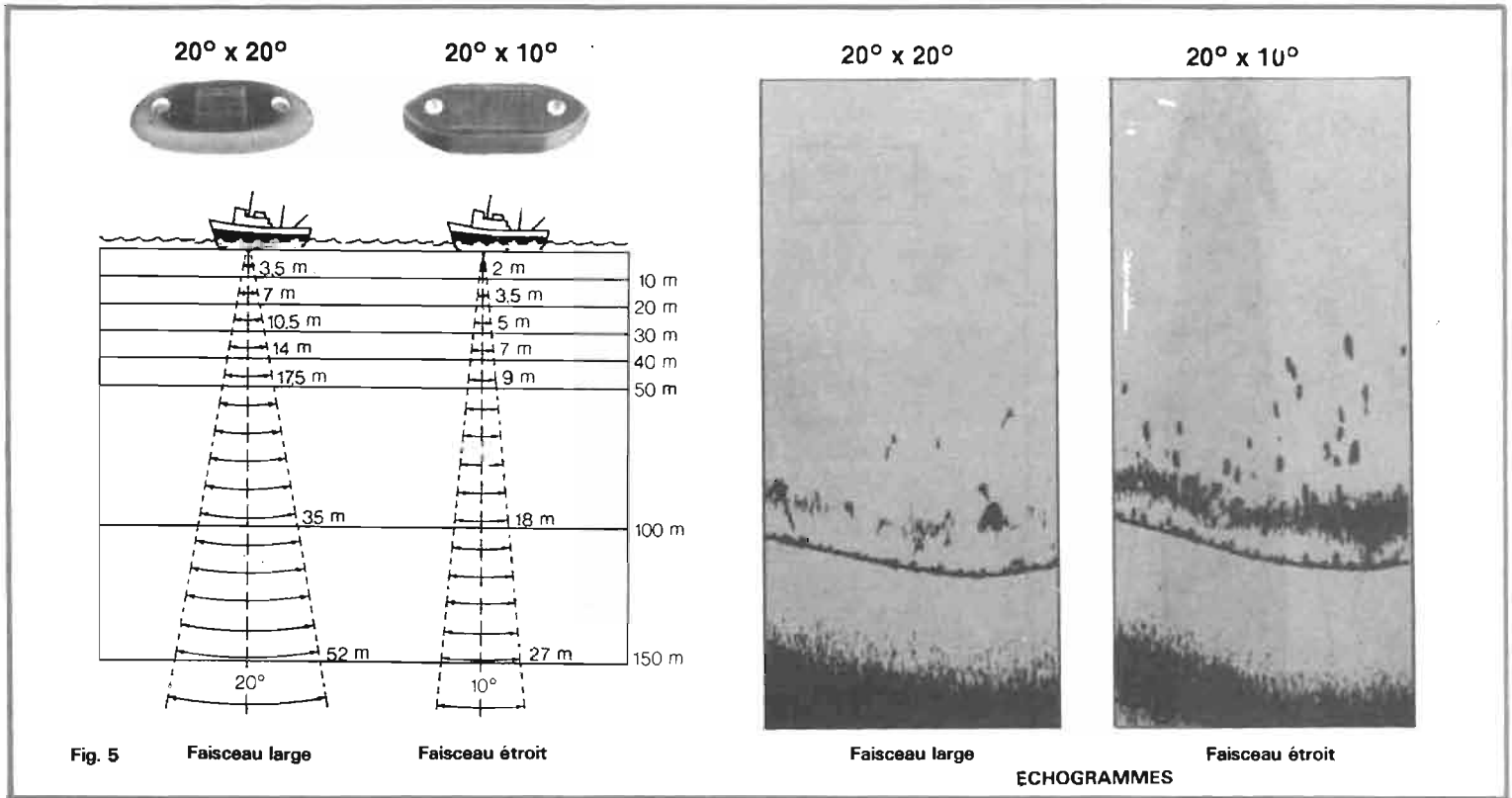


Photo 4 - Sondeur enregistreur.



directivité ou le diagramme de rayonnement (fig. 7) est fonction de la taille (fig. 5).

Le choix du projecteur doit se faire selon l'utilisation prévue pour le sondeur, à la construction. Plus la surface active est grande, plus le faisceau est concentré et donc, plus l'énergie émise est répartie sur une petite surface. La

portée est alors grande dans ces conditions, la détection de poissons isolés est facilitée, mais la recherche est rendue plus difficile en raison de la forte directivité. En outre, avec un faisceau étroit, l'influence du roulis est grande car l'énergie réfléchie qui revient sous forme d'échos peut ne pas revenir vers le projecteur récep-

teur. C'est pourquoi on choisit pour les petites embarcations un angle d'ouverture pour le faisceau d'environ  $45^\circ$ . Dans ce cas, la portée est limitée à une centaine de mètres (fig. 6).

Le projecteur récepteur est souvent indépendant mais le projecteur émetteur fait parfois les

deux fonctions surtout quand le navire est étroit.

Il est aussi constitué par un bloc de feuilles de nickel mais est basé sur le principe réciproque de la magnétostriction qui est l'effet Villari.

Le projecteur fonctionne à la réception comme un microphone et capte les variations de pression engendrées par les ondes US réfléchies qui viennent frapper sa face active. Ces variations de pression qui déforment le bloc de nickel induisent dans la bobine qui l'entoure un courant proportionnel aux déformations (fig. 8).

### LE RECEPTEUR

Le récepteur du sondeur est un amplificateur accordé, normalement polarisé au blocage. L'impulsion provenant du projecteur, amplifiée, débloque l'étage final qui applique alors une tension au style enregistreur, proportionnelle à l'intensité de l'écho. Le style ou la lampe néon pour les sondeurs à éclats sont polarisés un peu au-dessous de la valeur nécessaire pour provoquer l'inscription ou l'ionisation dans le second cas.

La bande passante de l'amplificateur se situe généralement autour de 1 KHz.

Le récepteur comporte un réglage de gain qui permet de diminuer ou d'accentuer l'intensité du marquage sur le sondeur enregis-

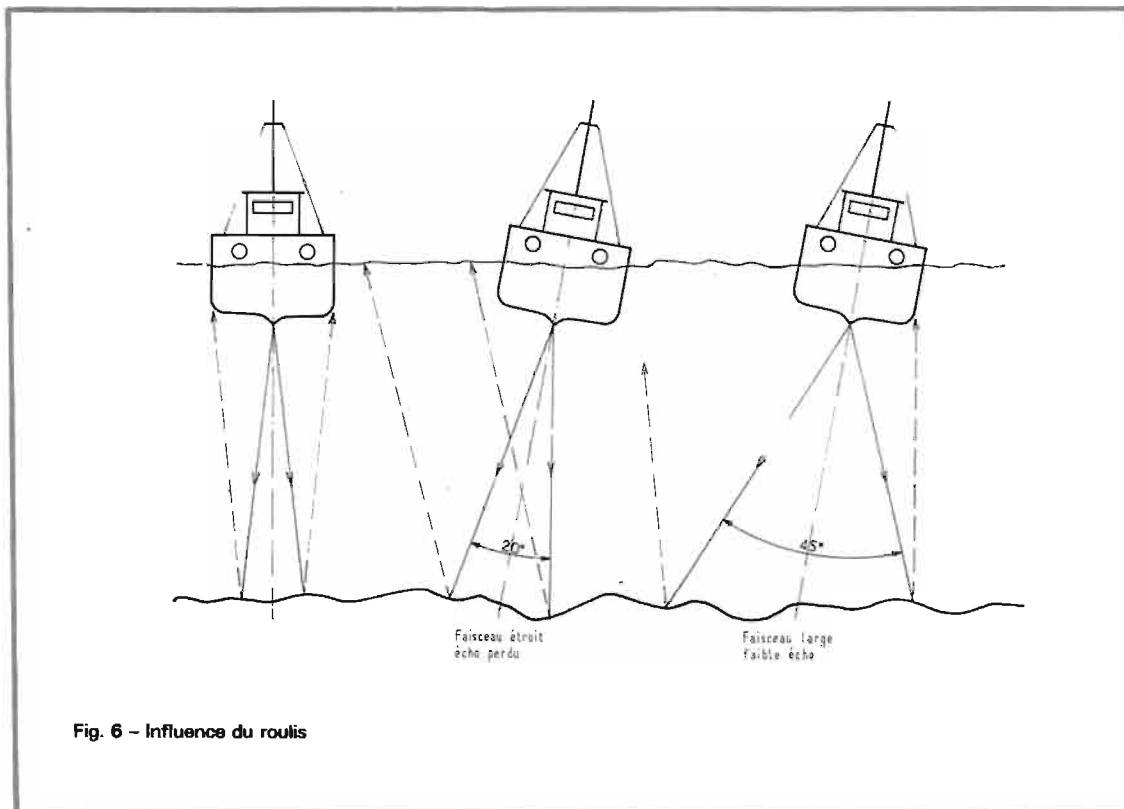


Fig. 6 - Influence du roulis



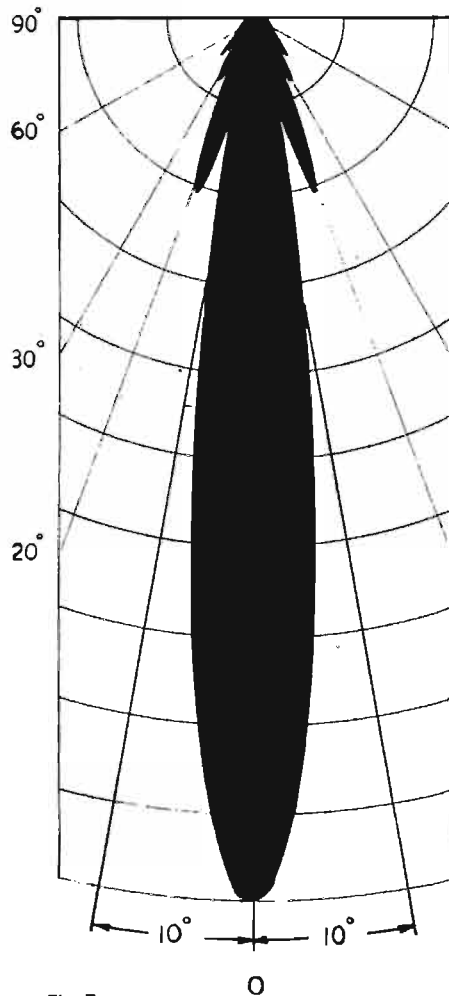


Fig. 7

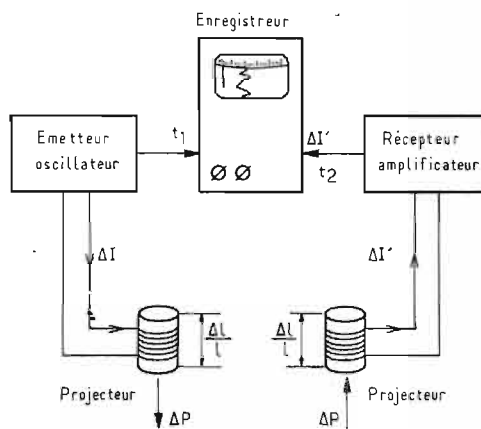


Fig. 8

$$\text{Emission : } \Delta i \rightarrow \frac{\Delta i}{I} \rightarrow \Delta P$$

$$\text{Réception : } \Delta P \rightarrow \frac{\Delta P}{I} \rightarrow \Delta i$$

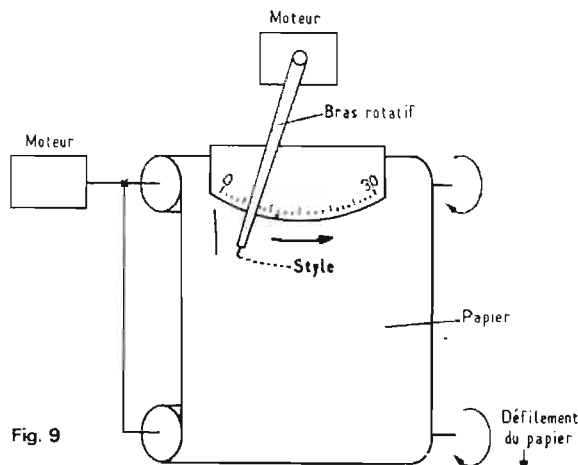


Fig. 9

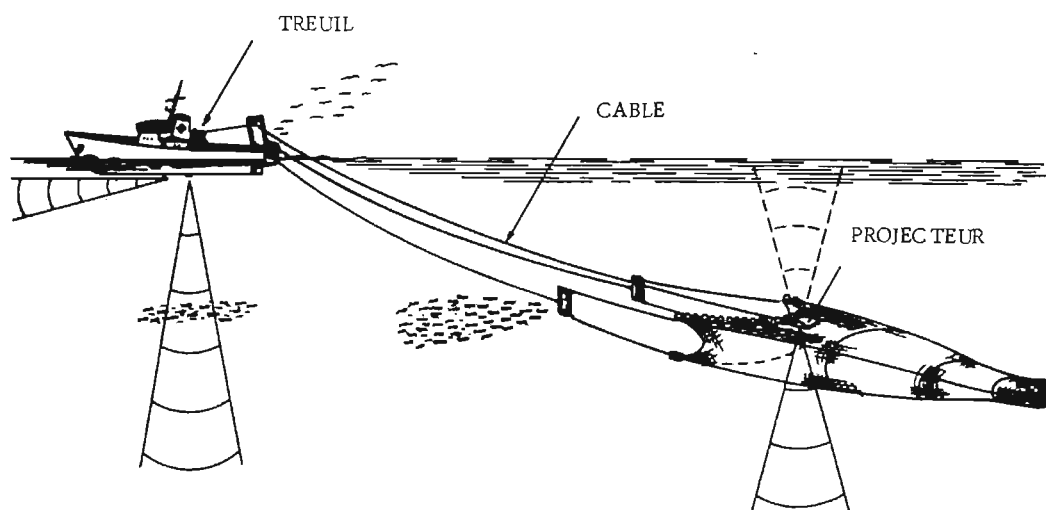


Fig. 10 - Le sondeur de chalut

treur. On peut ainsi, soit diminuer le bruit de fond apporté par les échos parasites (plancton, matières en suspension, etc.) soit accentuer un écho de poisson par exemple, pour mieux le faire ressortir.

Certains sondeurs comportent des réglages qui permettent de faire varier le gain en fonction de

la profondeur afin que tout obstacle quelle que soit sa distance, donne une même intensité d'écho s'il est identique.

Des réglages de contour permettent, en agissant sur le gain, de mieux distinguer les échos situés tout près du fond et qui pourraient être confondus avec le fond lui-même.

Le sondeur à éclat comporte une lampe néon qui s'illumine plus ou moins intensément en se déplaçant en face d'une échelle graduée au moment où se produit l'écho. La position de l'éclat indique la profondeur.

Il comporte une ou plusieurs gammes selon la portée du sondeur (photo 2).

Le sondeur à aiguille (photo 1) permet de lire les données au moyen d'une aiguille qui se déplace devant un cadran gradué en mètres ou en pieds et parfois en brasses (fathom). Il comporte aussi souvent plusieurs gammes et nous allons voir pourquoi en étudiant plus en détail le sondeur enregistreur.

### LE SONDEUR ENREGISTREUR (photo 3 et 4)

Nous avons vu que la distance entre deux points peut être calculée, s'il est possible de mesurer le temps que met une impulsion ultrasonore pour se déplacer dans l'eau entre un émetteur et un récepteur.

Le rôle de l'enregistreur est de visualiser la mesure de distance sur un support en papier défilant à vitesse constante.

Le sondeur enregistreur permet de conserver l'image du profil du fond.

L'enregistreur fonctionne de la manière suivante (fig. 9) :

Un style marqueur, solidaire d'un disque rotatif tourne à vitesse constante (environ 4 tours/s) en passant sur une papier électrosensible traité spécialement et sur lequel s'inscrit une marque noire lorsqu'on applique une tension au style. Ce papier se déplace latéralement par rapport au style afin que l'ensemble des échos correspondant à une marque, forme une ligne qui représente le profil du fond de la mer (fig. 5).

Au moment où le marqueur passe au zéro du papier qui indique la profondeur zéro, c'est-à-dire la surface ou le fond du navire, une impulsion est envoyée vers le fond et en même temps, une marque noire est inscrite par le style qui reçoit une tension.

Ensuite, les impulsions réfléchies sont appliquées au marqueur après amplification. Celui-ci, s'est déplacé et, au moment où l'impulsion de tension l'excite, il trace sur le papier une marque noire d'intensité proportionnelle à l'écho à un endroit qui dépend du temps écoulé depuis l'émission, et

### L'INDICATEUR

L'indicateur est la partie finale du sondeur. Il donne une représentation visuelle de la mesure de distance de l'obstacle. On peut classer les indicateurs dans trois catégories selon leur mode d'indication.

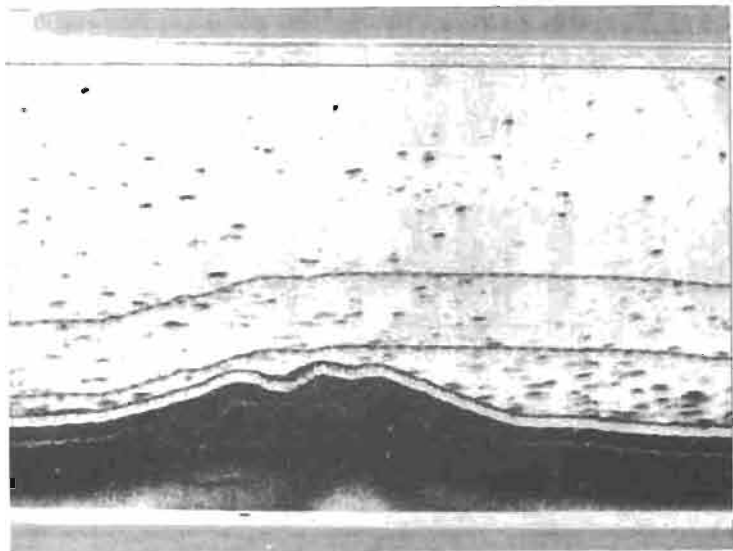
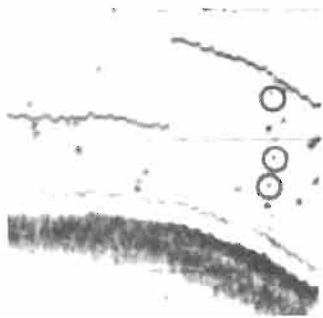
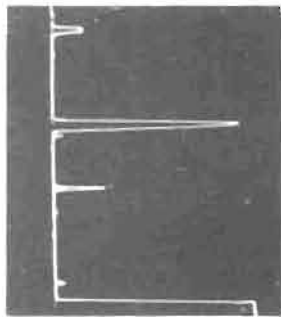


Fig. 11 - à gauche : fond et poissons sur écho scope  
à droite : fond et poissons sur enregistreur.

Photo 5 - Les points noirs représentent des échos de poissons - la ligne noire en bas représente le profil du fond.

donc de la distance parcourue par le disque de l'enregistreur. Ce disque tourne à vitesse constante.

Il est alors possible de lire la profondeur sur une échelle graduée, là où est apparue la marque noire.

### CHANGEMENT D'ECHELLES

En raison de la largeur de la bande de papier, la zone d'enregistrement est limitée. Par exemple, pour un sondeur donné, si la première échelle couvre 60 m, un écho à 65 m se trouvera en dehors du papier. Afin d'accroître la portée du sondeur enregistreur lorsqu'on avance dans une eau qui s'approfondit, on décale vers l'avant l'impulsion de départ qui correspond au zéro en déclenchant l'émetteur plus tôt. La trace représentant le niveau zéro disparaît alors du papier mais l'échelle 2 ainsi obtenue devient par exemple 40-100 m. Donc par ce moyen, on s'arrange pour que le style enregistreur se trouve au-dessus de la feuille de papier pour la zone à sonder.

Il y a toujours un recouvrement d'échelles afin d'éviter les commutations trop fréquentes. Lorsque la profondeur varie sans cesse, il existe souvent une troisième échelle pour permettre de continuer à observer le fond, et parfois une quatrième que l'on obtient en décalant encore vers l'avant le départ de l'impulsion. On obtiendrait alors sur le sondeur pris en exemple : 80-140 m pour l'échelle 3 et 120-180 pour l'échelle 4. Nous avons vu cependant que les sondeurs de pêche ou de navigation atteignent des profondeurs bien supérieures.

Lors d'un « atterrissage » (approche d'une côte), on placera le sondeur sur la plus grande échelle et l'on surveillera l'apparition du premier écho qui permettra déjà, au moyen d'une carte marine, de situer approximativement le navire par la hauteur d'eau trouvée sous sa quille et qui est portée sur la carte.

Les bancs de poissons apparaissent très clairement sur un sondeur enregistreur. Il est possible de distinguer des poissons isolés.

L'expérience permet même au pêcheur de déterminer l'espèce de poisson qui compose le banc (photo 5).

### LE SONDEUR DE CHALUT

On utilise maintenant pour la pêche en mer des sondeurs de chalut. Sur ce type spécial, les projecteurs ne sont plus fixés sous la coque du navire, mais sont remarquables. Ils sont inclus dans un

carénage hydrodynamique en fibre de verre qui est fixé sur la corde de dos du chalut ; c'est-à-dire à l'entrée de celui-ci.

On peut ainsi, déterminer la position du chalut par rapport au fond ou à la surface. Il est possible de connaître la profondeur exacte du poisson, mais surtout sa position par rapport à l'entrée du chalut. Il suffit alors de modifier la vitesse du chalutier pour amener le chalut en bonne position pour que le poisson y pénètre ! (fig. 10)

Parmi les auxiliaires du sondeur, il faut noter la **loupe** ou **écho scope**. Cet appareil qui est commandé par le sondeur est un indicateur à écran cathodique qui permet d'amplifier les échogrammes sur une « tranche » de profondeur. Il est utilisé pour la pêche dite pellagique qui consiste à examiner une tranche d'eau pour y chercher le poisson. Cette loupe facilite donc l'examen d'une certaine hauteur d'eau que l'on peut sélectionner par rapport au fond ou à la surface ou, simplement sans référence par rapport à eux (fig. 11). Notons encore que la pêche pellagique évite de râcler le fond et donc le dépeuplement.

En conclusion de cette étude sur le sondeur à écho, on peut dire que cet appareil, mis au point, il y a une trentaine d'années, rend de grands services aux navigateurs tant à la pêche que pour la navigation ; qu'elle soit professionnelle ou de simple agrément.

**Didier PIERSON**

(à suivre)

Les documents cités en référence ont été fournis par la Compagnie Radio Maritime (CRM), 8, rue Lavoisier - Paris.

## MAINTENANCE DES EQUIPEMENTS BF

Le R.T.S. 2 se compose de :

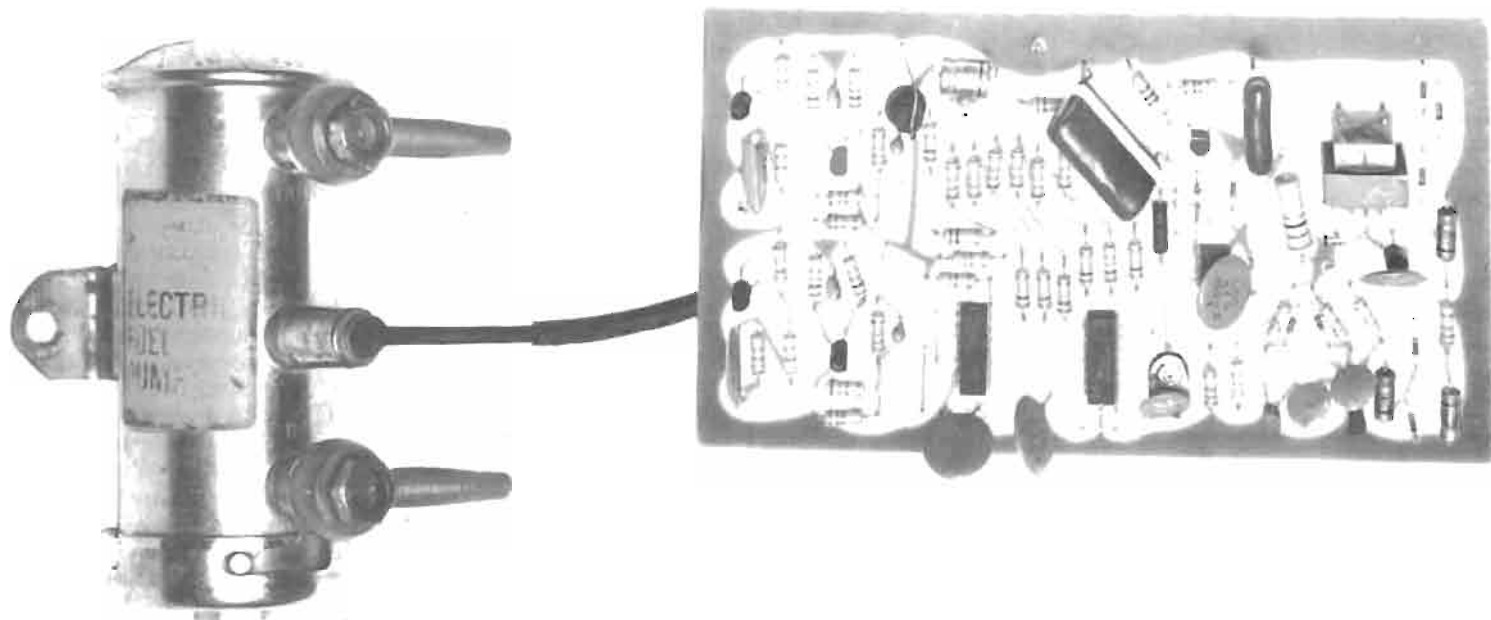
- GÉNÉRATEUR RC 15 Hz-150 kHz
- MILLIVOLTMÈTRE-DÉCIBELMÈTRE
- DISTORSIOMÈTRE
- FLUCTUOMÈTRE



**LABORATOIRE ÉLECTRO-ACOUSTIQUE**  
5, RUE JULES PARENT  
92500 RUEIL - 967 27-84

**COUPON-REPOSE**  
BON POUR  
UNE DOCUMENTATION  
Monsieur  
Adresse

# ECONOMISEZ VOTRE ESSENCE



## AVEC CE MESUREUR DE CONSOMMATION DE CARBURANT

**L**e prix élevé du litre d'essence nous a amené à concevoir un dispositif électronique destiné à renseigner exactement et à tout instant le conducteur d'un véhicule sur sa consommation, et par là lui permettre de réaliser d'importantes économies.

Les constructeurs d'automobile publient dans les caractéristiques des véhicules leur consommation. A l'usage, elle se révèle très souvent supérieure ; il ne s'agit pas comme on pourrait le croire d'affirmations fantaisistes de leur part, mais du mode de conduite adopté, qui augmente très notablement celle-ci. Des rallyes automobiles dits économiques, comme le « Mobil Run » ont mis en évidence qu'il était possible de réaliser des parcours avec une forte moyenne, tout en consommant nettement moins que ce qu'indique le fabricant, sur tous les types de véhicules.

Les dispositifs étudiés indiquent sur deux galvanomètres, la consommation instantanée par la mesure du carburant absorbé, et la quantité totale consommée entre l'instant où le moteur est mis en route et l'arrêt de véhicule contact coupé arrivé à sa destination.

La modification à apporter au véhicule est l'utilisation d'une pompe à essence électrique du « type à membrane », dont le prix est de l'ordre de 250 F voire moins si elle est acquise auprès de revendeurs de pièces détachées automobiles d'occasion.

Cette dépense sera très rapidement amortie par l'économie réalisée sur la consommation ; l'installation de la pompe électrique est simple, il suffit de la fixer et de lui raccorder les tubulures d'arrivée et de départ de l'essence qui sont branchées sur la pompe mécanique, et de laisser cette dernière inemployée.

Nous décrivons dans la première partie de cet article le mesureur de consommation instantanée, exprimée en km/dl, qui est fonction de la quantité d'essence envoyée au carburateur.

La seconde partie sera consacrée au montage du totalisateur de consommation, exprimé en litres, indiquant le volume consommé entre le démarrage et l'arrêt du moteur, quelle que soit la longueur du parcours.

Il est également souhaitable que les réglages de carburation et du dispositif d'allumage soient réalisés.

Le montage décrit ici donne une indication permanente, visualisée par un appareil de mesure, de la consommation de carburant d'un véhicule automobile. Celle-ci est exprimée en km/dl, avec une précision de l'ordre de 10 % au minimum. Ce circuit nécessite un étalonnage préliminaire ; toutefois, la précision intrinsèque de la lecture en km/dl n'est pas fondamentale en soi puisque la principale utilité de ce mesureur de consommation est de permettre une conduite économique. En effet, il n'est pas indifférent, en ces périodes de restriction, de pouvoir trouver un régime de fonctionnement du moteur assurant le maximum d'économie de carburant. Ce résultat peut être obtenu en conduisant de telle façon que l'aiguille de l'appareil de mesure indique une déviation la plus importante possible. Il faut cependant préciser que ce mesureur de consommation n'est envisageable que sur des véhicules équipés d'une pompe à carburant actionnée électriquement.

Les deux facteurs primordiaux que l'on a besoin de connaître pour calculer le rapport km/dl sont naturellement la quantité de carburant consommée et la distance parcourue. On peut évaluer à peu près correctement le premier terme en connaissant le nombre de coups donnés par la pompe. On admettra, ce qui est

assez proche de la réalité, que la quantité de carburant délivrée à chaque coup de pompe est constante, et ceci dans toute la gamme de fréquence de fonctionnement de la pompe que l'on peut rencontrer dans la pratique.

La distance est mesurée à partir du nombre de contacts effectués par les vis platines du rupteur. Ceux-ci sont totalisés par un compteur dont l'indication permet à tout moment de savoir la distance parcourue, pour peu que l'on connaisse le rapport de démultiplication global existant entre le rupteur et les roues, ainsi que le diamètre de celles-ci. En d'autres termes, il est possible de caractériser la distance parcourue en comptant le nombre de contacts effectués par le rupteur.

Le fonctionnement est basé sur le principe suivant : le total des contacts rupteur est remis à zéro chaque fois que la pompe est actionnée, si bien que le nombre atteint par le compteur immédiatement avant cette remise à zéro représente la distance parcourue pour une quantité donnée de carburant.

Le schéma synoptique du mesureur de consommation est représenté sur la figure 1. Un trigger remet en forme le signal prélevé aux bornes du rupteur ; la sortie du trigger attaque l'entrée du compteur. L'apparition d'une tension d'alimentation aux bornes de la pompe remet le comp-

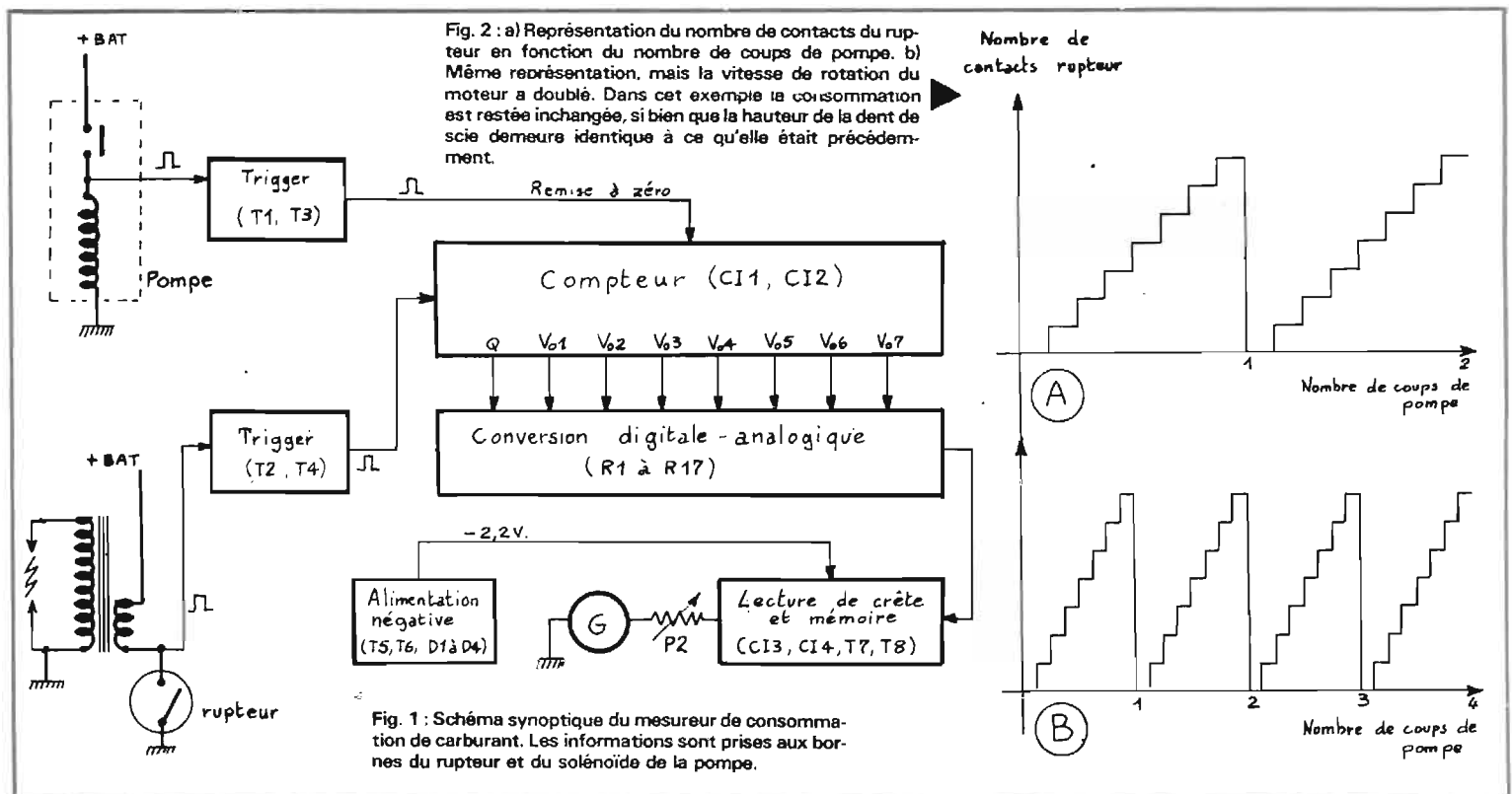
teur à zéro, par l'intermédiaire d'un circuit de commande. Un réseau de résistances transforme les indications du compteur en une tension analogique lue par un appareil de mesure à cadre mobile.

Pour un véhicule automobile circulant à vitesse constante avec une charge donnée, la représentation du nombre de contacts du rupteur en fonction du nombre de coups de pompe a l'aspect du dessin de la figure 2 a. Si maintenant la vitesse de rotation du moteur est doublée, les contacts rupteur s'effectuent à une vitesse deux fois supérieure à la précédente, mais si la distance parcourue par unité de volume de carburant consommé reste inchangée, le compteur sera remis au zéro deux fois plus souvent que précédemment et finalement l'amplitude de la dent de scie restera identique à ce qu'elle était (voir fig. 2 b). On conçoit donc que la consommation minimale soit obtenue quand on parcourt le maximum de chemin entre deux coups de pompe, c'est-à-dire quand il y a le maximum de contacts rupteur entre ceux-ci, ce qui se traduit par une amplitude maximale de la dent de scie.

Le compteur, qui travaille en binaire, est composé de huit étages, ce qui donne une capacité totale de 255. On pourrait augmenter le nombre d'étages pour passer, par exemple à neuf, ce qui lui donnerait alors une capacité de

511 contacts possibles entre deux coups de pompe. Dans la pratique, on constaterait à ce moment que la capacité maximale du compteur n'est jamais entièrement utilisée, et qu'il en resterait une grande partie non employée. Ceci n'est pas souhaitable, car on doit avoir présent à l'esprit le fait que si l'appareil de lecture donne sa pleine déviation par exemple pour un nombre de 511 contacts, un affichage quelconque produira une tension deux fois moindre avec un compteur à neuf étages qu'avec un compteur comportant seulement huit étages. Finalement, il semble qu'un compteur comprenant huit étages binaires réalise le meilleur compromis à ce sujet.

Habituellement, la distance parcourue par unité de volume de carburant n'est pas constante ; ce phénomène est mis en évidence, comme nous l'avons dit, par une hauteur différente des dents de scie. Un appareil de lecture peu amorti pourrait indiquer les valeurs successives atteintes par la dent de scie. Cependant, pour rendre la lecture plus commode, il est souhaitable d'intégrer ces différentes mesures afin que le galvanomètre indique la valeur moyenne du signal sans repasser par zéro à chaque coup de pompe. Généralement, une constante de temps de quelques secondes convient pour un moteur tournant au ralenti, ce qui est le cas le



plus défavorable puisque, lorsque la vitesse de rotation du moteur augmente, l'intervalle entre les sommets des dents de scie, c'est-à-dire le temps s'écoulant entre deux coups de pompe, ces deux paramètres deviennent plus courts.

### DESCRIPTION DU MONTAGE

Le montage du mesureur de consommation est conforme au schéma de la figure 3. On y trouvera les sous-ensembles déjà mentionnés dans le schéma synoptique de la figure 1.

La tension prélevée aux bornes des vis platinées du rupteur est caractérisée par de nombreux fronts raides qui se produisent immédiatement après la fermeture et/ou l'ouverture du contact. Ce phénomène gênant est dû, en grande partie, aux rebondissements mécaniques du contact mobile sur le contact fixe, qui provoquent à chaque fois une série d'oscillations amorties, puisque le circuit commandé est inductif (primaire de la bobine d'allumage,

voir figure 4 a). Il n'est donc pas possible d'utiliser tel quel le signal aux bornes du rupteur car le compteur électronique, qui doit comptabiliser le nombre des contacts, serait actionné erratiquement plusieurs fois à chaque mise en contact des vis platinées. Dans le but de supprimer ces oscillations parasites, le signal prélevé aux bornes des vis platinées est intégré par un réseau RC dont la constante de temps est grande devant la période des rebondissements, si bien que le signal résultant, à la sortie du filtre passe-bas est une forme d'onde semblable à celle de la figure 4 b).

Le réseau intégrateur R35 et C9 donne, au point commun de ces deux éléments, une tension telle que celle représentée sur la figure 4 b. Pour actionner le premier compteur CI1, il est besoin d'obtenir des fronts raides dont les pentes de transition ne présentent pas une durée supérieure à une dizaine de microsecondes. C'est la raison de la présence du trigger composé par les transistors T2 et T4. Dès que la tension positive au point A est suffisante

pour faire conduire le transistor T4, son potentiel collecteur tend à diminuer, ce qui entraîne immédiatement la conduction du transistor T2. A partir du moment où ce dernier conduit, sa tension collecteur devient positive par rapport à la masse : une fraction de celle-ci est réappliquée à la base du transistor précédent par R25 qui apporte le terme de réaction positive au montage. Sur le collecteur de T2 on recueille donc des signaux rectangulaires dont les fronts avant et arrière sont de l'ordre de 100 nanosecondes et dont l'amplitude est comprise entre zéro et +8 V, ce qui est amplement suffisant pour commander correctement la première bascule CI1. Notons au passage que ce type de trigger, qui est parfois appelé « on-on », présente une particularité qui est que les deux transistors conduisent simultanément et sont bloqués ensemble, contrairement à ce qui se passe dans le trigger de Schmitt.

Le premier diviseur par deux (CI1) est un circuit intégré monolithique réalisé en technique CMOS ; il s'agit du type SFF 24027

AEV de Sescosem. C'est une bascule maître-esclave dont la commande J est reliée à la sortie Q tandis que la commande K est réunie à la sortie Q. Ce mode de connexion permet d'obtenir, sur cette dernière sortie, un signal carré dont la fréquence est moitié de celle des signaux appliqués sur l'entrée d'horloge, signaux prélevés à la sortie du trigger.

La sortie Q de CI1 vient actionner une suite de sept bascules, chacune procurant une division par deux de son signal d'entrée, ce qui fait qu'au total, le signal provenant du trigger est divisé par 255. Le fonctionnement de CI2 (SFF 24027 AEV) reste assez semblable à celui de CI1, avec cette différence toutefois que les sept bascules sont comprises dans un même boîtier. Toutes les interconnexions sont réalisées à l'intérieur du boîtier ; seules sont accessibles les sept sorties Q et une broche servant à la remise à zéro des compteurs.

Chacune des sorties Q du compteur est soit dans un état haut (+8 V) soit dans un état bas (zéro Volt), selon le nombre, ex-

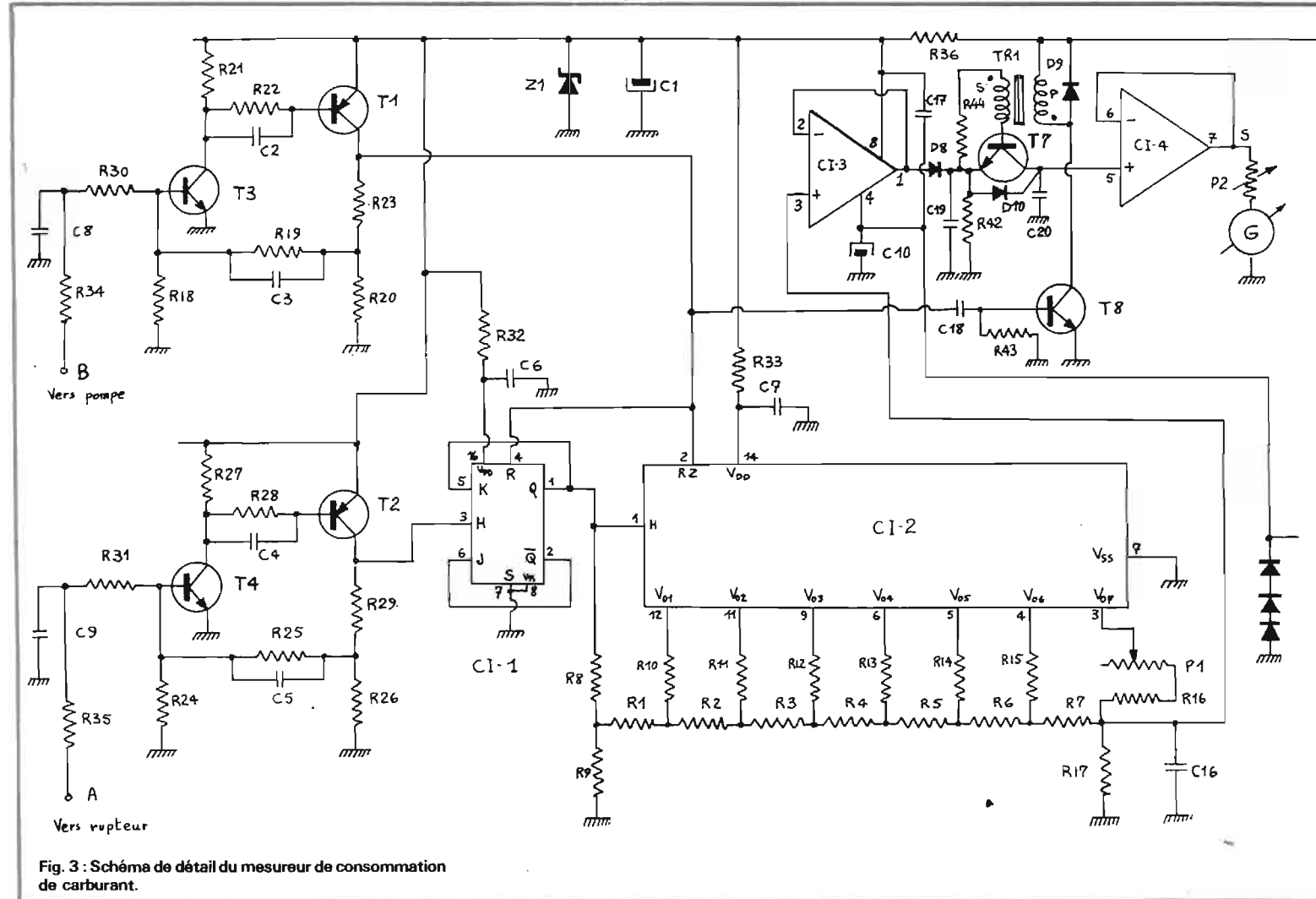


Fig. 3 : Schéma de détail du mesureur de consommation de carburant.

primé en binaire, atteint par le compteur. Cette indication digitale est transformée en une tension analogique au moyen d'un réseau de résistances R1 à R17. A la jonction des résistances R7, R16 et R17, on recueille une tension positive dont l'amplitude est rigoureusement proportionnelle au nombre binaire affiché par le compteur. Avec les valeurs des résistances indiquées dans la nomenclature, et pour une tension d'alimentation de +8 V, une unité du compteur correspond à une tension analogique d'environ 20 mV continus. Comme la capacité totale du compteur est de 255, la tension maximale que l'on peut trouver au point de jonction est de :  $255 \times 0,02 = 5,1$  V environ.

Si le compteur n'a enregistré, par exemple, que 125 coups, la tension au point de jonction sera alors de :  $125 \times 0,02 = 2,5$  V.

La précision de la conversion digitale-analogique repose d'une part sur la stabilité de la tension d'alimentation (elle est régulée par la diode stabilisatrice de tension Z1) et d'autre part sur la pré-

cision des résistances R1 à R17 qui composent le réseau de conversion. Plus particulièrement, la précision de la résistance R16 doit être très grande, car elle détermine la tension correspondant au 128<sup>e</sup> pas (2,58 V) et doit être telle que l'erreur en tension apportée par R16 soit petite devant 20 mV, disons par exemple  $\leq 2$  mV. La précision absolue est donc de 2 mV, mais la précision relative est :  $0,002/2,58$  soit environ 0,77 pour 1000. Il n'est pas envisageable de mettre une résistance d'une telle précision et c'est la raison pour laquelle on a prévu un potentiomètre d'ajustage à cet effet. Le réglage correct du potentiomètre P1 est obtenu quand la hauteur de la 128<sup>e</sup> marche est identique à celles des précédentes, soit 20 mV (voir fig. 5).

La forme d'onde à cet endroit est semblable à celles représentées sur les figures 2 a ou 2 b, mais évidemment avec un bien plus grand nombre de marches que celui figuré sur ces dessins.

La tension d'alimentation de la pompe est appliquée à l'entrée d'un second trigger, composé par

les transistors T1 et T3, à travers un réseau intégrateur R34 et C8. Le fonctionnement de cet ensemble reste exactement identique à celui précédemment décrit. Le signal de sortie du trigger est pris sur le collecteur du transistor T1 ; il est envoyé sur les circuits intégrés CI1 et CI2 pour les remettre au zéro. L'apparition d'une tension positive sur ces entrées posi-

tionne automatiquement toutes les sorties du compteur (Q et V<sub>01</sub> à V<sub>07</sub>) à zéro Volt, ce qui, bien entendu, donne zéro Volt à la sortie du réseau de conversion digitale-analogique. Remarquons que cette remise à zéro est prioritaire, c'est-à-dire qu'elle maintient les sorties du compteur à l'état bas tant que dure le signal de remise à zéro, même si pendant ce temps

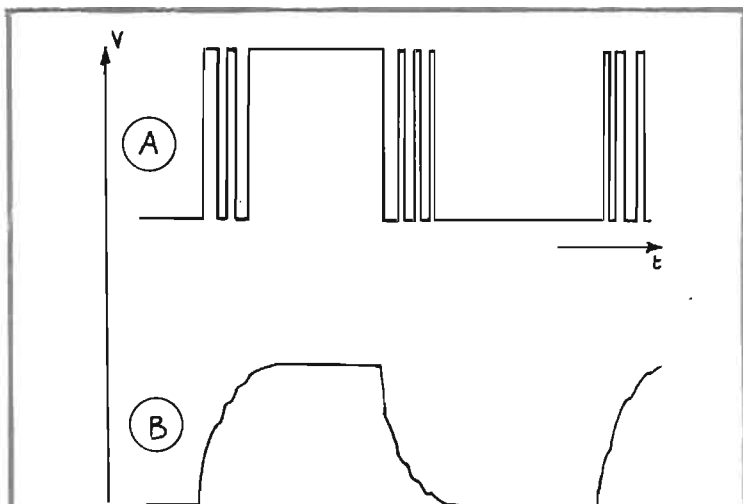
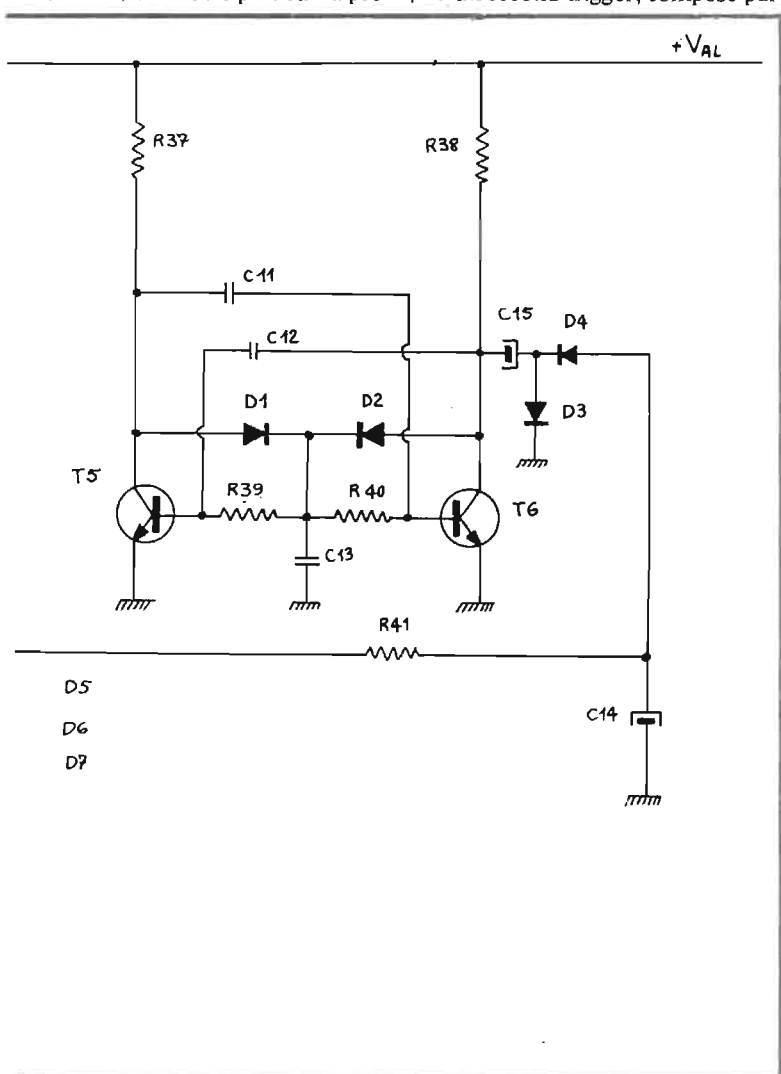


Fig. 4 : a) Aspect de la tension aux bornes des vis platinees. Les rebondissements mecaniques du contact mobile provoquent un « hachage » du signal. b) Même signal que ci-dessus mais après passage dans le filtre passe-bas R35 et C9.

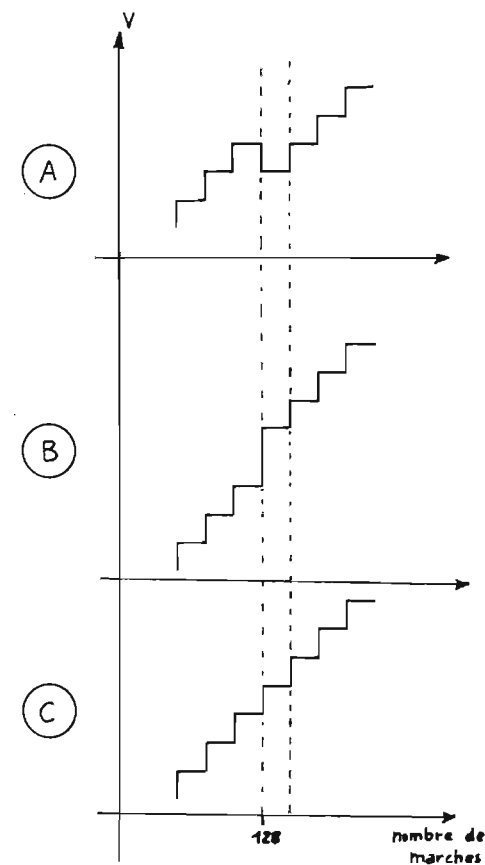


Fig. 5 : a) Allure présentée par la 128<sup>e</sup> marche quand la valeur P1 est trop forte. b) Allure présentée par la 128<sup>e</sup> marche quand la valeur P1 est trop faible. c) Allure présentée par la 128<sup>e</sup> marche pour un réglage correct de P1.

on continue à appliquer des signaux à l'entrée du compteur.

L'escalier de tension obtenu à la sortie du convertisseur digital-analogique est une représentation de la distance parcourue en fonction de la consommation en carburant ; toutefois, il ne peut être utilisé tel quel. En effet, seule la dernière marche, précédant immédiatement la remise à zéro, est significative. Si l'on branchait directement un voltmètre continu en cet endroit, on obtiendrait une indication fluctuant au rythme des remises à zéro sans pour autant avoir l'assurance de pouvoir lire la valeur maximale du signal. De plus, ce dernier est disponible sur une impédance relativement élevée (de l'ordre de 25 k $\Omega$ ) et un appareil à cadre sensible introduirait une erreur de lecture non négligeable. Il est donc obligatoire de lire cette tension en escalier à l'aide d'un dispositif présentant une impédance d'entrée grande devant celle du générateur de tension.

L'amplificateur opérationnel CI3 (SFC 2458 DC de Sescosem) est monté en suiveur de tension ; il présente de ce fait une grande impédance d'entrée (1 à 2 M $\Omega$ , valeurs typiques). Le gain en tension d'un tel montage est très voisin de l'unité : il peut être déterminé approximativement au moyen de la relation  $V_s/V_e = A/1 + A$ . Le gain en tension minimal de cet amplificateur opérationnel étant de 15000,  $V_s/V_e = 0,99993$ .

La tension de décalage à l'entrée est généralement de l'ordre de 1 mV, ce qui est peu important comparé aux 20 mV des marches d'escalier. De plus, ce décalage est constant ce qui fait que la précision s'améliore quand on augmente la tension sur l'entrée non-inverseuse.

Sur la sortie du circuit intégré CI3, on retrouve un signal identique à celui présent sur son entrée, mais disponible sous faible impédance.

La diode D8 et le condensateur C19 constituent en quelque sorte une mémoire. La capacité C19 se charge à la valeur de crête du signal, et quand la sortie de l'amplificateur opérationnel tombe à zéro Volt, la présence de la diode D8 empêche la décharge de ce condensateur dans la sortie du circuit intégré. Le transistor T7 est bloqué la plupart du temps. La diode D10 transmettra donc au condensateur C20 une tension de charge très voisine de celle de C19. Cette tension, qui correspond à peu de chose près à la va-

leur de crête du signal d'entrée, est appliquée à l'entrée d'un second amplificateur opérationnel monté également en suiveur de tension. Le galvanomètre de lecture est alimenté à partir de la sortie de ce circuit intégré, à travers une résistance ajustable qui permet l'étalonnage du cadran.

La capacité C20 procure une grande constante de temps, ce qui facilite la lecture du galvanomètre, l'aiguille restant à peu près stable une fois atteinte la déviation de crête. Cette constante de temps, dont la valeur (plusieurs secondes) ne permet pas un grand déplacement de l'aiguille entre deux lectures successives, peut cependant se révéler gênante dans le cas où il y a une soudaine diminution du signal d'entrée. Sans la présence du transistor T7, l'aiguille de l'appareil de mesure mettrait plusieurs secondes pour prendre sa nouvelle position. Le transistor T7 est bloqué la plupart du temps ; toute augmentation de la charge de C20 s'effectue donc par l'intermédiaire de la diode D10.

Si le signal en sortie du circuit intégré CI3 vient à diminuer, le potentiel aux bornes de C19 diminue également (mais avec un certain retard) à cause de la résistance R42. Le transistor T7 est rendu périodiquement conducteur pendant un court laps de temps. Le signal de remise à zéro est dérivé par C18 et R43. C'est son flanc avant, c'est-à-dire le début de ce signal, qui commande la conduction du transistor T8. Le collecteur de ce dispositif est chargé par un transformateur dont le secondaire fournit à T7 sa tension de commande. Celui-ci est rendu conducteur pendant quelques dizaines de microsecondes, immédiatement après le début du signal de remise à zéro. Si, à ce moment, le potentiel aux bornes de C19 est inférieur à celui subsistant aux bornes de la capacité C20, cette dernière va se décharger dans C19, pendant la période de conduction de T7, jusqu'à ce que les deux potentiels deviennent égaux. Comme la valeur du condensateur C20 est très inférieure à celle de C19, il n'y aura pratiquement pas de modification du potentiel de ce dernier et C20 aura pris instantanément sa nouvelle valeur.

Les amplificateurs opérationnels CI3 et CI4 sont inclus dans un même boîtier et nécessitent que l'une des tensions d'alimentation soit légèrement négative par rapport à la masse. Malheureuse-

ment, dans un véhicule ayant le pôle négatif de la batterie à la masse, il n'existe pas de telle tension : il faut donc en fabriquer une. Cela est d'autant plus aisé que le courant négatif consommé par les deux circuits intégrés est faible (de l'ordre de 4 mA) puisqu'il n'y a pas d'excursion négative de la tension de sortie. Le moyen utilisé pour obtenir cette tension négative consiste à réaliser un multivibrateur et à redresser en négatif la tension impulsionnelle prélevée sur l'un de ses collecteurs.

Les transistors T5 et T6 forment un multivibrateur dont la réaction est assurée par le couplage croisé, à partir des collecteurs vers les bases opposées, des capacités C11 et C12. Les diodes D1, D2, les résistances R39 et R40 ainsi que le condensateur C13 assurent un démarrage automatique des oscillations en empêchant, le cas échéant, les deux transistors d'être saturés simultanément. Avec les valeurs d'éléments indiqués dans la nomenclature, la fréquence de récurrence des signaux carrés est de l'ordre de 20 kHz environ. La tension est prélevée sur le collecteur du transistor T6 par la capacité C15 et redressée en négatif par les diodes D3 et D4. Le filtrage est assuré par le condensateur C14 tandis que la résistance R41 et les diodes D5, D6 et D7 procurent une régulation approximative de la tension aux environs de 2 à 2,2 V. Finalement, cette tension négative d'alimentation est envoyée sur les circuits intégrés à l'endroit convenable (broche n° 4).

La résistance R36 et la diode régulatrice de tension Z1 stabilisent la tension d'alimentation d'une partie du montage à + 8 V. La résistance R32 et le condensateur C6 forment un découplage supplémentaire de l'alimentation pour le circuit intégré CI1 : R33 et C7 jouent le même rôle pour le circuit CI2.

## REALISATION

Le mesureur de consommation a été réalisé sous forme d'un circuit imprimé dont le dessin à l'échelle 1 est donné sur la figure 6. Il est vu de l'arrière, côté cuivre, et les zones sombres représentent le métal qui doit subsister après attaque chimique. Ce circuit imprimé comprend tous les éléments du schéma de la figure 3 à l'exception de la résistance ajustable P2 et de l'appareil de mesure G. La sensibilité de ce dernier im-

porte peu puisqu'il est alimenté par le circuit intégré CI4 qui est capable de lui fournir plusieurs milliampères si besoin était : la déviation maximale sera réglée au moyen de P2, comme nous le verrons plus loin. Les condensateurs C19 et C20 seront des modèles présentant un bon isolement, ce qui est nécessaire non à cause des tensions mises en jeu mais parce que les constantes de temps souhaitées ne doivent pas être perturbées par les courants de fuite de ces deux éléments : ceci est particulièrement important pour C20.

La figure 7 représente l'implantation des composants sur le circuit imprimé de la figure 6. Le dessin a été un peu agrandi afin de le rendre plus lisible ; il ne faut donc pas partir de la figure 7 pour établir le circuit imprimé. Sur celle-ci, le circuit est également vu de l'arrière et le stratifié est supposé transparent pour que l'on puisse voir l'emplacement des éléments à travers lui. Le transformateur TR1 est fixé directement sur le circuit imprimé par les cosses de sa carcasse. Une fois ce transformateur bobiné, on reliera l'entrée du bobinage primaire à la cosse de sortie correspondant au collecteur de T8, tandis que la sortie de cet enroulement sera connectée à la cosse correspondant au pôle positif de l'alimentation. De même en ce qui concerne l'enroulement secondaire dont l'entrée va vers la résistance R44 et la sortie vers la base du transistor T7. Une inversion dans le sens des enroulements se traduirait par une conduction à contre temps de T7, tout à fait nuisible au bon fonctionnement de l'ensemble.

La figure 13 représente le signal sur le collecteur du transistor T8 au moment de sa conduction. Celle-ci a lieu en même temps que débute le signal de remise à zéro du compteur et présente une durée assez faible (de l'ordre de 12  $\mu$ s). Le transistor T7 doit être rendu conducteur en même temps que T8 et pour une durée identique.

On trouvera indiqué, sur la figure 8, le branchement des différents éléments actifs entrant dans la composition de ce montage.

## MISE AU POINT

Une fois le câblage terminé et soigneusement vérifié, on applique une tension d'alimentation de 12 V continu au montage, le négatif étant relié à la masse et le pôle positif à la borne marquée +.



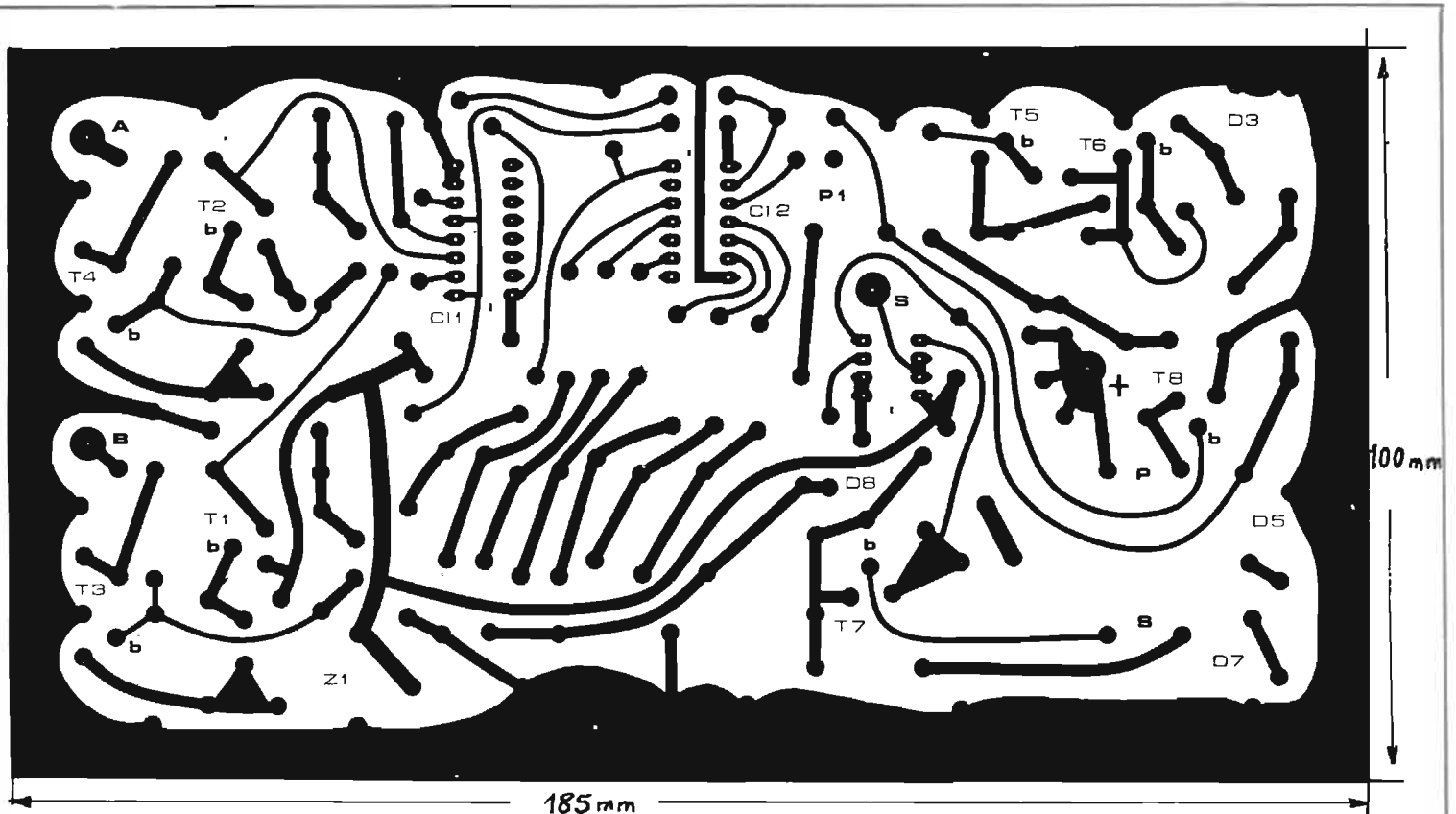


Fig. 6 : Dessin du circuit imprimé à l'échelle 1. Il est vu du côté cuivre, les zones sombres représentent le métal qui doit subsister après attaque chimique.

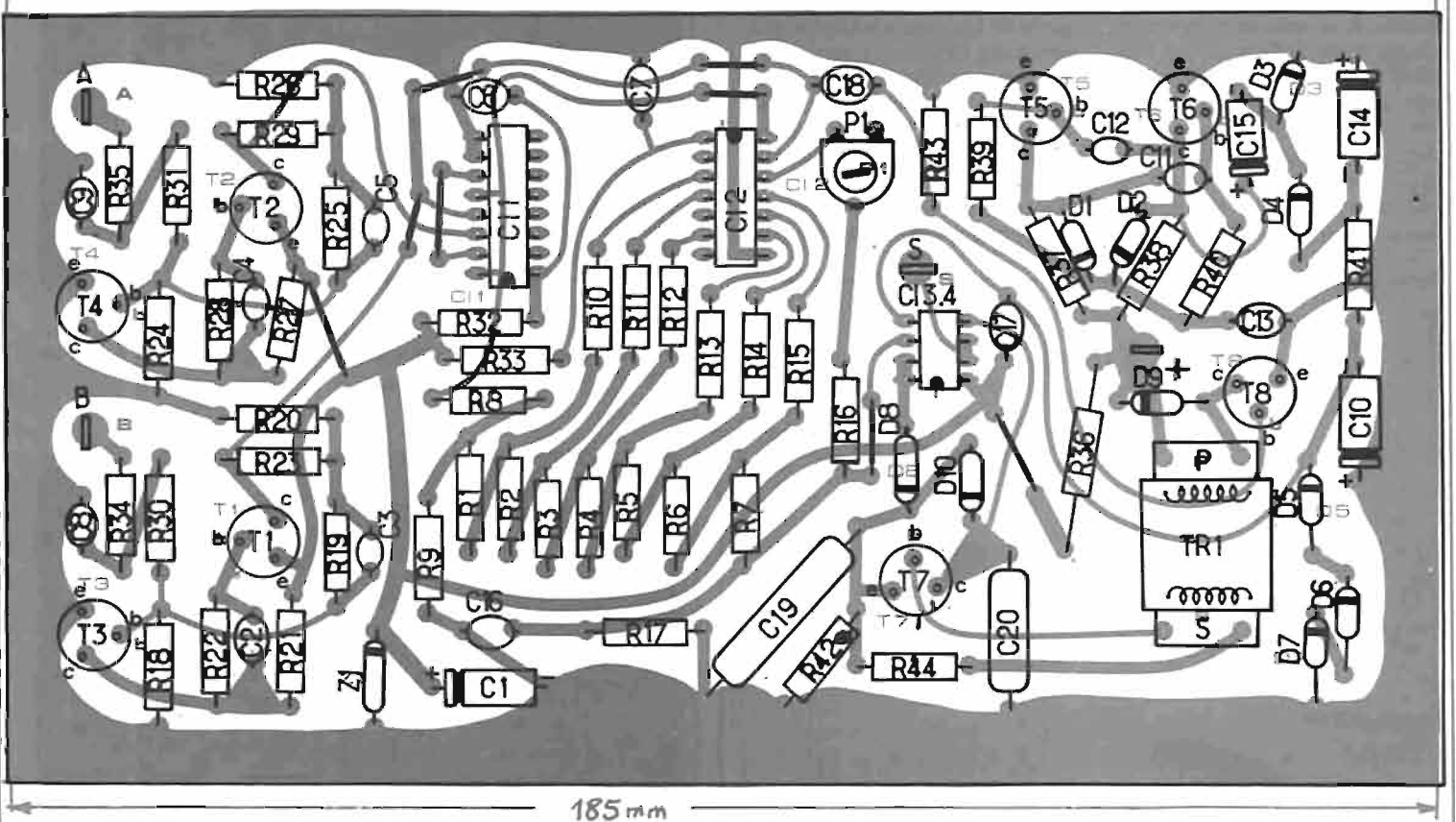


Fig. 7 : Implantation des éléments sur le circuit imprimé. Il est également vu de l'arrière, le stratifié étant supposé transparent pour permettre de voir les composants à travers. Le dessin de la figure 6 a été un peu agrandi afin de le rendre plus lisible.

On vérifie, à l'aide d'un contrôleur universel, que la tension aux bornes de Z1 est comprise entre +7,7 et +8,5 V. On s'assure ensuite, avec le même appareil, que la tension aux bornes de C14 est de l'ordre de -2 V. Si l'on dispose d'un oscilloscope, on peut examiner les formes d'ondes sur les collecteurs des transistors T5 et T6, qui devront ressembler à celles représentées sur la figure 9.

On connecte ensuite, entre la masse et le point A, un générateur BF délivrant une tension dont la crête soit de l'ordre de 8 V (sinusoïdes ou signaux carrés, à une fréquence d'environ 400 Hz). En portant la sonde de l'oscilloscope sur le collecteur du transistor PNP, on doit observer des signaux rectangulaires à fronts raides, d'amplitude égale à celle de la tension stabilisée par la diode Z1 (voir figure 10).

Si l'on ne dispose pas d'un oscilloscope, il est possible, à l'aide d'un potentiomètre de 10 k $\Omega$  branché entre +12 V et masse de relier le curseur au point A et de monter progressivement le potentiel de celui-ci. Un contrôleur universel étant branché entre le collecteur du transistor T2 et la masse, on doit constater les faits suivants : tant que la tension sur le point A est voisine de la masse, aucune tension n'est lue par l'appareil de mesure. Dès que la tension au point A atteint environ +1,5 à +1,8 V, il y a apparition soudaine d'un potentiel d'approximativement +8 V sur le collecteur du transistor T2. Une fois cela obtenu, on diminue pro-

gressivement la tension du point A en allant vers zéro Volt ; il y a à un certain moment une brusque disparition de la tension sur le collecteur de T2. Un tel comportement indique que le premier trigger fonctionne parfaitement. Il faudra ensuite vérifier de la même façon le second trigger (T1 et T3) à partir du point B.

En ce qui concerne le réglage de la 12<sup>e</sup> marche, il est préférable d'utiliser un oscilloscope, bien qu'il soit théoriquement possible d'envoyer manuellement 128 impulsions sur l'entrée A (l'entrée B étant maintenue à la masse) et de lire sur la sortie du circuit intégré CI3 (broche n° 1) la tension correspondante, mais là un voltmètre digital est nécessaire car il s'agit d'apprécier quelques millivolts sur 2,5 V environ. Pour les formes d'ondes, se reporter aux figures 5 a, 5 b et 5 c, ainsi qu'à la figure 11 qui est une photographie.

L'entrée B étant toujours à la masse, appliquer sur la borne A le signal provenant du générateur BF. En l'absence de remise à zéro, le compteur doit totaliser 255 marches, ce qui correspond à la déviation maximale du galvanomètre G ; il convient alors d'ajuster P2 pour que dans ce cas l'aiguille de l'appareil de mesure présente une déviation s'approchant du maximum possible. Faire varier ensuite la fréquence du générateur de 400 Hz jusqu'à 25 Hz environ ; la position de l'aiguille est affectée d'une légère fluctuation mais la valeur moyenne doit rester sensiblement constante.

## ÉTALONNAGE

Il a été procédé à un nombre considérable d'essais afin de vérifier le bien-fondé de la méthode utilisée dans le mesureur de consommation. La plupart de ceux-ci ont porté sur la pompe à carburant elle-même. Des manipulations employant des éprouvettes graduées ont été effectuées afin de contrôler le volume de carburant délivré à chaque coup de pompe. Ce dernier a été porté sur un diagramme, en fonction de la vitesse de fonctionnement de la pompe, dans une gamme s'étendant de 0,05 à 3 coups par seconde, gamme qui recouvre quasiment tous les modes de fonctionnement possibles du moteur, depuis le ralenti jusqu'aux vitesses de rotation élevées. Lors de ces essais, le moteur était arrêté et le contact coupé ; seule fonctionnait la pompe, actionnée à fréquence variable et alimentée par une tension que l'on pouvait ajuster entre

12 et 17 V. Ces mesures ont été réalisées pour des températures ambiantes aussi différentes que 0 °C et +25 °C environ. Le résultat de ces essais laisse apparaître que le volume de carburant délivré par la pompe entre 0,05 et 2,8 coups par seconde est constant. A chaque fois, le volume de liquide brassé par la pompe était de l'ordre de 2 cm<sup>3</sup>. Au-dessus de la gamme de fréquence que nous venons d'indiquer, le volume/coup n'était plus constant et augmentait légèrement. Dans ce qui précède, on a admis que le volume de carburant par coup était indépendant du niveau du liquide dans le réservoir et de l'altitude à laquelle circulait le véhicule. Toutefois, comme nous l'avons déjà indiqué, le mesureur de consommation peut être utilisé sans étalonnage préalable si l'on désire seulement rouler en faisant le maximum d'économie de combustible, auquel cas il suffit de maintenir l'aiguille de l'appareil de mesure aussi près que possible du maximum.

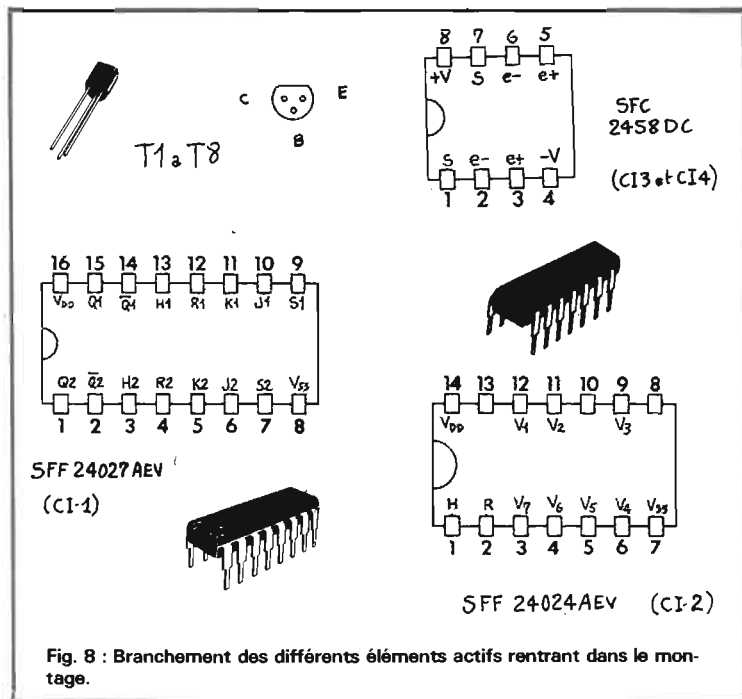


Fig. 8 : Branchement des différents éléments actifs rentrant dans le montage.

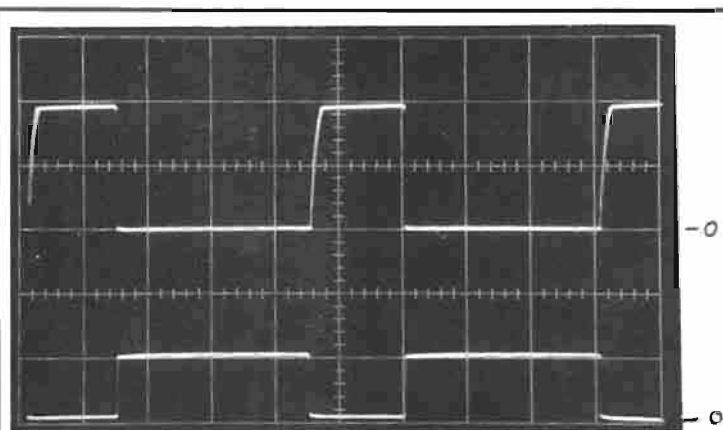


Fig. 9 : En haut : tension sur le collecteur de T5, échelle verticale = 5 V/div. En bas : Tension sur le collecteur de T6, échelle verticale = 5 V/div., échelle horizontale : 10  $\mu$ s/div.

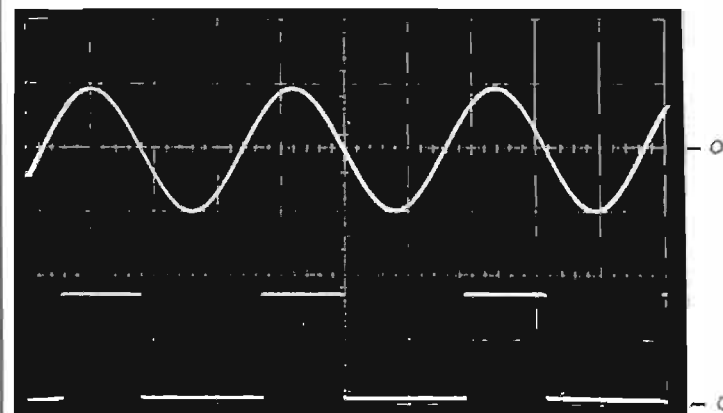


Fig. 10 : En haut : Signal entrant au point A, échelle verticale = 5 V/div. En bas : Tension sur le collecteur de T2, échelle verticale = 5 V/div., échelle horizontale : 1 ms/div.

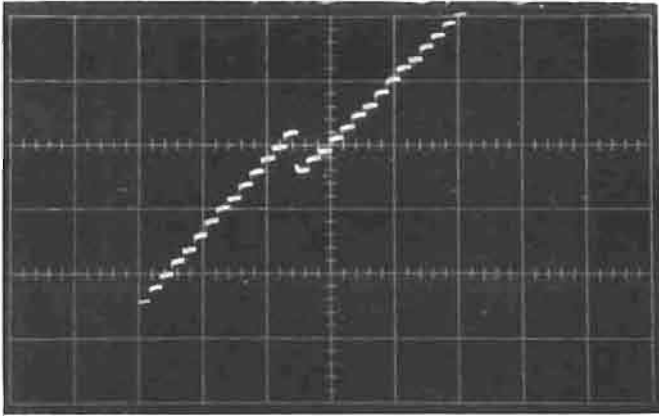


Fig. 11 : a) Réglage de la 128e marche - P2 trop fort, échelle verticale = 100 mV / div., échelle horizontale : 10 ms / div.

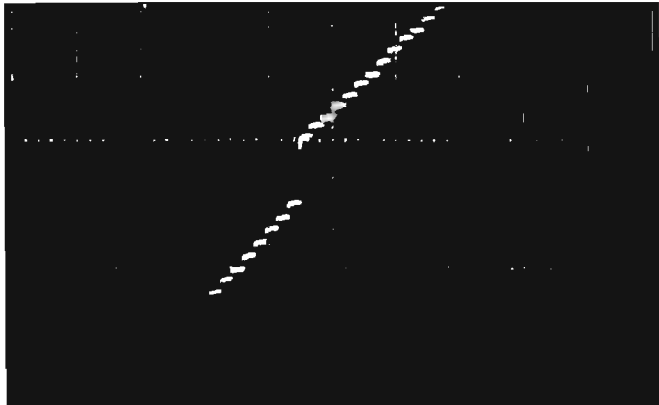


Fig. 11 : c) Réglage de la 128e marche - P2 trop faible, échelle verticale = 100 mV / div., échelle horizontale : 10 ms / div.

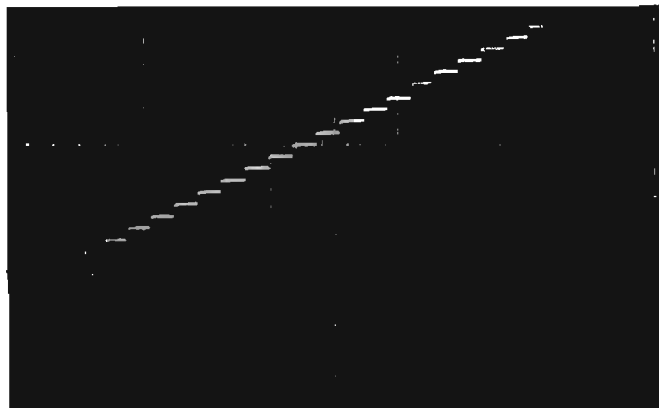


Fig. 11 : c) Réglage de la 128e marche - valeur de P2 correcte, échelle verticale = 100 mV / div., échelle horizontale : 5 ms / div.

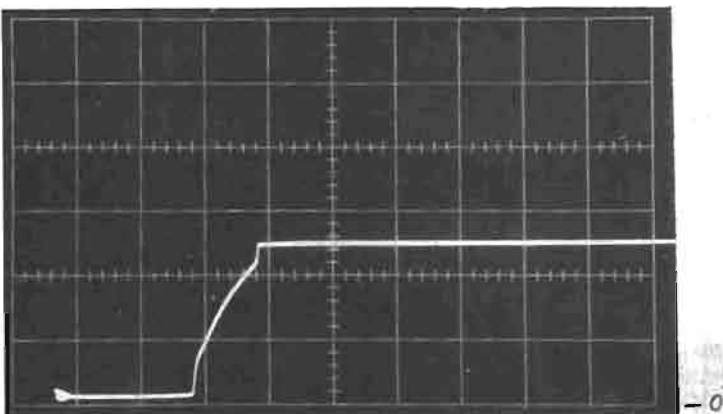


Fig. 13 : Tension sur le collecteur de T8 : le temps de conduction de ce dernier est très bref (de l'ordre de 12 μs), échelle verticale = 5 V / div., échelle horizontale : 5 μs / div.

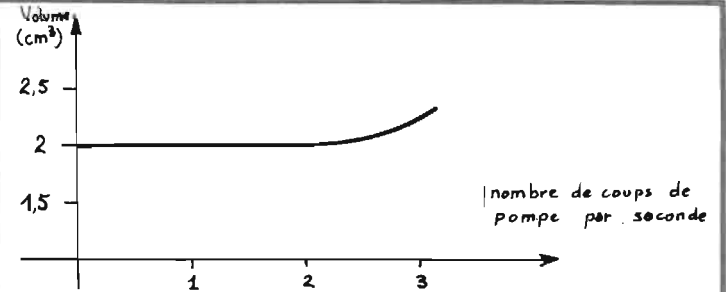


Fig. 12 : Volume de carburant délivré par la pompe en fonction de la vitesse de fonctionnement de celle-ci.

Si l'on désire obtenir non plus une simple indication du minimum de consommation mais une valeur chiffrée de celle-ci, il faut procéder à l'étalonnage du montage. Il y a lieu de vérifier au départ, comme on l'a vu plus haut, la gamme de vitesse de fonctionnement de la pompe, ainsi que le volume de carburant délivré à chaque action de cette dernière. Une courbe présentant l'allure générale de celle de la figure 12 doit synthétiser les résultats obtenus.

Si l'on convient d'appeler :

N - le nombre de contacts du rupteur enregistré par le compteur juste avant la remise à zéro,  
R - le rapport global de démultiplication, c'est-à-dire nombre de tours vilebrequin/nombre de tours de roue,

D - le diamètre des roues exprimé en cm.

V - le volume de carburant envoyé à chaque coup de pompe, exprimé en cm<sup>3</sup>.

Pour un moteur à quatre cylindres, le nombre de tours vilebrequin = N/2 et le nombre de tours de l'arbre à came = N/4.

La distance parcourue par le véhicule est :  $d_{(km)} = \text{nombre de tours de roue} \times \pi \times D \times 10^{-5}$ .

Le nombre de tours de roue peut être écrit :

$$\frac{\text{nombre de tours de roue}}{\text{nombre de tours du vilebrequin}} = \frac{N}{2R}$$

$$= \frac{N}{2R}$$

d'où :

$$d_{(km)} = \frac{N}{2R} \times \pi \times D \times 10^{-5} \\ = 1,57 \cdot 10^{-5} \times \frac{ND}{R}$$

La distance parcourue en fonction du volume de carburant dépensé est :

$$km/dl = 1,57 \cdot 10^{-3} \times \frac{ND}{RV}$$

La tension analogique maximale que l'on puisse avoir en sortie est à mesurer sur la sortie du cir-

cuit intégré CI3 (broche N° 1), quand le compteur a totalisé 255 coups : sur notre montage elle était de l'ordre de 5,1 volts. Si l'on désigne par U la tension obtenue à cet endroit juste avant la remise à zéro, le nombre de coups enregistré par le compteur peut être exprimé sous la forme :

$$N = \frac{255 U}{5,1}$$

Le rapport distance parcourue/volume de carburant peut être réécrit en remplaçant N par sa nouvelle expression :

$$km/dl = 1,57 \cdot 10^{-3} \times \frac{255 U D}{5,1 R V}$$

Cette relation traduit exactement le rapport distance/consommation en fonction de la tension de crête U mesurée à la sortie du circuit intégré CI3.

Or l'appareil de mesure effectue la lecture à la sortie du circuit intégré CI4. Il y aura de ce fait une petite erreur à cause de la chute de tension apportée par les diodes D8 et D10, et, en réalité, la tension mesurée en sortie CI4 est un peu inférieure à celle que l'on pourrait mesurer en sortie CI3. Cette erreur sera surtout sensible lorsque N est faible, c'est-à-dire pour des consommations élevées.

Sous cette réserve, on pourra étalonner directement le cadran du galvanomètre en unités km/dl. Evidemment, on devra changer d'échelle quand on changera la vitesse engagée. Il est bien sûr possible de concevoir plusieurs échelles sur le galvanomètre, chacune se rapportant à un rapport différent de la boîte de vitesse. Cependant on peut penser que la connaissance de la consommation est importante uniquement en 3<sup>e</sup> et en 4<sup>e</sup>, car il est tout de même assez rare que l'on effectue un trajet en se servant uniquement des 1<sup>re</sup> et 2<sup>e</sup> vitesses ; finalement, il semble que deux échelles répondent à la majorité des besoins.

(à suivre)

G.L.

# TRANSFORMATION ET RÉALISATION DES RÉDUCTEURS DE BRUITS

DANS un récent article, nous avons rappelé les principes des réducteurs de bruit de fond, de plus en plus utilisés sur les magnétophones et, en particulier, les appareils à cassettes. Leur utilisation se généralisera dans toutes les techniques du son ; elle pourra être étendue d'ailleurs, à la technique des disques et déjà un système professionnel est adopté pour l'enregistrement des disques, mais il n'est pas généralisé. Il est cependant employé par l'O.R.T.F. pour ses enregistrements de prestige, édités d'abord chez Erato, et maintenant par Barclay.

La BBC utilise ces procédés pour ses transmissions en télévision du continent vers Londres, qui passent par des câbles et non par des faisceaux hertziens, comme cela a lieu pour les émissions de l'O.R.T.F.

Pour les lecteurs de disques, il faut, d'ailleurs, effectuer une transformation importante, si l'on veut utiliser des procédés agissant à l'enregistrement et à la lecture. Il faudrait que ces disques soient enregistrés avec compression, avec expansion correspondante à l'audition ; c'est pourquoi, il faudrait non seulement utiliser des disques, mais des phonocapteurs spéciaux.

Les procédés de réduction des bruits de fond sont également utilisables, d'ailleurs, en principe pour les émissions de télévision et de radio. Il y a déjà aux Etats-Unis une dizaine de stations équipées dans ce but, et c'est pourquoi certains fabricants ont établi des tuners disposés de façon à les recevoir ; nous avons vu, en particulier, un appareil Harman Kardon de ce type.

Nous avons noté déjà la diffé-

rence existant entre les systèmes de réduction du bruit ou NR (Noise-Reducing) dynamiques en circuit fermé constituant des compresseurs-expandeurs ou **Compandors**. Le gain d'enregistrement est contrôlé par le niveau du signal en augmentant l'amplification des signaux faibles, de sorte qu'il dépasse le niveau des bruits de fond, et en diminuant l'amplification des fortissimi, pour les maintenir dans les limites maximales d'enregistrement sans distorsion.

La fonction de transfert de lecture, c'est-à-dire le niveau de sortie par rapport au niveau d'entrée, est l'inverse de la fonction d'enregistrement. Ainsi le niveau des signaux les plus faibles est réduit par rapport à celui des signaux les plus intenses, puisque tous les bruits introduits au moment de l'enregistrement et de la lecture sont réduits en même temps, avec les signaux à plus faible niveau, le résultat efficace réel consiste dans la préservation de la dynamique du programme initial avec une réduction des bruits ajoutés au cours de l'enregistrement et de la lecture.

Un système type réducteur de bruits en circuit fermé est ainsi la combinaison d'un compresseur et d'un expandeur. Par exemple, rappelons-le, un magnétophone fonctionnant avec une gamme dynamique ou intervalle de puissance ou encore rapport signal/bruit de 50 dB, ne peut enregistrer un programme avec un intervalle dynamique de 70 dB.

Les signaux les plus faibles à 20 dB de cet enregistrement seraient masqués par les bruits de fond et deviendraient inutilisables. En comprimant le niveau d'enregistrement de sorte que les

signaux de niveaux les plus faibles sont amplifiés à un niveau de 20 dB supérieur à celui des signaux les plus intenses, la gamme dynamique peut être réduite à 50 dB, de sorte que les signaux les plus faibles n'ont pas un niveau inférieur à celui du bruit de fond.

Pour établir les caractéristiques

dynamiques des sons initiaux, il est nécessaire, nous l'avons montré, d'effectuer une expansion considérable au cours de la lecture. L'expandeur employé réduit le gain d'amplification pendant la lecture des signaux de faibles niveaux, de sorte que dans notre exemple les signaux les plus fai-

tournez la page

Infra vous informe

bles soient de nouveau à un niveau de 70 dB au-dessous des signaux les plus forts. Dans ce procédé, tous les bruits de fond introduits pendant l'enregistrement et la lecture ont une intensité réduite de 20 dB, et le magnétophone ne produit donc aucun bruit de fond additionnel, en principe.

Le système à circuit fermé peut sembler, dans ces conditions, apporter une solution complète aux problèmes du bruit de fond à l'enregistrement, mais il est bon de rappeler qu'il présente aussi des inconvénients sérieux.

La compression et l'expansion sont effectuées pour tous les niveaux des sons enregistrés, bien que leur importance varie avec le niveau. Le système ne peut agir instantanément, et on s'est surtout efforcé de déterminer les constantes de temps optimales d'attaque et de diminution. En employant des constantes de temps convenables, le compresseur et l'expandeur peuvent avoir exactement les mêmes effets, et l'on obtient bien des caractéristiques exactement inverses d'entrée et de sortie.

Lorsque ces conditions sont satisfaisantes, les résultats peuvent être excellents, mais une légère différence entre les deux traitements détermine des effets gênants de fluctuation et de « pompage » qui peuvent entraîner des troubles comme les bruits de fond même pour des niveaux élevés d'enregistrement.

Des sons ayant subi une compression peuvent souvent assurer une audition anormale, lorsque la lecture est effectuée au moyen d'un système linéaire sans expansion. Il est ainsi nécessaire d'employer à la fois, un système de compression à l'enregistrement et

un système d'expansion exactement correspondant. Non seulement le dispositif n'est pas compatible, c'est-à-dire qu'il n'est pas rationnel d'utiliser un enregistrement ayant été traité avec un compresseur sur un magnétophone ordinaire, mais, en outre, il est bon d'employer pour la reproduction, non seulement un appareil pourvu d'un expandeur, mais encore exactement du type correspondant à celui du compresseur employé à l'enregistrement.

En pratique, évidemment, les meilleurs résultats sont obtenus lorsque la lecture est effectuée au moyen de l'appareil ayant servi à l'enregistrement, et non pas au moyen d'un appareil d'une autre marque, même comportant un dispositif de réduction de bruit de fond de même catégorie.

Certains dispositifs comportent, d'ailleurs, des perfectionnements originaux c'est ainsi que les appareils américains DBX permettent un réglage continu du gain de compression expansion sur une large gamme, et peuvent être aussi utilisés comme des systèmes à extrémité ouverte, c'est-à-dire soit en compresseurs soit en expandeurs uniquement à la lecture, aussi bien que comme des appareils combinés à circuit fermé.

Mais, ces appareils exigent un réglage précis des deux caractéristiques d'enregistrement et de lecture pour éviter les effets gênants indiqués plus haut. Ils fonctionnent pour toutes les fréquences, et peuvent assurer une amélioration générale du rapport signal/bruit d'une valeur de l'ordre de 20 dB.

Le modèle le plus récent de ce genre, du type 119, utilise deux éléments à gain variable pour la

stereophonie ; la caractéristique d'entrée/sortie peut être constamment réglée pour obtenir un gain positif plus grand que l'unité pour l'expansion, et une pente avec un gain plus faible que l'unité pour la compression. Il est même possible d'obtenir une pente de la courbe proche de zéro pour une compression presque infinie, de telle sorte que le niveau de sortie demeure presque constant pour une gamme d'entrée supérieure à 100 dB.

En tout temps, la relation entre les niveaux d'entrée et de sortie exprimée en dB est linéaire, ce qui peut être appelé une opération dé-bélinéaire.

Cet appareil peut ainsi fonctionner suivant trois modes différents. Lorsqu'il agit comme compresseur, la variation de sortie est inférieure à la variation d'entrée ; lorsqu'il agit comme expandeur l'amplitude des signaux de sortie est plus grande que celle des signaux d'entrée. Finalement, en effectuant l'enregistrement avec le compresseur et la lecture ensuite avec le degré complémentaire correspondant d'expansion, l'appareil peut servir suivant le principe habituel de réducteur de bruits de fond.

Mais un panneau de contrôle comporte un bouton de contrôle de la pente, avec une échelle étalonnée, qui permet d'obtenir une expansion maximale de 2 jusqu'à une compression de 0 à l'infini.

Un contrôle de limite élève le niveau correspondant à un gain de l'unité ; puis le premier contrôle fait varier la pente de la caractéristique entrée et sortie, tandis que le dernier modifie la caractéristique entière sur une large gamme de niveaux de tension.

Le seul autre contrôle est un contacteur agissant sur le mode

de fonctionnement. Dans la position « linéaire », le fonctionnement est réalisé comme indiqué plus haut ; dans la position de limite supérieure, l'expansion ou la compression se produit seulement lorsque le niveau du signal dépasse la valeur prévue à l'avance, et pour laquelle on constate l'éclairage d'un signal lumineux (fig. 1).

L'appareil contient seulement une seule paire d'éléments de contrôle ; il peut donc être placé entre les circuits d'entrée et de sortie de la platine du magnétophone, lorsqu'on passe de l'enregistrement à la lecture, et la pente de la caractéristique doit être changée de la compression à l'expansion.

## LES APPAREILS DOLBY

Dans cette catégorie des appareils réducteurs de bruits de fond à circuit fermé, ce sont évidemment les appareils Dolby de différents types qui ont la primauté et sont les plus employés aussi bien sur les petits appareils à cassettes d'amateurs que dans les installations professionnelles sous une autre forme ; on en distingue deux catégories ; le type A et le type B.

La caractéristique essentielle du système consiste à agir non pas en bloc sur les sons à l'entrée et à la sortie en faisant varier l'effet uniquement suivant le niveau, mais en agissant de façons différentes sur les sons des différentes fréquences.

Le type A comporte, en réalité, quatre systèmes indépendants agissant chacun sur une partie de la gamme audible. Un autre dispositif compandor professionnel de la même catégorie construit par les laboratoires **Burwen** assurait d'ailleurs, une réduction du bruit remarquable de l'ordre de 55 dB. Ces deux systèmes sont sans doute trop coûteux pour être employés par les utilisateurs moyens ou semi-professionnels ou par les amateurs, tandis que l'appareil précédent DBX, dont le rendement est évidemment plus faible, puisqu'il ne permet d'obtenir qu'une réduction de 20 dB a cependant la particularité d'agir sur toutes les fréquences.

En fait, le système Dolby bien connu et le plus répandu, le plus employé dans les magnétophones à cassettes est analogue à certains rapports au dispositif habituel de

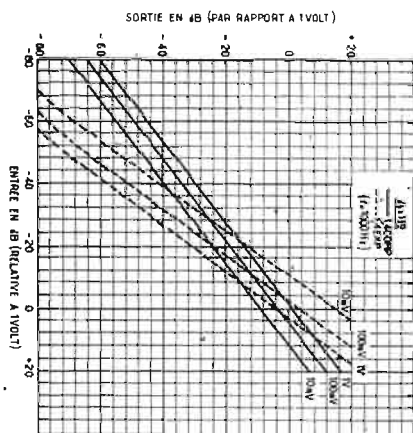


Fig. 1

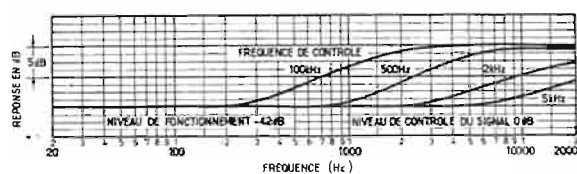


Fig. 2

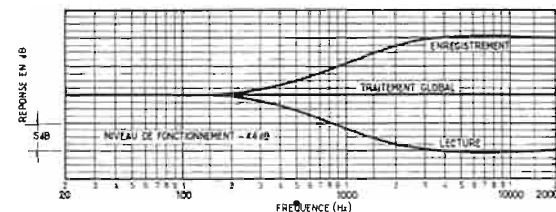


Fig. 3

compression/expansion, mais présente encore des différences importantes et essentielles.

Il agit suivant les fréquences des sons contenus dans le programme enregistré; son action peut commencer à partir de 500 Hz et s'étendre jusqu'à plusieurs kHz. Dans tous les cas, la proportion des sons, en quelque sorte, « gonflés » et réduits à la lecture, dépend du niveau des sons enregistrés. Le système n'a, en réalité, pas d'effet sur les signaux intenses; il assure un effet progressif de réduction du bruit, lorsque le niveau du signal s'abaisse au-dessous de 20 dB, par rapport à un niveau maximum standard d'enregistrement.

Pour plus de précision, son fonctionnement peut être expliqué comme suit.

Le dispositif agit seulement sur les hautes fréquences musicales suivant la fréquence des sons enregistrés. Lorsque des sons de niveaux très élevés se produisent, l'effet Dolby est supprimé puisque les sons intenses masquent alors le bruit de fond. S'il n'y a pas de sons intenses, l'effet Dolby consistant en un renforcement des sons à fréquences élevées pendant l'enregistrement et une réduction de ces mêmes sons pendant la lecture commence aussi à se faire sentir à partir de 500 Hz environ.

Lorsque des sons de fréquences encore plus élevées sont contenus dans les sons à enregistrer, la fréquence de fonctionnement du Dolby s'élève également, de sorte qu'il agit seulement sur les fréquences de bruits de fond plus élevées que celles du signal. Cet effet est indiqué sur les courbes de la figure 2 tandis que la figure 3 indique les caractéristiques de réponse correspondantes complémentaires d'enregistrement et de lecture, dont la combi-

naison produit, en principe, une courbe de réponse plate pour tous les niveaux.

L'appareil fonctionne seulement pour des niveaux d'enregistrement faibles de -15 dB ou au-dessus le degré de compression et d'expansion est une fonction inverse du niveau. Dans ces conditions tout effet additionnel dû aux attaques musicales ou aux constantes de temps d'affaiblissement qui se produisent à de faibles niveaux de ce genre sont également inaudibles.

En principe, les niveaux et les caractéristiques de fonctionnement du système Dolby sont contrôlés avec précision et doivent être vérifiés sur tous les appareils établis suivant la licence Dolby. Dans ces conditions, un enregistrement effectué sur un magnétophone quelconque équipé avec ce dispositif devrait pouvoir être reproduit par un autre, en assurant une réponse en fréquence à peu près plate et avec une réduction du bruit de fond de 6 à 8 dB.

Une bande enregistrée avec un dispositif Dolby peut, sans doute, aussi être reproduite à la rigueur avec une machine ordinaire, mais avec des résultats moins satisfaisants, car l'audition devient évidemment trop brillante et contient des bruits de fond, mais une amélioration est réalisable au moyen du réglage de contrôle de tonalité de l'amplificateur.

L'appareil Dolby B simplifié est intégré actuellement dans des magnétophones à cassettes de haute qualité, et dans des appareils à bobines à haute fidélité, mais il est aussi réalisé sous la forme additionnelle distincte par un certain nombre de fabricants. Il est adopté par des stations d'émission à modulation de fréquence, nous l'avons noté précédemment.

## LE DOLBY ET L'EFFET DE MASQUE

Le système de réduction du bruit Dolby offre les avantages des phénomènes psycho-acoustiques, sous une forme permettant une réduction efficace du bruit de fond, sans avoir un effet audible gênant sur les sons initiaux. La partie intrinsèque du système est, en effet, un dispositif fiable de contrôle électronique.

De nombreuses recherches ont été effectuées depuis longtemps sur les effets psycho-acoustiques connus sous le nom d'effets de masque dans lesquels des sons de grande intensité empêchent l'audition de sons différents plus faibles d'autres fréquences. Suivant l'expression connue « le tambour étouffe le clairon », ce phénomène joue un rôle important, en fait, dans le fonctionnement d'un système de réduction du bruit. Le bruit est seulement gênant pour l'auditeur, lorsque le niveau des sons enregistrés est assez faible pour permettre l'introduction du bruit dans l'enregistrement, et son audition. Un trombone jouant fortement, par exemple, masque les sons d'un tambourin qui joue plus doucement en même temps, ou les bruits de fond produits par la bande enregistrée.

Une particularité importante de l'effet de masque consiste dans sa variation lorsque les deux sons considérés ont des tonalités différentes. Ainsi un trombone peut masquer les sons d'un tambourin, mais les sons même très intenses d'une grosse caisse ne le peuvent pas, parce que le tambourin et la grosse caisse ont des sons de hauteurs très différentes.

Le même phénomène se produit lorsqu'on veut masquer les bruits de fond pendant la lecture

d'un enregistrement magnétique ou même l'audition d'une émission musicale à modulation de fréquence, puisque la majorité de ces bruits qui est entendue par l'auditeur se compose d'un bruit de souffle de hauteur élevée sous la forme d'une sorte de sifflement continu. Ce bruit est donc plus facilement masqué par des sons à fréquence élevée.

Comme indiqué précédemment, l'augmentation du niveau d'enregistrement et la réduction du niveau de lecture sont, en général, utilisées pour la réduction des bruits. Cependant l'efficacité du procédé est, en fait, limitée puisqu'en certains points le niveau d'enregistrement ne peut être augmenté au delà d'une certaine limite.

Dans l'enregistrement des disques aussi, un niveau maximal est facilement atteint, puisque les sillons risquent de se chevaucher l'un sur l'autre. Dans les émissions à modulation de fréquence, la limite est le niveau pour lequel se produit une surmodulation se traduisant par une déviation excessive de fréquence.

Le système Dolby utilise, en fait, à la fois les principes du masquage et du contrôle automatique de niveau. Le système augmente automatiquement, rappelons-le, le niveau d'enregistrement ou de transmission de passages musicaux pianissimi, qui ne peuvent masquer les bruits, et réduit ensuite les niveaux du même passage pendant la lecture. Ce traitement a pour but de restituer aussi exactement que possible les sons initiaux; alors que les bruits de fond sont fortement réduits; le codage pendant l'enregistrement et le décodage pendant la lecture sont effectués par des circuits à peu près identiques et peuvent agir d'une manière ou de l'autre

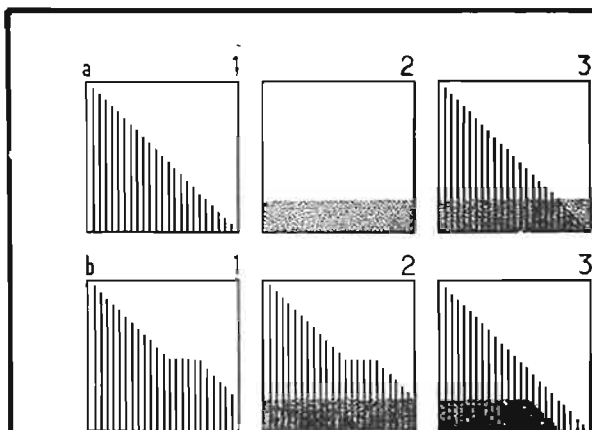


Fig. 4

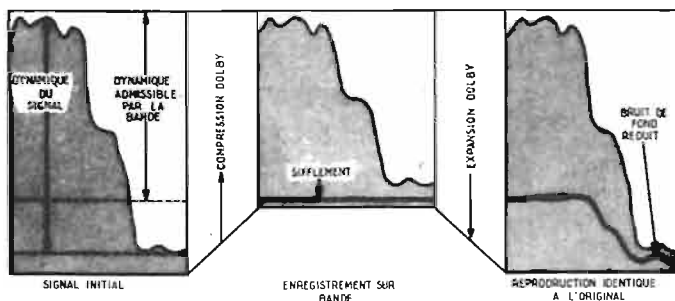


Fig. 5



s'ils sont convenablement connectés.

Le système peut analyser des sons enregistrés si rapidement qu'il rend le fonctionnement inaudible et le bruit est donc réduit sans changement perceptible d'autres caractéristiques du programme sonore.

Puisque le traitement de codage n'a pas d'effet sur les parties à haut niveau des sons enregistrés, il ne peut déterminer des niveaux d'enregistrement excessifs pendant l'enregistrement. L'action est tellement subtile, qu'elle n'est pas perceptible et, si le montage est bien réalisé, il est difficile de discerner les différences musicales entre un programme traité et un programme non traité.

Mais le réglage doit être effectué avec soin ; la compatibilité, nous l'avons montré, est cependant limitée et lorsqu'on reproduit avec un appareil ordinaire une bande dolbyisée, les différences se manifestent par une augmentation de la brillance due aux sons aigus.

Le système A professionnel agit en divisant le spectre audible en quatre bandes ; au-dessous de 80 Hz à 3 000 Hz, de 3 000 Hz à 9 000 Hz, et au-dessus de 9 000 Hz. Chaque bande est donc traitée séparément, mais les signaux au-dessus d'un certain niveau traversent directement le système sans être traités ; les signaux au-dessous de ce niveau sont « expansés » de 10 ou 15 dB, suivant leur fréquence. Le système B fonctionne, en fait, sur une seule bande de fréquences au-dessus de 600 Hz ; il réduit les bruits dans les appareils standard de 3 dB environ pour 600 Hz, 6 dB pour 1 200 Hz, et de 10 dB pour 4 000 Hz et au delà.

Il est intéressant de se rendre compte graphiquement de la façon dont le système agit. On voit sur la figure 4 en a, trois graphiques indiquant comment est effectué un enregistrement ordinaire.

La musique est constituée de sons de différentes amplitudes représentées en I sous la forme de lignes verticales de différentes longueurs. Avant l'enregistrement, le bruit est habituellement si faible que même les sons les plus faibles peuvent être entendus sans gêne.

Comme on le voit en 2 a, tout système d'enregistrement introduit un bruit de fond, mais les appareils à haute fidélité produisent moins de bruits que les bandes magnétiques elles-mêmes.

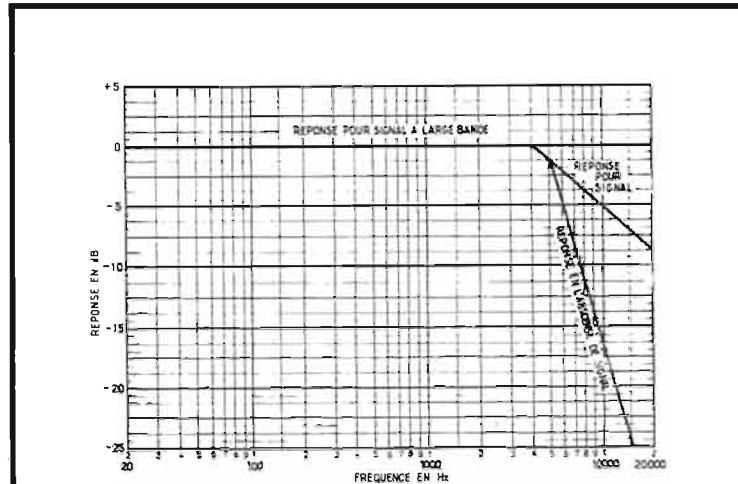


Fig. 6

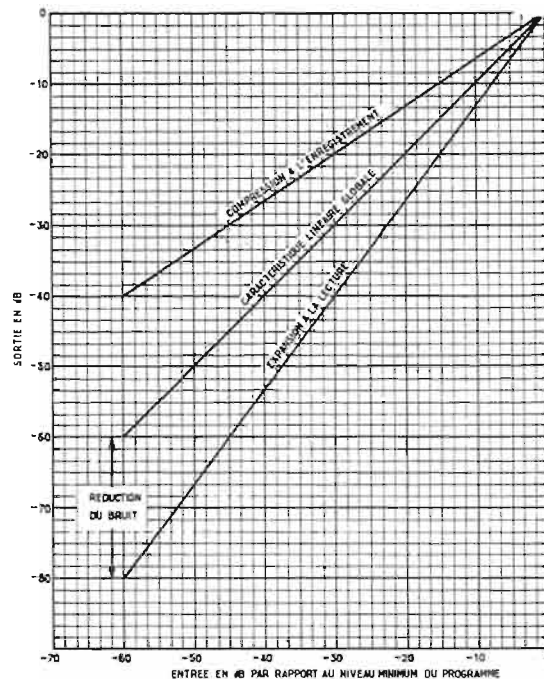


Fig. 7

Lorsque l'audition musicale est effectuée, elle est plus ou moins gênée par les bruits qui troublent ou interfèrent avec les pianissimi, et remplissent les silences entre les notes musicales comme on le voit en 2 a.

Les graphiques b indiquent comment agit, en principe, un système Dolby. Avant l'enregistrement, la musique passe à travers un circuit qui analyse la musique et augmente automatiquement le volume sonore pendant les pianissimi ; c'est ce que représente le graphique 1 b.

Après l'enregistrement, ces passages ont ainsi une intensité supérieure à celle des bruits de fond et ne sont plus gênants comme on le voit sur le graphique 2 b.

L'audition avec un magnétophone à haute fidélité à circuit Dolby intégré ou ajouté est représenté sur la figure 3 b. Le volume sonore pendant les pianissimi est automatiquement réduit ; ce traitement rétablit les niveaux sonores initiaux et, en même temps, réduit les bruits de fond ajoutés au cours de l'enregistrement. Ces bruits subsistent pendant les passages à niveaux élevés, qui ne sont pas affectés par le système Dolby, mais ils ne peuvent être audibles parce qu'ils sont dissimulés par la musique.

Cet effet peut également être indiqué par des courbes plus classiques et l'on voit ainsi sur la figure 5 comment agit l'appareil dans le système B par exemple, fonctionnant essentiellement sur la gamme des fréquences élevées au-dessus de 1 200 ou 3 000 Hz. Le signal initial est représenté à gauche avec sa gamme dynamique qui peut être de l'ordre de

45 dB pour les cassettes et de 55 dB pour les bobines, il s'abaisse d'ailleurs à 40 dB la plupart du temps pour les bandes éditées industriellement.

Pendant l'enregistrement, le système compresseur agit différemment suivant l'amplitude et les fréquences, comme on le voit sur la courbe des gammes avec introduction de bruits de fond plus ou moins réduits, mais il faut faire agir l'expanseur à la lecture, parce que la compression a déterminé un abaissement excessif des sons de fréquences élevées et rend les sons trop faibles pendant les passages intenses, d'où l'expansion représentée à droite de la figure, qui restitue, en principe, l'amplitude des sons initiaux, augmente inévitablement les bruits de fond en même temps. Mais, ceux-ci sont cependant supprimés en fait, ou tout au moins, deviennent imperceptibles pendant les passages pianissimi.

#### UN AUTRE SYSTEME DE REDUCTION DU BRUIT A CIRCUITS FERMES LE JVC

Le système JVC, beaucoup moins connu et d'emploi plus limité sans doute, mérite cependant d'être signalé. Il a été étudié par la compagnie Victor, fabricant des appareils à cassettes JVC ; il est analogue sous certains aspects au Dolby B, et peut être qualifié d'Automatic Noise Reduction System ou ANRS. Il contrôle également la réponse pour les fréquences élevées à partir d'une fréquence fixe de l'ordre de 500 Hz. Bien que la fréquence principale à traiter ne soit pas contrôlée par les fréquences des sons enregistrés, la courbe de réponse obtenue varie suivant le niveau du programme et les caractéristiques de fréquences, mais les montages sont assez différents.

Sans doute, les deux procédés assurent une réduction du bruit de l'ordre de 6 à 10 dB sans avoir d'effets sensibles sur l'audition ; avec les deux systèmes un enregistrement traité peut être reproduit à la rigueur sans avoir subi un traitement correspondant, le son devient seulement légèrement trop brillant et plus aigu, mais cet effet peut habituellement être corrigé à l'aide du contrôle de tonalité de l'amplificateur. Le résultat final peut être ainsi assez satisfaisant, mais il n'est pas exacte-



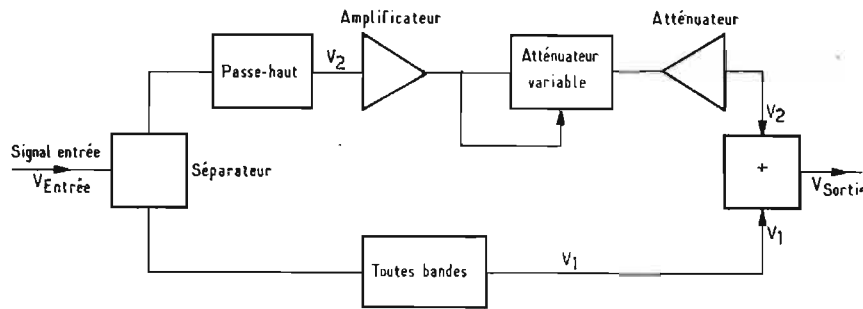


Fig. 8

ment celui qui est réellement possible, bien que l'effet du contrôle de tonalité assure évidemment une réduction du bruit.

Lorsqu'une bande dolbyliée est reproduite avec un appareil ANRS ou vice-versa les résultats sont meilleurs, mais, dans certaines conditions, on peut constater des différences de filtrage et des effets de transitoires. Cette compatibilité approximative n'existe pas lorsqu'on emploie des compandors à large bande, puisqu'un programme ayant subi une compression permet d'obtenir généralement une audition moins naturelle que celle réalisée avec un enregistrement n'ayant pas subi une modification.

La différence des effets obtenus avec le Dolby et le JVC n'est pas cependant très grande; on peut obtenir encore une réduction de 5 dB pour les fréquences les plus élevées. On constate, cependant, parfois un certain bruit de sifflement, lorsqu'on reproduit un enregistrement dolbylisé d'un solo d'instrument ou de voix ou du chant à l'aide d'un système ANRS; inversement, un enregistrement effectué avec ce système donne des résultats satisfaisants lorsqu'on le reproduit avec un appareil Dolby, et on obtient le même degré de réduction du bruit.

Le procédé ANRS a été utilisé initialement pour les démodulateurs des appareils à disques quadraphoniques où il était employé pour réduire les bruits des signaux très élevés des canaux ultrasonores; il est maintenant utilisé normalement, comme indiqué plus haut, sur des appareils à cassettes.

Il faudrait encore rappeler sans doute le système **Burwen DNF**

qui est analogue au système DBX indiqué plus haut, mais qui en diffère par l'emploi de détecteurs de pointes de modulations et l'addition d'une pré-amplification des sons de fréquences basse et élevée. Le système permet d'obtenir des courbes de fréquence de traitement variables suivant la vitesse de défilement de la bande: 19 cm, 9,5 cm, 4,75 cm; le rapport de compression est de l'ordre de 3 à 1 et, en théorie, l'appareil permet d'obtenir un rapport signal/bruit plus élevé qu'avec les deux autres systèmes que nous venons d'étudier.

Il permettrait, en effet, un rapport signal/bruit de l'ordre de 110 dB pour la musique, tout au moins théoriquement, car avec les machines habituelles moyennes de studio l'amélioration du rapport signal/bruit est approximativement de 50 dB.

### LES APPAREILS A EXTREMITÉ LIBRE

Un système de réduction du bruit à extrémité libre, c'est-à-dire à boucle non fermée, est essentiellement, rappelons-le, un filtre dynamique dont la fréquence de coupure ou d'atténuation est contrôlée par le niveau, et parfois par la fréquence des sons enregistrés. Il a l'avantage d'être utilisable avec n'importe quel appareil, puisque son fonctionnement ne dépend pas des caractéristiques d'enregistrement et de reproduction, et il peut être utilisé uniquement à la lecture.

L'appareil le plus connu et le plus répandu est le système **Philips DNL**, ou « **Dynamic Noise Limiter** », filtre ayant une coupure

à 5 000 Hz, utilisant un système d'abaissement du niveau produisant l'effet d'un filtre de coupure très étroit de 18 dB par octave pour des signaux très faibles, et commençant à fonctionner au-dessus de 4 kHz. La proportion de réduction du bruit augmente avec la fréquence, depuis environ 10 dB à 15 kHz, jusqu'à 20 dB à 10 kHz, en l'absence presque totale du signal. L'effet est également contrôlé dans une certaine proportion par les sons à fréquence élevée enregistrés (fig. 6).

Comme tous les systèmes de réduction du bruit de ce genre le DNL peut produire des effets audibles additionnels et, en particulier, un effet de fluctuation que l'on constate pendant et après le fonctionnement pour un solo d'instrument et de chant, lorsque les sons enregistrés sont plus complexes, l'effet est moins sensible.

Le procédé est employé désormais sous la forme intégrée dans de nombreux appareils à cassettes, mais il existe aussi des montages séparés de prix relativement peu élevés, qui peuvent être utilisés en combinaison avec des magnétophones quelconques, ce qui constitue un grand avantage.

On voit sur les courbes de la figure 6, le fonctionnement d'un système de ce genre, ou filtre dynamique, et sur la figure 7, les courbes comparées indiquant les résultats obtenus avec un système de compression/expansion d'un réducteur de bruits à cycle fermé.

En dehors du DNL, il y a d'autres appareils, moins connus tel que le **Kenwood**, et même des systèmes encore plus complexes sont étudiés; nous les indiquons plus loin.

Il est bon de rappeler les caractéristiques du système DNL en raison de ses qualités de simplicité et d'économie.

Le dispositif de suppression du bruit agit pendant la reproduction seulement pour les enregistrements actuels ou à venir, est entièrement compatible, garantit ainsi à l'acheteur d'un nouvel équipement, non seulement la possibilité d'écouter ses enregistrements antérieurs, mais aussi une notable amélioration de la qualité de ces derniers.

La distribution du souffle de bande dans le spectre audible se situe généralement au-dessus de 4 kHz; un simple filtre « passe-bas » couperait les fondamentales élevées et les harmoniques, entraînant une dégradation de la reproduction musicale.

A bas niveau, les harmoniques des instruments de musique sont peu audibles: seules les fondamentales sont perceptibles; peu d'instruments possèdent leurs fondamentales au-delà de 4,5 kHz, ce n'est donc que pendant les silences ou les passages à bas niveau que le souffle de la bande devient sensible.

C'est à ce haut niveau que le spectre d'harmonique est très élevé et c'est là qu'il est nécessaire d'avoir une large bande passante pour en conserver la brillance; un filtre passif aurait comme conséquence d'assourdir la musique.

Or, c'est justement pendant les passages à niveau élevé que ce filtre « passe-bas » est le moins nécessaire, puisque les signaux forts masquent le bruit.

Le développement d'un dispositif de suppression de bruit **dynamique**, doit assurer deux caractéristiques essentielles:

1) La suppression du souffle devrait être totale lors de l'absence de signaux, et nulle lors des signaux puissants; sinon, à bas niveau, le bruit serait audible, et à haut niveau, il risquerait d'affecter la brillance de l'enregistrement.

2) Le courant de commutation du filtre devrait être obtenu à partir des notes élevées seules; car, si les fréquences basses étaient utilisées, il s'en suivrait une nouvelle modulation très désagréable, entraînant l'apparition périodique de nouveaux bruits. Par contre, si un courant de commutation était échantillonné à partir de fréquen-

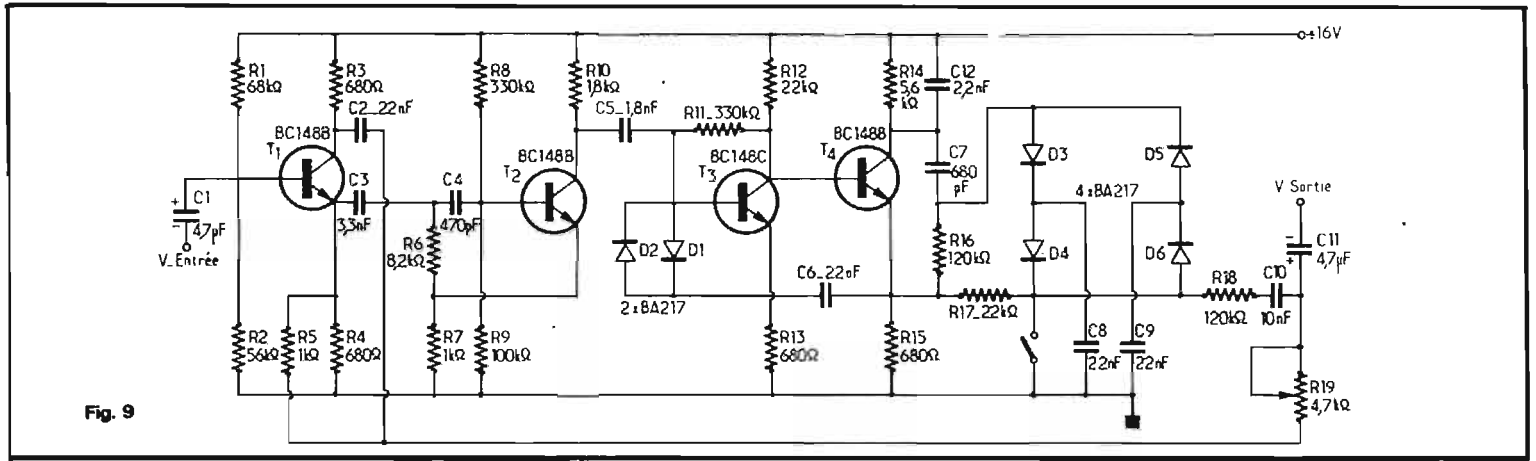


Fig. 9

ces trop élevées, son efficacité serait nulle.

Le fonctionnement de ce dispositif contre le bruit est donc simple ; il s'agit d'un filtre « passe-bas », dont l'action est déterminée par le niveau des fréquences aiguës présentes sur la bande : à bas niveau, son action est totale, le souffle est réduit. A partir d'un certain niveau, le filtre est déconnecté et l'amplificateur transmet tout le spectre musical sans altération ; le souffle dans ce cas n'est pas audible étant masqué par la musique (fig. 8).

Pour les signaux à partir de 4 kHz et supérieurs à 38 dB par rapport au signal de référence, les ensions des deux canaux sont dentiques, mais de phase opposée ; ainsi peuvent-ils s'annuler ans un étage mélangeur. C'est ans cette zone que le bruit est le us perceptible, et les signaux inérieurs à ce niveau sont progres- vement réduits en même temps ue le souffle de bande. Les si- naux de fréquence basse et 'amplitude supérieure à - 38 dB ne sont pas présents ans l'étage atténuateur. Ainsi il

n'y a pas d'annulation et la réponse est linéaire (fig. 8).

Avec un appareil de mesure pondéré, le rapport signal/bruit est meilleur que 3 dB ; avec des mesures non pondérées, ce rapport peut tomber à 10 dB vers 6 kHz et à 20 dB vers 10 kHz.

Nous pouvons analyser le montage de l'unité de filtrage comme suit (fig. 9).

L'amplificateur possède la propriété d'un filtre, qui laisse passer tout. Le filtre passe-haut de troisième ordre est formé par le circuit actif avec T2, avec la boucle de réaction par R7. La partie restante est effectuée par C5 (R10 plus R11 T3).

Le signal d'entrée est soustrait à la résistance émettrice R5 au lieu de l'entrée du circuit Vin.

Une amplification de signal partielle a déjà lieu dans l'étage T2, le reste dans l'étage T3. Ce dernier est limité symétriquement par D1 et D2. Les sorties V1 et V2 sont réunies pour obtenir le signal de sortie Vout par les circuits R19 et R17 + R18, alors que l'atténuation fixe est déterminée par les valeurs de R17 + R18.

L'atténuation variable est rendue possible par le circuit de diodes D4-D6, alors qu'un courant qui dépend du signal passe par les condensateurs de charge C8 et C9. Ces condensateurs sont chargés par la détection de crête du signal haute fréquence par D3, D5 et R14. On a choisi une détection crête à crête afin d'éviter autant que possible des deuxièmes harmoniques dans le détecteur variable D4, D6.

Le condensateur de couplage C6 et R16 forment un autre filtre passe-haut pour le détecteur de crête, afin d'éviter que de forts signaux BF n'aboutissent dans le détecteur, et ne viennent influencer le fonctionnement d'atténuation.

R.S.

**CIRATEL COGKIT**  
**INFORME SON AIMABLE CLIENTELE**  
**QUE SES MAGASINS**  
**49, RUE DE LA CONVENTION**  
**PARIS-15<sup>e</sup>**  
**RESTERONT OUVERTS**  
**LES LUNDIS 23 ET 30 DECEMBRE**  
**TOUTE LA JOURNEE**  
**VOIR NOS PUBLICITES DANS LES PAGES ROSES**

**tradelec**

**SPÉCIALISTE DU MATÉRIEL AUDIO**  
**PROFESSIONNEL**

*présente...*

**STANCOIL LTD**



**SUPPRESSEUR UNIVERSEL**

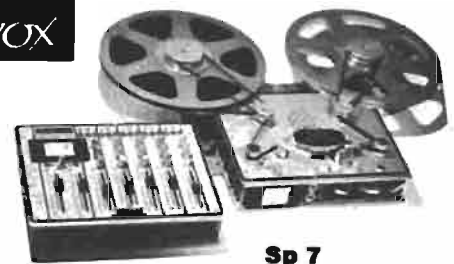
de tous bruits indésirables quel qu'en soit l'origine.  
 Respect intégral de la bande passante

**Astronic**



**CORRECTEUR DE FREQUENCE A 1671 MK II**  
 ± 14 dB sur 9 bandes centrées de 50 à 10 250 Hz.

**STELLAVOX**



**AMI**

Console de mélange  
 mono-stéréo

**Sp 7**

mono, bi et tri - piste - 4 vitesses  
 3,3 kg, 21 x 27 x 8 cm

**TRADELEC : 9, av. de la Porte-de-la-Plaine - 75015 Paris - Tél. 531.51.77**

# La chaîne compacte

## HF 442 R

## BRANDT



**I**SSUE d'une gamme présentée cette année, la chaîne HF 442R est conçue pour la couche de clientèle qui désire acquérir un ensemble stéréo pour une somme réduite, tout en bénéficiant de caractéristiques satisfaisantes et d'un encombrement réduit.

La chaîne comporte une platine tourne-disque BSR C 123 R trois vitesses à changeur automatique, un tuner AM/FM 3 gammes, et un amplificateur stéréo délivrant une puissance voisine de 2 x 10 watts. Deux enceintes à deux voies de dimensions réduites complètent la chaîne, dont les divers maillons sont très équilibrés, l'ensemble procurant une bonne musicalité.

Chez Brandt comme chez tous les grands constructeurs, la formule chaîne compacte intégrée a été jugée comme la plus séduisante pour une importante partie de la clientèle, et le succès commercial rencontré par cette formule justifie pleinement la commercialisation de cette catégorie d'appareils.

### PRESENTATION

La chaîne Compact Studio est d'encombrement raisonnable, que l'on peut facilement disposer dans un intérieur. Le design est sobre et moderne, inspiré par les lignes des matériels allemands.

La partie droite qui comporte les diverses commandes adopte la forme d'un pupitre légèrement incliné, muni de potentiomètres à déplacement linéaire et d'un grand cadran à sélection de fonctions par touches.

Le capot est dégondable, son dispositif d'ouverture permet son immobilisation sous un angle indifférent. La face avant est un bandeau en alliage léger satiné qui tranche nettement sur le noir du pupitre et de la platine.

A l'arrière, les raccordements sont limités aux enceintes et à une prise DIN enregistrement lecture pour magnétophone.

### CARACTERISTIQUES

#### Tuner.

3 gammes AM/FM.

Gamme FM : 87-104 MHz.

Sensibilité :  $< 2 \mu V$  en mono,  $< 8 \mu V$  en stéréo, pour un rapport signal/bruit de 26 dB.

Antenne :  $75 \Omega$  asymétrique sur prise coaxiale télévision.

Gammes AM : GO, 150-270 kHz ; PO, 520-1 620 kHz.

Sensibilité : pour un rapport signal/bruit de 20 dB,  $1 \cdot 200 \mu V/m$  en GO ;  $500 \mu V/m$  en PO, avec un signal de sortie basse fréquence de 500 mW.

Fréquence intermédiaire : 480 kHz.

Antenne : cadre ferrite.

#### Amplificateurs.

Puissance de sortie : 2 x 8 W eff sur  $8 \Omega$  à 1 kHz.

Distorsion harmonique :  $< 2,5 \%$  à la puissance nominale de 2 x 8 W eff entre 20 Hz et 20 kHz.

Bande passante : 20 Hz-20 kHz  $\pm 1$  dB à 2 x 6 W eff.

Rapport signal/bruit :  $> 50$  dB à 1 kHz.

Séparation des voies :  $> 26$  dB.

Prise magnétophone : enregistrement, 90 mV/250 kHz ; lecture, 300 mV/250 k $\Omega$ .

#### Platine.

BSR C 123 R, trois vitesses 33 45-78 t/mn.

Fonctionnement : changeur automatique 33-45 t/mn, avec présélection du diamètre des disques.

Cellule de lecture : type S x 6 M céramique.

Encombrement de la chaîne : 500 x 160 x 160 mm.

#### Enceintes.

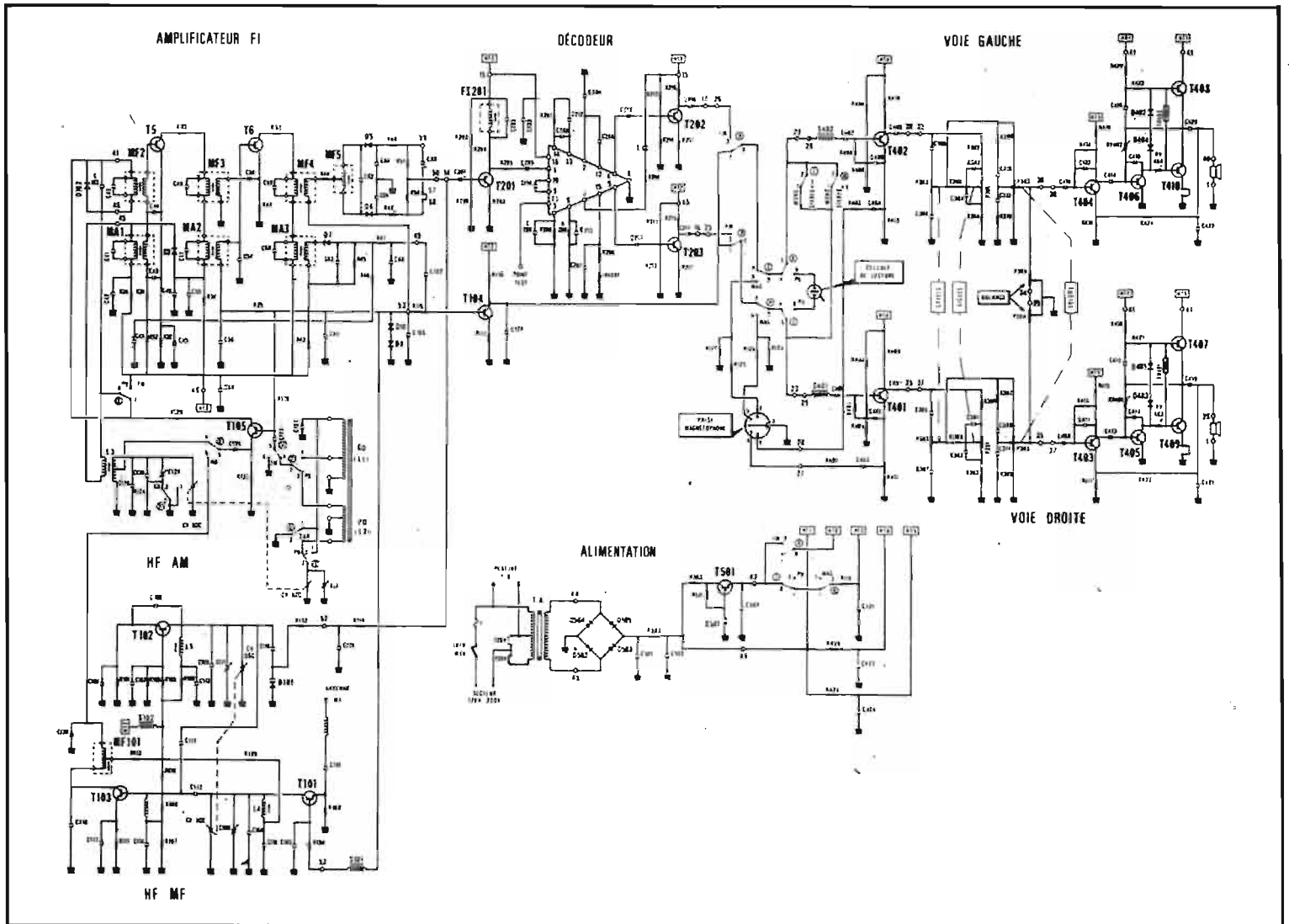
A deux voies, grave médium HF de 17 cm, tweeter de 6,5 cm

Puissance admissible : 8 W continu.

Encombrement : 395 x 275 x 150 mm.

### DESCRIPTION DES CIRCUITS

La conception est orthodoxe, à part le décodeur intégré tous les circuits sont montés à l'aide de composants discrets. La chaîne F1 est commune à l'AM et à la FM, cette disposition n'est pas aussi intéressante que deux chaînes F1 séparées, mais elle est la plus économique, elle se justifie donc ici.



La tête HF FM comporte trois étages, son accord s'effectue à l'aide de condensateurs variables. Sa conception bien que très classique permet d'obtenir une sensibilité très convenable, à l'aide de transistors bipolaires.

L'amplificateur HF T101 est monté en base commune, contré par un signal de CAG ; le signal amplifié est ensuite injecté sur la base du mélangeur T103, ainsi que celui de l'oscillateur local T102. Le signal FI 10,7 MHz est prélevé sur le transformateur MF101, puis dirigé vers l'amplificateur FI. Celui-ci comporte 3 étages en FM, T105-T5-T6, et l'on note que T105 est utilisé en amplificateur FI en réception FM, ou en convertisseur pour l'AM.

Après démodulation par les diodes D5-D6, les signaux stéréo lorsqu'ils sont présents sont injectés dans le circuit intégré décodeur. Après séparation des voies, sur chacune d'entre elles un étage préamplificateur BF T202-T203 amène le signal à un niveau suffi-

sant pour l'exploiter sur l'amplificateur BF avec un rapport signal/bruit convenable.

En AM, le transistor T105 fonctionne en convertisseur. Il est suivi d'un seul étage FI sur 480 kHz, le transistor T5, puis la détection est réalisée par la diode D7.

Comme le signal BF obtenu est de faible amplitude, une préamplification est nécessaire, elle est réalisée par le transistor T104. Le signal est alors d'un niveau convenable pour être envoyé dans l'amplificateur basse fréquence.

L'amplificateur reçoit les signaux des différentes sources, tuner, tourne-disque, ou magnétophone sur un étage préamplificateur T402 (voix gauche), disposé avant les correcteurs de tonalité.

Le bloc de puissance est monté en circuit quasi complémentaire, avec liaison aux enceintes à travers des condensateurs, ce qui assure une protection simple et peu coûteuse de celles-ci.

La protection des étages finals

est confiée à la traditionnelle thermistance TH402.

L'alimentation des circuits basse fréquence est simplement filtrée, celle des circuits du tuner est dotée d'un filtrage électronique et d'une régulation simple, assurée à l'aide du transistor T501 et diode zener D501.

## MESURES

En FM, la sensibilité mesurée est très bonne pour un matériel que ne recouvre pas le label Hi-Fi.

Le rapport signal + bruit/bruit de 26 dB est obtenu pour 1,8  $\mu$ V antenne en mono, 6  $\mu$ V en stéréo pour 500 mW en sortie.

La séparation des canaux est de 25 dB à 1 kHz.

La puissance maximale délivrée par les amplificateurs est de 2 x 8,8 W eff sur 8  $\Omega$  à 1 kHz, sans déformation visible à l'examen oscilloscopique.

La distorsion harmonique pour 2 x 6 W eff est inférieure à 1 % pour les fréquences comprises en-

tre 50 Hz et 20 kHz sur les deux voies. La bande passante est remarquablement linéaire, nous avons relevé - 3 dB entre 10 Hz et 50 kHz, toujours à 2 x 6 W eff.

Le contrôle de la courbe de réponse à l'aide des correcteurs de tonalité est convenable,  $\pm$  12 dB à 50 Hz,  $\pm$  13 dB à 15 kHz.

## CONCLUSION

Bien que ne rentrant pas dans la catégorie des appareils HIFI définie au festival du son, cette chaîne possède d'indéniables qualités, capables de satisfaire un amateur ne recherchant pas la perfection. La musicalité est excellente, la puissance disponible est suffisante pour les enceintes fournies. La formule du tuner européen, PO-GO FM correspond bien au marché français.

La chaîne Compact Studio permet pour un prix modique de disposer d'une installation complète et convenable en stéréo.

J.B.

# Les alimentations stabilisées

(Suite — Voir N° 1478)

## Alimentations à courant constant

### GENERALITES

DANS certains cas, il peut être nécessaire d'avoir à sa disposition une source de courant (constant). On peut citer l'alimentation des diodes zener. En effet, si ces semi-conducteurs ont une tension qui dépend peu du courant qui les traverse, celle-ci varie tout de même. C'est presque sans influence pour les montages très simples comme ceux décrits dans notre premier article, mais dès que l'on utilise un amplificateur d'erreur de grand gain pour la comparaison de la tension de sortie et de la référence, la moindre variation de la tension zener se retrouve amplifiée en sortie, ce qui peut prendre des proportions telles que l'on ne doit pas négliger le phénomène. De plus, stabiliser le courant zener, revient à stabiliser la dissipation de ces éléments, donc leur équilibre thermique.

### IDEE DE DEPART

L'obtention d'une tension constante est conditionnée par une résistance interne très faible. On peut dire que pour obtenir un courant constant, il suffit de rechercher une résistance interne de la source la plus grande possible. On se rapproche assez de cette situation en alimentant notre zener, ou toute charge, par une résistance de valeur très élevée. Dans ces conditions, pour obtenir un courant suffisant, la loi d'Ohm nous oblige à « partir » d'une tension très élevée; ce qui est souvent incompatible avec la charge et la résistance série. La figure 1 donne le schéma correspondant.

### REALISATION PRATIQUE (figure 2)

Pour obtenir un courant constant réellement utilisable, il suffit de rendre constante la tension aux bornes de la résistance  $R_V$ . La source peut alors avoir une valeur acceptable. Si ENR varie, ES varie dans le même sens, puisque  $V_R$  varie de cette même façon. Mais  $V_Z$  étant constante, le courant émetteur ou collecteur (ce qui revient au même) reste constant.  $R_V$  détermine alors la valeur du courant (de court-circuit) désiré. On détermine facilement celui-ci en appliquant l'approximation suivante :  $I_r V_Z / R_V$ , d'autant plus précise que  $V_Z$  est grande. En effet, on n'a pas tenu compte du  $V_{be}$  du transistor. La figure 3 indique une réalisation pour forts courants. Pour des performances plus poussées, (très peu souvent nécessaires en pratique), on peut utiliser des régulateurs intégrés. En raison de la complexité du montage et les performances réellement nécessaires, on ne retiendra que les régulateurs (intégrés) du type tripolaire (ou RIT) comme l'indique la figure 4.

### PROBLEMES THERMIQUES

#### RESISTANCE THERMIQUE

Le ballast (surtout) ayant à dissiper une puissance importante, verra la température de sa jonction s'élever dangereusement si l'on n'évacue pas rapidement les calories. Ce sera le rôle du radiateur ou refroidisseur. La figure 5 montre l'existence de diverses résistances thermiques entre la jonction et l'air ambiant (ou « ambiante ») qui affaiblissent le « signal thermique » émis par la jonction.  $R_1$  est la résistance thermique (Rth) jonction-boîtier (Rth j-b);  $R_2$  est la résistance thermique (Rth) boîtier-radiateur (Rth b-r);  $R_3$  est la résistance thermique (Rth) radiateur-ambiante (Rth r-a). On voit que ces résistances, étant en série, s'additionnent et contribuent à un mauvais refroidissement de la jonction.

$R_1$  est fixée et définie à la construction du transistor.  $R_2$  peut être réduite si l'on monte directement le transistor sur son radiateur avec un peu de graisse silicone (celle-ci est un bon isolant

électrique et un bon conducteur thermique).

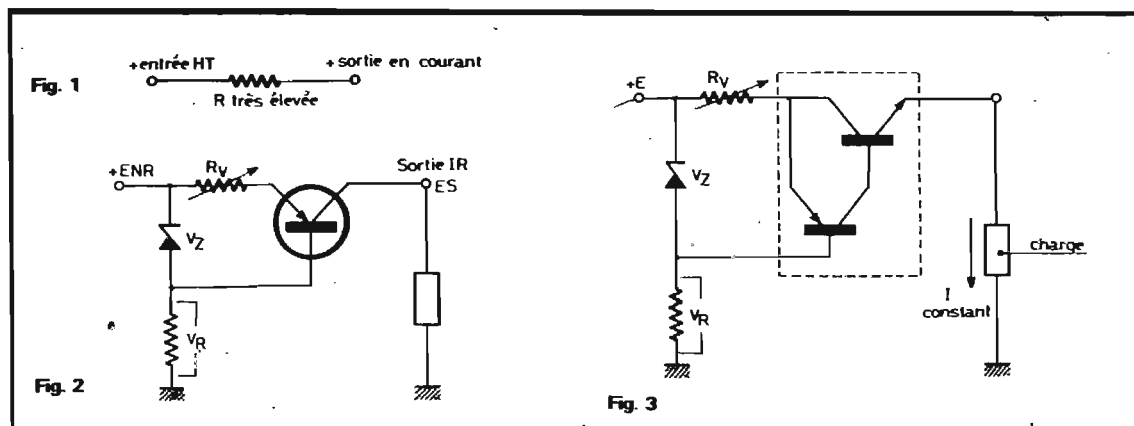
$R_3$  dépend surtout de la technologie du refroidisseur et d'autres facteurs que nous allons voir.

#### ECOULEMENT DE LA CHALEUR

La chaleur peut s'écouler d'un émetteur (thermique) vers un récepteur (thermique) de trois façons qui peuvent se combiner.

**Par conduction :** Le récepteur et l'émetteur sont en contact thermique direct; c'est le cas de la jonction avec le boîtier, du boîtier et du radiateur (et du doigt qui touche le fer à souder). Le mica (ou plastique isolant) que certains utilisent sans répit, ayant une résistance thermique élevée, il est préférable d'isoler le radiateur (ou chaque radiateur) du châssis.

**Par convection :** Le contact thermique s'effectue par l'intermédiaire d'une faible quantité d'air en mouvement. On voit sur la figure 6 que si les ailettes du radiateur (par exemple) sont insuffisamment rapprochées et de grande surface, l'air qui s'y trouve s'échauffe facilement et tend à s'élever le long des ailettes; il se



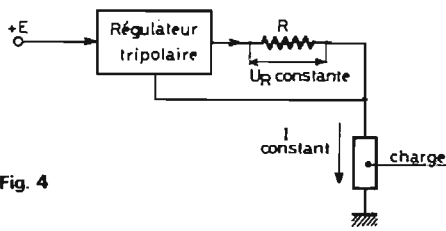


Fig. 4

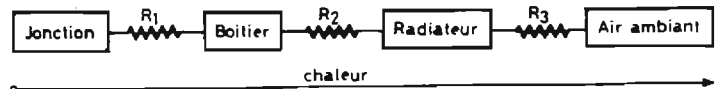


Fig. 5

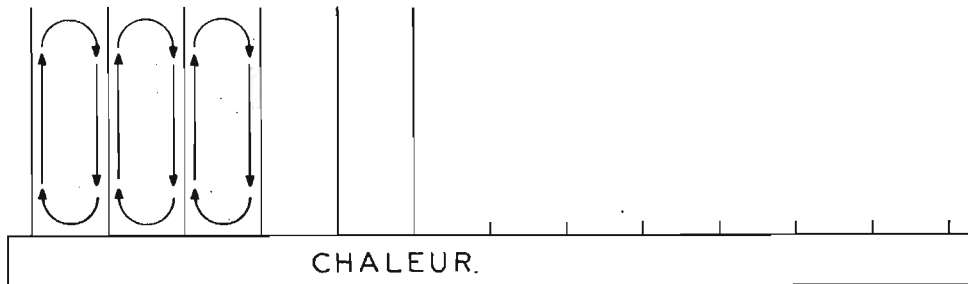


Fig. 6

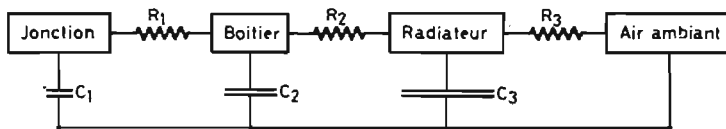


Fig. 7

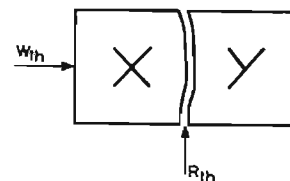


Fig. 8

crée donc une « aération » de l'ensemble. C'est ce principe qui est utilisé dans la plupart des bons radiateurs pour semi-conducteurs (et pour certains modèles d'appareil). Nous avons parlé de convection naturelle (c'est-à-dire de transport de chaleur d'un corps à un autre par un fluide, l'air). Il est intéressant pour profiter pleinement des possibilités en puissance des semi-conducteurs, d'utiliser une convection dite « forcée » à l'aide d'un ventilateur. On aura soin de prévoir un système qui protégera les semi-conducteurs lors d'une panne éventuelle du ventilateur. Etant donné le prix de cet article, son utilisation ne sera envisagée que dans des cas bien particuliers (transistor de puissance haute fréquence, par exemple).

Pour ménager cet appareil, on pourra, à l'aide d'une thermistance (ou d'un système analogue), le mettre en marche lorsque le radiateur atteindra une certaine température.

#### PAR RAYONNEMENT

Comme le soleil, le transistor qui chauffe émet un rayonnement et l'on sait qu'un corps noir-

mât absorbe tous les rayonnements qu'il reçoit (il a donc une faible résistance aux rayonnements thermiques), et qu'un corps blanc brillant réfléchit une grande partie de ceux-ci. Donc, pour refroidir correctement les jonctions (ce qui revient à diminuer les résistances thermiques), on aura avantage à monter le transistor directement sur un radiateur noir-mât d'un matériau très bon conducteur de la chaleur (aluminium, cuivre) et d'une structure à ailettes. Cette géométrie a un deuxième avantage, c'est de réduire l'encombrement, car pour avoir un bon contact entre le radiateur et l'atmosphère ambiante, il faut une surface importante.

#### CAPACITE THERMIQUE

Il faut parler d'un autre ennui : la capacité thermique. On s'aperçoit qu'un récepteur (thermique) soumis à une énergie (thermique), n'atteint pas instantanément sa température de régime (inertie thermique). De la même façon, un récepteur (thermique) auquel on cesse de fournir des calories ne redescend pas instantanément à la température ambiante (rémance thermique).

L'inertie et la rémanence thermiques sont les conséquences de la capacité thermique. Pareil à un condensateur, celle-ci se charge et se décharge à travers la résistance thermique. L'ensemble forme une constante de temps (RXC) thermique, difficile à évaluer. La figure 7 donne une idée des diverses capacités et résistances thermiques.

#### EVALUATION DES RESISTANCES THERMIQUES

Le fabricant de semi-conducteurs donnant des précisions quant à la résistance thermique ( $R_1$ ), il convient d'avoir des idées sur celle-ci. Etant donné le rapport d'une élévation de température et d'une puissance dissipée, elle se chiffre naturellement en degrés par watt ( $^{\circ}\text{C}/\text{W}$ ) qu'on pourrait appeler ohms thermiques (loi d'ohm thermique : résistance thermique = tension thermique ( $^{\circ}\text{C}$ )/courant thermique ( $\text{W}$ )).

Exemple : un corps x est relié à un corps y par une  $R_{th}$  de  $3^{\circ}\text{C}/\text{W}$ . Si l'on fournit (figure 8) au corps x une puissance de  $10 \text{ W}$ , la température de y sera inférieure

à celle de x de  $3 \times 10 = 30^{\circ}\text{C}$ . La résistance thermique a donc une chute de « tension thermique » de  $30^{\circ}\text{C}$ . A titre indicatif nous donnons la résistance thermique propre des micas que l'on intercale souvent entre le transistor de puissance et le refroidisseur, afin de les isoler. Elle est d'environ  $1,5^{\circ}\text{C}/\text{W}$  et s'abaisse à la moitié dès que l'on enduit les deux faces de graisse siliconée.

#### PUISSANCE DISSIPABLE

La puissance maximale qu'un transistor peut dissiper dépend essentiellement de la température maximale que sa jonction peut supporter et de la résistance thermique jonction-boîtier. Considérons un transistor qui supporte au maximum  $150 \text{ W}$  à  $25^{\circ}\text{C}$  boîtier. Sa température de jonction ne devant pas dépasser  $100^{\circ}\text{C}$ . On peut connaître la résistance thermique jonction-boîtier. En effet, ce transistor supporte  $150 \text{ W}$  maximum, à  $25^{\circ}\text{C}$  boîtier ou  $100^{\circ}\text{C}$  jonction. La chute de « tension thermique » est donc de  $100^{\circ}\text{C} - 25^{\circ}\text{C} = 75^{\circ}\text{C}$ . La résistance thermique est de  $\frac{75^{\circ}\text{C}}{150 \text{ W}} = 0,5^{\circ}\text{C}/\text{W}$

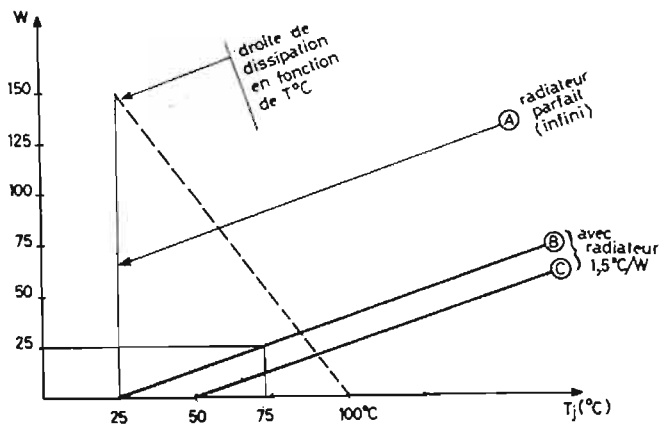


Fig. 9

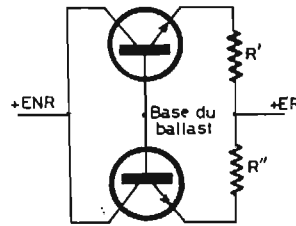


Fig. 10

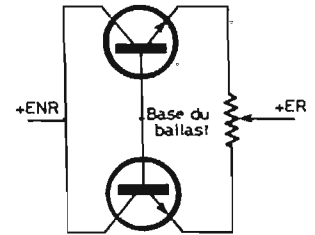


Fig. 11

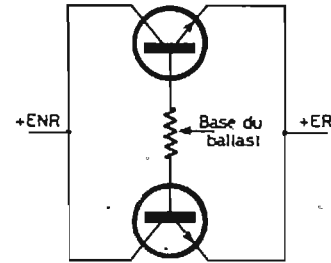


Fig. 12

D'autre part, la figure 9 indique qu'il supporte 150 W si le système de refroidissement est suffisamment parfait (radiateur infini), pour amener sa température de boîtier à 25 °C (A). En réalité, les refroidisseurs utilisés sont loin d'avoir une résistance thermique nulle. La droite (B) correspond à un radiateur de bonnes performances, dont la résistance thermique (soit l'inclinaison de la droite) est de 1,5 °C/W (en effet, celle-ci s'incline de 75 - 25 = 50 °C pour 25 W). On voit que la plupart du temps, sans recourir à des ventilations forcées ou autres procédés performants, on ne pourra dissiper avec le transistor pris en exemple, qu'un peu plus de 25 W. Nous sommes loin des 150 W annoncés par le fabricant. De plus, on a considéré que notre radiateur pouvait maintenir le boîtier du transistor à 25 °C (maxi). En réalité, ce serait considérer que la température ambiante est toujours inférieure à cette température. On aura conscience de la considérer à 50 °C. D'abord à cause des éléments proches (transformateur, redresseur, etc.) qui produisent de la chaleur, ensuite parce qu'on ne peut concevoir un montage qui ne pourrait fonctionner qu'à une saison.

Si nous traçons la droite du refroidisseur précédent, mais en partant de 50 °C (C), on voit qu'en fait, avec un bon refroidisseur, ce transistor de 150 W ne peut dissiper qu'une puissance assez inférieure à 25 W. La plupart du temps les fabricants de refroidisseurs, donnent la résistance thermique de leurs produits, ce qui évite un calcul des dimensions d'un radiateur artisanal. Elle n'est

valable que si ceux-ci sont aménagés de façon à avoir les ailettes verticales et si rien n'empêche l'aération naturelle. L'efficacité d'un refroidisseur est en partie due à sa surface de contact avec la température ambiante, ceux du commerce ont un profil souvent complexe qui permet de bonnes performances. Lorsqu'on réalise soi-même un refroidisseur, il convient d'utiliser une ou plusieurs plaques d'un matériau très bon conducteur de la chaleur et assez épais (surtout au centre) afin que la chaleur circule librement. On peut connaître approximativement sa surface par la formule suivante: Surface en cm<sup>2</sup> ≈ 1000/1,5 R<sub>th</sub>.

Pour des raisons de sécurité, il vaut mieux être généreux avec le résultat obtenu, car les calculs précédents n'ont pu nous conduire qu'à une R<sub>th</sub> approximative pour le refroidisseur. De plus, on peut parfois attendre un quart d'heure pour que l'ensemble arrive à un équilibre thermique (capacité thermique non négligeable du radiateur).

Il faudra toujours tenir compte des capacités thermiques lorsqu'on fera dissiper des puissances importantes en un temps très faible. En effet, la jonction a une capacité (thermique) très faible et atteint très vite une température importante, alors que les autres capacités plus élevées mettent un temps plus important à se « charger ». En régime d'impulsions non répétitives ou séparées par un temps important, on devra pratiquement considérer que le radiateur est parfait. D'autre part, la capacité (thermique) de la jonction, même faible, permet, dans

ces conditions, des surcharges plusieurs fois supérieures à la dissipation maximale en régime de travail ininterrompu.

### MISE EN PARALLELE DE TRANSISTORS DE PUISSANCE

Lorsqu'il y a un problème de dissipation pour le ballast et qu'il n'existe pas de modèle supérieur, il est alors préférable d'en monter deux ou plus en parallèle. Cela permettra de multiplier par « n » transistors identiques, la dissipation primitive. Mais on ne peut le faire sans prendre certaines précautions. En effet, il existe entre deux transistors de même modèle, des différences inévitables de caractéristiques (surtout pour le silicium), ce qui pourrait entraîner une dissipation nettement différente dans chaque élément. On pourrait songer à trier les ballasts sur un grand nombre, mais ce système est très coûteux, ne permet pas la maintenance et de plus, d'après ce que l'on sait sur la stabilité à long terme des semi-conducteurs, il est très probable que les transistors appairés au départ, ne le soient plus après un certain temps d'utilisation. En fait, la meilleure solution consiste à équilibrer les courants. On peut penser à plusieurs solutions. Comme pour la mise en parallèle de diodes, on mettra une résistance, d'une fraction d'ohm en série dans l'émetteur de chaque transistor (figure 10).

Ce système peut augmenter la résistance interne de l'alimentation (on considère alors R' et R''

en parallèle), mais a l'avantage d'être très simple et de permettre la fixation de plusieurs ballasts, directement sur le même radiateur (le collecteur étant relié au boîtier), ce qui permet un bon équilibre thermique de l'ensemble.

Théoriquement, A' et R'' ne devraient pas être de même valeur, puisque la chute de tension à leurs bornes doit compenser les différences de caractéristiques (B et V<sub>be</sub>). La détermination exacte de ces résistances demanderait la connaissance des caractéristiques propres à chaque transistor (elles diffèrent notablement de celle du catalogue). De plus, en cas de maintenance, cette détermination serait à recommencer. Il est donc plus sage de prendre R' et R'' identiques et la compensation sera valable pour tous les transistors en place. On pourrait penser, dans le cas de deux transistors seulement, à utiliser un potentiomètre comme l'indique la figure 11. Celui-ci devrait avoir une valeur si faible et une puissance si élevée, que l'on ne le trouverait pas dans le commerce. Une autre idée est celle de la figure 12. Cet assemblage n'est pas à conseiller car il compense mal les différences entre les deux transistors. De plus, à cause du gain des transistors, le potentiomètre devrait avoir une valeur assez importante, ce qui peut entraîner une chute de tension inutile à ses bornes. En fait, en équilibrant le courant émetteur on équilibre du même coup, les courants base et collecteurs (I<sub>e</sub> = I<sub>c</sub> = I<sub>b</sub> en valeurs absolues).

G. MOURIER

(à suivre)



# mise au point sur les — TRANSISTORS

## LES COURBES DES TRANSISTORS

### INTRODUCTION : RECOMMANDATION

**A**VANT de se procurer un transistor dans le commerce, il faut en avoir étudié les caractéristiques. Les constructeurs, qui sont gens sérieux, ne produisent pas de pièces sans spécifications. Il est nécessaire, donc, de posséder le catalogue du fabricant, ou, au moins, quelques-uns de ses feuillets qui définissent les paramètres d'utilisation du composant considéré.

Si, pour des raisons diverses, les informations en question se révèlent introuvables (il est recommandé de consulter les distributeurs officiels de la marque), et si l'échange du transistor n'est pas possible, il conviendra de le « tester » avec un maximum de soin, de l'encadrer dans ses « tolérances » et de ne le monter définitivement qu'après l'avoir complètement « épluché ».

Dans la majorité des cas, les « courbes » d'utilisation sont fournies et il nous appartient de bien apprendre à les exploiter pour les rendre « parlantes ».

### 1. DONNÉES INDISPENSABLES

Les propriétés des transistors, étudiées précédemment, nous ont appris à distinguer trois courants (fig. 1) :

Le courant d'émetteur  $I_E$  en [mA]  
Le courant de base  $I_B$  en [mA]  
Le courant de collecteur  $I_C$  en [mA]

Nous avons aussi défini trois tensions :

La **tension entre base** (électrode d'entrée) et **émetteur**,  $V_{BE}$ , la **tension entre collecteur** (électrode de sortie) et **base**,  $V_{CB}$ , et la **tension entre collecteur et émetteur**,  $V_{CE}$  (fig. 1).

Nous sommes capables également de déterminer les gains en tension, en courant et en puissance, respectivement  $G_v$ ,  $\alpha$ ,  $G_p$ .

Les tensions sont « continues » et l'on emploie, de préférence, des **capitales** pour les noter. On rencontrera aussi :

$V_{EB}$  = tension (continue) entre émetteur et base ;

$V_{EBO}$  = tension entre émetteur et base, le collecteur étant en circuit ouvert ;

$V_{CBO}$  = tension entre collecteur et base, l'émetteur étant en circuit ouvert ;

$V_{CEO}$  = tension entre collecteur et émetteur, la base étant en circuit ouvert.

Toutes leurs valeurs sont exprimées en volts [V] (ou beaucoup plus rarement en sous-multiples, par exemple en [mV]).

### 2. BRANCHEMENTS DES TRANSISTORS

L'électronicien a l'habitude de « prendre ses mesures » par rapport à un **potentiel de référence**, soit de 0[V], soit connu, de G[V].

Dans ce cas, il emploiera les décibels, valant 20 fois le logarithme décimal (log) du rapport entre la tension mesurée  $V_m$  et la tension de comparaison  $V_o$ , de G[V]. Nous y reviendrons plus tard. En revanche, pour le cas présent, nous ne considérerons que la masse, ou... la terre (plus... accessible aux électriciens).

Dans cette hypothèse, le transistor étant un **composant tripolaire** (« à trois pattes » expliquent les techniciens), trois **configurations** sont possibles :

- Basse à la masse (fig. 2 a)
- Émetteur à la masse (fig. 2 b)
- Collecteur à la masse (fig. 2 c)

De plus, il conviendra, dans les applications, de placer des résistances de protection et d'utilisation dans les circuits d'où les suggestions de la figure 2 (a, b, c) où apparaît, en dehors d'un « strap » de court-circuit (S.C.C.) une résistance de charge  $R_{CH}$  sur laquelle, on recueille les **signaux de sortie**, quel que soit son emplacement. Il faut aussi observer que dans le montage de la figure 2 (c), les circuits d'entrée et de sortie sont intervertis par rapport à ceux notés sur les figures 2 (a) et (b).

Le tableau I rassemble les connaissances indispensables pour l'emploi des transistors. En outre, il est intéressant, ne serait-ce que pour le plaisir de raisonner sur leur fonctionnement, d'établir les « **circuits équivalents** » de chacun de ces types de branchement.

La figure 3 illustre ce propos. Il y apparaît cinq résistances, dont quatre  $r_E$ ,  $r_B$ ,  $r_C$ ,  $R_{CH}$  nous ont été présentées par la figure 2 et le tableau I. La **dernière**,  $r_M$ , nous est **inconnue**. Il est donc nécessaire de la définir, d'autant qu'elle sert à préciser un nouveau paramètre « a », quotient de  $r_M$  par  $r_C$ , dont

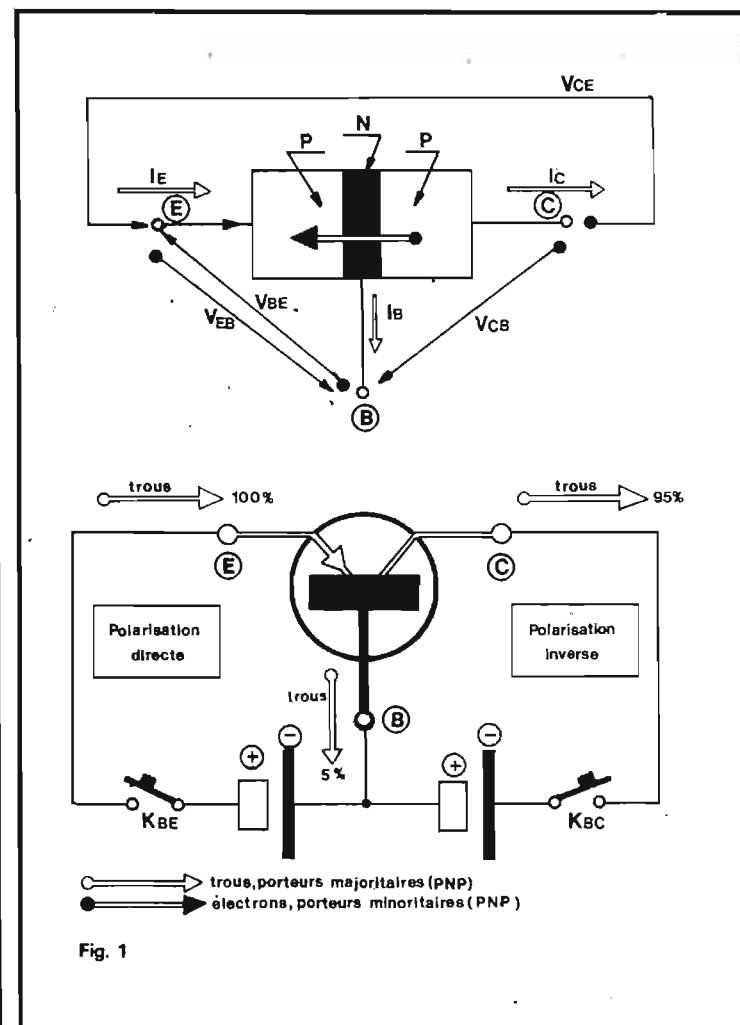
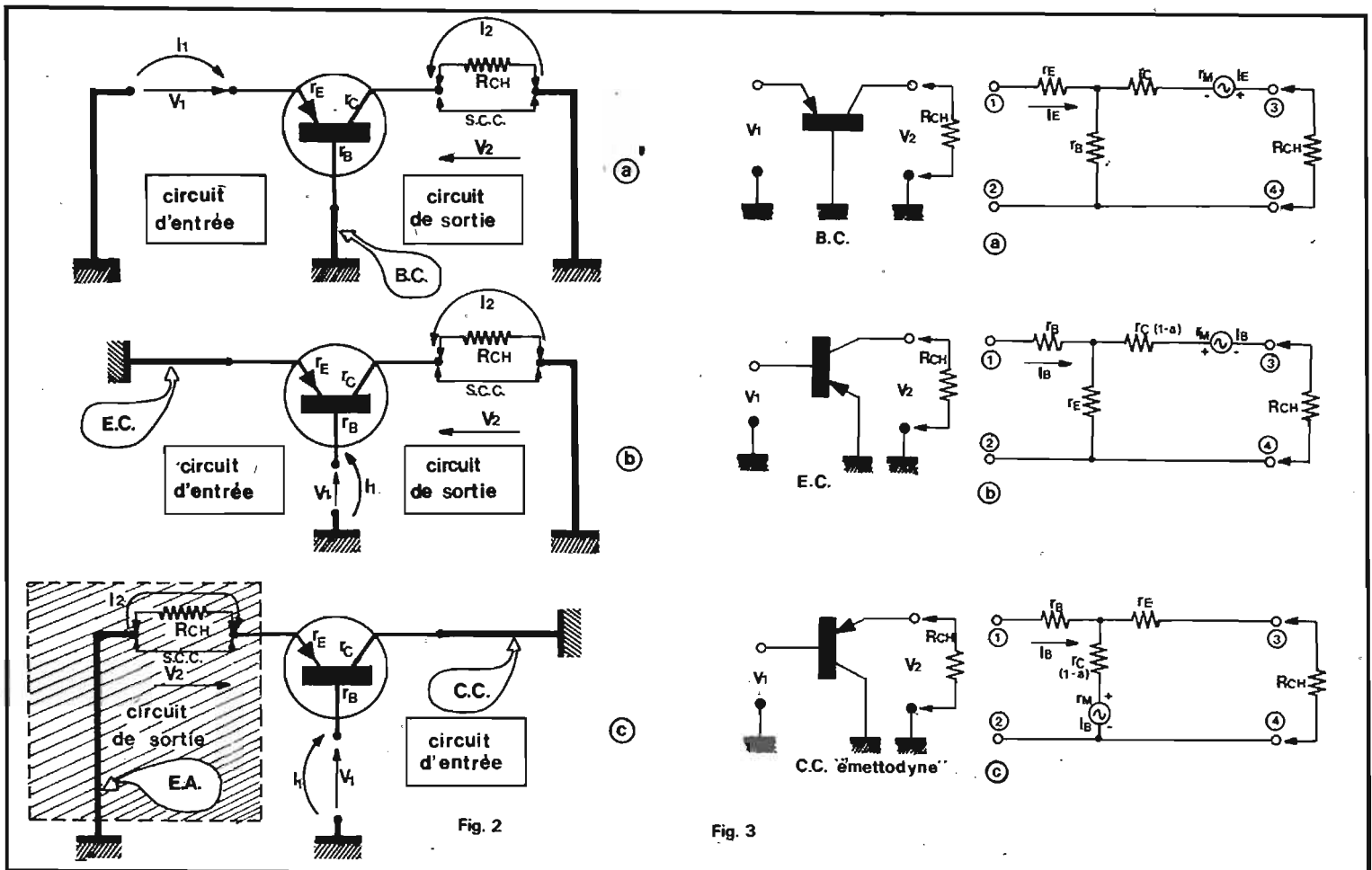


Fig. 1



la grandeur est égale à  $\alpha_o$ , le gain en courant en base commune :

$$a = \frac{r_M}{r_r}$$

$$\approx \alpha_o = \frac{I_C}{I_E}$$

Qu'est-ce donc que cette résis-

tance  $r_M$ ? Nous allons la ramener à une différence entre deux valeurs résistives symbolisées par  $r_{21}$  et  $r_{12}$  qui traduisent respectivement :

1) La résistance de transfert directe de la sortie vers l'entrée, la sortie étant en circuit ouvert (aucun courant n'y circule, donc  $I_2$ , dans les trois montages figu-

res 2 a, b, c, est nul) et l'on a :

$$r_{21} = \frac{V_2}{I_1}$$

pour  $I_2 = 0$

2) La résistance de transfert inverse (ou de réaction) de l'entrée sur la sortie, l'entrée étant en circuit ouvert (par conséquent  $I_1$  vaut 0) :

$$r_{12} = \frac{V_1}{I_2}$$

pour  $I_1 = 0$

Il s'ensuit que :

$$r_M = r_{21} - r_{12}$$

$$= \frac{V_2}{I_1} - \frac{V_1}{I_2}$$

$\downarrow I_2 = 0$                        $\downarrow I_1 = 0$

Ce qui est très facile à mesurer comme nous le montrerons bientôt lorsque nous traiterons de la mise en évidence pratique des paramètres des transistors.

En toute rigueur, nous devons raisonner sur des impédances. Nous le ferons ultérieurement, car nous partons du principe qu'il y a un temps pour chaque chose et... tant pis pour les puristes !

Nous pourrions également introduire deux autres résistances à savoir :

$$r_{11} = \frac{V_1}{I_1}$$

pour  $I_2 = 0$

résistance d'entrée pour la sortie en circuit ouvert, et :

$$r_{22} = \frac{V_2}{I_2}$$

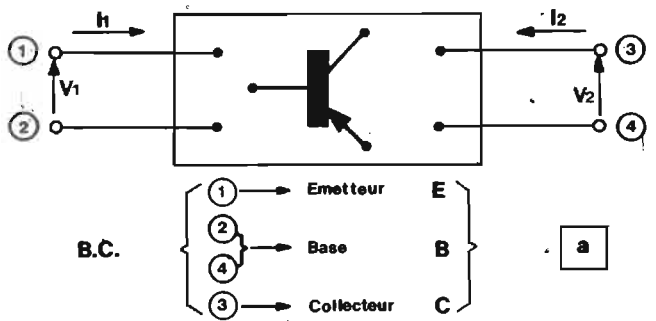
pour  $I_1 = 0$

TABLEAU I : COMPARAISON DES TROIS MONTAGES

CARACTÉRISTIQUES	Base commune	Émetteur commun	Collecteur commun
Résistance d'entrée $r_E$	faible 60 à 120 $\Omega$	moyenne $\approx^* 1000 \Omega$	forte $\approx^* 200\,000 \Omega$
Résistance de sortie $r_C$	élevée $\approx^* 1 \text{ M}\Omega$	moyenne $\approx^* 30\,000 \Omega$	faible $\approx^* 200 \Omega$
Amplification en courant $\alpha_o = I_C/I_E$	$\alpha_o < 1$	$\beta_o = \alpha_o/(1 - \alpha_o)$	$\gamma = 1/(1 - \alpha_o)$
Gain en puissance $G_P$	moyen $\approx^* 20 \text{ dB}$	maximal $\approx^* 25 \text{ à } 70 \text{ dB}$	faible $\approx^* 10 \text{ dB}$

N.B. Ce tableau indique des valeurs moyennes pour les trois types de montages B.C., E-C-, C.C. Les symboles  $r_E$ ,  $r_B$ ,  $r_C$  sur les transistors PNP des figures 2 (a), 2 (b), 2 (c) représentent les grandeurs des résistances d'émetteur (E), de base (B), de collecteur (E) en continu.

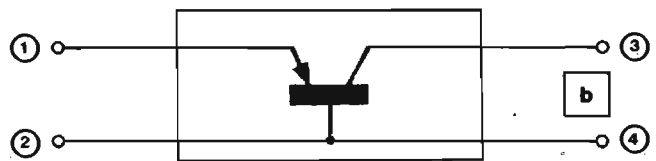
\* Le signe  $\approx$  se lit : « approximativement », « environ ».



B.C.

1 → Emetteur E  
2 → Base B  
3 → Collecteur C

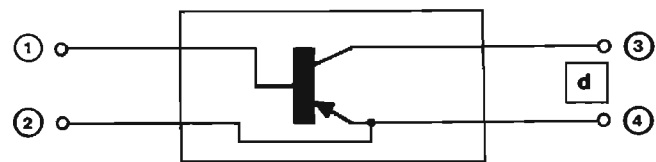
a



B.C.

1 → Base B  
2 → Emetteur E  
3 → Collecteur C

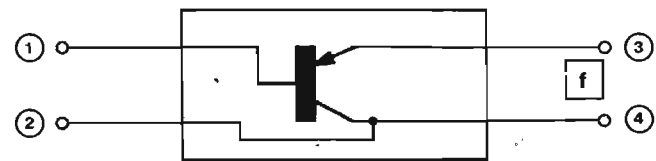
c



E.C.

1 → Base B  
2 → Collecteur C  
3 → Emetteur E

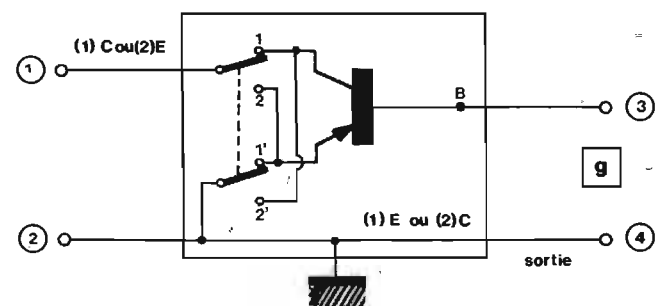
e



C.C.

1 → Base B  
2 → Collecteur C  
3 → Emetteur E

f



sortie

g

Fig. 4 - (1) (1'): Collecteur, électrode de commande base, électrode de sortie émetteur, à la masse.

(2) (2'): Emetteur, électrode de commande base, électrode de sortie collecteur à la masse.

Cette configuration « base-électrode de sortie » n'est jamais employée.

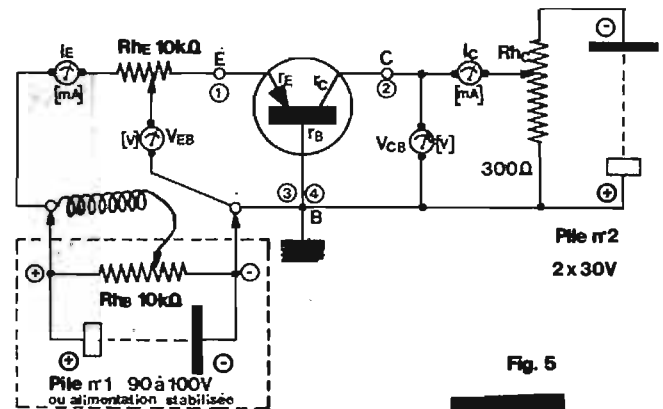


Fig. 5

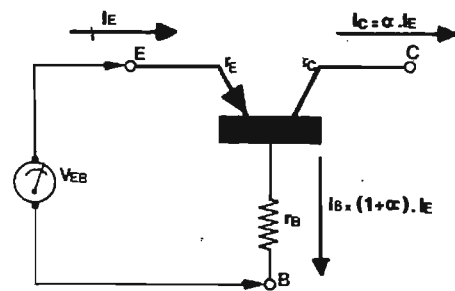


Fig. 6

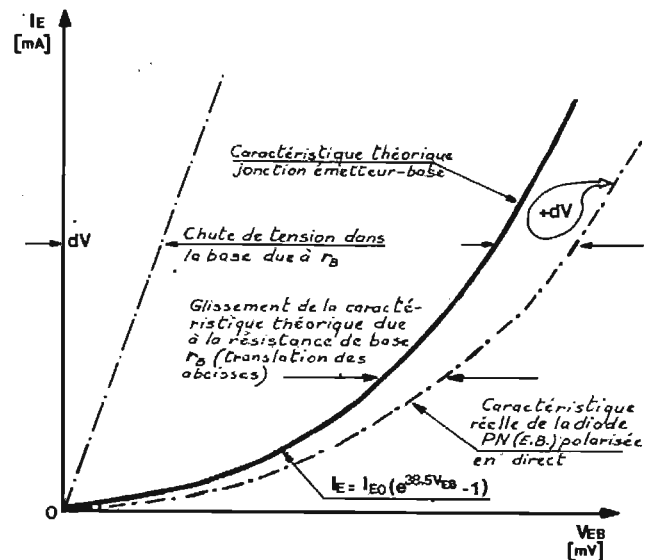


Fig. 7 - La caractéristique théorique de la jonction est celle d'une diode PN idéale. Elle lie le courant émetteur  $I_E$  à la tension émetteur-base  $V_{EB}$  par une forme exponentielle de  $e$ , base des logarithmes népériens (symbole  $\ln$ ) et un facteur d'exponentiation 38,5 qui représente le rapport de la charge élémentaire d'électricité  $q$  divisé par le produit  $k.T$ , où  $k$  est la constante de Boltzmann et  $T$ , la température exprimée en degrés absolus Kelvin [°K]. La caractéristique réelle tient compte de la présence parasite de  $r_B$  et rabat la « courbe » vers la droite par translation (addition des abscisses) des  $dV$  successifs.

résistance de sortie pour l'entrée en circuit ouvert.

Nous aurions défini ainsi quatre résistances (en continu) liant quatre données fondamentales  $V_1, V_2, I_1, I_2$ . Notre transistor tri-polaire est mort. Nous lui appliquerons désormais les spécifications des quadripôles (fig. 4) ainsi d'ailleurs que le justifie la « théorie des circuits ».

Il est bien entendu que ces quatre grandeurs sont indépendantes et que l'indice 1 se réfère à l'entrée tandis que l'indice 2 se rapporte à la sortie. Les conventions de sens des tensions et des courants continus sont imposées par la figure 4. La planche I montre comment réaliser rapidement un montage d'essais des transistors pour les trois configurations en question.

Continuons d'examiner les données que l'on peut « tirer » d'un transistor, à la seule condition de posséder un voltmètre et un milliampèremètre continus.

La résistance statique d'entrée (pour un montage émetteur commun, figure 5) est égale au rapport de la tension d'entrée  $V_{EB}$  et de l'intensité du courant d'entrée  $I_E$  :

$$r_E = \frac{V_{EB}}{I_E}$$

Donnons deux exemples, si

$V_{EB} = 2,2 \text{ V}$  et  $I_E = 1 \text{ mA}$  alors  $r_E = 2.200 \Omega$ ; si  $V_{EB} = 3,1 \text{ V}$  pour une même valeur de courant,  $r_E$  reste du même ordre de grandeur, à savoir  $3.100 \Omega$ .

Les constructeurs indiquent dans leurs feuillets de caractéristiques soit  $r_E$ , soit, plus souvent,  $h_{11E}$ . Il s'agit d'un symbole (et il ne faut pas « s'affoler » lorsqu'on le rencontre) qui veut dire « paramètre hybride » (H minuscule). D'autres symboles  $h_{12}, h_{21}, h_{22}$  sont utilisés qui rendent compte du comportement du transistor en usant, à la fois, des tensions de sortie et d'entrée, et des courants d'entrée et de sortie, d'où ce nom « hybride » dans le sens de... mélange...

De manière similaire, le lecteur calculera la résistance statique de sortie du transistor égale à :

$$r_S = \frac{V_{CE}}{I_C} = \frac{12[V]}{11 \text{ [mA]}} = 1100 \Omega = \rho$$

Souvent, cette résistance est représentée par  $\rho$  (rhô, lettre grecque). Si l'entrée n'est pas connectée (circuit ouvert), son inverse  $1/r_S$  s'écrit  $h_{22E}$ , ou  $h_{22B}$ , ou  $h_{22C}$ , suivant la « patte » connectée à la masse. Il s'agit donc d'une conductance, en courant continu. Nous aurons l'occasion plus tard de revenir sur ces questions.

### 3. MONTAGE DE MESURE POUR ÉTUDIER LES CARACTÉRISTIQUES STATIQUES D'UN TRANSISTOR

Études par le circuit base commune (fig. 4 b). Le montage de la figure 5 réunit :

— Côté émetteur : une source de tension réglable constituée par une pile n° 1 et un rhéostat (potentiomètre diviseur de tension)  $R_{hB}$ , avantageusement remplacés par une alimentation stabilisée ; une résistance variable  $R_{hE}$  qui sert à contrôler l'intensité émetteur-base  $I_E$  ; un milliampèremètre qui procure la valeur de  $I_E$ , en [mA] ; un voltmètre qui mesure pour chaque pointé de  $I_E$ , la tension émetteur-base  $V_{EB}$  correspondante (il s'agit là d'un millivoltmètre).

— Côté collecteur : une source de tension ajustable formée par la pile n° 2 et le rhéostat  $R_{hC}$  ; un milliampèremètre qui indique  $I_C$  et un voltmètre sur lequel on lit les grandeurs  $V_{CB}$  correspondant aux variations de  $I_C$ .

Dans ces conditions, on fait passer  $I_E$  de 0 à 10 mA (la loi d'Ohm montrant que  $I_{E_{max}} = 100 [V] / 10 [k\Omega]$ ) tandis que  $V_{CB}$  évoluera de 0 à 30 V. La sortie est

chargée par une résistance faible (ici  $300 \Omega$ ).

La caractéristique réelle d'une jonction tient compte :

- de la résistance propre du matériau (liée à sa résistivité intrinsèque  $\rho_i$ ) ;
- des résistances parasites (électrodes, connexions internes, soudures, fuites de surface sur le matériau de base, etc.).

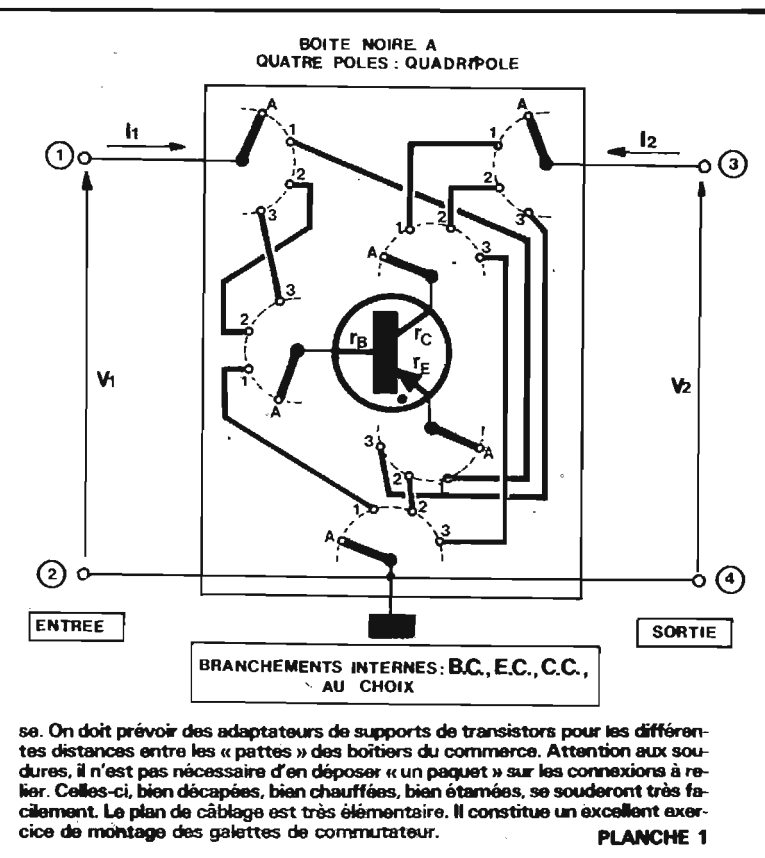
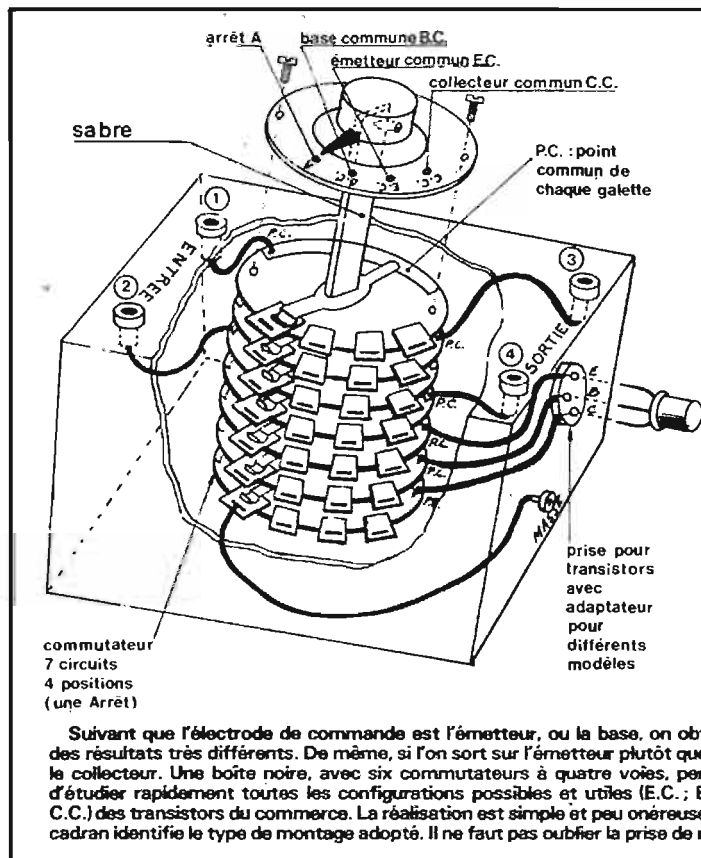
En général, la résistance globale qui rassemble ces données se représente par  $r_B$ , en série sur l'électrode de base B (fig. 6). Elle varie autour de  $1000 \Omega$  dans la configuration (B.C.) choisie.

Avec le montage de la figure 5, effectuons un certain nombre de mesures :

- $I_E = 1 \text{ mA} ; 2 \text{ mA} ; 4 \text{ mA} ; 8 \text{ mA}.$
- $V_{EB} = 0,15 \text{ V} ; 0,168 \text{ V} ; 0,186 \text{ V} ; 0,204 \text{ V}.$

Ce qui permet d'amorcer le tracé de la courbe  $I_E = f(V_{EB})$ . Il s'agit d'une exponentielle (caractéristique de la diode émetteur-base) décalée par la chute de tension dans  $r_B$ . Avec  $\alpha_0 = 98 \%$ , les résultats sont :

- $I_E = 1 \text{ mA} ; 2 \text{ mA} ; 4 \text{ mA} ; 8 \text{ mA}.$
- $I_B = (1 - \alpha) I_E = 2 \% I_E = 0,02 \text{ mA} ; 0,04 \text{ mA} ; 0,08 \text{ mA} ; 0,16 \text{ mA}.$
- d'où :
- $dV_{rB} = 1000 \Omega \times I_B = 0,02 \text{ V} ; 0,04 \text{ V} ; 0,08 \text{ V} ; 0,16 \text{ V}.$



Cette chute de tension est représentée par une droite sur la figure 7.

La grandeur de  $e$ , à la puissance  $B \cdot V_{EB}$ , avec  $B$ , exposant dépendant de la température se détermine ainsi. On prend :

$$q = 1,602 \times 10^{-19} \text{ [Cb]}$$

$$k = 1,380 \times 10^{-23} \text{ [J/}^\circ\text{K]}$$

$$T = \theta \text{ [}^\circ\text{C]} + 273 \text{ [}^\circ\text{K]}$$

$$= 300 \text{ [}^\circ\text{K]}$$

pour  $\theta \text{ [}^\circ\text{C]} = 27 \text{ [}^\circ\text{C]}$ , étant la température ambiante

On pose :

$$B = \frac{q}{k \cdot T} = 38,5$$

et :

$$e^{B \cdot V_{EB}} = 2,71828^{38,5 V_{EB}}$$

est une grandeur très supérieure à l'unité, en général. On en déduit :

$$I_E = I_{E0} \cdot e^{B \cdot V_{EB}}$$

$$= I_{E0} \times 2,71828^{38,5 V_{EB}}$$

d'où le tracé mathématique de la courbe de la figure F.

Quant à la **jonction collecteur-base**, elle est **polarisée en inverse**. Son courant de saturation  $I_{C0}$  n'aura donc qu'une très faible intensité (revoir la courbe de la diode première partie de cette série d'articles). En revanche, à cause de l'effet « transistor » elle se trouve parcourue par la fraction  $\alpha_0 I_E$  du courant émetteur, soit au total :

$$I_C = I_{C0} + \alpha_0 I_E$$

Seul le courant  $I_E$  augmente avec  $V_{EB}$ . Cependant ni  $I_{C0}$ , courant de saturation imputable à la polarisation inverse, ni  $I_E$ , courant d'émetteur, dépendent de la tension collecteur-base  $V_{CB}$ . On dit qu'ils sont **invariants**, c'est-à-

dire **non-variables**, par rapport à  $V_{CB}$ . La somme de  $I_{C0}$  et de  $\alpha_0 I_E$  reste constante quelle que soit  $V_{CB}$ . Il s'agit donc d'une « droite » qui se représente graphiquement par une droite parallèle à l'axe des abscisses (fig. 8 a). Suivant les différentes valeurs prises par  $I_E$  (fonction alors de  $V_{EB}$ ) nous obtiendrons une « famille » (un faisceau) de droites parallèles à l'axe des abscisses.

En réalité, plus la tension  $V_{CB}$  s'accroît, plus la fraction  $\alpha_0 I_E$  est « aspirée » par l'augmentation du champ électrique  $E$  (qui règne dans la jonction NP du collecteur, polarisée en inverse). La diffusion des particules (trous dans les PNP) s'intensifie. Il en résulte que le coefficient  $\alpha_0$  grandit proportionnellement avec  $V_{CB}$ . Le réseau de droites de la figure 8 a se décale de bas en haut en fonction du courant  $V_{CB}/r_C$  qui traverse la résistance dynamique du collecteur  $r_C$  (fig. 8 b). Il en découle que :

$$I_{C\text{réel}} = I_{C0} + \alpha_0 I_E + \frac{V_{CB}}{r_C}$$

En fait, lorsque la tension de polarisation inverse de la jonction base-collecteur devient très faible (inférieure au volt, environ), les **champs électriques internes de polarisation et d'ionisation des impuretés** (voir APP.I de la première partie) n'ont plus assez d'énergie pour canaliser les trous provenant de l'émetteur. Il en découle une atténuation du processus de diffusion des porteurs à travers la seconde jonction et, conséquemment, seule une petite

portion  $\alpha'_0$  (en général  $< \alpha_0$ ) se trouve captée par le collecteur. Cette valeur minimale, dite **seuil de polarisation**, au-dessous de laquelle la jonction collecteur-base se sature et au-dessus de laquelle  $I_C$  prend sa valeur réelle normale (fig. 9) est d'autant plus importante que la grandeur de  $I_E$  est elle-même plus élevée. Les différents

seuils pour chaque droite parallèle du réseau de la figure 8 (b) se répartissent sur une droite inclinée qui permet de définir une résistance de saturation  $r_S$  au point  $M_S$  (fig. 9) de l'ordre de l'ohm.

Les **raccordements** des différentes lignes sont toujours **courbes** car la nature a horreur des

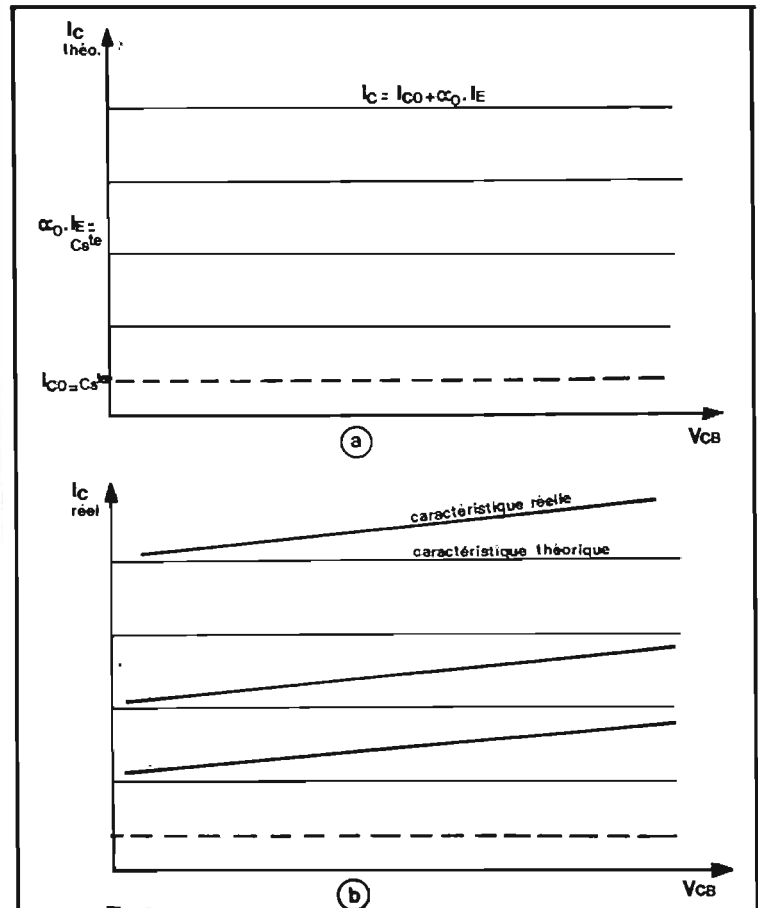


Fig. 8

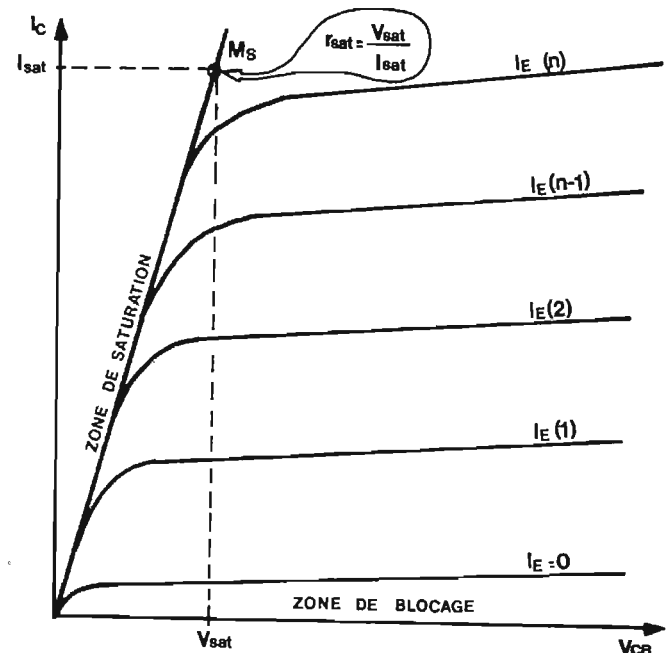
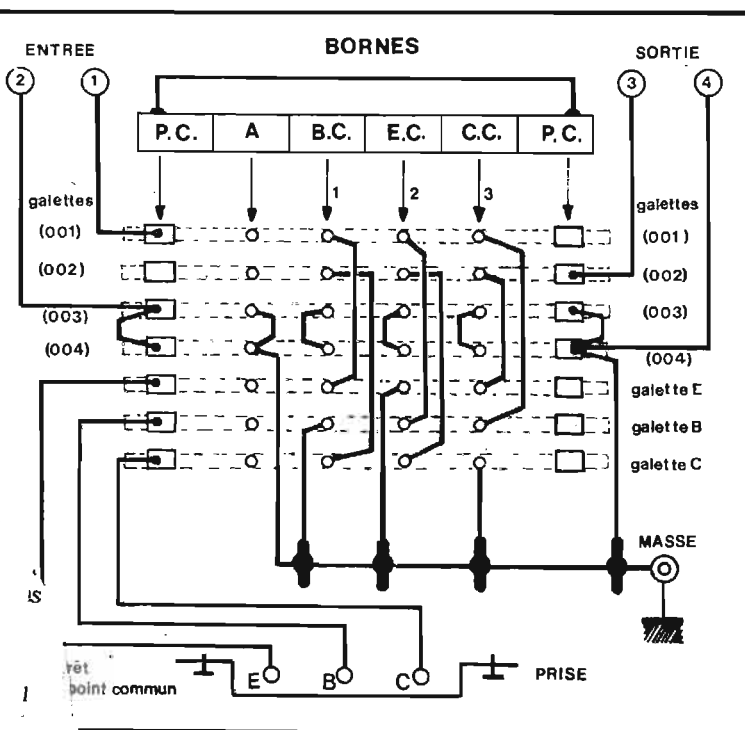


Fig. 9



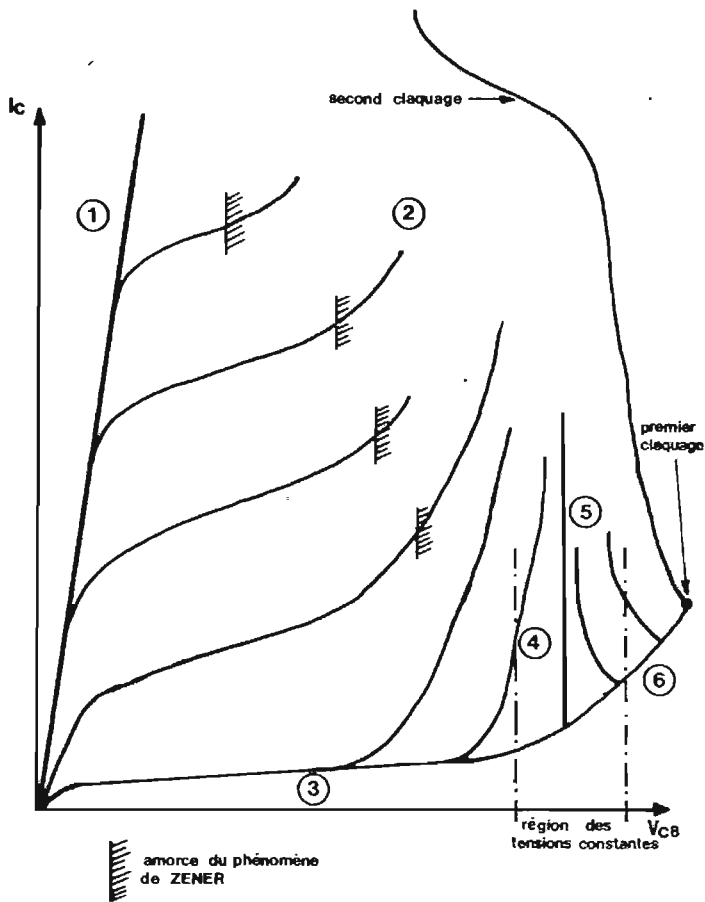


Fig. 10

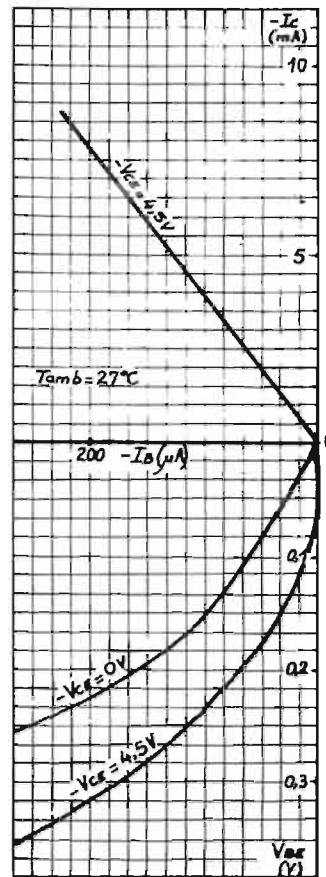


Fig. 12

(3) **Zone de blocage** (un basculement fait passer le transistor de (1) à (3) au rythme de fermeture-ouverture de l'interrupteur utilisé).

(4) **Zone à tension constante** : la résistance dynamique  $r_C$  est ici très faible (multiplication des charges).

(5) **Zone à résistance négative** : cela signifie qu'il y a apport d'énergie locale. En (4) et en (5), il y a inversion du courant de base, la diode PN, émetteur-base (E.B.) est bloquée.

(6) **Zone de claquage de la jonction collecteur-base.**

Dans le transistor PNP, on peut mettre en évidence (fig. 11) un ensemble de phénomènes intéressants. Le courant émetteur  $I_E$  est, en fait, la résultante du courant de trous  $I_p$ , injectés dans la base par la tension de polarisation  $V_{CB}$ , et du courant d'élections  $I_n$  qui circulent de la base vers l'émetteur (sous la tension  $V_{EB}$ ). L'efficacité de l'émetteur,  $\gamma$ , se traduit par :

$$\gamma = \frac{I_p}{I_p + I_n}$$

$$= \frac{1}{1 + \frac{I_n}{I_p}} \approx 1 - \frac{I_n}{I_p}$$

car  $I_p \gg I_n$ .

Une fraction  $\alpha$  du courant de trous diffuse à travers la base tandis qu'une quantité  $(1 - \alpha)I_p$  est perdue par recombinaison avec des électrons dans les centres donneurs (pièges). En revanche, le courant de saturation  $I_S$ , dû à la génération spontanée de paires dissociables d'électrons-trous, par agitation thermique, s'ajoute à l'intensité injectée. Le courant primaire au collecteur est égal à  $I_S + \alpha I_p$ . Dans la zone polarisée en inverse (appelée zone d'appauvrissement, ou zone de déplétion dans la littérature) située autour de la jonction base-collecteur NP, il règne un champ électrique intense qui ionise les impuretés amenant une multiplication du courant primaire par un facteur  $M$  valeur de façon approximative :

$$M = \frac{1}{1 - \left(\frac{V_{CB}}{V_{cl}}\right)^b}$$

où  $V_{cl}$  est la grandeur de la tension de claquage par avalanche de la jonction collecteur (qui dépend de la densité des impuretés dans

changements brusques, tout se passe comme si une certaine « viscosité » ralentissait les sauts brutaux des particules en mouvement (qui présentent d'ailleurs de l'inertie puisqu'elles sont massives).

Ce n'est pas tout. La jonction base-collecteur NP étant saturée en inverse, il n'est guère surprenant de découvrir un « effet Zéner » si on augmente  $V_{CB}$ , suivi d'une avalanche, exactement comme pour une diode. Les droites parallèles  $I_C$  se coudent de manière plus ou moins rapide. La tension  $V_{CB}$  maximale est d'autant plus faible que l'intensité du courant émetteur  $I_E$  (n) est grande. Les droites parallèles à l'axe des ordonnées (fig. 10) montrent qu'à tension  $V_{CB}$  constante, le courant  $I_C$  augmente par ionisation des impuretés, mais, à la longue, un second claquage se produit qui tempère cette avalanche. Ensuite, le transistor se perce et finit par mourir.

La figure 10\* délimite six zones de fonctionnement :

(1) **Zone de saturation.**

(2) **Zone à courant constant** (condition normale d'emploi).

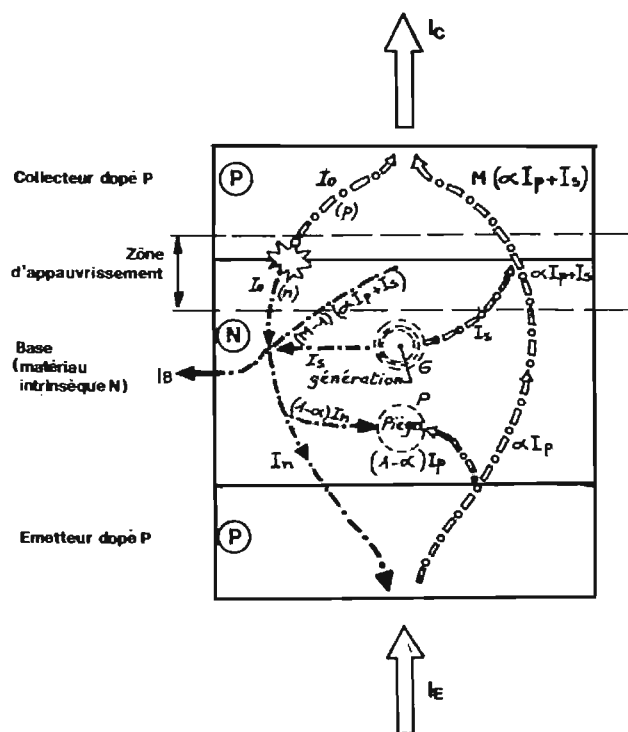
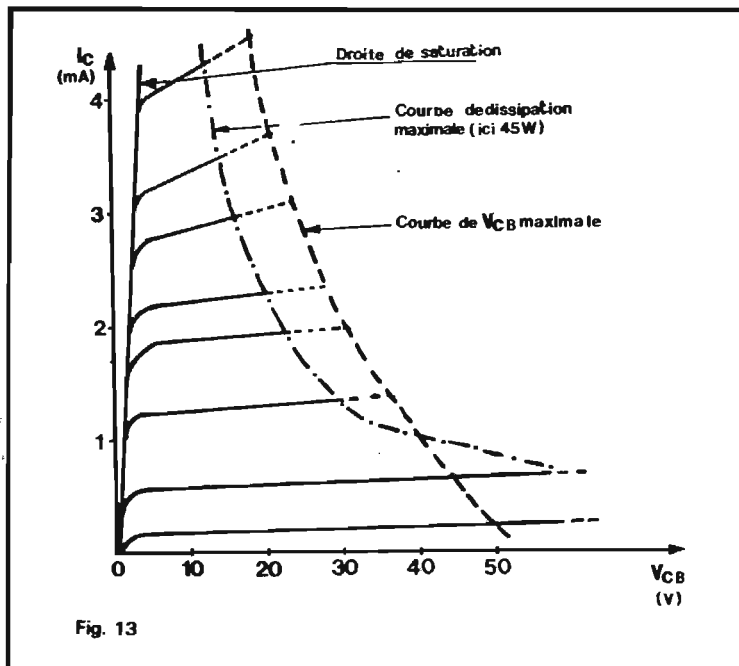


Fig. 11 - G : Centres de génération de paires électrons-trous par agitation thermique.  
P : Centres de capture des trous et d'électrons avec annihilation (disparition des porteurs).

\* Voir le Haut-Parleur N° 1465 p. 5 et suivantes, l'article de H. Schreiber



la base). Pour les transistors PNP, l'exposant  $b$  est de l'ordre de 3, il varie de 4,5 à 6,5 pour les transistors NPN. Le courant de fuite  $I_0$  (dû aux états de surface, de finition toujours imparfaite) n'est pas multiplié par  $M$ .

On comprend, à la lecture de ces processus, pourtant succinctement décrits ici, pourquoi on ne parvient pas à réaliser un transistor en mettant deux diodes bout à bout avec un fil de jonction supplémentaire, à leur point de réunion !

Les constructeurs ajoutent aux réseaux de caractéristiques qu'ils procurent dans leurs manuels commerciaux, deux autres « courbes », à savoir :

$$1) - I_C = f(-I_B)$$

$I_C$  s'exprime en [mA] et  $I_B$  en micro-ampères [ $\mu$ A].

$$2) V_{BE} = f(-I_B)$$

$V_{BE}$  se mesure en volts [V].

La droite  $-I_C = f(-I_B)$  est étudiée à tension  $V_{CE}$  constante et à température fixe (par exemple :  $\theta = 27^\circ\text{C}$ ).

Les exponentielles  $V_{BE} = f(-I_B)$  sont déterminées aussi à tension  $V_{CE}$  constante. Elles s'allongent de plus en plus vers les fortes  $V_{BE}$  au fur et à mesure que  $I_B$  augmente en valeur absolue. La pente  $s$  (de l'anglais Slope) est :

$$s = \frac{\Delta I_C}{\Delta V_{BE}} \approx 50 \text{ [mA/V]}$$

La figure 12 reproduit les deux tracés dont il vient d'être question. Ces données sont intéressantes pour le montage émetteur-commun.

Il existe des limitations stati-

ques relatives aux courants de fuite, à la température de fonctionnement, et à la puissance maximale dissipée par le matériau semi-conducteur et par son boîtier.

Le produit tension-intensité (la puissance) sera plus élevé pour la jonction BC que pour la jonction EB. C'est pourquoi la caractéristique statique de sortie d'un transistor est limitée par la courbe de puissance dissipée maximale (on ne dit plus maximum et encore moins maxima qui est un « pluriel » latin).

C'est ce que représente schématiquement la figure 13.

### CONCLUSIONS

Les caractéristiques des transistors ont été rappelées. Elles nous donneront le moyen de réaliser des montages avec clarté. Mais auparavant nous étudierons l'ensemble des paramètres des transistors.

B. MARIN  
(à suivre)

## PROMOTION SPÉCIALE A L'OCCASION DES FÊTES DE FIN D'ANNÉE

Cette Chaîne Hi-Fi comprenant :

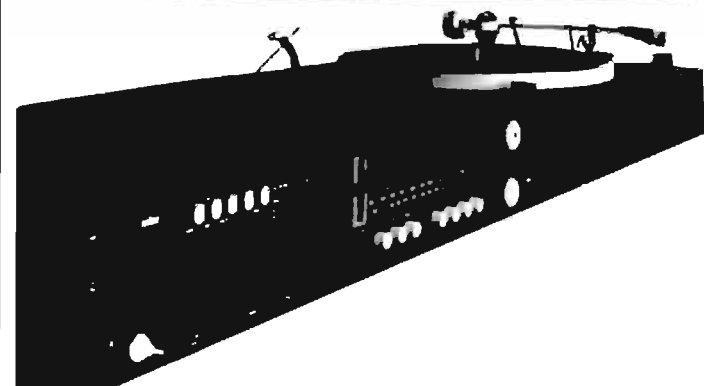
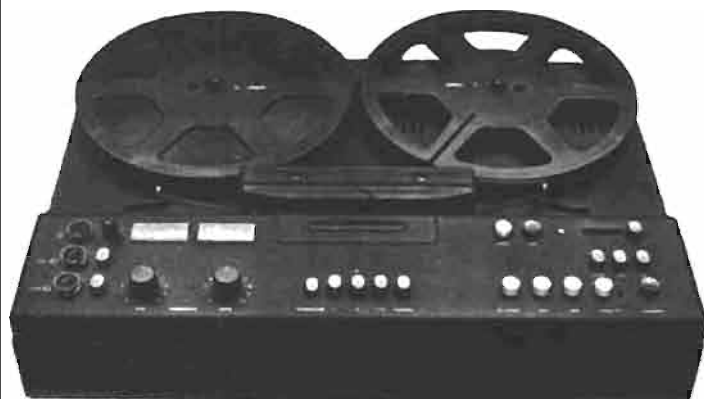
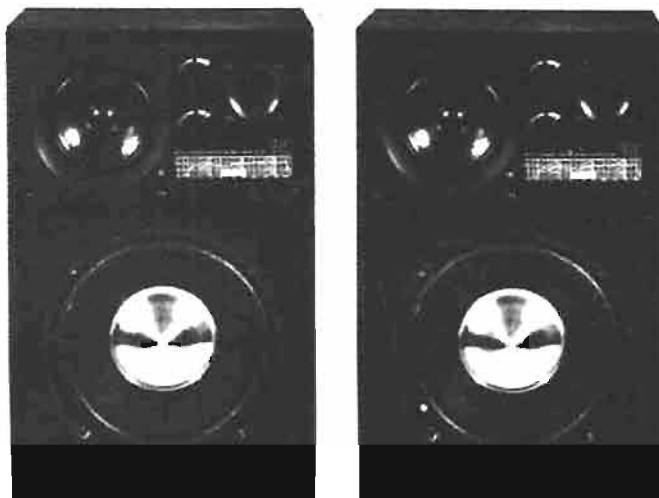
- 1 Ampli-Tuner BRAUN « REGIE 510 »
- 2 x 50 watts efficaces. Multigamme GO. PO. OC et FM.
- 1 platine BRAUN « PS 500 »
- 1 magnétophone BRAUN « TG 1000 »
- 2 enceintes 3 A « ANDANTE »

CADEAU  
à tout acheteur :  
UN DISQUE  
30 cm  
à choisir dans  
dans notre  
RAYON DISQUES

AU COMPTANT : 16 840 F

A CRÉDIT : 5 340 F

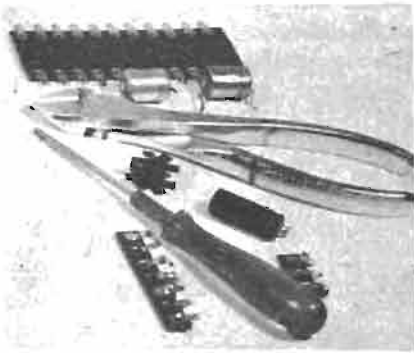
1<sup>er</sup> versement ..... et 12 mensualités de ..... 1 100 F



### TÉLÉ-FRANCE

176, RUE MONTMARTRE - 75002 PARIS  
Métro : rue Montmartre et Bourse. Tél. : 236.04.26 et 231.47.03





# ABC de L'ELECTRONIQUE

## NOUVEAUX AMPLIFICATEURS B.F. à circuits intégrés

### INTRODUCTION

**A** PRÈS la TV, la radio et la BF bénéficient également de nouveaux circuits intégrés qui permettent, aussi bien aux professionnels qu'aux amateurs, de réaliser des appareils de construction plus simple et de performances augmentées.

Dans la présente étude, on analysera de nouveaux CI destinés à la BF.

### TCA 760

Ce CI est proposé par La Radiotechnique-RTC-COMPELEC. Il donne une puissance de 1 W et convient dans les appareils de puissance modérée, alimentés sur piles ou secteur.

Caractéristiques principales : faible tension de bruit à la sortie ; courant de sortie important : 1 A crête ; tension d'alimentation à vide élevée : 15 V ; gain élevé : 5 dB en boucle fermée par une contre-réaction de 20 dB ; pas de risque de seconde avalanche ; réjection élevée de la tension d'alimentation ; circuit de stabilisation interne ; compensation en température ; distorsion de croisement négligeable pour alimentation de 5 à 14 V ; courant de repos 5 à 15,7 mA sans pré-réglage externe. Le tableau I donne les caractéristiques principales et les valeurs à ne pas dépasser sont données par le tableau II.

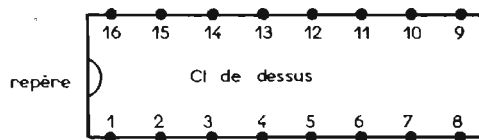


Fig. 1

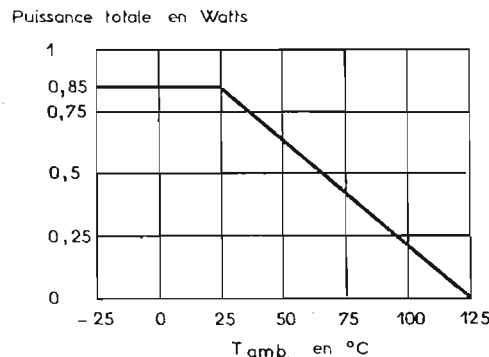


Fig. 2

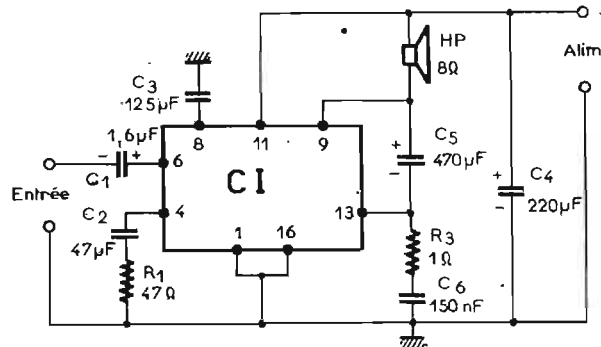


Fig. 3

A la figure 1, on donne le brochage de ce circuit. On voit qu'il est monté dans un boîtier de dimensions normalisées à deux fois huit broches, dont la longueur est de 21,85 mm max. et la largeur de 6,25 mm max. Entre deux broches, la distance est de 2,54 mm.

Voici à la figure 2 une courbe donnant la puissance totale  $P_{tot}$  en watts, en fonction de la température ambiante  $T_{amb}$ , en degrés Celsius.

### APPLICATIONS

A la figure 3, on donne un schéma d'amplificateur de puissance avec le haut-parleur branché à la ligne positive.

Si l'alimentation est insuffisamment filtrée, on préférera le schéma de la figure 4 dans lequel le haut-parleur est connecté à la ligne négative d'alimentation.

Toutes les valeurs des éléments sont indiquées sur les schémas. En ce qui concerne la distorsion, on peut voir sur la figure 5 que, grâce à la contre-réaction, le pourcentage de la distorsion totale harmonique est de 0,25 à 0,5 pour les puissances croissantes, jusqu'à 700 mW. A 1 W, on a  $d = 5\%$  et la distorsion croît rapidement au-dessus de 1 W.

### LINÉARITÉ

La réponse de cet amplificateur est excellente car la bande amplifiée couvre des signaux de 70 Hz à 20 000 Hz à 3 dB près.

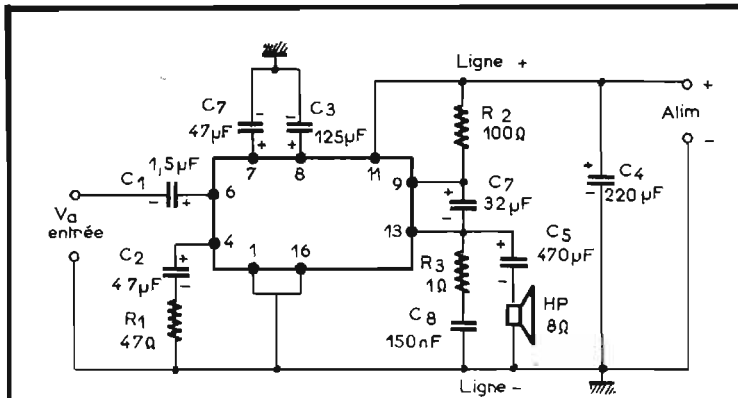


Fig. 4

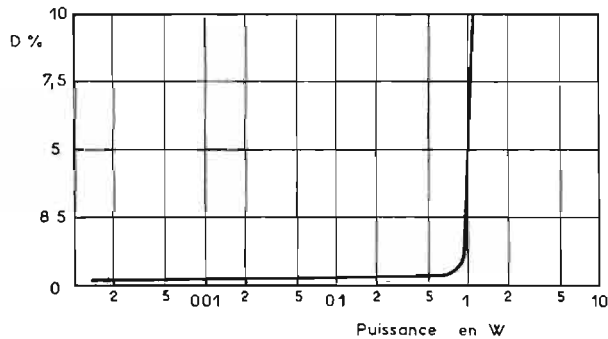


Fig. 5

La linéarité est intégrale (0 dB) entre 300 Hz et 5000 Hz. On peut modifier la courbe dans la région des fréquences les plus basses en agissant sur la valeur de  $C_2$ . Si  $C_2 = 47 \mu\text{F}$ , on a  $-3 \text{ dB}$  à  $f = 70 \text{ Hz}$  et si  $C_2 = 22 \mu\text{F}$ , on a  $-3 \text{ dB}$  à  $f = 120 \text{ Hz}$ .

### TDA 104

Ce circuit intégré proposé par RTC-La Radiotechnique-COMPELEC peut donner en BF une puissance de 6 W et même plus. Sa composition interne est donnée sous forme simplifiée par le diagramme fonctionnel de la figure 6.

Les principales caractéristiques sont les suivantes : applications recommandées en auto-radio ; deux amplificateurs distincts ; petit nombre de composants extérieurs et peu coûteux ; protection thermique ; protection continue contre les courts-circuits de charge ; tension d'alimentation réversible jusqu'à 13 V ; excellente réjection des ondulations de l'alimentation ; impédance d'entrée faible : 40 k $\Omega$  ; faible résistance thermique du boîtier :  $R_{th i-b} = 3 \text{ }^\circ\text{C/W}$  ; alimentation filtrée mais non stabilisée, borne 6 disponible pour les autres fonctions électroniques (max. 150 mA).

À la figure 7, on donne le brochage du TDA 1004.

### SCHEMA D'UTILISATION

Voici à la figure 8 un schéma proposé par le fabricant du circuit intégré.

L'entrée est au point 3 et le signal à amplifier est transmis à ce point du CI par le condensateur  $C_2$  de  $0,1 \mu\text{F}$ , l'autre point d'entrée étant sur la ligne négative d'alimentation reliée aux points 1, 15 et 14 du CI. Le point 3 est l'entrée d'un préamplificateur comme on peut le voir sur la figure 6, qui donne le diagramme fonctionnel du CI.

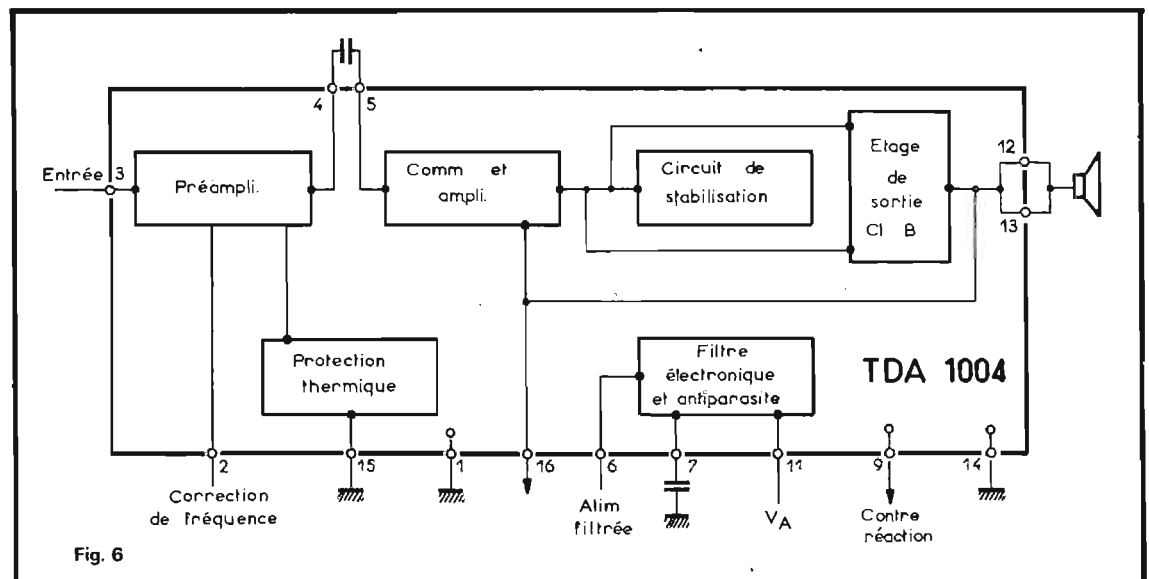


Fig. 6

### TABLEAU I CARACTÉRISTIQUES PRINCIPALES

Tension d'alimentation	$V_A$	5 à 14 V	V
Courant de repos total	$I_{tot}$	5 à 15,7	mA
Puissance de sortie pour $d = 10 \%$ ( $V_a = 9 \text{ V}$ , $R_c = 8$ )	$P_s \text{ nom}$	1,1	W
Distorsion totale avant écrêtage	$D_{tot} \text{ nom}$	0,7 %	
Impédance d'entrée	$Z_e \text{ nom}$	15	k $\Omega$
Sensibilité pour $d_{tot} = 10 \%$	$V_e \text{ nom}$	10	mV <sub>eff</sub>

De ce tableau, on retiendra que la puissance totale, de l'ordre du watt, peut être obtenue avec 10 mV à l'entrée et que la tension d'alimentation sera de 9 V seulement.

### TABLEAU II VALEURS A NE PAS DÉPASSER

Tension d'alimentation	$V_{11-16}$	max.	14 V
Tension d'alimentation à vide	$V_{11-16}$	max.	15 V
Courant de sortie bornes 13, 11, 4	$I_s$	max.	1 A
Courant de sortie non répétitif : Valeur crête bornes 13, 11, 4	$I_{SSM}$	max.	2 A
Puissance dissipée totale à $T_{amb} = 25 \text{ }^\circ\text{C}$	$P_{tot} \text{ max.}$		0,85 W
Température de stockage	$T_{stg}$		$-55 \text{ à } +125 \text{ }^\circ\text{C}$
Température ambiante de fonctionnement	$T_{amb}$		$-25 \text{ à } +125 \text{ }^\circ\text{C}$

Au point 4 qui aboutit à la sortie du préamplificateur, on trouve  $C_4$  et  $C_3$ , ce qui constitue une liaison avec l'entrée du circuit de commande. Après celui-ci, on trouve le circuit de stabilisation et l'étage final classe B, de sortie, à la suite duquel est branché le haut-parleur, monté entre masse et  $C_8$  de  $1000 \mu\text{F}$  10 V. Ce dernier se branche aux points 12 et 13 réunis.

Un circuit de correction  $C_5R_2$  est disposé entre le point 16 et la masse. Un autre,  $C_7 - R_3$  est monté à la sortie, entre les points 12 et 13 réunis à la masse.

La contre-réaction est réalisée par  $R_1$  de  $220 \Omega$  montée entre le point 9 et la ligne positive d'alimentation.

Celle-ci est reliée au point 11, à  $R_1$ , à  $C_9$  de  $680 \mu\text{F}/16 \text{ V}$  et à la borne + alimentation.

Entre le point 7 et la masse se trouve  $C_1$  de  $0,1 \mu\text{F}$ . Le point 7 fait partie du filtre électronique et antiparasite (voir fig. 6).

### CONSTRUCTION

A la figure 9, on donne un plan de câblage correspondant au schéma analysé plus haut.

En (A) : la face cuivre de la pla-

tine imprimée qui a servi aux essais effectués aux laboratoires RTC.

En (B) : la face supérieure avec indication de l'emplacement des composants R et C de l'amplificateur.

Le C.I. est vu en (A) de dessous sur la face cuivre ; il est donc représenté avec les points 1 et 16 en bas, le repère se trouvant entre ces points.

Remarquons la mise à la masse des points 1, 14 et 15, et la ligne + partant du point 11 (lignes - et +).

Entre les points 8 et 9 réunis et cette ligne positive est monté  $R_1$  ; le point 10 restera en l'air.

Les points 12 et 13 sont réunis. De ces points partent :  $C_8$  vers 8-9,  $C_7$  et  $R_3$  vers la masse,  $C_8$  vers une borne du haut-parleur, l'autre borne du HP étant à la ligne de masse.

Du point 16 part  $C_5$  de  $2,2 \text{ nF}$  suivi de  $R_2$  à la masse.

Près du point 3, on trouve  $C_2$  vers l'entrée ; au point 4 du C.I., on trouve  $C_3$  et  $C_4$ , le premier vers la masse et le suivant vers le point 5.

Les points 6 et 2 ne sont pas utilisés et doivent rester non connectés. On disposera, pour les branchements, de deux bornes d'entrée, de deux bornes de sortie HP

et de deux bornes alimentation, + et -, en tout six bornes.

On notera que l'on a  $AB = CD = 70 \text{ mm}$  et  $AD = BC = 45 \text{ mm}$ . Ces faibles dimensions permettront aisément le montage compact d'un amplificateur à 1, 2 ou 4 canaux précédé éventuellement de préamplificateurs ou de modules de radiorécepteurs ou des deux, sans oublier les décodeurs stéréo deux ou quatre canaux. La platine doit être réalisée par l'amateur, elle n'existe pas dans le commerce.

Rien n'oblige à ce qu'elle soit imprimée. Il suffira de prendre une platine isolante, de percer les

trous indiqués à la figure 9 (A) et d'implanter les composants en laissant à leurs fils toute leur longueur.

Il ne restera plus qu'à effectuer les connexions par soudure entre les divers fils. Le montage sera moins beau que celui à platine imprimée, mais sera aussi bon.

**Il est très important de ne pas oublier le radiateur dissipateur associé à ce circuit intégré.** Ce radiateur doit être en aluminium noirci de  $2 \text{ mm}$  d'épaisseur, monté verticalement. Sa surface doit être de  $30 \text{ cm}^2$  pour une charge de  $2 \Omega$  et de  $10 \text{ cm}^2$  pour une charge de  $4 \Omega$ .

TABLEAU III  
CARACTÉRISTIQUES D'EMPLOI

Tension d'alimentation .....	$V_A = 9 \text{ à } 20 \text{ V}$
Courant de sortie val. crête non répétitive ..	$I_{SSM \text{ max}} = 5 \text{ A}$
Puissance totale dissipée à $d = 10 \%$	
à $V_A = 14 \text{ V}$ $R_c = 8 \dots\dots\dots$	$P_s \text{ nom.} = 3 \text{ W}$
à $V_A = 14 \text{ V}$ $R_c = 4 \dots\dots\dots$	$P_s \text{ nom.} = 6 \text{ W}$
à $V_A = 14 \text{ V}$ $R_c = 2 \dots\dots\dots$	$P_s \text{ nom.} = 8 \text{ W}$
Sensibilité d'entrée à $R_c = 4 \dots\dots\dots$	$V_e \text{ nom.} = 7 \text{ mV}_{\text{eff}}$
$P_s = 1 \text{ W}$	
Impédance d'entrée .....	$Z_e \text{ nom.} = 40 \text{ k}\Omega$
Distorsion à $P_s = 1 \text{ W} \dots\dots\dots$	$d_{\text{tot max}} = 1 \%$
Tension de bruit à la sortie .....	$V_B \text{ nom.} = 0,3 \text{ mV}$
pour $R_s = 0 \Omega$ .	

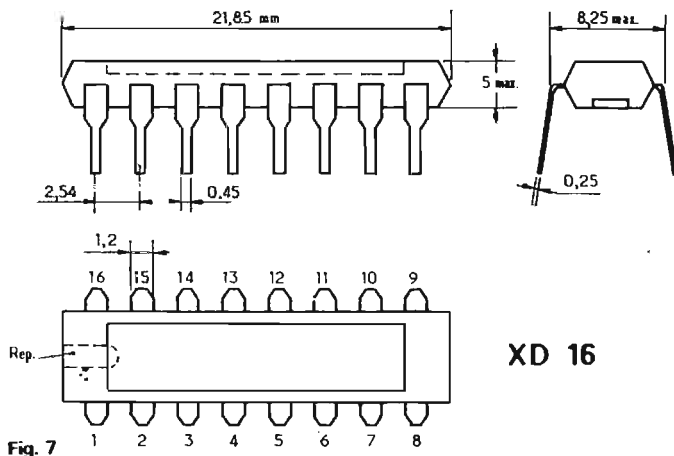


Fig. 7

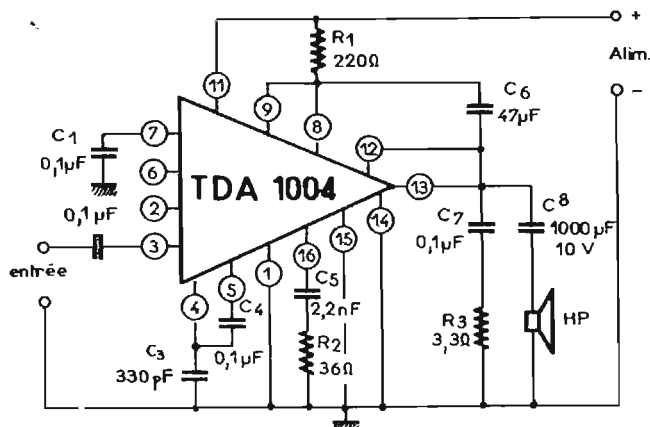


Fig. 8

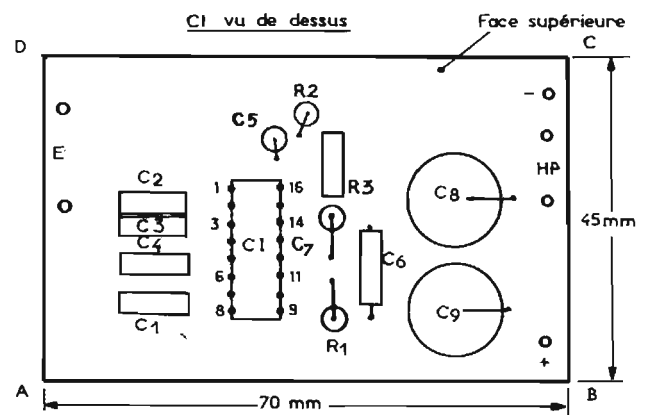


Fig. 9

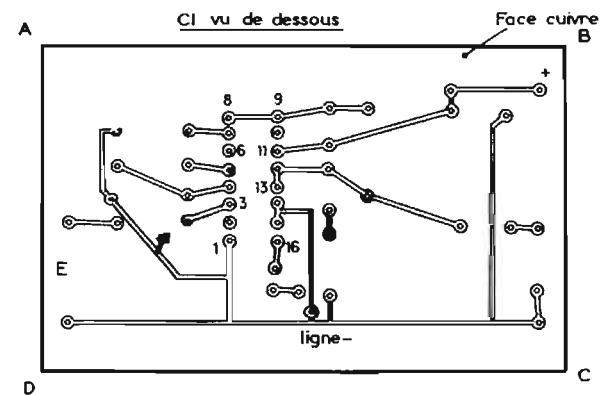


Fig. 9

## SENSIBILITÉ

Cette importante caractéristique est représentée par  $V_c$  nominal, tension d'entrée, égale à 7 mV efficace pour une puissance de sortie de 1 W. Mesure effectuée à  $f = 1$  kHz.

La tension d'entrée nécessaire pour obtenir 6 W sera, selon la formule  $P = e^2/R$ , égale à 7 mV multiplié par la racine carrée de 6, égale à 2,44, ce qui donne 17 mV. Cette faible valeur représente une grande sensibilité permettant de brancher sans aucun préamplificateur des sources de signaux BF, comme les sorties des détectrices de tous radiorécepteurs, des récepteurs de son-TV, des autoradios, des PU piézoélectriques. Il restera encore une grande réserve de gain permettant d'intercaler des réglages de tonalité, des réglages physiologiques et des filtres pour basses et aigus.

## PUISSANCE ET DISTORSION

En admettant, pour le maximum de puissance, une distorsion de 10 %, on n'aura cette distorsion que dans les passages de forte puissance.

Les mesures ont prouvé avec divers échantillons de ce CI que la puissance peut varier entre :

7,4 et 9 W avec  $R_c = 2 \Omega$   
6,8 et 6,5 W avec  $R_c = 4 \Omega$   
3,7 et 3,6 W avec  $R_c = 8 \Omega$

Ces indications sont intéressantes également lorsqu'on désire brancher deux haut-parleurs, dont un « supplémentaire ». Il faudra adopter le montage en parallèle. Par exemple, avec deux HP de 4  $\Omega$  en parallèle, on aura la valeur résultante de  $R_c$  égale à 2  $\Omega$ , ce qui donnera 7,4 à 9 W. En ne laissant qu'un seul HP de 4  $\Omega$  en circuit, on obtiendra avec  $R_c = 4 \Omega$  une puissance de 6,5 à 6,8 W, donc à peu près autant qu'avec deux, ensemble.

La solution de  $R_c = 8 \Omega$  est moins avantageuse, car avec un seul HP, on aura 3,6 à 3,7 W et avec deux HP en parallèle, on aura 6,5 à 6,8 W, mais cette solution peut être intéressante dans certains cas.

Lorsque la puissance exigée est moindre que celle maximum, obtenue dans des cas exceptionnels, la distorsion harmonique totale baisse considérablement et se range parmi les valeurs exigées en haute fidélité.

Voici quelques valeurs de D totale, en %, valables à 1 kilohertz :

Avec  $R_c$  (= impédance du haut-parleur) = 2  $\Omega$  : valeur constante de d, 0,5 % jusqu'à 4 W ; 1 % à 5 W, 2,5 % à 5,7 W, 6,5 % à 7 W.

Avec  $R_c = 4 \Omega$  : 0,5 % jusqu'à 3 W, 1 % à 4 W, 2,5 % à 4,5 W, 5 % à 5 W, 10 % à 6 W.

Avec  $R_c = 8 \Omega$  : 0,5 % jusqu'à 1,5 W, 1,5 % à 2 W, 5 % à 3 W, 10 % à 3,5 W.

Ces valeurs relevées sur des courbes correspondent à un échantillon donné. On en conclut que la meilleure solution est de prendre  $R_c = 2 \Omega$ , mais la valeur  $R_c = 4 \Omega$  donne également de bons résultats.

## RÉPONSE EN FRÉQUENCE

Elle présente un intérêt moyen en réception AM (PO-GO-OC) mais un grand intérêt en phono, magnétophone, radio, FM et bien entendu, dans les chaînes HI-FI.

On a effectué des mesures avec  $R_c = 2,4$  ou 8  $\Omega$ , à la puissance de 2 W pour  $f = 1$  kHz.

On a obtenu les résultats suivants, par rapport au niveau zéro décibel, à  $f = 1000$  Hz : valeurs approximatives.

On voit qu'au point de vue de la linéarité, c'est la variante avec  $R_c = 8 \Omega$  qui semble être la meilleure, ensuite vient celle avec  $R_c = 4 \Omega$ , puis, en dernier lieu, la variante avec  $R_c = 2 \Omega$ .

$R_c = 2 \Omega$ :	$f = 100$ Hz,	$G = -3$ dB
	$f = 500$ Hz,	$G = -2$ dB
	$f = 1000$ Hz,	$G = 0$ dB
$R_c = 4 \Omega$ :	$f = 55$ Hz,	$G = -3$ dB
	$f = 200$ Hz,	$G = 0$ dB
	$f = 4000$ Hz,	$G = 0$ dB
$R_c = 8 \Omega$ :	$f = 10000$ Hz,	$G = -1,7$ dB
	$f = 55$ Hz,	$G = -3$ dB
	$f = 200$ Hz,	$G = 0$ dB
	$f = 4000$ Hz,	$G = 0$ dB
	$f = 10000$ Hz,	$G = -1,5$ dB

Pour cette raison, il est conseillé de choisir  $R_c = 4 \Omega$  qui donne satisfaction aux divers points de vue : puissance, distorsion et courbes de réponse.

Des mesures effectuées sur divers échantillons ont donné à  $P = 2$  W et  $f = 1000$  Hz comme fréquence de référence à niveau zéro décibel : ( $R_c = 4 \Omega$ , source de 10 k $\Omega$ ).

Points - 3 dB :  $f = 56$  à 62 Hz et  $f = 16$  kHz à 17 kHz.

## COURANT DE REPOS

Il s'agit de celui de l'étage de sortie, en fonction de la tension d'alimentation. Ce courant peut être mesuré entre les bornes 12 et 13, en intercalant un milliampèremètre dans la connexion qui, normalement, relie directement ces deux points.

Avec une tension d'alimentation de 14 V, le courant de repos  $I_{13-12}$  a été de 7,5 à 23,8 mA, selon l'échantillon. D'autre part, un fonctionnement correct a pu être

obtenu avec une tension d'alimentation de 8,7 V minimum avec divers échantillons essayés.

## TDA 1002

Également proposé par RTC-La Radiotechnique-COMPELEC, le circuit intégré TDA 1002 permet de réaliser un préamplificateur convenant particulièrement dans les montages de magnétophones pour l'enregistrement et la lecture.

Le brochage du TDA 1002 est donné à la figure 1, il s'agit, par conséquent, de boîtier rectangulaire à 16 broches du type standard.

Aucun radiateur de dissipation de chaleur n'est nécessaire. Voici d'abord un schéma de préamplificateur linéaire, utilisable avec un microphone.

Ce montage est représenté à la figure 10.

Remarquons que le TD 1002 comprend à son intérieur, deux parties, l'une utilisable comme

Fig. 10

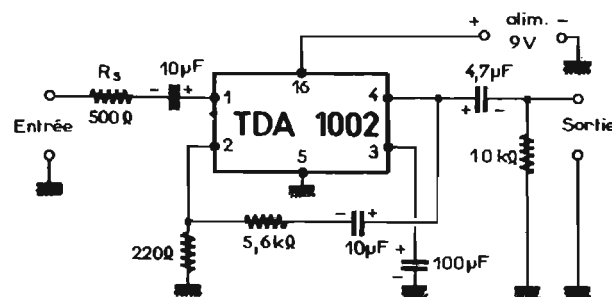
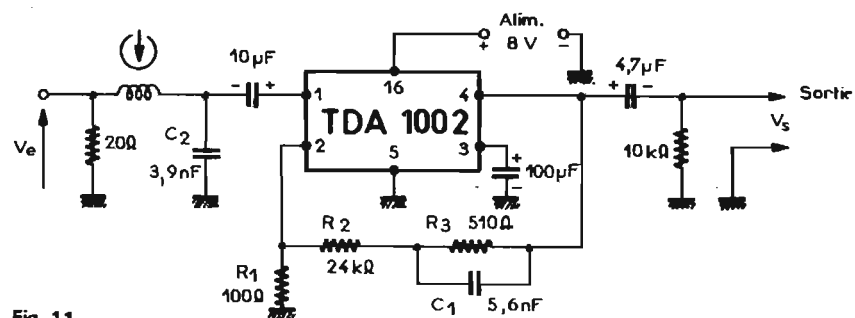


Fig. 11





**CANNES** - 44, rue G.-Clemenceau - T. 39-90-49  
**BEAULIEU** - Nouveau Port T. 01-11-83



## OMNIBAND VI

NOUVEAU MODÈLE  
**RÉCEPTEUR  
 GONIO**

relèvements sur  
 radiophares et  
 bande marine

**SIX BANDES RADIO, particulièrement bien étudiées pour les plaisanciers.**

- |                                                        |                                                   |
|--------------------------------------------------------|---------------------------------------------------|
| 1 - Gamme GO - Radiophares - Consoles - 180 - 380 kHz. | 4 - Gamme Modulation de Fréquence - 108 - 88 MHz. |
| 2 - Gamme de Radiodiffusion PO 540 - 1 600 kHz.        | 5 - Gamme V.H.F. Aviation 108 - 136 MHz.          |
| 3 - Gamme Marine ou Chalutiers 1,6 - 4 MHz.            | 6 - Gamme V.H.F. Marine 147 - 174 MHz.            |

### DEMANDE DE DOCUMENTATION GRATUITE

NOM \_\_\_\_\_

ADRESSE \_\_\_\_\_

## LE STÉTHOSCOPE DU RADIO - ÉLECTRICIEN



DETECTE LES PANNES  
 SANS DEMONTAGES

### MINITEST 1

**Signal Sonore**  
 vérification et contrôle des circuits BF. MF. NF. Micros télécommunications - Haut parleurs pick up

### MINITEST 2 Signal Video

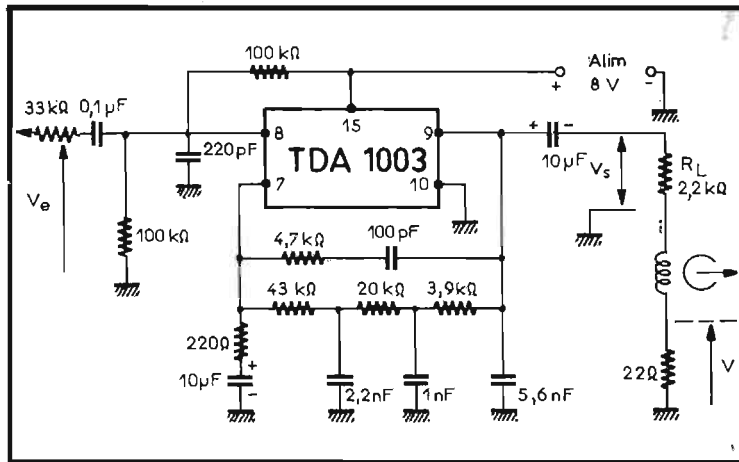
appareil spécialement conçu pour le technicien TV

### MINITEST UNIVERSEL

documentation sur demande à

**slora**

18, Avenue de Spicheren  
 BP 91 57602 - FORBACH - tél : 85.00.66



préamplificateur microphonique ou préamplificateur de lecture magnétophone et l'autre pour préamplificateur d'enregistrement.

La première partie est accessible aux broches (ou « points ») 1, 2, 4 et 3. Le point 5 est le négatif de l'alimentation et le point 16 le positif.

La deuxième partie est accessible aux points 7, 8, 9, 10, 11, 12, 13, 14, le - alimentation étant le point 5 et le + alimentation le point 15, distinct du point 16.

Revenons à la figure 10. Le CI partie 1 étant alimenté par les points 5 et 16, on voit qu'il sera possible de le mettre hors fonctionnement en montant un interrupteur entre le + alimentation et le point 16.

Le microphone de résistance  $R_s = 500 \Omega$  par exemple est connecté entre masse et le condensateur de  $10 \mu F$  relié à l'entrée 1.

La sortie du signal est au point 4. Le signal amplifié est transmis par le condensateur de  $4,7 \mu F$  aux bornes de sortie qui devront être connectées à l'appareil suivant.

La contre-réaction s'effectue entre les points 4 et 2 et grâce à celle-ci, la distorsion est réduite.

### PRÉAMPLIFICATEUR DE LECTURE DE MAGNÉTOPHONE

Le schéma de ce préamplificateur est donné à la figure 11. On utilise la partie I du CI, montée d'une manière analogue à celle de la figure précédente.

Remarquons toutefois la boucle de contre-réaction qui est différente, composée d'un circuit  $R_2$  en série avec un circuit RC parallèle ayant un effet sélectif, composé de  $R_3$  de  $510 \Omega$  et  $C_1 = 5,6 nF$ .

A l'entrée, point 1, on trouve un condensateur  $C_2$  de  $3,9 nF$  en

parallèle. la tête de lecture est montée en série avec une résistance de  $20 \Omega$ .

Le montage convient pour une tête de lecture de  $40 mH$ .

La sortie sera branchée à un amplificateur de puissance modérée ou élevée, selon la conception du magnétophone.

### AMPLIFICATEUR D'ENREGISTREMENT

La partie restante du CI peut être utilisée comme amplificateur d'enregistrement. Un montage relativement simple est donné à la figure 12. Le branchement se fait aux points indiqués, distincts de ceux des montages des deux précédentes figures.

On voit que le signal à enregistrer est transmis à l'entrée, point 8, par la résistance de  $33 k\Omega$  et le condensateur de  $10 \mu F$ .

Entre la masse (point 5) et le point 8, on a monté un circuit correcteur RC parallèle  $100 k\Omega - 220 pF$ .

Entre le point 8 et le + alimentation, point 15, il y a une résistance de  $100 k\Omega$ , permettant de polariser la base du transistor d'entrée, reliée à ce point d'entrée.

La sortie est au point 9. De ce point, le signal amplifié, à enregistrer, est transmis par un condensateur de  $10 \mu F$  et une résistance de  $10 k\Omega$ , à la tête d'enregistrement, reliée à la masse par une résistance de  $22 \Omega$ .

A noter que la boucle de contre-réaction a été très étudiée pour obtenir une courbe de réponse donnant la correction requise.

Cet amplificateur d'enregistrement peut être suivi d'un circuit de commande automatique de niveau, utilisant un CI TDA 1002 également.

Le schéma de ce montage sera donné dans le prochain ABC.



## LA PAGE DES F 1000

# VARIATIONS SUR VARIATEURS

(Suite voir N° 1478)

### III. VARIATEURS ELECTRONIQUES

Le pur électronicien n'aime guère la mécanique, ce qui fait que certains lecteurs peuvent trouver l'excellente solution des paragraphes précédents, trop commune.

Aussi, pour ceux dont la devise est : « Pourquoi faire simple, quand on peut faire compliqué », nous allons décrire une solution plus sophistiquée.

Le principe de cette solution est de remplacer le servo-mécanisme digital, par un montage électronique pur, recevant l'impulsion positive normalisée des ensembles digitaux et assurant le contrôle de la propulsion. Le schéma-bloc (fig. 25) comportera deux parties :

— Un convertisseur digital-analogique, transformant l'impulsion de durée variable en une tension continue proportionnelle à la durée.

— Le variateur proprement dit, commandé par cette tension et actionnant le moteur. Ici encore, deux variantes, selon que ce variateur sera à rhéostat ou à découpage.

#### 1. Le convertisseur D/A.

a) **Schéma** (fig. 26). L'impulsion positive d'entrée est amplifiée par  $T_1$  qui la restitue négative. Cette impulsion est alors appliquée :

— sur l'entrée  $a_1$  d'un monostable intégré TTL du type SN74121. Le flanc avant descendant provoque

ainsi le déclenchement du circuit qui délivre une impulsion négative, de durée 1,7 ms sur sa sortie  $\bar{Q}$ . La durée exacte est ajustée par le pot de 10 k $\Omega$ .

— sur le point a d'un montage à 4 portes NAND, intégrées TTL dans un SN7400. Ces portes sont associées en « ou exclusif » et reçoivent aussi en b, l'impulsion négative générée par le monostable.

Pour les lecteurs peu familiarisés avec les circuits logiques, rappelons que, entrées et sorties peu-

vent prendre deux états : soit 0 (c'est-à-dire pratiquement 0 V), soit 1 (c'est-à-dire +3 à +4 V).

Une porte NAND à deux entrées se comporte selon le tableau (table de vérité) suivant :

$e_1$	$e_2$	s
1	1	0
1	0	1
0	1	1
0	0	1

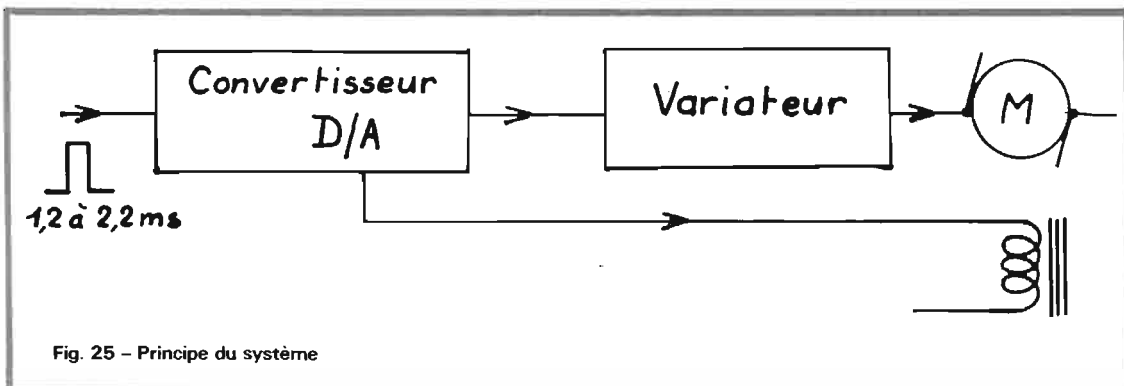


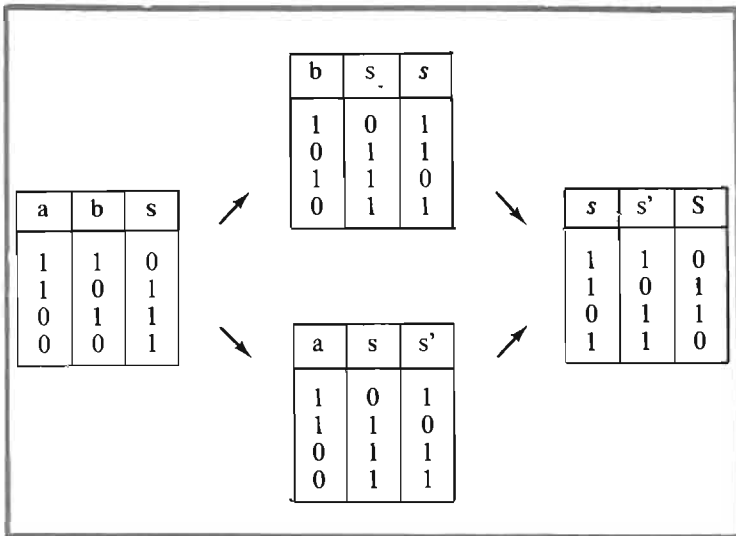
Fig. 25 - Principe du système

Etudions alors le fonctionnement des quatre portes NAND, telles qu'elles sont câblées en figure 26 :

- N1 reçoit a et b et donne s.
- N2 reçoit b et s et donne s'.
- N3 reçoit a et s et donne s'.
- N4 reçoit s et s' et donne S.

C'est-à-dire que la tension de sortie du montage est au niveau 1, uniquement quand a et b sont **différents**. Elle est à 0 si  $a = b$ .

N.B. - C'est bien ce que les mathématiciens appellent le « ou exclusif », c'est-à-dire celui de la phrase : « Une porte est ouverte



soit en récapitulant dans le tableau suivant :

a	b	s	s'	S
1	1	1	1	0
1	0	1	0	1
0	1	0	1	1
0	0	1	1	0

ou fermée », phrase qui n'est vraie que si l'une des deux possibilités seulement est remplie. Ce « ou exclusif » est à distinguer du ou ordinaire. Ex. : « Voulez-vous du beurre **ou** de la confiture ? » Il n'est pas interdit de prendre les deux !

Mais revenons à nos impulsions et examinons la figure 27,

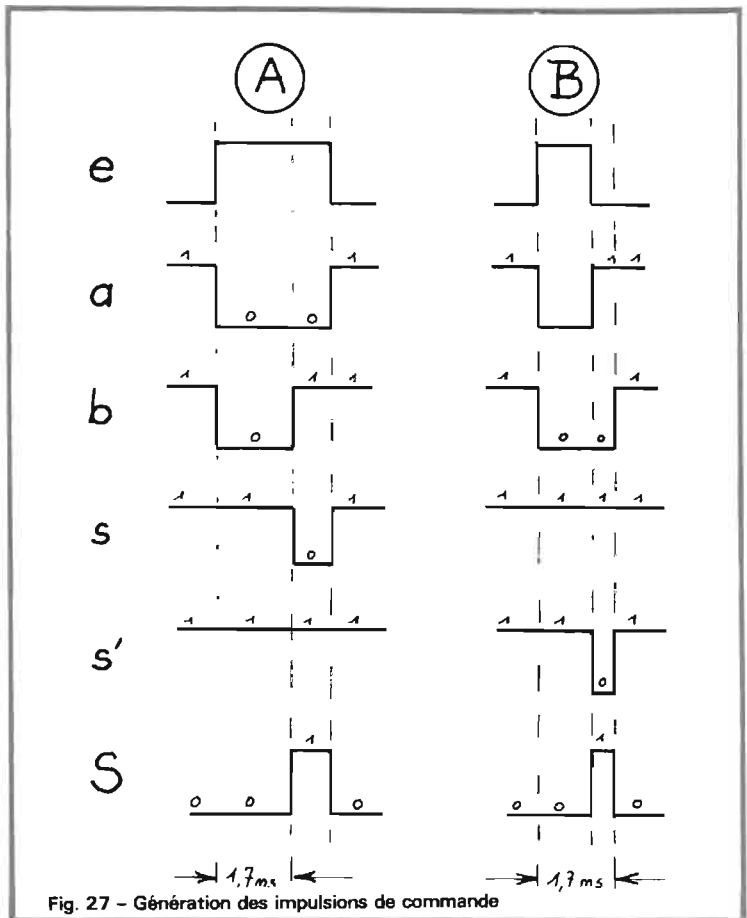


Fig. 27 - Génération des impulsions de commande

en y reportant les résultats des tables précédentes. Nous constatons que, en S, apparaît une impulsion, toujours positive et de

durée égale à la différence de durée entre a et b, que la durée de a soit supérieure à celle de b (c'est-à-dire à 1,7 ms) : cas A, ou au

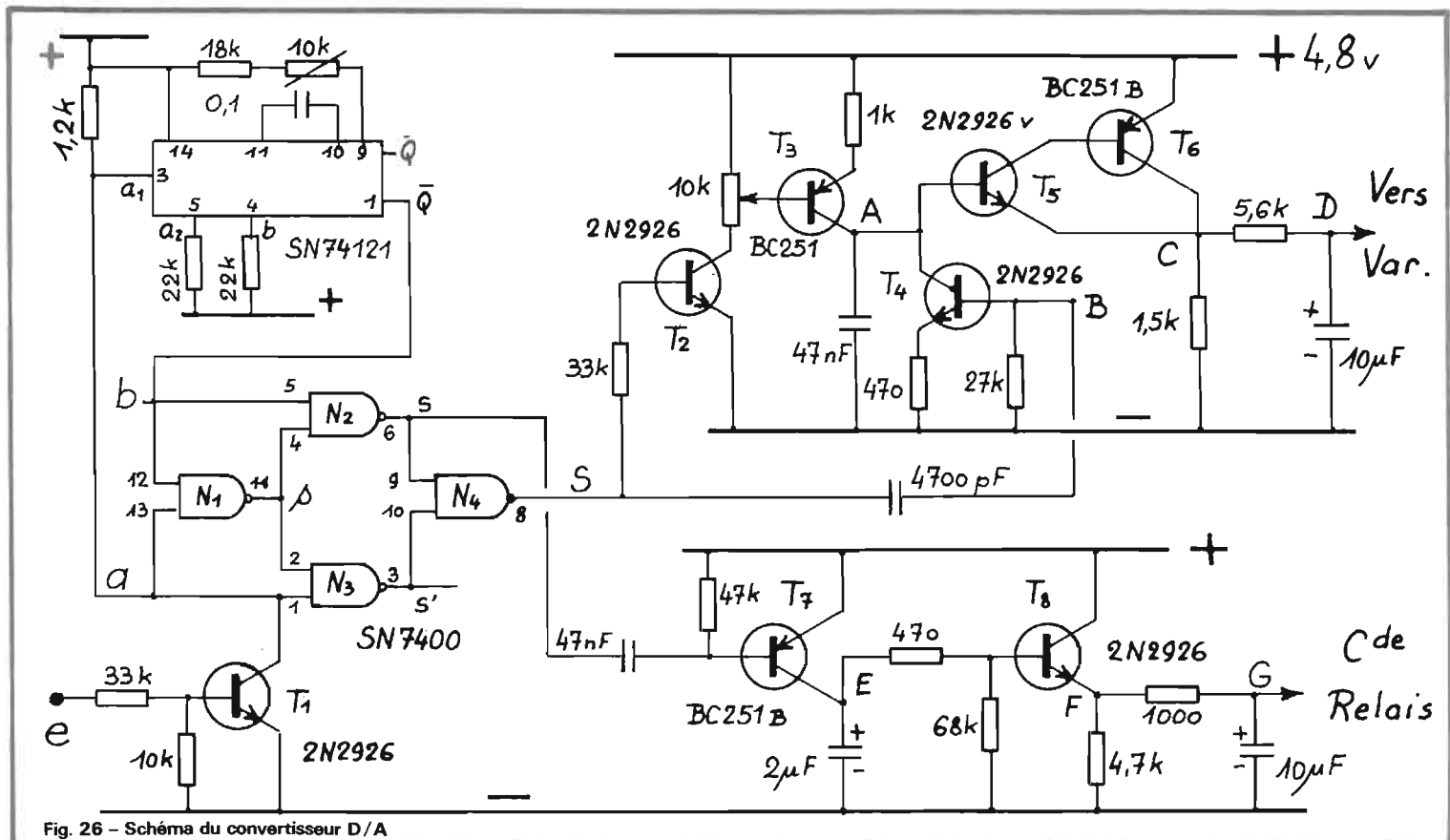


Fig. 26 - Schéma du convertisseur D/A





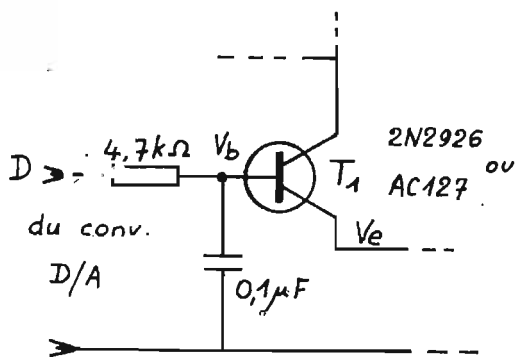


Fig. 31 - Variante de la figure 12

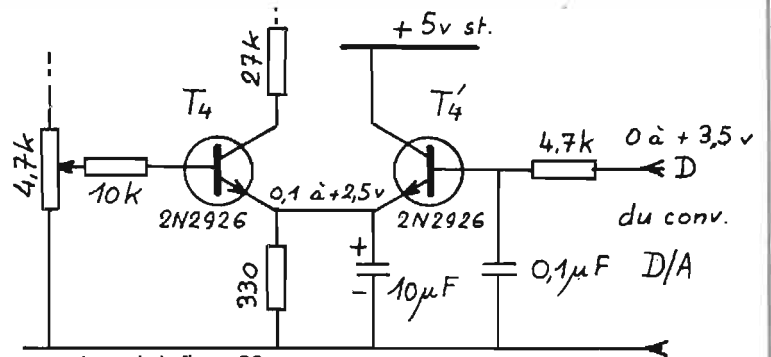


Fig. 32 - Variante de la figure 20

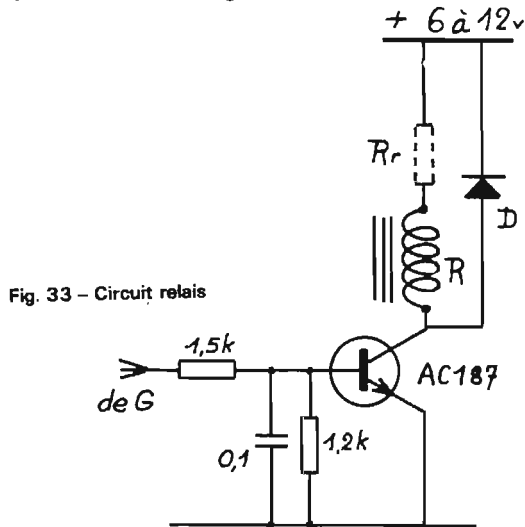


Fig. 33 - Circuit relais

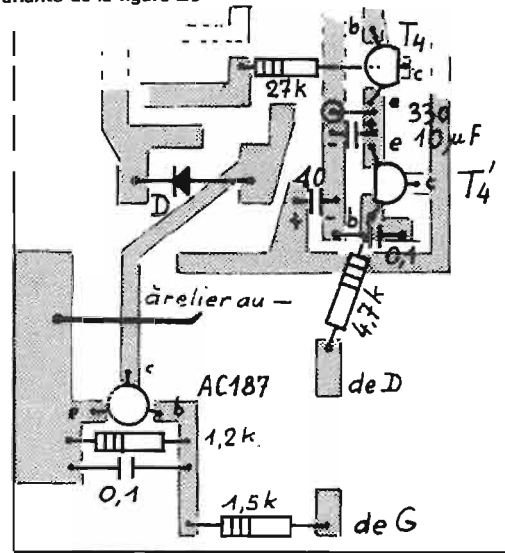


Fig. 34 - Variante figure 19 et 24

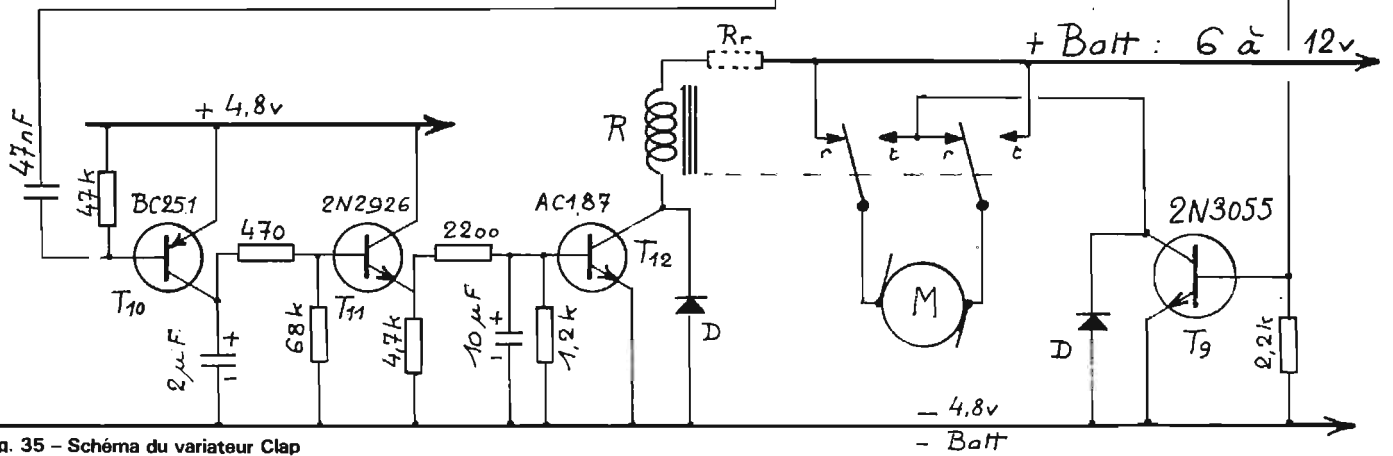
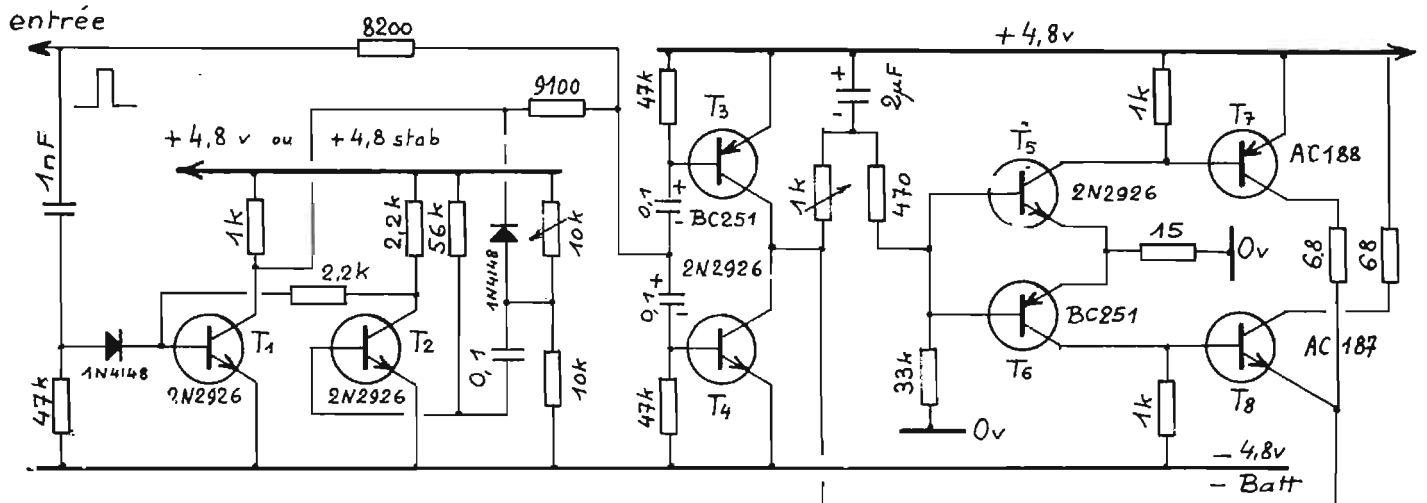


Fig. 35 - Schéma du variateur Clap

tre masse et collecteur de T<sub>2</sub>. Mettre sous tension : on doit obtenir sur T<sub>2</sub>, une impulsion négative de 5 V.c.c. et de durée variable avec le réglage du servo-test. Chercher avec ce dernier le point où cette impulsion tend à disparaître. Si le phénomène ne se produit pas au neutre du servo-test, l'y amener en retouchant le réglage du monostable. On aura donc le résultat suivant :

- au neutre, l'impulsion disparaît,
- de part et d'autre du neutre, elle réapparaît et est d'autant plus large que l'on s'en éloigne.

Brancher maintenant l'oscillo en C et régler le servo-test en fin de course utile, soit sur 1,2 ms ou 2,2 ms. Tourner le 10 kΩAj de T<sub>3</sub> : on verra apparaître le signal de la figure 28. Régler pour obtenir le maximum d'amplitude. Ne pas dépasser ce point. Dans ces conditions le voltmètre en D mesure presque +4 V. Ramener le servo-test vers le neutre et constater la variation corrélative de V<sub>D</sub>.

Brancher enfin le voltmètre en G et vérifier l'existence d'une tension positive de presque 4 V, dès que T<sub>a</sub> est supérieur à 1,7 ms, alors que V<sub>G</sub> reste nulle en dessous de cette durée.

La plaquette réglée sera mise en boîtier métallique ou plastique (voir N° 1378). En sortiront :

- le cordon d'entrée à 3 fils : e, +, -

- le cordon de sortie à 3 fils également : D (variableur), G (relais) et -

#### Composants :

TTL : 1 x SN74121, 1 x SN7400.

T : 4 x 2N2926 (ou BC170B ou BC171B) ; 1 x 2N2926 V (ou BC170C ou BC171C) ; 3 x BC251B

R : 2 x 470 Ω, 2 x 1200 Ω, 1 x 1200 Ω, 1 x 1500 Ω, 1 x 4700 Ω, 1 x 5600 Ω, 1 x 10 kΩ, 1 x 18 kΩ, 2 x 22 kΩ, 1 x 27 kΩ, 2 x 33 kΩ, 1 x 47 kΩ, 1 x 68 kΩ.

Pot/aj : 2 x 10 kΩ type E086 debout.

C : 3 x 47 nF, 1 x 0,1 μF, type C280 ou MKM Siemens ; 1 x 2 μF, 2 x 10 μF perle tantale.

## 2. Les variateurs

**a) Schémas.** Ce sont ceux des chapitres précédents, avec le fameux Minibob en moins. Par contre la commande du relais se fait avec un transistor AC187, recevant sur sa base la tension G et protégé par diode (voir fig. 33).

Nous donnons dans les figures

31 et 32 les modifications à apporter au point de commande.

— Sur le **modèle à rhéostat** (Fig 31) la base du 2N2926 (ou du AC127) est attaquée à travers une 4700 Ω, découplée par 0,1 μF, par la tension D du convertisseur.

— Sur le **modèle à découpage** (fig. 32) un **étage d'adaptation est nécessaire : T<sub>4</sub>, un 2N2926 attaqué comme ci-dessus par la tension D et commandant par l'émetteur, celui de T<sub>4</sub>. Une 330 Ω remplace le Minibob.** Comme la tension délivrée par le convertisseur est assez élevée, le curseur du pot/Aj. de l'émetteur de T<sub>3</sub> sera pratiquement au maximum d'amplitude. Dans les deux cas la commande du relais est la même : figure 33.

**b) Réalisation.** Très peu de différences avec les deux premiers modèles. Le Minibob étant supprimé, la contre-plaque et ses entretoises sont inutiles. La figure 34 donne le détail de la modification à apporter à la figure 24, d'une part avec l'adjonction de T<sub>4</sub>, d'autre part avec le AC187 du relais. Mais cette figure montre en même temps la modification à apporter à la figure 19, pour ce qui concerne le relais.

**c) Mise en service.** Utiliser d'abord une ampoule 7 à 15 W en sortie.

— **Modèle à rhéostat.** Il suffit de régler l'ajustable de 470 Ω pour que, manche à fond, on ait le 2N3055 complètement conducteur. Avec une batterie de 12 V, on a alors presque 11 V en sortie. Au delà du point de réglage optimum, la luminosité n'augmente plus.

— **Modèle à découpage.** Un résultat similaire s'obtient avec le pot/Aj. d'émetteur de T<sub>3</sub> (voir ci-dessus).

## IV. VARIATEUR « CLAP »

Ce modèle, diffusé au sein du CLAP (Ligue de l'Enseignement) est dû à une idée originale de notre ami Jean Maillat (F90F). Cette idée consiste à utiliser le schéma d'un ampli de servo digital en remplaçant le moteur habituel par un 2N3055 actionnant lui-même le moteur de propulsion. L'inversion de marche est à relais également.

**a) Schéma** (fig. 35). C'est le schéma utilisé dans le TF6, avec quelques différences :

- Le réglage du monostable est simplement ajustable. On le calibre sur 1,7 ms.

— La liaison entre T<sub>3</sub> T<sub>4</sub> et T<sub>5</sub> T<sub>6</sub> comporte un ajustable, permettant de régler à volonté la largeur de la zone neutre permettant d'assurer une commutation Avant/Arrière sans problème.

— Les transistors de sortie AC187/188 actionnent chacun pour son compte le 2N3055, monté en découpeur de la tension batterie.

Si le créneau d'entrée est de 1,7 ms (neutre), on ne recueille rien au point S de la Fig 35 et le moteur est à l'arrêt.

Si le créneau d'entrée est inférieur à 1,7 ms, on obtient en S une impulsion différence négative, d'autant plus large que l'écart est grand. Cette impulsion fait conduire la voie T<sub>3</sub> T<sub>4</sub> T<sub>7</sub> : le moteur tourne d'autant plus vite que l'écart est important.

Si le créneau d'entrée est supé-

rieur à 1,7 ms, c'est une impulsion positive qui apparaît en S. T<sub>4</sub> T<sub>6</sub> T<sub>8</sub> conduisent. Par ailleurs, on recueille en sortie de T<sub>3</sub> T<sub>4</sub> des lances négatives, lesquelles transmises au PNP T<sub>10</sub>, le rendent conducteur : le 2 μF se charge, la tension de l'émetteur de T<sub>11</sub> devient positive et actionne le AC187 et le relais qui passe au travail : le moteur tourne ainsi plus ou moins vite et en sens inverse du cas précédent.

Avec un schéma aussi simple, on ne peut pas prétendre à un fonctionnement aussi souple qu'avec les montages déjà étudiés et qui sont beaucoup plus élaborés : les signaux de commande du 2N3055 sont moins « beaux » et le réglage de vitesse moins linéaire. Il n'en reste pas moins vrai que « ça marche ». N'est-ce pas là l'essentiel ?

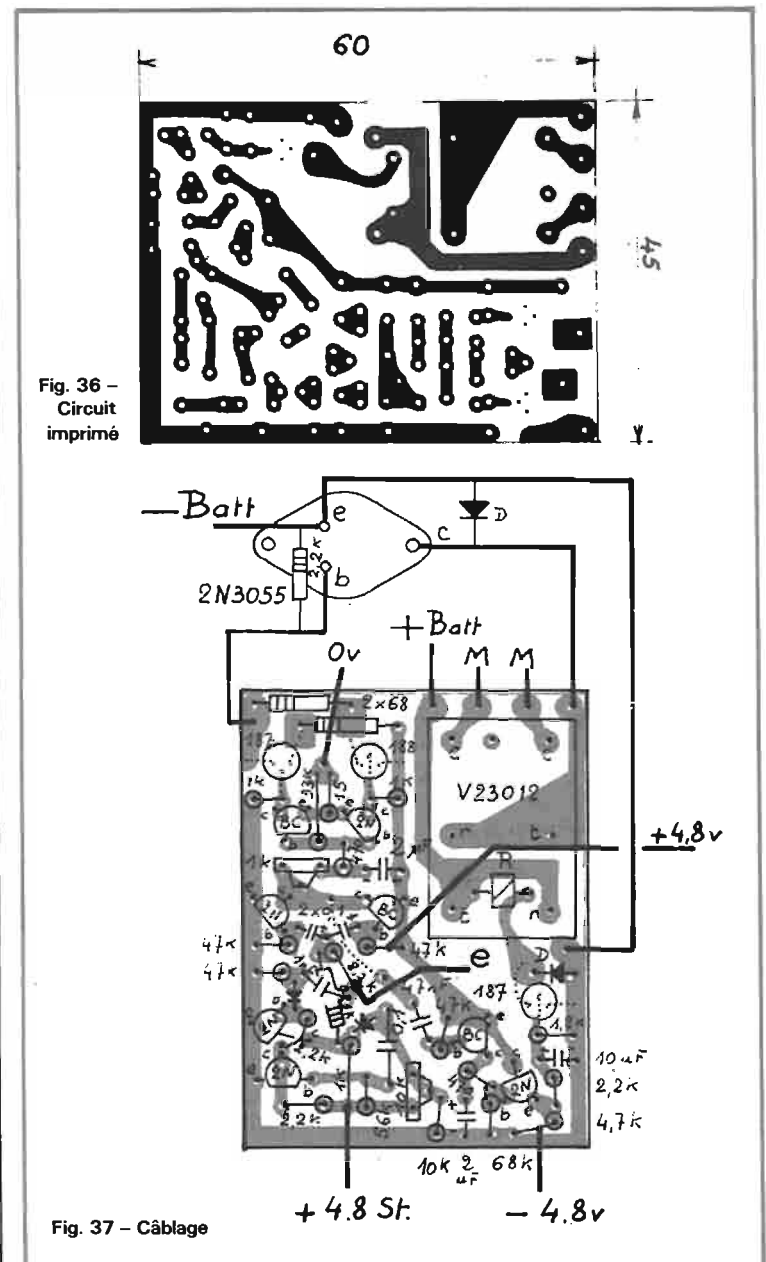


Fig. 37 - Câblage

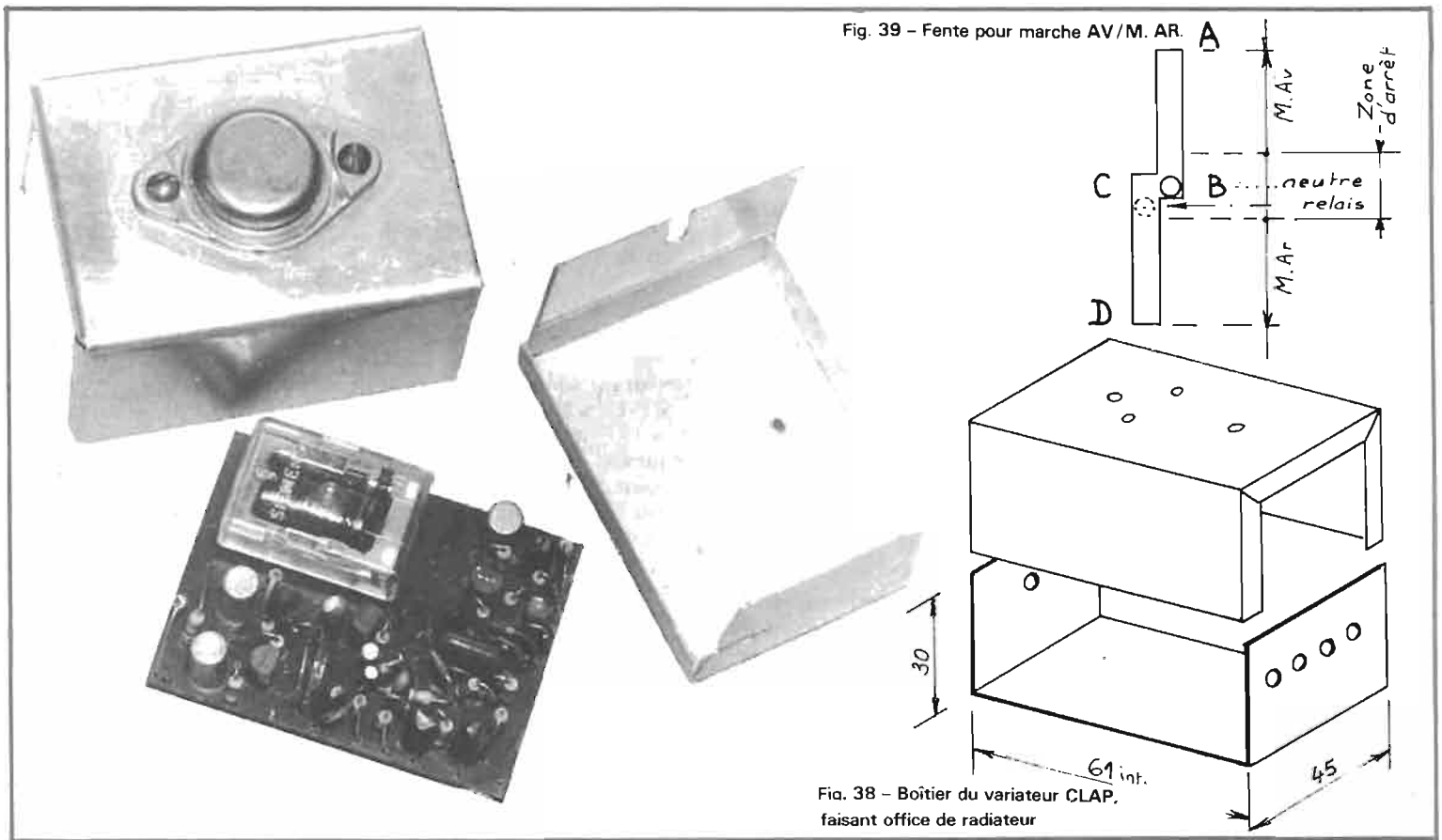


Fig. 38 - Boîtier du variateur CLAP, faisant office de radiateur

## b) Réalisation

**Circuit imprimé** (fig. 36). Le dessin a été fait pour l'utilisation d'un relais « Carte - N » Siemens. Un autre modèle est possible.

— **Montage.** Suivre la fig. 37

— **Mise au point.** Il vaut mieux d'abord ne pas alimenter le relais. Il suffit pour cela de ne pas placer le pont  $T_3$   $T_4$  / 47 nF. Brancher une lampe 7 à 15 W en sortie. Relier au servo-test et mettre sous tension. Régler l'ajustable du monostable pour avoir l'extinction au neutre, puis le second, pour assurer un « trou » de 2 ms environ. Brancher le relais. Vérifier à nouveau le fonctionnement du variateur et de la commutation. Terminer en remplaçant la lampe par le moteur.

Il est conseillé, en cas d'ennuis avec les parasites, d'avoir un sens de fonctionnement du manche de l'émetteur, tel que le relais colle en marche avant. En effet, un parasite a tendance à provoquer ce collage : la marche avant, de loin la plus utilisée, sera ainsi relativement immunisée. La même remarque est d'ailleurs valable pour le convertisseur D/A.

On trouve en figure 38 le dessin de la boîte à utiliser pour le variateur Clap. Le couvercle sert de radiateur pour le 2N3055, dans la

mesure où le moteur ne consomme pas plus de 1,5 A max. Sinon un radiateur extérieur plus efficace doit être utilisé. Ne pas oublier, dans le cas de la figure 38, l'isolement du transistor.

### Composants.

T : 5 x 2N2926 (BC171B);  
3 x BC251B ; 2 x AC187 ;  
1 x AC188 ; 1 x 2N3055.

D : 2 x 1N4148, 2 x genre BY 127.

R : 1 x 15  $\Omega$ , 2 x 68  $\Omega$ ,  
3 x 1000  $\Omega$ , 1 x 1200  $\Omega$ ,  
1 x 4700  $\Omega$ , 1 x 8200  $\Omega$ ,  
1 x 9100  $\Omega$ , 1 x 10 k $\Omega$ , 1 x 33 k $\Omega$ ,  
4 x 47 k $\Omega$ , 1 x 56 k $\Omega$ , 1 x 68 k $\Omega$ .

C : 1 x 1 nF (GFO), 1 x 0,1  $\mu$ F (C280),  
2 x 47 nF (GFO),  
2 x 0,1  $\mu$ F, 1 x 10  $\mu$ F tantale.

Relais : Carte-N Siemens, type V23012, 6 ou 12 V, 2RT.

## V. CONCLUSION

Les variateurs terminés, il reste à les utiliser réellement sur une maquette, avec l'ensemble radio.

Et c'est alors que, parfois... toutes les difficultés commencent ! Car il existe des moteurs électriques vicieux, méchants, retors... qui crachent les parasites par tous leurs pores et des ensembles radio susceptibles, sensibles, chatouilleux... et qui n'apprécient pas du tout les perturbations.

Alors commence une lutte sournoise entre le F1000 et son installation, lutte sans merci, où tous les moyens sont bons : condensateurs un peu partout, selfs d'arrêt dans les conducteurs véhiculant le mal, blindages judicieux, suppression des engrenages métalliques, voire circuits accordés, juste en sortie moteur, faute de pouvoir faire disparaître ce dernier ! Mais un bon F1000 ne se rend pas et il finit toujours par sortir vainqueur !

Pour l'ensemble radio, nous conseillons un émetteur assez puissant, associé à un récepteur pas trop sensible. Il ne sert à rien d'avoir 1 km de portée sur l'eau. Même si vous avez l'intention de traverser l'océan, il suffit d'affrêter un navire d'accompagnement. Une bonne sélectivité du Rx devrait faciliter les choses, mais ce n'est pas évident. Par contre, un condensateur de détection généreux (47 nF, voire 0,1  $\mu$ F au lieu du 22 nF classique), en éliminant de fines impulsions perturbatrices, peut rendre de grands services.

Pour les amateurs envisageant de construire un émetteur spécialisé, nous conseillons le montage d'un manche un peu spécial, pour la commande de la propulsion (voir fig. 39). Le levier se déplace dans une fente à décalage. Elasti-

que, sa position naturelle est AB, donnant la marche avant. Pour passer en marche arrière, il faut appuyer légèrement vers la gauche, au neutre, pour pénétrer dans la partie CD. Il est ainsi impossible de passer brutalement de marche avant en marche arrière, ou inversement. Le léger temps d'arrêt, inévitablement obtenu au neutre, assure une commutation à intensité nulle et ménage l'ensemble du variateur... et de la mécanique. Le relais ne commute qu'au début de la fente CD, la manœuvre dans AB peut donc se faire très vite, sans risque d'un dépassement involontaire du neutre, donc sans provoquer de commutation inutile. La manette de Trim permet précisément de régler le calage ci-dessus.

Tout cela étant dit, nous pensons que cet article permettra à quelques amateurs de réaliser le variateur de leurs rêves. C'est ce que nous souhaitons, en espérant que les premières lignes de cette conclusion ne les auront pas découragés, avant même la première soudure.

Au travail donc et rendez-vous au bord de l'eau... ou dans ce journal pour un autre variateur... sans relais !

F. THOBOIS F.1038  
38, rue J.-Jaurès  
62160 Bully-les-Mines.

# Un variateur de vitesse en kit :



## LE VARIOREL

**C**E variateur de vitesse conçu et réalisé par la firme « R.D. Electronique » se présente sous la forme d'un petit boîtier noir muni de deux pattes de fixation. Ses dimensions extérieures sont réduites par rapport à la puissance de cet appareil. Longueur 80 mm, largeur 50 mm, profondeur 24 mm.

Le Variorel permet la variation progressive de la vitesse, l'arrêt et l'inversion de marche d'un moteur électrique de 60 W. Il fonctionne à partir de 3 V, et jusqu'à 24 V sous une intensité de 10 ampères maximum.

L'inversion de marche ne nécessite qu'une seule batterie contrairement à d'autres appareils du même genre. On pourra donc envisager une batterie plus grosse afin d'obtenir une autonomie plus grande.

Le Variorel pourra se brancher sur tout récepteur digital, à condition que la sortie se fasse sous forme d'impulsions positives, ce qui est le cas pour la plupart des ensembles actuels. L'appareil est muni d'un réglage pour ajuster l'arrêt du moteur en fonction de la largeur du créneau délivré par le récepteur. Suivant le type de moteur employé, il existe également un second réglage afin d'obtenir la vitesse maximum du moteur quand le manche de l'émetteur est poussé à fond dans un sens ou dans l'autre.

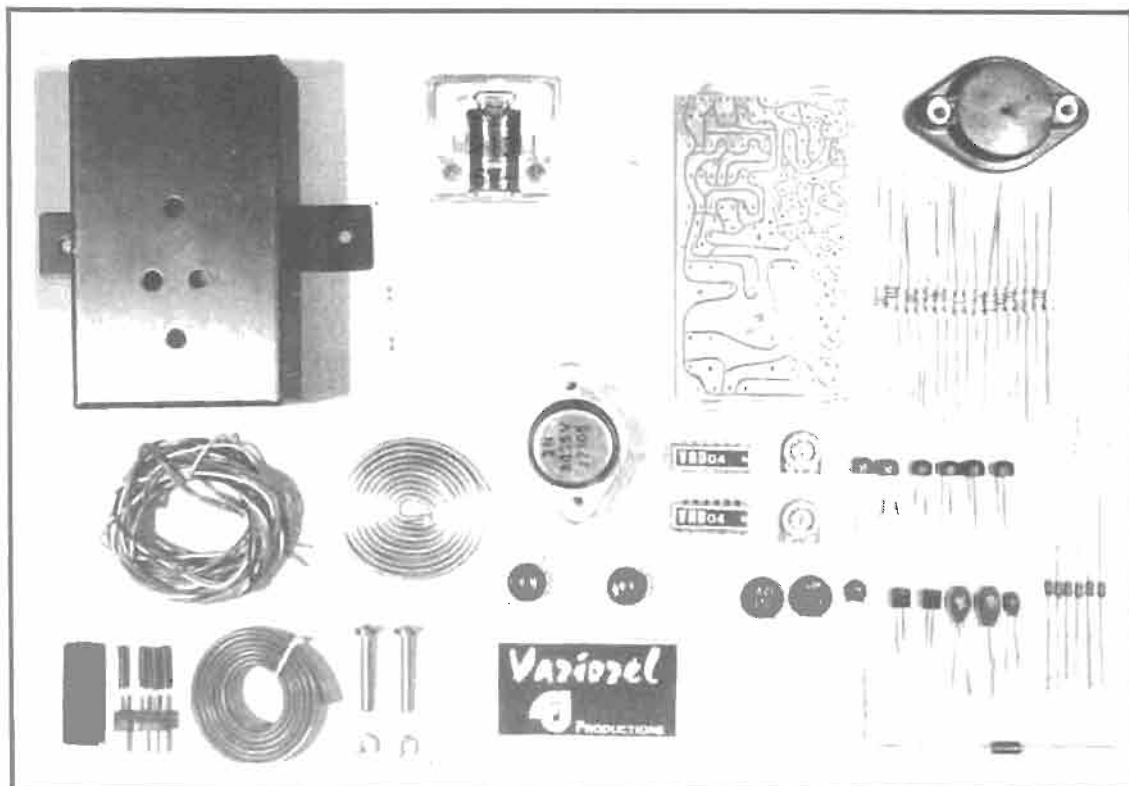
Le Variorel fonctionne sans point milieu aux batteries de réception. Il est donc compatible avec la dernière génération des récepteurs à décodeurs LSI/MOS. Du fait également de sa haute impédance d'entrée, il fonctionne avec les anciens décodeurs qu'ils soient à binistors ou à transistors.

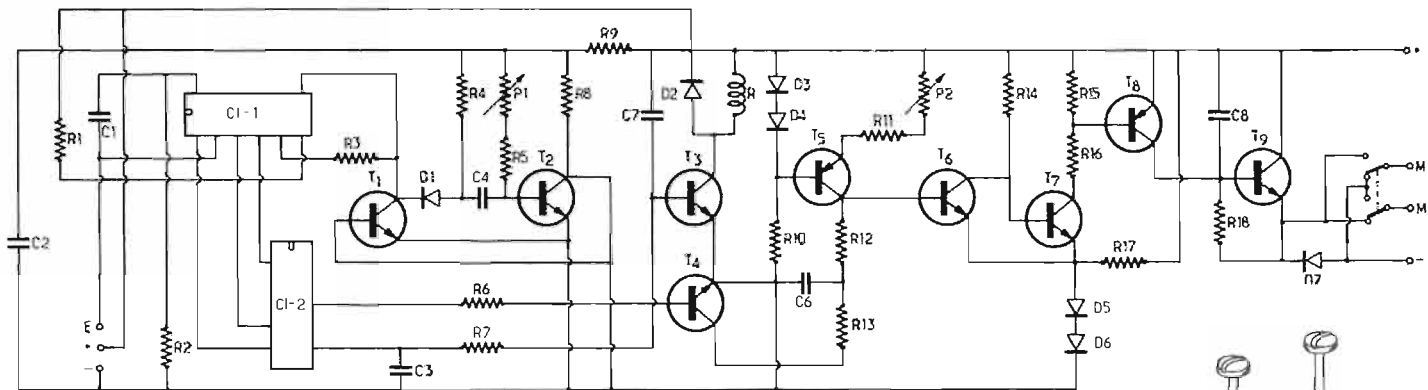
### REALISATION

La réalisation de ce kit ne présente pas de problèmes particuliers, et le fonctionnement en est assuré dès la mise sous tension.

1) Prendre dans ce kit le circuit imprimé, vérifier si tous les trous

sont percés, puis ajuster le circuit dans le coffret. Au besoin retoucher avec une petite lime fine les ergots de fixation. Cette opération devra être faite en premier lieu, car il est toujours difficile de faire la mise en place lorsque les composants sont câblés sur le circuit.

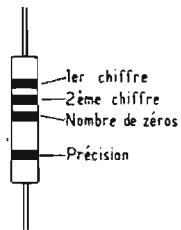




**RESISTANCES**

Code des couleurs

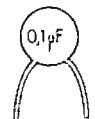
- Noir 0
- Brun 1
- Rouge 2
- Orange 3
- Jaune 4
- Vert 5
- Bleu 6
- Violet 7
- Gris 8
- Blanc 9



Précision: Or 5% Argent 10%



Condensateurs Tantale



Condensateurs Céramiques



Condensateurs Polyester

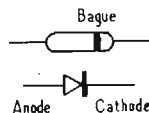
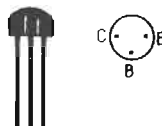
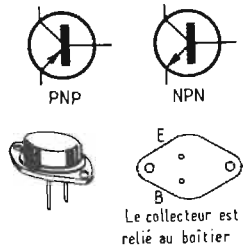
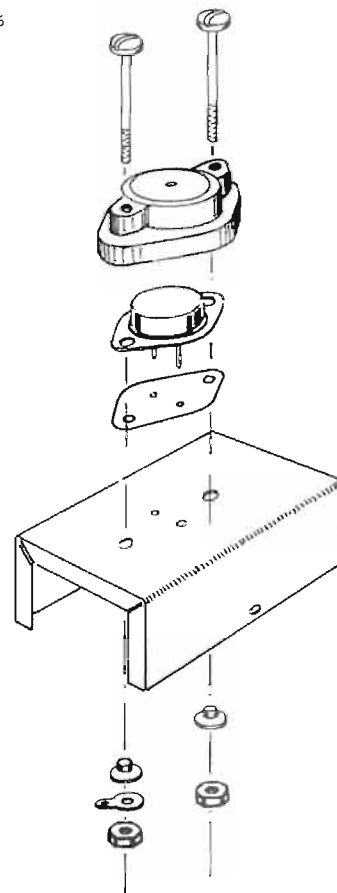


Fig. 1

**LISTE DU MATERIEL**

- CI 1 : 74L00
- CI 2 : 74L00
- T.1 : BC 171 A
- T. 2 : BC 171 A
- T. 3 : MPS A05
- T. 4 : BC 171 A
- T. 5 : BC 251 A
- T. 6 : BC 171 A
- T. 7 : BC 171 A
- T. 8 : MPS A55
- T. 9 : 2N 3055
- D1, D2, D3, D4, D5
- D6 : 1N 4148
- D7 : 1N 4004

- Relais : BTR 310 6 V
- P1 : Résist. ajust. 47 kΩ
- P2 : Résist. ajust. 47 kΩ

**Résistances 1/4 W**

- R1 : 470 kΩ
- R2 : 1 kΩ
- R3 : 1 kΩ
- R4 : 1 kΩ
- R5 : 33 kΩ
- R6 : 10 kΩ
- R7 : 3,3 kΩ
- R8 : 3,3 kΩ
- R9 : 220 Ω
- R10 : 1 kΩ
- R11 : 10 kΩ

- R12 : 2,7 kΩ
- R13 : 2,7 kΩ
- R14 : 4,7 kΩ
- R15 : 470 Ω
- R16 : 220 Ω
- R17 : 1 kΩ
- R18 : 100 Ω
- C1 : 10 nF céramique
- C2 : 47 μF tantale
- C3 : 0,1 μF céramique GFO 12 V
- C4 : 47 nF condo. 5 %.
- C5 : 1 nF céramique
- C6 : 0,22 μF tantale

- C7 : 10 μF tantale
- C8 : 0,1 μF céramique GFO 12 V

- 1 circuit imprimé
- 1 prise Simprop 4 broches mâle
- 1 coffret
- 1 isolateur mica
- 1 capot protecteur de 2N 3055
- 50 cm de soudure 60 %
- 1 m de fil souple SM 485
- 1 m de fil 10/10
- 2 passes-fils
- 2 vis 3 mm avec écrou
- 1 cosse Ø 3
- 4 cm de gaine thermorétractable de Ø 9 mm.

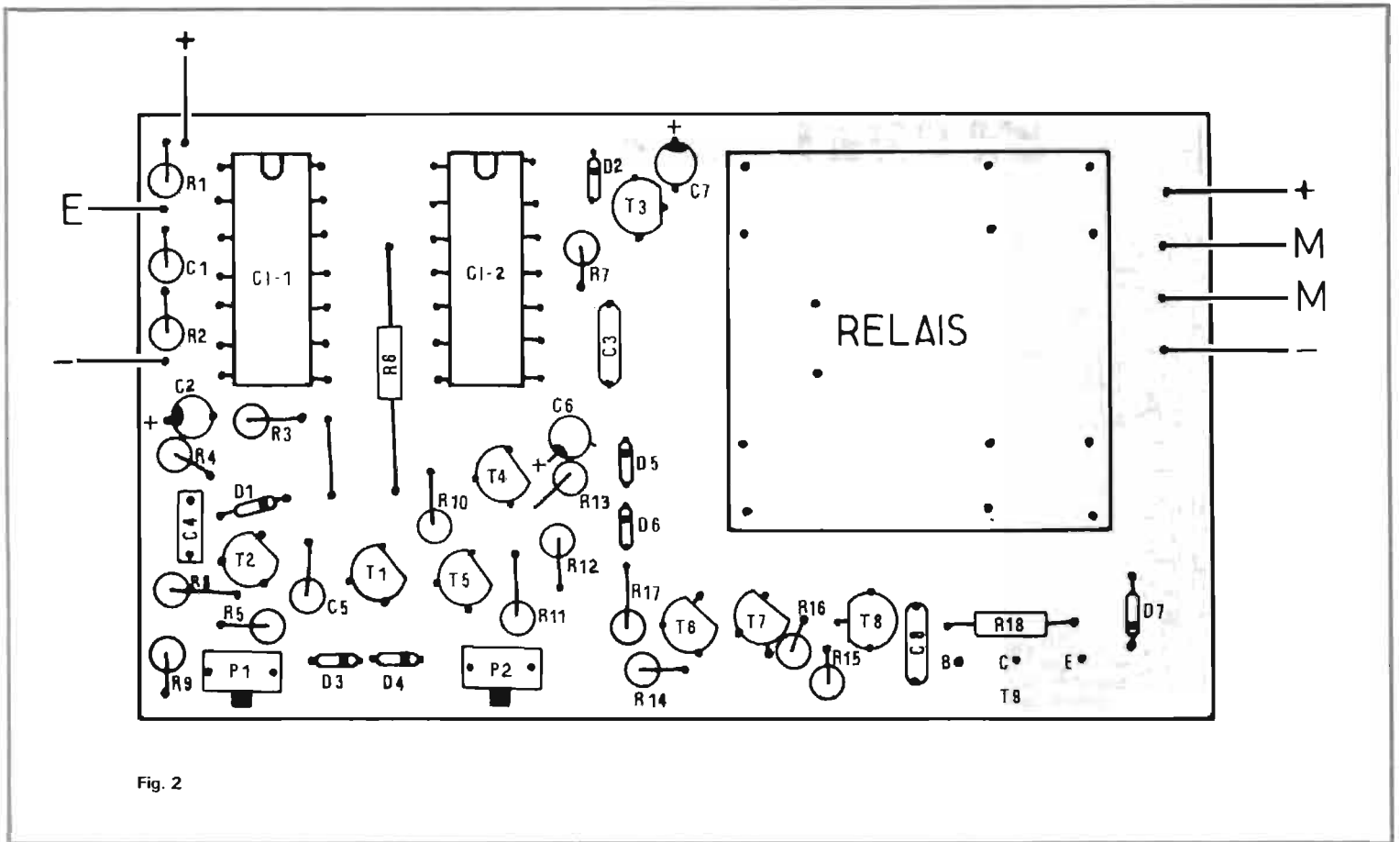


Fig. 2

2) Poser la plaque en mica sur le dessus du coffret, positionner le transistor T9 2N 3055, placer les rondelles isolantes, mettre le protecteur en plastique noir, fixer le tout à l'aide d'une vis de 3 mm. Sur l'autre vis enfiler une cosse et visser le tout (fig. 1).

3) Placer le relais carte le plus près possible du circuit imprimé. Le souder.

4) Positionner et souder les deux circuits intégrés BRD04 en respectant impérativement les sens.

5) Placer et souder les transistors T3 MPSA 05 et T8 MPSA 55. Tenir compte de la position du côté plat.

6) Placer la résistance R6 (10 k $\Omega$ ) à plat sur le circuit et souder.

7) Positionner et souder verticalement toutes les autres résistances : R1 (470 k $\Omega$ ), R2 (1 k $\Omega$ ), R3 (1 k $\Omega$ ), R4 (1 k $\Omega$ ), R5 (33 k $\Omega$ ), R7 (3,3 k $\Omega$ ), R8 (3,3 k $\Omega$ ), R9 (220  $\Omega$ ), R10 (1 k $\Omega$ ), R11 (10 k $\Omega$ ), R12 (2,7 k $\Omega$ ), R13 (2,7 k $\Omega$ ), R14 (4,7 k $\Omega$ ), R15 (470  $\Omega$ ), R16 (220  $\Omega$ ), R17 (1 k $\Omega$ ).

8) Placer la résistance R18 (100  $\Omega$ ) horizontalement et souder.

9) Placer et souder les diodes verticalement D1, D2, D3, D4, D5, D6 (1N 4148) (fig. 2).

10) Mettre en place la diode D7 (1N 4004) verticalement sur le circuit imprimé et souder (fig. 2).

11) Positionner les transistors T1 (BC 171 A), T2 (BC 171 A), T4 (BC 171 A), T6 (BC 171 A), T7 (BC 171 A). Souder (fig. 3).

12) Placer le transistor (BC 251) T5, et souder (fig. 3).

13) Placer les condensateurs C1 (10 nF) et C5 (1 nF) et souder.

14) Placer le condensateur C4 (47 nF) et souder.

15) Mettre en place les condensateurs C3 (0,1  $\mu$ F) et C8 (0,1  $\mu$  céramiques). Les souder.

16) Placer les condensateurs au tantale C2 (47  $\mu$ F), C6 (0,22  $\mu$ F) et C7 (10  $\mu$ F), en respectant leur polarisation.

17) A l'aide d'une queue de composant coupé lors du montage, réaliser le strap situé entre R3 et D1.

18) Positionner les résistances ajustables P1 et P2 (47 k $\Omega$ ).

19) Mettre en place les fils d'alimentation en respectant les couleurs données : fil rouge (+), fil noir (-), fil vert entrée. Torsader ou tresser ces trois fils. Fixer provisoirement la prise Simprop 4 broches.

20) Arrivé à ce stade, il faut essayer le fonctionnement de la platine. Brancher sur un ensemble radio en état de marche ou mieux

sur un testeur de servos. Deux possibilités à ce stade, le relais colle, ou il ne fait rien. Faire fonctionner le manche de l'émetteur ou du testeur de servos, d'un côté ou de l'autre, le relais doit fonctionner : se décoller s'il était collé, ou coller s'il était décollé. Il y a peu de chance pour que ce changement se fasse au milieu de la course du manche de l'émetteur. Pour cela il faut agir sur la résistance ajustable P1, et amener le point de changement d'état du relais sur le milieu de la course du manche de l'émetteur ou du testeur du servos.

Le premier réglage étant fait on peut passer à la suite de la réalisation.

21) Réunir les points B - C - E du circuit imprimé aux broches correspondantes du 2N 3055 (fig. 4).

22) Câbler les sorties + et - de l'alimentation moteur ainsi que les fils du moteur.

23) Dessouder la prise Simprop soudée provisoirement.

24) Enfiler les passe-fils sur le coffret, et mettre en place le circuit dans le coffret.

25) Souder la prise Simprop 4 broches définitivement avec le bout de gaine thermorétractable que l'on pourra rétracter avec un briquet ou un sèche-cheveux

car on aura bouché l'entrée d'air.

26) Rebrancher l'appareil sur le récepteur. Brancher un moteur ainsi que sa batterie d'alimentation.

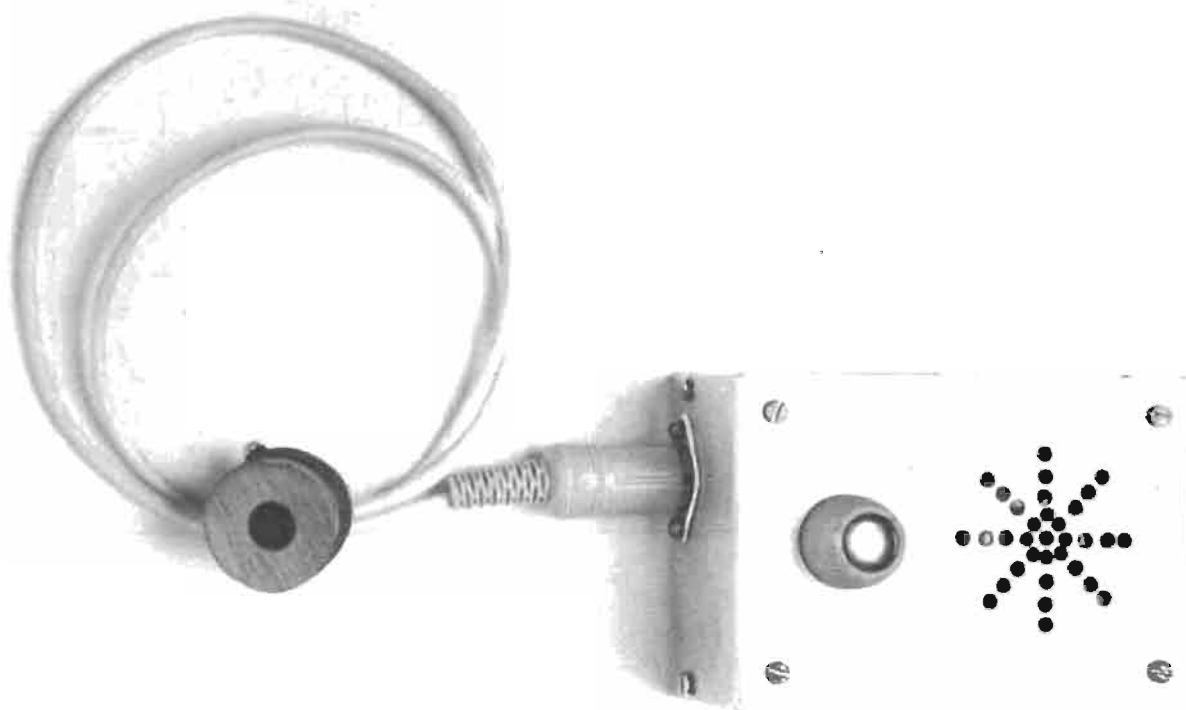
Le moteur doit être à l'arrêt. En poussant le manche il accélérera de plus en plus. Il est possible que l'on sente que le moteur n'est pas à sa vitesse maximum lorsque le manche est poussé à fond. C'est là qu'intervient la résistance ajustable P2. Régler cette résistance de façon à obtenir le maximum de vitesse lorsque le manche est à fond.

27) Si le fonctionnement est correct, fermer le coffret à l'aide de deux petites vis parker.

L'appareil est maintenant prêt à fonctionner sur une maquette. Il faudra cependant veiller à l'anti-parasitage correct du moteur.



# UN AMPLIFICATEUR



## D'ECOUTE TELEPHONIQUE

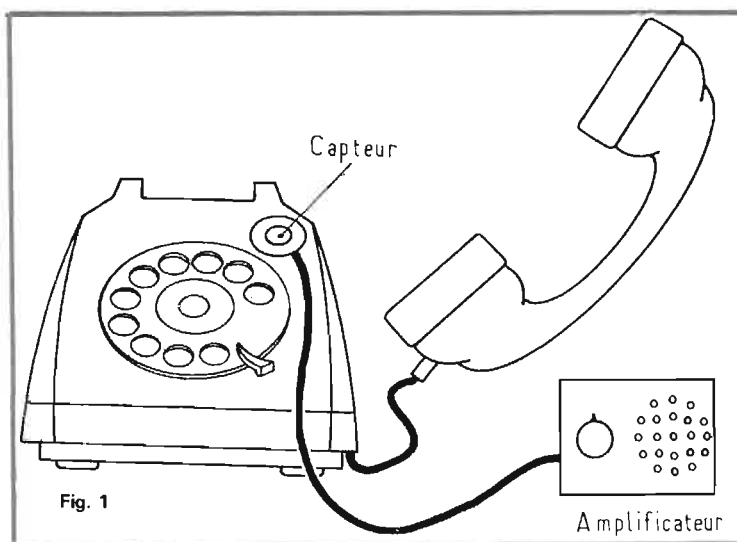
**C**APABLE de reproduire par haut-parleur la voix de l'interlocuteur, l'appareil écrit permet soit de pallier à une éventuelle insuffisance d'amplification dans le cas d'une liaison à longue distance, soit une écoute par plusieurs personnes, soit encore la prise d'un enregistrement magnétique. Le montage de la figure 2, extrait d'un livre consacré aux montages électroniques d'actualité (1), a été conçu de façon qu'on puisse facilement transposer le schéma sur platine imprimée ou Veroboard. De plus, il travaille avec un contre-réaction suffisamment forte pour rendre négligeable l'influence de la dispersion de caractéristiques des transistors utilisés. Le montage a été étudié de façon à présenter une sensibilité minimale aux perturbations industrielles, et notamment à l'ondulation de 50 Hz, res-

ponsable du « ronflement » que les appareils de ce genre font généralement entendre. Cependant, le gain de l'amplificateur est suffi-

samment élevé pour qu'un sifflement d'accrochage puisse devenir audible, quand on approche la bobine captrice trop près du haut-

parleur, ou ce dernier trop près du combiné téléphonique.

Le bobinage comporte 3000 à 5000 spires en fil de cuivre, émaillé, d'un diamètre compris entre 0,08 et 0,12 mm. Le diamètre intérieur (d., fig. 3) de l'enroulement sera de 15 mm environ. Il peut être réduit à 10 mm, si on y place un noyau de ferrite d'une longueur de 2 à 3 cm (morceau d'un bâtonnet d'antenne de ferrite). Le bobinage est à coupler, à travers la paroi de l'appareil téléphonique (fig. 1), avec le transformateur que ce dernier contient. Il est également possible de le coupler avec l'écouteur. Dans les deux cas, la position optimale est à déterminer expérimentalement. Pour cela, on peut écouter l'« horloge parlante » ou un service d'informations téléphonés.



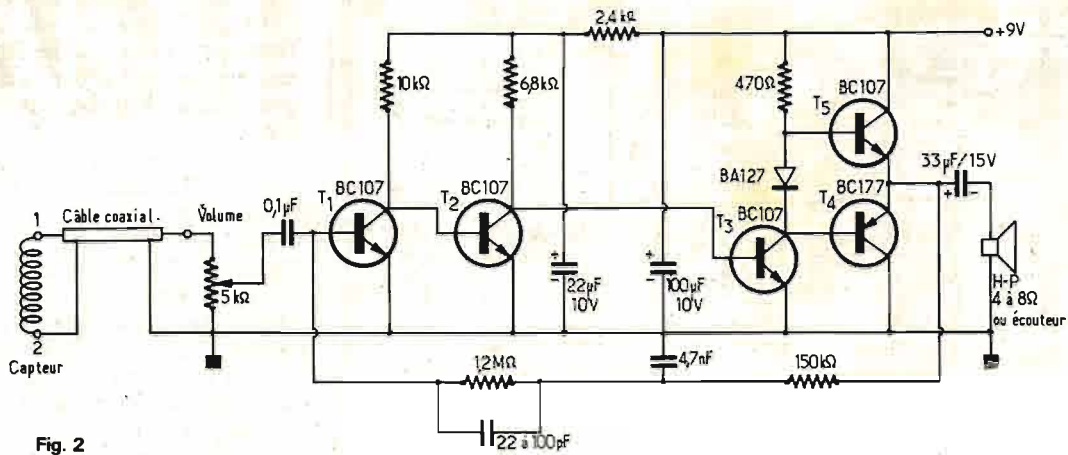


Fig. 2

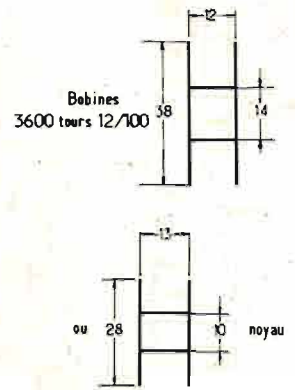


Fig. 3

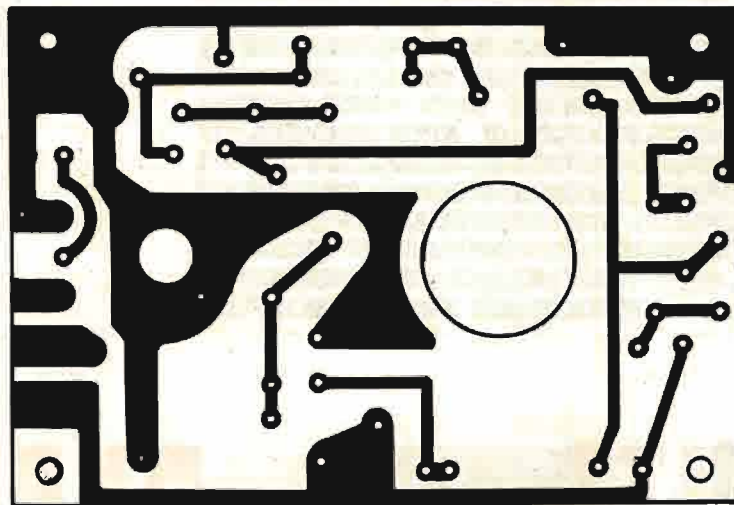
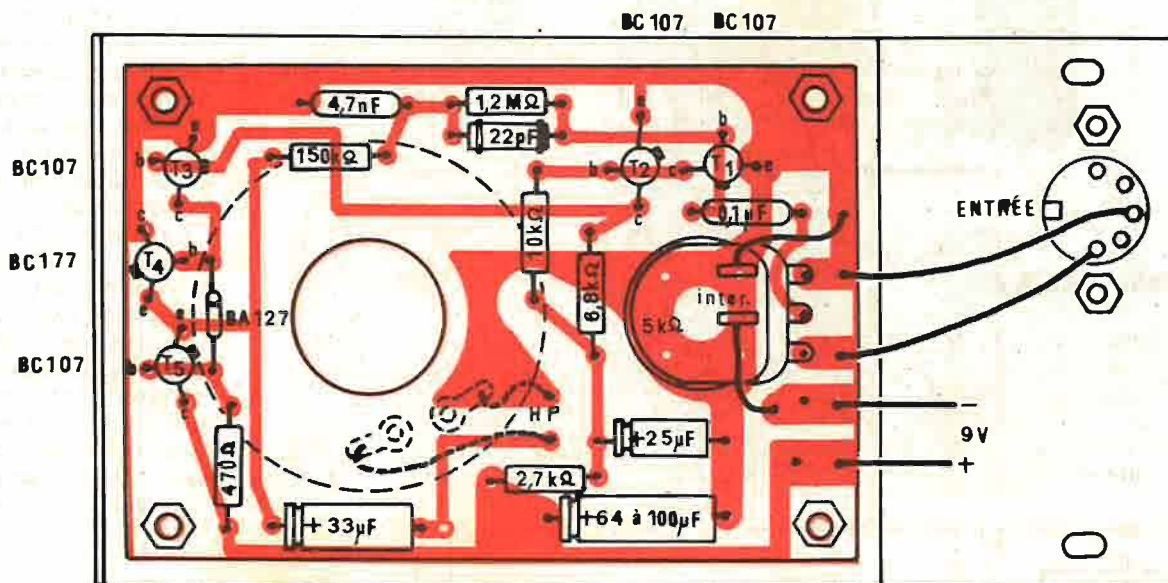


Fig. 4 - Version sur circuit imprimé.



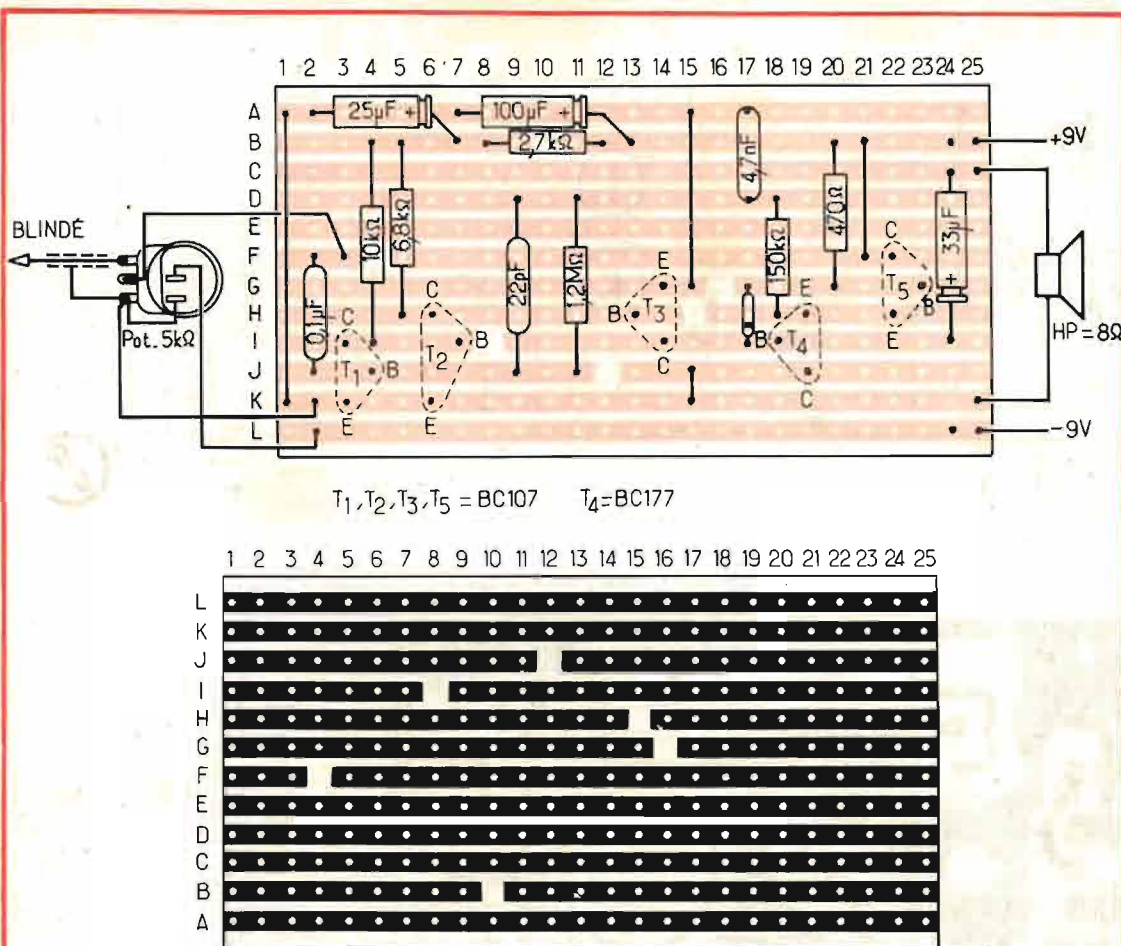
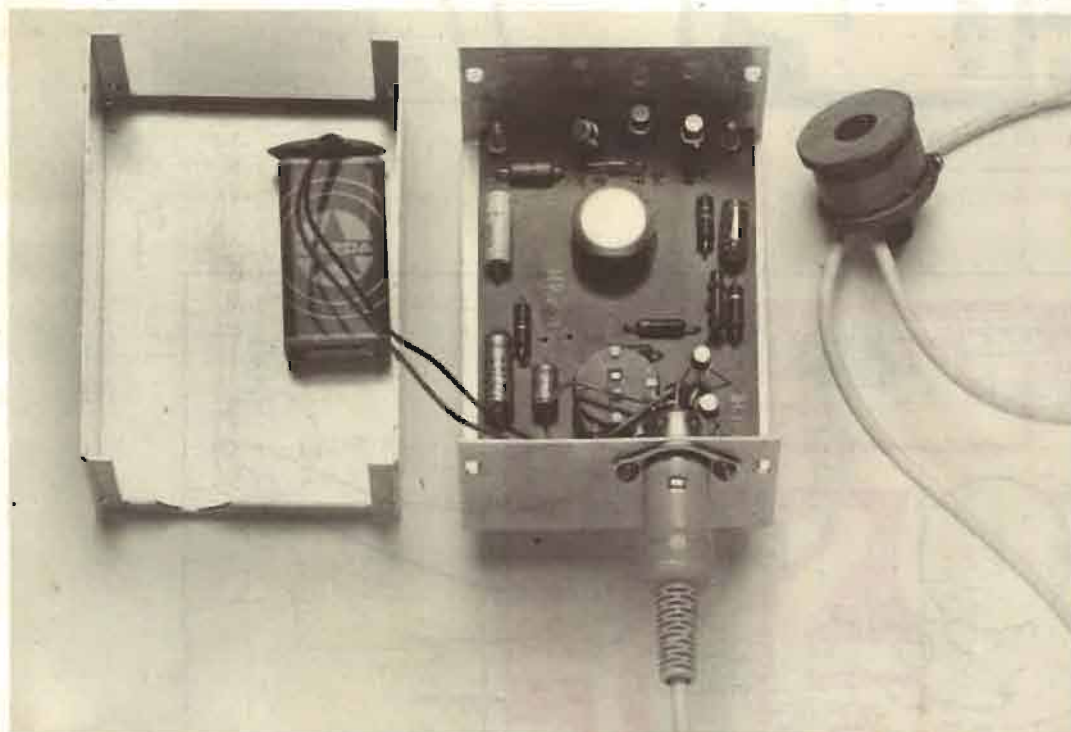


Fig. 5 - Version sur plaquette M. Board.



### REALISATION

Notre maquette a été réalisée dans la version circuit imprimé

(présentée figure 4). Elle est présentée dans un boîtier Teko 3B avec la pile miniature 9 V incorporée. Le circuit imprimé a été prévu avec deux trous d'arrivées

pour les piles de façon à permettre la mise en parallèle de deux piles ce qui donnera pour chacune d'elles un débit moyen de 6 mA et permettra de la sorte, une du-

rée d'utilisation convenable.

La liaison capteur-amplificateur a été effectuée sur prise DIN 5 broches mais toute autre liaison peut être réalisée suivant le goût et le matériel dont dispose le réalisateur.

Les capteurs ont été réalisés avec du fil émaillé de 12/100 la première bobine, sur mandrin carton de 14 mm de diamètre, compte 3600 spires du même fil. Ces bobinages ont été effectués à l'aide d'une chignole à main, fixée dans un étau, il suffit pour cela de calculer le rapport de démultipliation qui dans notre cas était de 1/6 soit 600 tours de manivelle pour 3600 tours de mandrin.

Les bobines sont collées au scotch, les extrémités réalisées avec du fil souple. C'est le seul point délicat de la réalisation, le fil de 12/100 étant assez fragile il faudra s'assurer de la solidité et de la sécurité de ces liaisons extérieures. Pour la liaison entre la bobine et l'entrée de l'amplificateur nous avons utilisé un câble coaxial.

Sur notre maquette nous avons utilisé un haut-parleur de 5 cm de diamètre et de 8 Ω d'impédance, la qualité du son obtenu ne sera que meilleure avec un haut-parleur de plus grand diamètre mais dans tous les cas il est indispensable d'isoler la carcasse du haut-parleur du circuit imprimé avec de la mousse ou un morceau de carton.

### ESSAIS

Notre maquette a fonctionné dès la mise en marche de l'appareil, un léger accrochage se produisant nous avons dû porter à 82 pF la valeur du condensateur placé en parallèle sur la résistance de 1,2 MΩ située dans le circuit de contre-réaction.

Il est souhaitable de placer le haut-parleur le plus loin possible du combiné téléphonique pour éviter l'effet Larsen ; mais notre câble de liaison de 70 cm de longueur suffit amplement.

La fixation du capteur sur le poste téléphonique peut se faire à l'aide de bande adhésive, ou mieux, avec une ventouse de flèche de pistolet d'enfant.

H.S.

(1) Günter Wahl, Electronic Hits, Topp-Buchreihe Elektronik, n° 78, Verlag Frech, Stuttgart - En vente chez Radio-Prim.



# DEUX MINUTERIES D'ESCALIER

## à mémoire de durée

La consommation d'énergie d'un éclairage d'escalier peut être réduite, si la minuterie est conçue de façon que chaque utilisateur puisse programmer la durée d'éclairage correspondant à ses besoins. Or, si on dispose simplement de trois boutons, « court », « moyen » et « long », l'expérience prouve que tout le monde se sert du bouton « long », car, du moment que c'est la communauté qui paie... Il faut donc imposer, à l'utilisateur, un certain effort de programmation. S'il désire un éclairage de grande durée, il devra appuyer plus longtemps, ou plusieurs fois de suite. Ne nécessitant qu'un seul bouton par palier, cette solution a aussi l'avantage de s'adapter à toute installation existante.

Une telle minuterie peut être réalisée soit à l'aide de relais mécaniques, soit avec des circuits entièrement électroniques. La seconde de ces deux solutions est probablement la plus fiable et la plus économique, et ce n'est que la compréhension de son schéma qui pourrait demander une attention un peu plus élevée.

### I. - VERSION A RELAIS STATIQUES

#### Etude du schéma

La « mémoire » est constituée par le condensateur  $C_2$  (fig. 1). Comme ce condensateur doit présenter un faible courant de fuite, on utilise un type d'une tension de

service relativement élevée. Lorsqu'on manœuvre la touche S,  $T_1$  reçoit un courant de base, et il charge alors  $C_2$ . Comme, au départ,  $C_1$  et  $C_3$  se trouvent déchargés, les courants de base et de collecteur de  $T_1$  sont importants. Même si S n'a été manœuvré que très brièvement,  $C_2$  peut ainsi acquérir une charge suffisante pour pouvoir commander l'éclairage pendant une à trois minutes. La valeur exacte de cette « durée minimale » peut être ajustée par les réglages qui seront commentés plus loin.

Quand on maintient S fermée, la tension aux bornes de  $C_1$ , et de  $C_3$  reste constante, et le courant de collecteur de  $T_1$ , déterminé par  $R_5$  ainsi que le diviseur  $R_1, R_2$ , tombe à moins de 1 mA. La char-

ge de  $C_2$  se fait donc maintenant beaucoup plus lentement. En fonction de l'ajustage de  $R_6$ , on arrive ainsi à « mémoriser » 1, 5 à 3 minutes d'éclairage, pour chaque seconde pendant laquelle on maintient S fermée, et ce jusqu'à un maximum de 6 à 12 minutes. Ce maximum (charge complète de  $C_2$ ) peut être atteint un peu plus rapidement, quand on manœuvre S plusieurs fois de suite, de façon cadencée.  $C_1$  et  $C_3$  auront alors le temps de se décharger entre chaque manœuvre, d'où forte intensité de collecteur à la suivante.

Quand  $C_2$  a acquis une charge, on effectue, par  $T_2$ , une décharge à intensité constante. Imposée par le diviseur  $R_8, R_9, R_{10}$ , ainsi que par les résistances d'émetteur,  $R_6$ ,

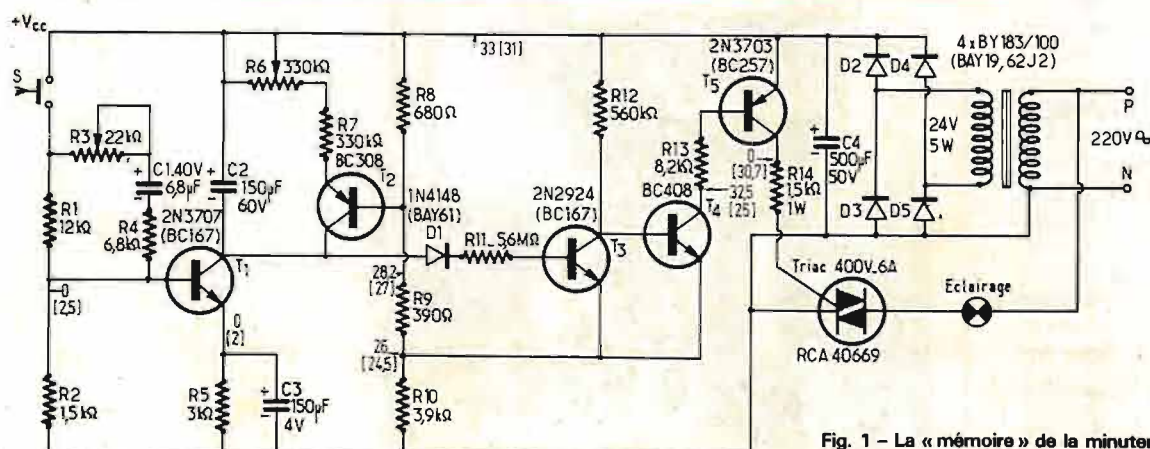


Fig. 1 - La « mémoire » de la minuterie est constituée par le condensateur  $C_2$  et par ses circuits de charge et de décharge.

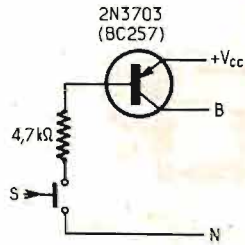


Fig. 2 - Etage auxiliaire ramenant la touche S à un conducteur de l'installation électrique.

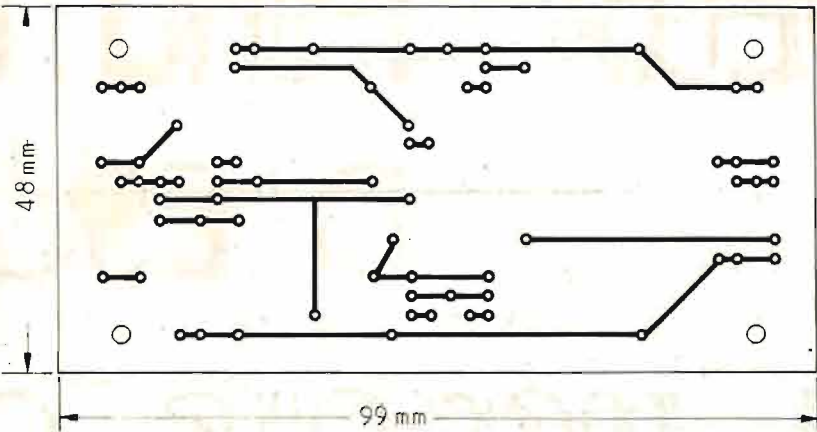


Fig. 3 - Plan de connexion et d'implantation de la minuterie, vu du côté cuivre de la platine imprimée.

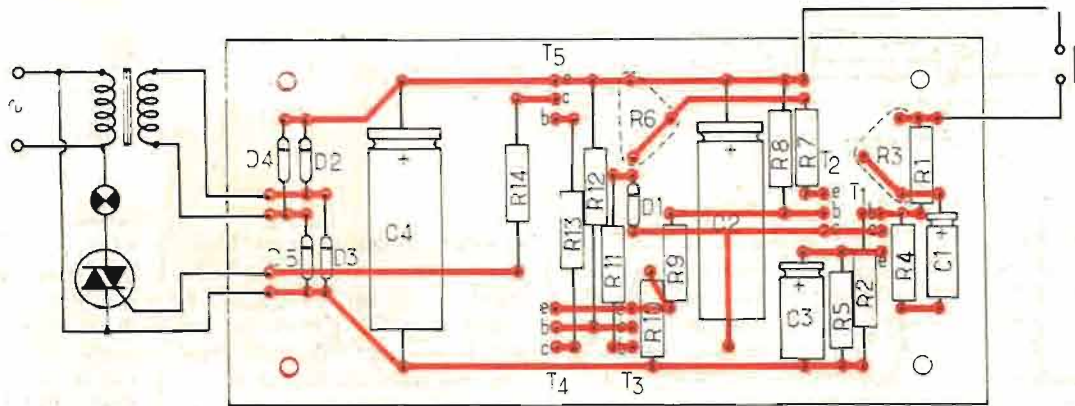
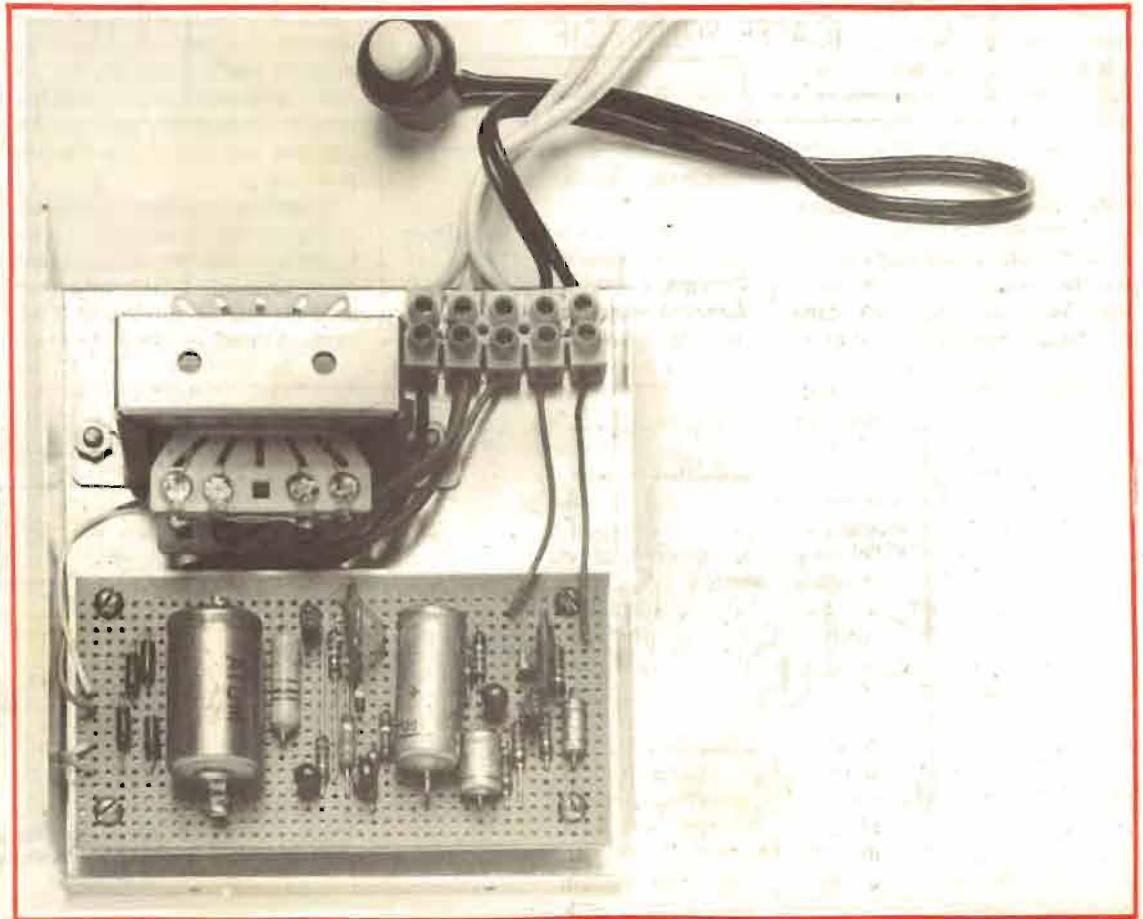


Fig. 4

R<sub>7</sub>, cette décharge pourra être cent ou deux cents fois plus lente que la charge due à une manœuvre prolongée de S.

La commande de l'éclairage se fait par un triac qui demande un courant de gâchette de 20 mA environ. Ce courant est fourni par T<sub>5</sub> qui est commandé, à son tour, par la bascule T<sub>3</sub>, T<sub>4</sub>. Au repos (C<sub>2</sub> déchargé), la base de T<sub>3</sub> reçoit du collecteur de T<sub>2</sub> une polarisation suffisante pour que T<sub>3</sub> reste saturé. Ainsi, T<sub>4</sub> et T<sub>5</sub> restent bloqués, et le triac ne conduit pas. Mais dès que la charge aux bornes de C<sub>2</sub> devient supérieure à 5 V environ, D<sub>1</sub> cesse de conduire, puisque l'émetteur de T<sub>3</sub> se trouve porté, par le diviseur R<sub>8</sub>, R<sub>9</sub>, R<sub>10</sub>, à un potentiel relativement élevé. Tout en faisant partie du diviseur mentionné, R<sub>10</sub> est aussi la résistance commune d'émetteur de T<sub>3</sub> et de T<sub>4</sub>. Ces transistors peuvent donc effectivement fonctionner comme une bascule, et commander, via T<sub>5</sub>, le triac de façon immédiate. Quand, à la fin du cycle d'éclairage, C<sub>2</sub> aura perdu suffisamment de charge pour que D<sub>1</sub> puisse conduire de nouveau, la bascule revient dans son état initial, et le triac se bloque.





## II. - VERSION A RELAIS MECANQUES

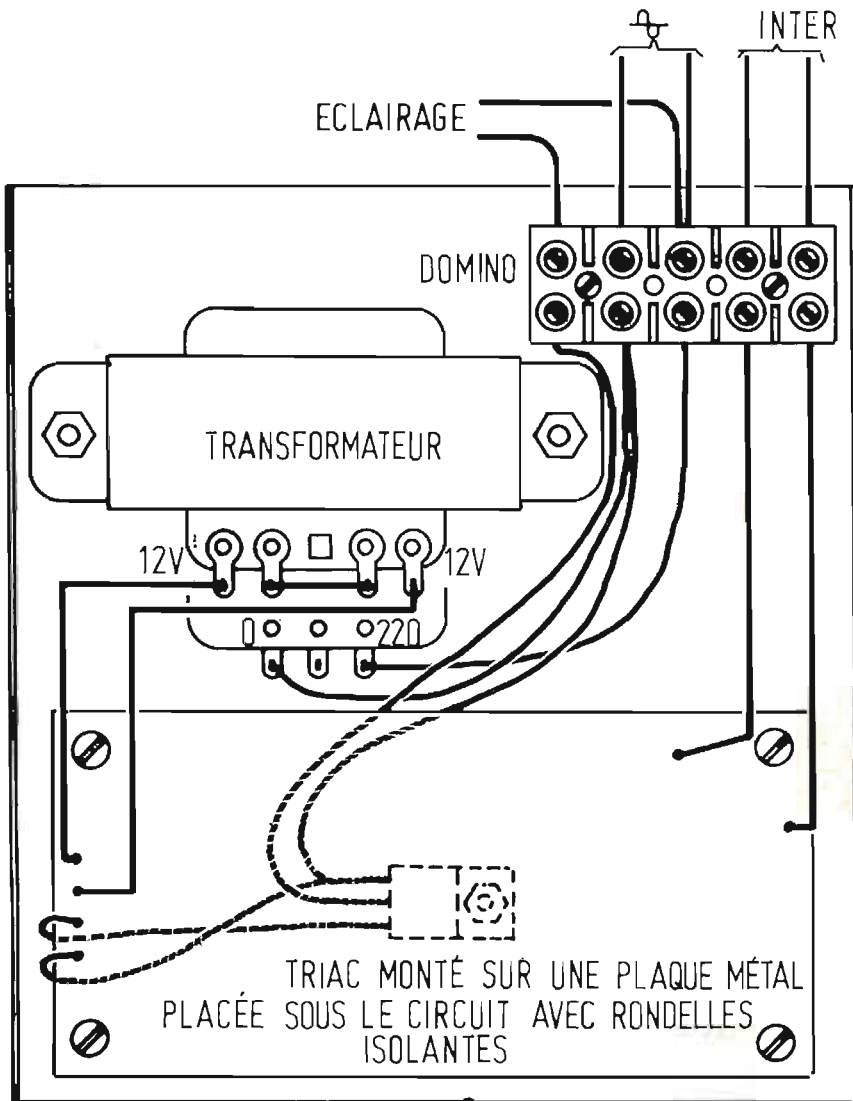


Fig. 5

Les tensions portées dans le schéma, valables pour le fonctionnement au repos, sont complétées par celles qu'on mesure pendant la manœuvre de S (entre parenthèses) et par celles relevées pendant le fonctionnement de l'éclairage (entre crochets). Toutes ces tensions ont été mesurées par rapport au conducteur N. On remarquera que ce conducteur est commun au réseau d'alimentation, alors que cela n'est le cas pour aucun des conducteurs menant à S. Ainsi, le schéma de la figure 1 n'est directement utilisable que si l'installation a été réalisée sous forme d'un réseau indépendant, pour les boutons de commande. Dans le cas contraire, il suffit de faire précéder le montage par l'étage auxiliaire de la figure 2, menant à une disposition telle que l'un des conducteurs de S est constitué par N.

Le plan d'implantation (fig. 3) a été conçu avec une distance de 2,54 mm seulement entre certaines des résistances du montage. En effet, sauf  $R_{14}$ , toutes les résistances du montage dissipent moins de 1/8 de W, et on peut donc utiliser des composants de taille très réduite.

Lors de la mise au point, on pourra trouver, pour  $+V_{CC}$ , une valeur quelque peu différente de celle indiquée dans le schéma, car aucune stabilisation n'est prévue. Pour les autres tensions, on trouvera, évidemment, une valeur modifiée en proportion. Pour l'essai, on connecte une ampoule d'éclairage à la sortie du montage, et, manœuvrant S, on en provoque l'allumage. Puis, on laisse S fermée, pendant une dizaine de secondes, pour être sûr que  $C_2$  se soit complètement chargé. Pour cela, on peut également mesurer

la tension aux bornes de  $C_2$ , à l'aide d'un voltmètre électronique. Puis, on mesure le temps qui s'écoule jusqu'à l'extinction de l'ampoule. Pour  $R_6 = 0$ , cette durée sera de 6 minutes environ. La somme  $R_6 + R_7$  étant proportionnelle à cette durée maximale de fonctionnement, il suffit d'augmenter  $R_6$ , si on veut la prolonger. Quand on aura obtenu le délai de fonctionnement désiré pour le cas de l'éclairage le plus long, on pourra passer à l'ajustage du délai minimal. Pour cela, on détermine d'abord la durée d'éclairage qu'on obtient après une manœuvre très brève de S, puis on modifie, au besoin  $R_3$ , en sachant que cette durée minimale sera d'autant plus grande que  $R_3$  est plus faible. La mise au point du montage se trouve alors terminée.

Dans le montage décrit, lequel est extrait d'un livre consacré à l'électronique « domestique » (1), la durée d'éclairage est de 2 minutes pour une durée de commande inférieure à une seconde, de 4 minutes pour 1,5 secondes environ, et de 8 minutes pour plus de 2,5 secondes. Lors d'une manœuvre brève de la touche de déclenchement, une impulsion positive se trouve transmise, via  $D_4$ ,  $R_1$ , sur le condensateur  $C_1$ , lequel se charge immédiatement. Le transistor  $T_1$  reçoit alors un courant de base, par  $D_1$  et  $R_4$ .  $T_2$  devient également conducteur, et le relais  $RL_3$  s'arme, pendant 2 minutes environ, jusqu'à la décharge de  $C_1$  (fig. 6).

Si le bouton de commande reste fermé pendant une durée plus longue,  $C_4$  peut se charger, via  $D_5$ ,  $R_5$ , à une tension suffisante pour que  $T_3$  devienne conducteur. Le contact du relais 1 fait alors passer un courant dans  $R_2$ , et  $C_2$  se trouve chargé très rapidement. La durée d'éclairage est maintenant proportionnelle à la charge accumulée sur  $C_1$  et sur  $C_2$ ; elle sera donc plus longue que précédemment. Finalement, une durée de commande encore plus longue provoque aussi l'action du relais 2, et la charge de  $C_3$ , d'où une durée d'éclairage encore plus longue. Pour cela, il convient d'ajuster  $R_6$  sur une valeur ohmique plus grande que celle choisie pour  $R_5$ .

Les trois relais doivent comporter des enroulements capables de supporter une tension de 9 V et dont la résistance est comprise entre 100 et 200  $\Omega$ . Dans le cas de  $RL_3$ , le contact doit être conçu pour une tension de travail de 20 V, et pour une intensité correspondant à celle de l'éclairage à commander. La mise au point consiste à ajuster  $R_5$  et  $R_6$  sur les durées d'éclairage prévus. Lors de l'installation, on pourra monter l'appareil de façon que l'utilisateur puisse percevoir les claquements successifs des relais. Il pourra alors manœuvrer le bouton de commande exactement pendant le délai nécessaire pour obtenir la durée d'éclairage désirée.

La figure 7 représente le câblage sur plaquette M. Board.

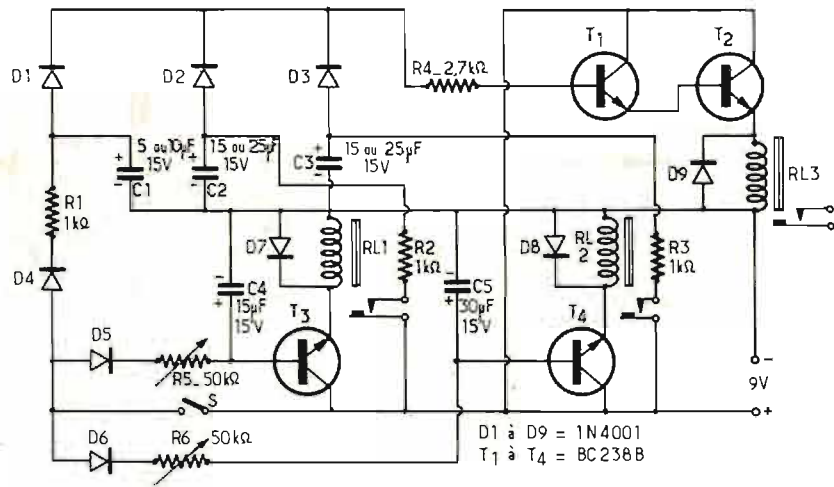


Fig. 6

38

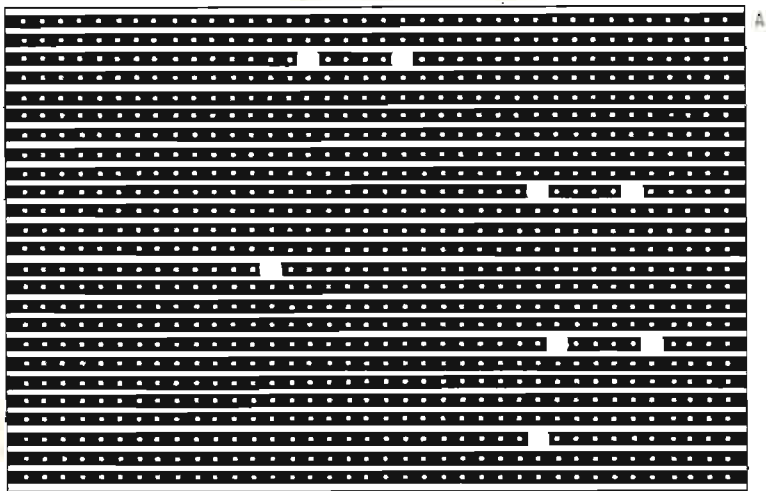
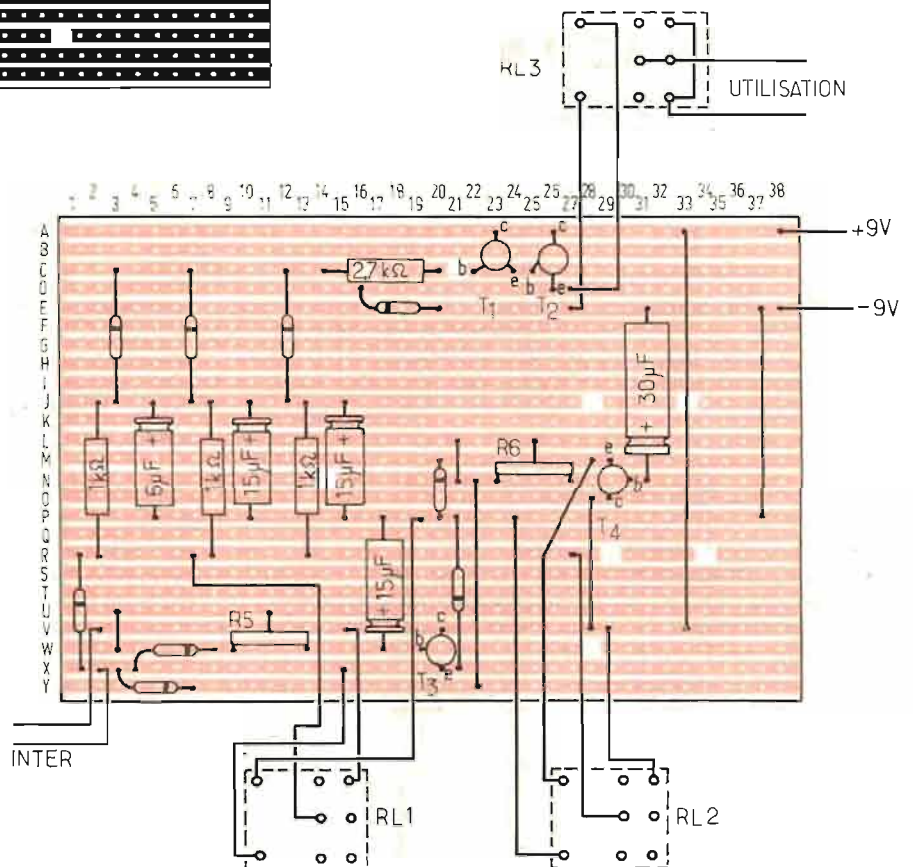
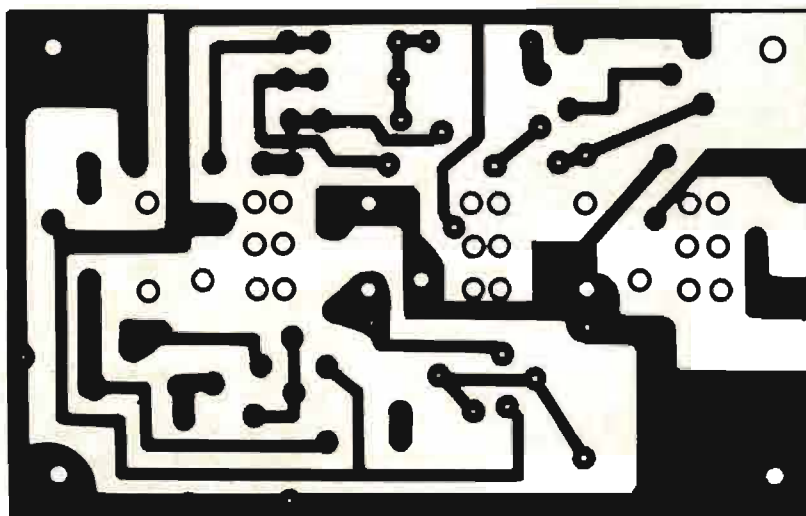
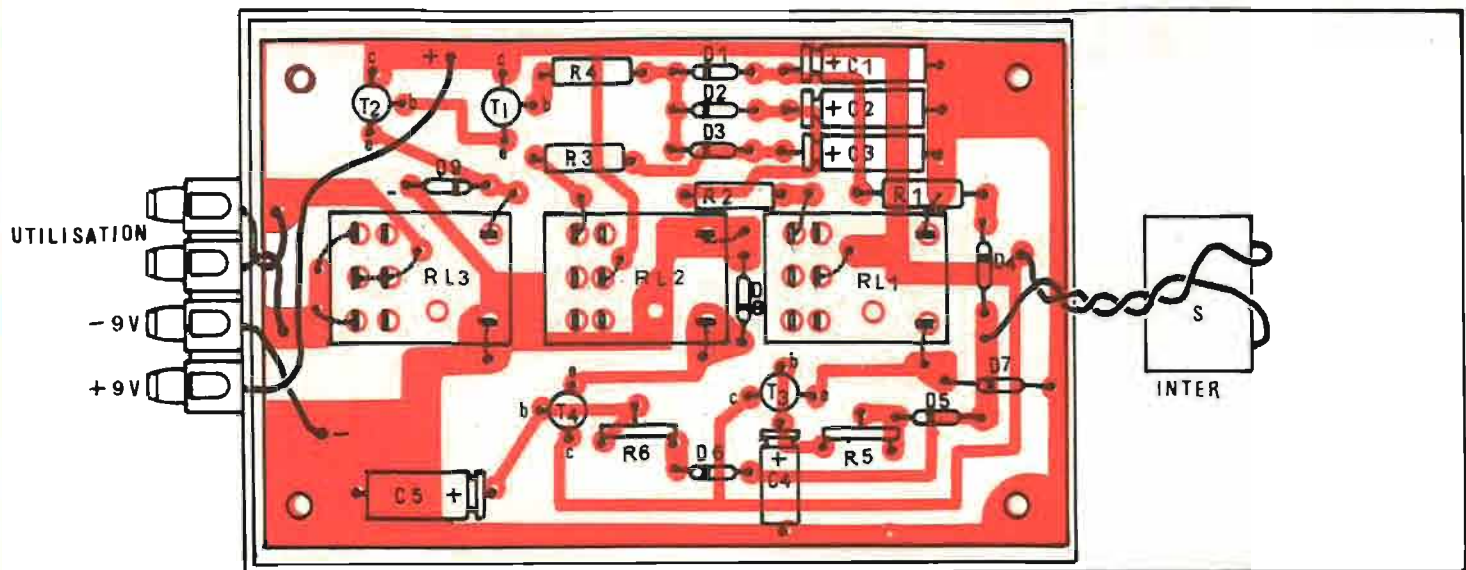


Fig. 7







Le contacteur peut être placé, en dehors du boîtier, au goût du réalisateur.

### ESSAIS

- Durée d'enclenchement : 2,10 secondes à 5,30 secondes.
- Consommation au contact : 80 mA, elle diminue progressivement et il faut 45 secondes environ pour qu'elle tombe à zéro.
- La durée de fonctionnement des relais indiquée ci-dessus a été obtenue avec des condensateurs de 6  $\mu$ F, 15  $\mu$ F et 15  $\mu$ F respectivement, elle peut être prolongée en augmentant ces valeurs.
- Le montage fonctionne immédiatement sans mise au point délicate.
- Pour le relais « utilisation » les deux contacts sont en parallèle ce qui donne une plus grande sécurité pour le débit utilisable.

**H. SCHREIBER**

### REALISATION

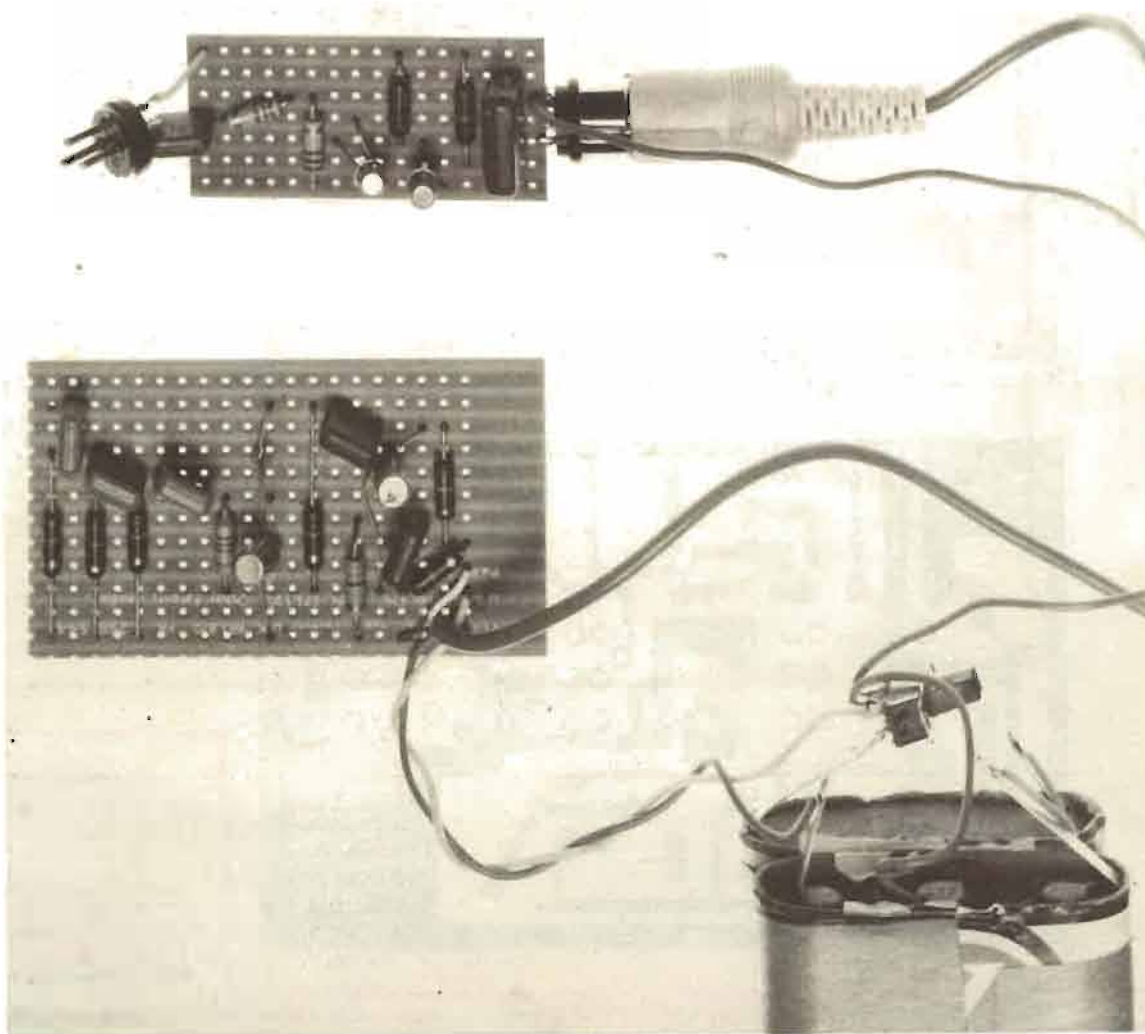
La maquette réalisée selon la figure 8 a été placée dans un boîtier Teko type P<sub>2</sub> mais peut être modifiée au goût du réalisateur. Un boîtier de plus grandes dimensions permettrait d'incorporer les piles. Le contacteur et les sorties pourraient être ramenées sur la face avant du boîtier.

Sur notre maquette la fixation de l'ensemble est assurée par quatre vis taraudées, et quatre colonnes. Il faut isoler l'intérieur de la plaque avant par une bande de scotch ou autre, les cosses des relais étant très près du métal.

Une bonne solution consiste à réduire au foret, la hauteur des entretoises plastic du boîtier, de quelques millimètres ce qui évite les risques de contacts accidentels.

(1) Extrait du livre « Elektronische Schaltungen für Haus und Hof », de Fritz Florian, Topp-Buchreihe Elektronik (n° 97), Verlag Frech, Stuttgart.

# UN GENERATEUR de signal sinusoïdal



## et CONVERTISSEUR sinusoïdal - rectangulaire

**P**OUR le dépannage ou les réglages d'un amplificateur BF (réglage des vu-mètres, du potentiomètre de balance...) on a toujours besoin d'un générateur à fréquence fixe qui puisse délivrer un signal ayant une amplitude de l'ordre de 1 V eff (sensibilité d'entrée d'un étage de puissance).

Le générateur que nous proposons n'a pas la prétention de permettre des mesures précises sur un appareil, mais il permet d'effectuer des dépannages et des réglages sur un amplificateur sté-

réophonique. Il est surtout intéressant pour son prix de revient des plus modeste et sa simplicité de réalisation qui ne demande aucune mise au point complexe.

Disposant d'un signal sinusoïdal dont la fréquence est de l'ordre de 800 Hz, précisons-le avec une amplitude max de 1,5 V eff, il était intéressant de lui adjoindre un convertisseur permettant d'obtenir un signal rectangulaire.

Comme nous désirions réaliser avant tout un montage simple à la portée de tout amateur sachant tenir un fer à souder, nous avons

utilisé comme nous le verrons plus loin deux petites plaquettes Veroboard et avons même pu réaliser toutes les interconnexions de composants sans avoir eu à couper les pistes cuivrées des CI.

### LE SCHÉMA DE PRINCIPE

Celui-ci est proposé figure 1, le générateur sinusoïdal étant dessiné à la partie supérieure. Il s'agit d'un oscillateur à déphasage. Comme le transistor produit un

déphasage de 180° entre base et collecteur, il y aura oscillation si le circuit déphaseur introduit lui aussi un déphasage de 180°, car dans ce cas l'entrée et la sortie se trouvent en phase. De plus il est nécessaire que l'affaiblissement non négligeable introduit par les cellules RC (4,7  $\mu$ F et 10 k $\Omega$ ) soit inférieur au gain du transistor, sinon il ne peut y avoir d'oscillation entretenue.

Il faut donc utiliser un transistor à grand gain ( $h_{FE}$ ) qui de plus veuille bien osciller, ce qui n'est pas si facile. Personnellement



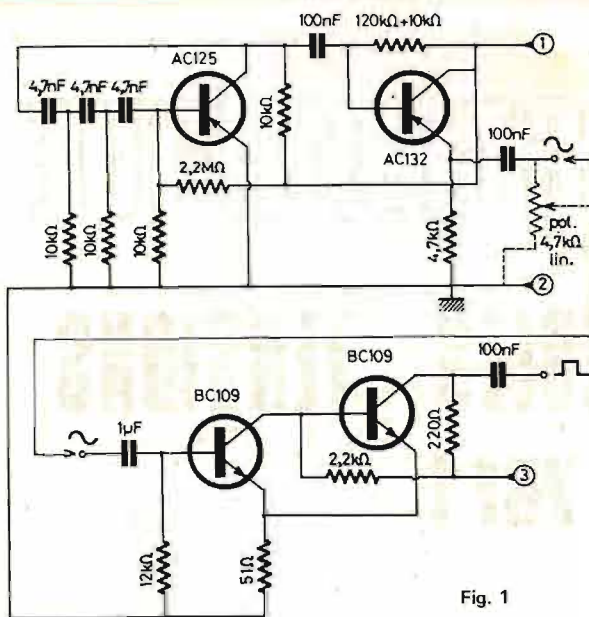


Fig. 1

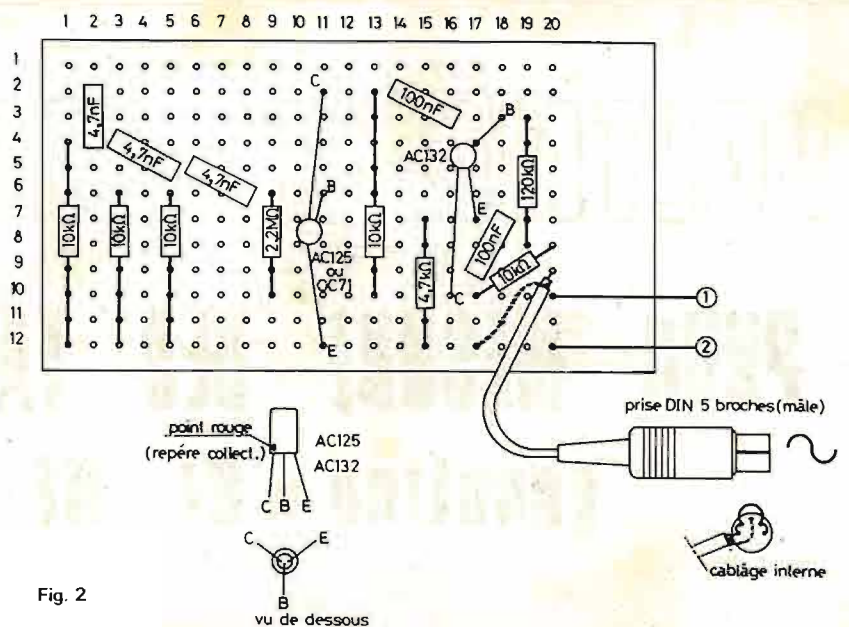


Fig. 2

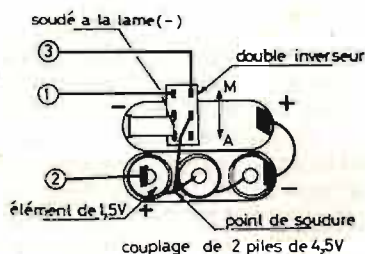
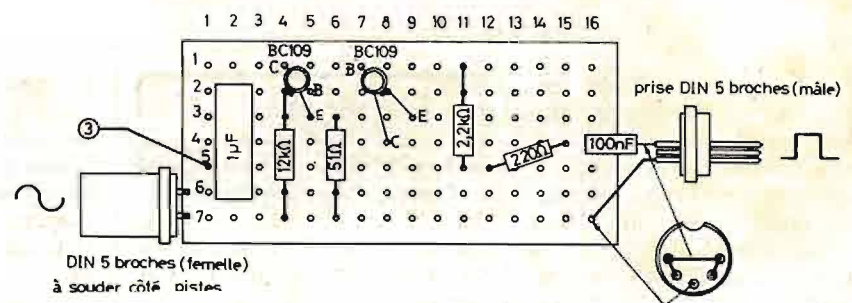


Fig. 3



nous n'avons pas réussi à faire osciller un seul transistor au silicium et avons dû récupérer un AC125 dans un fond de tiroir (transistor germanium).

La résistance de 2,2 MΩ permet d'obtenir l'accrochage, celle-ci peut varier suivant le transistor utilisé.

Le réseau passe-haut (R parallèle, C série) 4,7 nF et 10 kΩ permet d'obtenir une fréquence de l'ordre de 800 Hz. Le signal est transmis par un condensateur de 100 nF à la base d'un transistor AC132 monté en collecteur commun. L'émetteur est chargé par une résistance de 4,7 kΩ et c'est aux bornes de celle-ci que l'on recueille le signal. L'amplitude de la sinusoïde est de l'ordre de 1,5 V eff. Un condensateur de 100 nF sert de liaison pour transmettre ce signal au câble blindé de sortie. A ce niveau on peut insérer un potentiomètre qui permettra de doser le niveau de sortie de quelques millivolts à 1,5 V eff. On pourra utiliser un potentiomètre à variation linéaire de 4,7 kΩ.

Nous arrivons maintenant au niveau du convertisseur. Celui-ci reçoit à son entrée (base du premier BC109) le signal sinusoïdal.

Ce montage à deux transistors est un trigger de Schmitt dans lequel les deux BC109 ont leurs émetteurs réunis ensemble et sont montés en liaison directe.

La réaction a lieu par la résistance commune d'émetteur de 51 Ω.

Le signal rectangulaire est prélevé sur le collecteur du deuxième BC109 par un condensateur de 100 nF.

### CABLAGE DES DEUX MODULES

Les plans de câblage sont donnés par les figures 2 (a) pour le générateur sinusoïdal et 2 (b) pour le convertisseur.

Comme nous l'avons déjà souligné, nous avons utilisé de la plaque Veroboard au pas de 3,96 mm. Ceci nous a simplifié grandement la tâche, n'yant pas de circuit imprimé à graver et de pastilles à percer.

De plus nous avons câblé les composants de telle façon qu'il ne soit pas nécessaire de couper les bandes de cuivre.

Les éléments sont peu nombreux, leur insertion dans les trous du CI se font en tenant

compte des numérotations horizontales et verticales.

Le signal sinusoïdal est prélevé par un câble blindé, celui-ci étant relié à une prise DIN 5 broches afin de faciliter le branchement à l'amplificateur à régler ou à dépanner.

Une prise DIN 5 broches (partie femelle) est soudée directement aux pistes de ce convertisseur, figure 2 (b). Ceci permettra la liaison oscilateur/convertisseur. De même pour la sortie où nous avons utilisé une prise 5 broches (partie mâle).

Les transistors ont leurs électrodes repérées, il ne peut donc y avoir d'erreur de branchement (B = base, E = émetteur, C = collecteur).

### L'ALIMENTATION DES MODULES

Vu la très faible consommation du montage (de l'ordre de 3 mA) et la souplesse d'utilisation, nous avons utilisé deux piles plates standard de 4,5 V.

Nous indiquons figure 3 le câblage à effectuer sur les lamelles de ces piles. Les fils 1, 2, 3 alimentent les deux modules. Le com-

mutateur Arrêt/Marche est soudé directement sur la lamelle (-), nous avons prélevé celle-ci sur un élément. Il suffit de soulever le carton maintenu par les deux lamelles (+) et (-), nous voyons alors trois éléments mis en série. Souder un fil comme indiqué figure 3 et le relier au commutateur.

### FONCTIONNEMENT DE L'OSCILLATEUR

Si à la mise sous tension le transistor AC125 ne veut pas osciller, il suffira de modifier la valeur de la résistance de 2,2 MΩ pour obtenir l'accrochage.

Dans le cas contraire, changer le transistor.

Nous avons précisé que le transistor devait avoir un gain important sinon l'oscillation ne serait pas entretenue. Nous avons constaté ce phénomène, à la mise sous tension l'accrochage se produit bien et petit à petit l'amplitude diminue pour s'annuler. Dans ce cas il suffit de serrer avec les doigts le AC125 pour que la sinusoïde réapparaisse !!



# VOLTMETRE ELECTRONIQUE

## POUR MESURE DES FAIBLES TENSIONS (continu - BF - HF - VHF)

La mesure des faibles tensions, en dehors de celles que l'on peut relever à la sortie d'un circuit d'alimentation, n'a de sens que si l'appareil de mesure présente une impédance d'entrée élevée, de l'ordre du mégohm, ce qui réduit la consommation - c'est-à-dire le prélèvement d'énergie au circuit à mesurer - à une quantité négligeable, faute de quoi la lecture n'aurait aucun sens. Les voltmètres (continu ou HF) à grande sensibilité ne sont pas satisfaisants à ce point de vue puisque présentant, au mieux, une résistance de 20 à 50 k $\Omega$  par volt, dans les meilleurs cas. L'utilisation d'un système électronique à tube triode dont le circuit de grille présente une impédance élevée a donné naissance au voltmètre à lampes, longtemps employé dans nos laboratoires. Le transistor à effet de champ (FET) étant très proche de la triode, c'est un de ces composants que nous avons employé au cœur de l'appareil dont la description va suivre et qui se décompose en deux parties: le voltmètre électronique proprement dit, qui présente deux gammes de lecture des tensions continues (2 V et 20 V), dont le schéma de principe est reproduit figure 1 et la sonde, destinée à la lecture des tensions HF et BF, qui a pour but essentiel de transformer les tensions mesurées en continu, autrement dit de jouer le rôle d'un redresseur. Nous verrons plus loin dans quelles conditions, lectures en continu et en alternatif peuvent se recouper.

### MESURES EN CONTINU

Comme pour un voltmètre à lampes, nous constatons que lorsqu'un transistor FET est alimenté et polarisé, sans qu'un signal soit appliqué à sa gate, la jonction drain-source est parcourue par un courant de repos (courant statique). Rien ne s'opposerait à ce que l'appareil de mesure soit inséré dans le drain ou dans le retour de la source, mais ce courant de re-

pos rendrait l'utilisation inconfortable. C'est pourquoi, le micro ampèremètre est toujours connecté au circuit, dans un montage en pont ajustable dont le réglage permet d'amener au repos, la lecture de l'aiguille du galvanomètre à zéro.

Lorsque la gate est portée à une faible tension positive, le courant de drain croît proportionnellement et déséquilibre le pont de mesure, ce qui entraîne la déviation plus ou moins importante de l'aiguille du galvanomètre. Si l'on

augmente cette tension, la lecture augmente dans les mêmes proportions et ce, jusqu'à environ 1 volt, tension à partir de laquelle le courant de drain cesse de croître. Cette valeur est la tension de saturation que l'on peut relever dans les caractéristiques du transistor utilisé. Elle ne devra donc en aucun cas être dépassée et le circuit d'entrée sera calculé et établi sous forme de diviseur de tension. La première branche comporte une résistance de 1 M $\Omega$  en série avec la résistance de fuite de

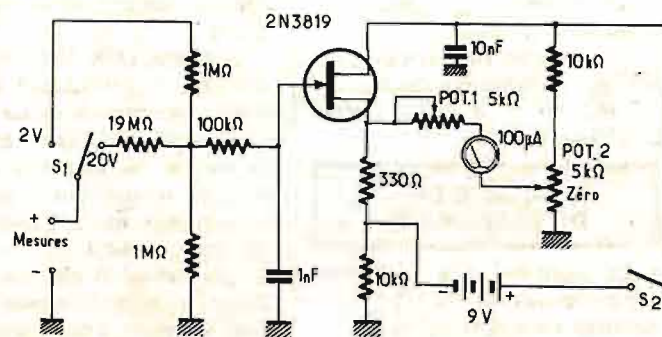


Fig. 1

Fig. 2

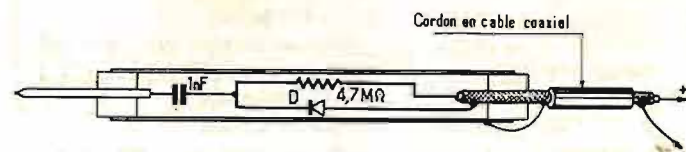




Fig. 3 - Brochage du 2N3819

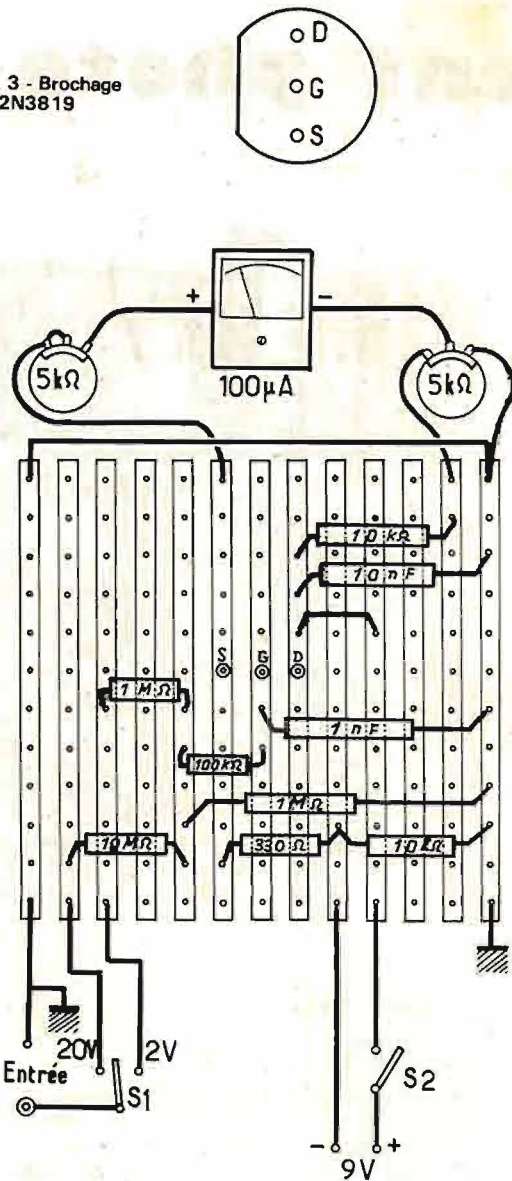


Fig. 4 - Câblage sur plaquette Veroboard.

gate (2 V). La seconde est formée par une résistance-série de 19 MΩ (20 V). Partant de là, on pourrait, si besoin, imaginer toute autre sensibilité à raison de 1 MΩ/volt dans le diviseur en amont de la gate qui se trouve découpée par une cellule RC (100 kΩ - 1 nF) pour une parfaite stabilité. En raison de la valeur élevée des résistances, la borne d'entrée de mesure sera parfaitement isolée, de même que le contacteur S<sub>1</sub> qui sera choisi du type stéatite, faute de quoi la résistance d'isolement viendrait perturber certaines mesures.

Du côté du pont, on notera la présence de deux potentiomètres Pot<sub>1</sub> - Pot<sub>2</sub>. Le premier permet d'ajuster la sensibilité de l'appareil de mesures de manière à ce qu'il indique 2 V et 20 V en bout d'échelle alors que Pot<sub>2</sub> aura été lui-même ajusté à zéro avant la mesure. Le réglage de chacun réagit sur l'autre et doit être repris alternativement plusieurs fois de manière à respecter les deux extrémités de l'échelle, à vide et position « mesures ». Cet équilibre, ajusté une fois pour toutes, se maintient tant que la batterie de 9 V qui alimente le montage est

en bon état. Elle peut durer fort longtemps car le débit total ne dépasse pas 10 mA. Une pile miniature peut même faire un très long usage, surtout si l'on n'oublie pas de couper S<sub>2</sub> en dehors des périodes d'utilisation.

### MESURES EN BF - HF - VHF

Il convient de compléter notre appareil par un probe, comportant une pointe de touche et un redresseur à simple alternance, constitué essentiellement par une diode de commutation rapide D (1 N914 ou similaire). On notera que cet accessoire met en évidence la tension maximum ; la tension moyenne correspondante est égale à :

$$E_{\max} \times \frac{\sqrt{2}}{2}$$

Pour ramener la tension maximum à la valeur moyenne qui est généralement la seule intéressante, une résistance-série de valeur élevée (4,7 MΩ) est incluse dans le probe. La valeur pourra en être ajustée à partir d'une source, de tension moyenne connue, mais, comme dans la plupart des cas les mesures en HF sont des mesures relatives, nous pouvons considérer sa valeur comme satisfaisante.

D'ailleurs, la précision des lectures dépend essentiellement de la forme de la tension à mesurer et si en présence d'un signal sinusoïdal, elle s'avère satisfaisante, il n'en sera plus tout à fait de même en présence de signaux écartés ou riches en harmoniques. Mais cependant cet appareil sera malgré tout d'une grande utilité. L'ensemble est logé dans un tube de laiton de 12 cm de long et 12 mm de diamètre, après avoir été protégé par un tube plastique souple isolant et fermé à une extrémité par une pastille de matière plastique dure, traversée par une pointe de touche, le tout étant collé à l'araldite, pour une parfaite rigidité mécanique. L'autre extrémité, fermée de la même manière, laisse passer le câble coaxial, de longueur indifférente, qui rejoint l'entrée du voltmètre. Cette sonde, bien en main, permet d'effectuer des mesures HF dans les endroits les plus inaccessibles des montages les plus touffus et ce n'est pas la moindre de ses mérites. On notera comme essentiel que la connexion de gaine de l'ensemble doit être réunie à la masse du montage en essai.

### RÉALISATION DU MONTAGE

Il aurait été logique d'étudier un circuit imprimé. Pour des raisons de facilité, nous avons utilisé une plaquette omnibus qui a l'avantage de simplifier le travail en présentant des bandes de métal au nombre de 12, percées au pas de 6 mm, et isolées l'une de l'autre. Ce type de plaquette est très commode pour réaliser des petits montages de ce genre et permet toutes les combinaisons possibles (Veroboard). Le câblage est simplifié par le fait que nous n'avons affaire qu'à du courant continu et la disposition des éléments n'est aucunement critique.

Robert PIAT (F3XY)

### 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



# Un temporisateur pour développement photo

## LE LIGHTMASTER SUPER

L'ELECTRONIQUE va dans tous les domaines, dans toutes les sciences, vers toutes les techniques, et surtout elle permet d'apporter de la précision, de la commodité, du contrôle et de l'observation, en bref, le progrès. D'ailleurs, on peut dire sans se tromper que tous les grands progrès récents, toutes les techniques de ces dernières années sont étroitement liées à l'électronique. Mais en plus, et les lecteurs du « Haut-Parleur » le savent bien, l'électronique est accessible à tous, dans tous les métiers, dans tous les foyers. Dans la vie de tous les jours, elle vient faciliter nos tâches et en permettre une meilleure exécution. C'est le cas pour la réalisation que nous décrivons ci-dessous, et qui illustre d'une manière parfaite comment, dans la photographie, au niveau amateur ou professionnel, l'électronique apporte son concours.

L'instrument que nous décrivons est un temporisateur automatique pour tirage photographi-

que. Cet appareil est une nouveauté produite par les établissements Franclair Electronique, qui le fabrique entièrement (Rappelons d'ailleurs que « Lightmaster » est la marque déposée par Franclair, et qu'il s'agit bien d'une « marque », alors que l'habitude fait que l'on a tendance à revêtir de ce nom tout temporisateur. Ce phénomène rappelle celui qui se produit et, qui dure encore, avec certaines marques de réfrigérateurs).

Le fabricant nous a confié un exemplaire de cette réalisation, que nous avons donc pu essayer d'examiner attentivement et complètement. Disons de suite qu'il s'agit d'un très beau montage, très soigné, dans lequel apparaîtrait à chaque endroit le besoin d'atteindre un niveau parfait de qualité et de fiabilité.

L'ensemble se présente dans un très élégant coffret gris clair, injecté, en matériau anti-choc, avec une façade exécutée en métal satiné. Les inscriptions sont réalisées par procédé sérigraphi-

que (c'est-à-dire par écran de soie). Sur le coffret, apparaissent en premier lieu le bouton de commande de temporisation, au centre, (qui permet de choisir le temps d'exposition en fonction de la sensibilité du papier), et les poussoirs de mise en marche, et de déclenchement. Avec le coffret, est également fourni un support en forme d'étrier, qui supporte de façon adéquate la cellule photo-sensible, véritable œil électronique, qui déterminera la durée exacte de l'exposition à réaliser, compte tenu de la nature du négatif photo que l'on se propose d'agrandir. Nous reviendrons, après la description technique, sur les points concernant la fabrication proprement dite du Lightmaster, et sur son utilisation.

### DESCRIPTION TECHNIQUE DU LIGHTMASTER SUPER

La fonction de l'appareil est donc de temporiser la mise sous tension d'une charge (l'agrandis-

seur), en tenant compte, pour chaque cliché, de l'intensité de lumière que celui-ci laisse passer. Pour une certaine sensibilité du papier photo, on comprend aisément qu'un cliché clair devra être maintenu en lumière moins longtemps qu'un cliché obscur. On a donc besoin d'une précision assez grande, surtout si l'on sait que les temps d'exposition se calculent en secondes. Le but de cet appareil est donc d'éviter l'inévitable tâtonnement que l'on rencontre dans de pareils cas, et par la même occasion, cela permet d'économiser du papier. Ceci est fort appréciable en cette période de pénurie de l'énergie, qui n'est, en fait, qu'une pénurie de l'argent.

En figure 2, nous trouvons le schéma de principe du Lightmaster. Signalons d'ailleurs, à propos de ce schéma, que quelques modifications peuvent intervenir dans le choix exact des composants. L'alimentation se fait soit sur le 220 V, soit sur le 110 V, par inversion. La tension du secteur est ap-



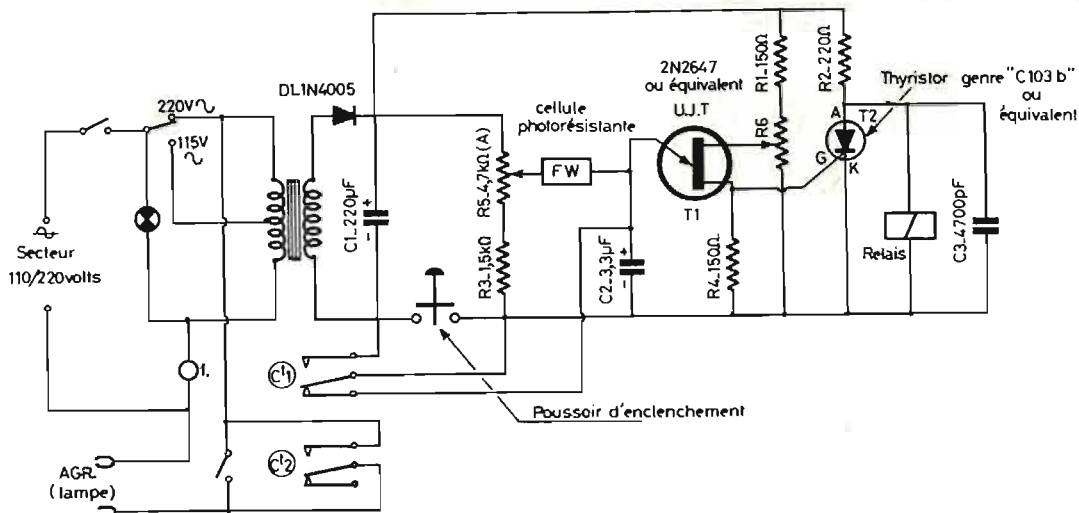


Fig. 1

pliquée au primaire d'un transformateur abaisseur. On trouve, en série avec le primaire, un fusible et en parallèle, un voyant de contrôle qui permet de voir quand le temporisateur est sous tension. Au secondaire, la basse tension est recueillie, et redressée au moyen d'une seule diode. (Redressement mono-alternance). Après cette diode, on trouve un filtrage par condensateur électrochimique C1. L'alimentation est donc réduite à sa plus simple expression, ce qui est d'ailleurs très suffisant, puisque tout le circuit se trouve fonctionner sans avoir à tenir compte des très faibles variations du secteur. Nous verrons plus loin que d'autres choix ont été faits pour assurer une parfaite régularité de fonctionnement.

La suite du circuit se compose d'un dispositif de temporisation à thyristor et à unijonction. Si l'on regarde bien, on constate qu'il s'agit d'ailleurs d'un circuit de déclenchement du thyristor avec un retard calculé que nous avons sous les yeux. La constante de temps est déterminée, pour cette temporisation, par les éléments du pont d'émetteur de l'unijonction : la résistance ajustable qui étalonne le dispositif, et la cellule photo-résistante, qui varie en valeur en fonction de la luminosité (Notons que cette cellule a été choisie d'un type insensible aux fréquences infra-rouge, de façon à avoir une meilleure sensibilité, et surtout pour éviter les influences extérieures à la lumière seule de l'agrandisseur). Le déclenchement du thyristor est assuré de façon tout à fait classique. Notons que le relais se trouve placé en pa-

rallèle avec ce thyristor. Nous verrons pourquoi dans un instant. Un poussoir sert à la mise sous tension de l'ensemble, et l'un des contacts du relais est disposé en auto-coupe. L'autre contact est utilisé pour conduire la tension servant à alimenter l'agrandisseur, prise sur le primaire du transformateur.

Analysons le fonctionnement : l'utilisateur appuie sur le poussoir, qui met tout en route. Aussitôt, le relais passe en position travail, grâce à la tension qu'il reçoit dans sa bobine. Pendant ce temps, le condensateur C2 se charge à la vitesse déterminée par les valeurs de R5 et FW. Sitôt que ce condensateur arrive à une certaine charge, le transistor unijonction produit une impulsion qui déclenche le thyristor. Celui-ci devient conducteur, et, comme il se trouve en parallèle avec la bobine du relais, il en court-circuite l'alimentation. Le relais revient en position repos. Au contact C12, l'agrandisseur se trouve désalimenté, marquant la fin de la période d'exposition. Au contact C'1, on assiste dans le même temps à l'arrêt de l'alimentation du dispositif de temporisation. Ainsi, le choix du relais, utilisé ici de façon négative, si l'on peut dire, se justifie pour bien des raisons. Tout d'abord, le circuit comprenant la charge (agrandisseur) étant totalement isolé, il ne pourra en aucun cas influencer la régularité de l'ensemble. Puis, on constate que la précision du désamorçage sera grande, puisque basée sur la charge et non sur la décharge du condensateur, qui est généralement irrégulière. La charge, au contraire, est régulière. Enfin, la précision du désamorça-

ge est basée sur une impulsion, et non une tension seuil, ce qui, également, apporte une garantie de grande précision. C'est donc l'utilisation fort intelligente d'un circuit classique, dont la fiabilité n'est pas à démontrer, qui est ici choisie. Les nombreux essais auxquels nous nous sommes livrés sur l'appareil en notre possession nous ont d'ailleurs révélé l'étonnante fiabilité dont il est armé comme qualité première. Nous allons maintenant explorer la mise en pratique de ce schéma.

### EXAMEN DU MONTAGE

Pour voir comment est monté ce temporisateur, il suffit de retirer les quatre vis « parker » qui maintiennent la face métallique formant le fond du boîtier. Après cette ouverture du coffret, on découvre l'ensemble du circuit. Toutes les pièces sont réunies sur un circuit imprimé en verre époxy. Tous les composants utilisés sont de tout premier choix. Les résistances sont à couche. On voit aussi que cet appareil est conçu de façon « européenne », ce qui signifie en tenant compte des impératifs de respect des normes des pays comme l'Allemagne, la Suisse, les Pays-Bas. En effet, un appareil conçu avec le simple alignement sur les normes électriques françaises ne peut pas être vendu dans ces pays. Alors, il faut utiliser des éléments agréés, il faut mettre des cordons à double isolation, des passe-fils bloquants, des prises de sortie inaccessibles à la main, bref, il faut du matériel qui assure de façon la plus complète possible la sécurité de l'utilisateur, qui permet d'éviter les ris-

ques de court-circuits, d'incendies, etc. Tout cela a été fait sur le Lightmaster Super. Le montage est clair, pas trop serré. Seuls, les organes de commande sont situés en dehors de la plaquette de circuit imprimé. On voit, dans l'appareil, une résistance ajustable qui permet d'étalonner de façon correcte le dispositif du nombre guide de son papier. Chaque appareil est d'ailleurs étalonné individuellement. Pour juger le montage dans son ensemble, nous dirons qu'il témoigne, en tous points, d'un souci de qualité et de fiabilité.

### UTILISATION

Pour un habitué de la photographie, il n'est guère besoin de préciser la façon dont s'utilise le Lightmaster Super. Pour les autres, disons que tout d'abord, on dispose son agrandisseur et tous les autres accessoires, bref, on prépare tout pour une séance de tirage. Puis, on branche le Lightmaster dans le secteur, et l'on branche l'agrandisseur sur le Lightmaster Super. On place le bouton central en face du chiffre correspondant au nombre guide du papier. Pour cette opération, il est évident que compte tenu des très légères variations pouvant intervenir d'une pochette à une autre, un petit réajustement sera parfois nécessaire. Mais une fois un type de papier choisi, en principe, il n'y a plus rien à changer. Puis on tire, comme habituellement, mais, on allume l'agrandisseur en appuyant sur le poussoir du Lightmaster Super, qui se chargera de l'extinction.



# UN JEU DE LUMIERES PSYCHEDELIQUES A 4 VOIES - EN KIT

## LE PS4 SUPERELEK

C'EST une nouveauté Superlek-Tec'Sound que nous proposons ci-dessous à nos lecteurs. C'est un jeu de lumière, dont le principe général est déjà bien connu, pour avoir été rencontré à diverses reprises : il fait danser la lumière en rythme avec la musique à l'aide de n'importe quelle installation sonore. Cette nouveauté est proposée sous diverses formules : le kit complet, l'appareil en ordre de marche, ou juste le module, qui apparaît alors dans la gamme sous le nom de « Module 10 ».

Cette nouveauté prend place en haut de la gamme, se situant au-dessus du « Mini 3 ». Le « PS 4 » est un appareil à quatre voies, comme son nom le laisse supposer. Sa particularité essentielle est d'ailleurs constituée par cette quatrième voie, qui est inversée par rapport aux autres. Quand les trois premières voies allument les lampes sur les pointes de modulation sonore, la quatrième éteint ses propres lampes sur les mêmes pointes de modulation. Il en résulte un effet lumineux très saisissant, dû à la rapidité de réponse de cette voie.

En dehors de cette particularité, on peut aussi relever certains aspects nouveaux dans ce montage, sur le plan technique, que nous allons pouvoir étudier ci-dessous. Notons, d'une manière générale, les caractéristiques de cette réalisation.

**Alimentation :** 110 et 220 volts, sauf voie 4 uniquement en 220 volts (voir texte).

**Logistique :** appareil 4 voies, graves, médiums, aigus, inverse + réglage général.

**Puissance lumineuse par voie :** 1 500 watts en 220 volts, 750 watts en 110 volts.

**Impédance d'entrée :** compati-

ble avec toutes les sorties BF alimentant des haut-parleurs.

**Sensibilité :** 1,5 watts en moyenne.

**Re-sensibilisation :** possible à peu de frais.

**Dimensions :** boîtier : 235 x 135 x 60 mm ; hors tout : 235 x 175 x 62 mm.

Ces données générales exposées, nous allons pouvoir maintenant aborder l'étude proprement dite de l'appareil.

### ETUDE TECHNIQUE

Le schéma complet de l'appareil PS 4 est donné en figure 1.

L'appareil, pour fonctionner, doit être relié à une sortie d'amplificateur, alimentant un haut-parleur ou un baffle. La liaison se fait en parallèle, et constitue l'entrée du PS 4. A cette entrée, se trouve disposé un potentiomètre de 4,7 k $\Omega$ , en montage potentiométrique (et non en résistance variable) qui sert à doser l'amplitude des signaux reçus. C'est la commande appelée « réglage général ». Les courants modulés sont ainsi transmis aux bobinages primaires de trois transformateurs de liaison, du type VST 001. Ces transformateurs, spécialement conçus pour les utilisations en jeux de lumières, et avec les mon-

tages à triacs, trouvent ici une application parfaite. Ils permettent des liaisons extrêmement polyvalentes, compatibles avec toutes les impédances de sorties que l'on peut rencontrer sur les installations sonores courantes. Ils sont aussi parfaitement aptes à recevoir soit de faibles puissances, soit des puissances sonores très élevées, de l'ordre de 100 W et plus. Enfin, leur conception rend très difficile le passage des parasites BF qui pourraient survenir du fait de l'utilisation de triacs, et qui sont fort désagréables lorsqu'on les perçoit dans les haut-parleurs de l'installation commandant le jeu de lumière.

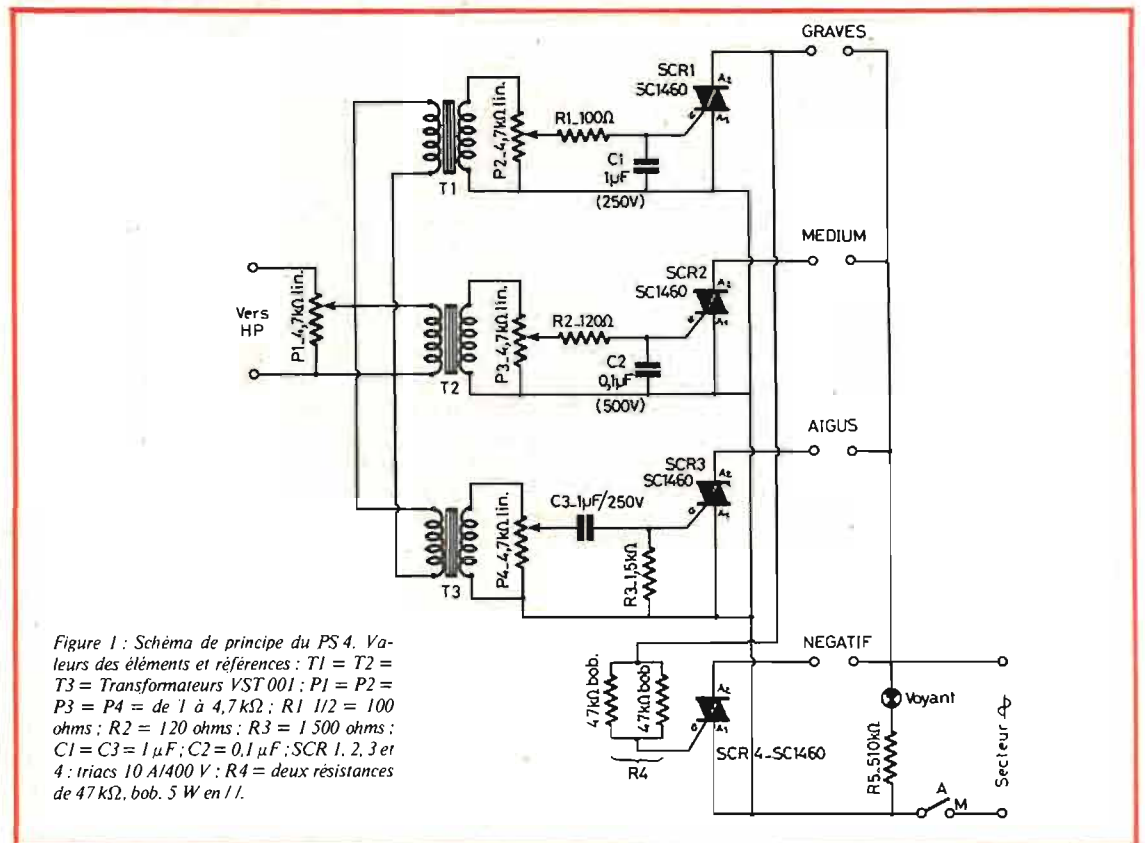


Figure 1 : Schéma de principe du PS 4. Valeurs des éléments et références : T1 = T2 = T3 = Transformateurs VST 001 ; P1 = P2 = P3 = P4 = de 1 à 4,7 k $\Omega$  ; R1 1/2 = 100 ohms ; R2 = 120 ohms ; R3 = 1 500 ohms ; C1 = C3 = 1  $\mu$ F ; C2 = 0,1  $\mu$ F ; SCR 1, 2, 3 et 4 : triacs 10 A/400 V ; R4 = deux résistances de 47 k $\Omega$ , bob. 5 W en //.

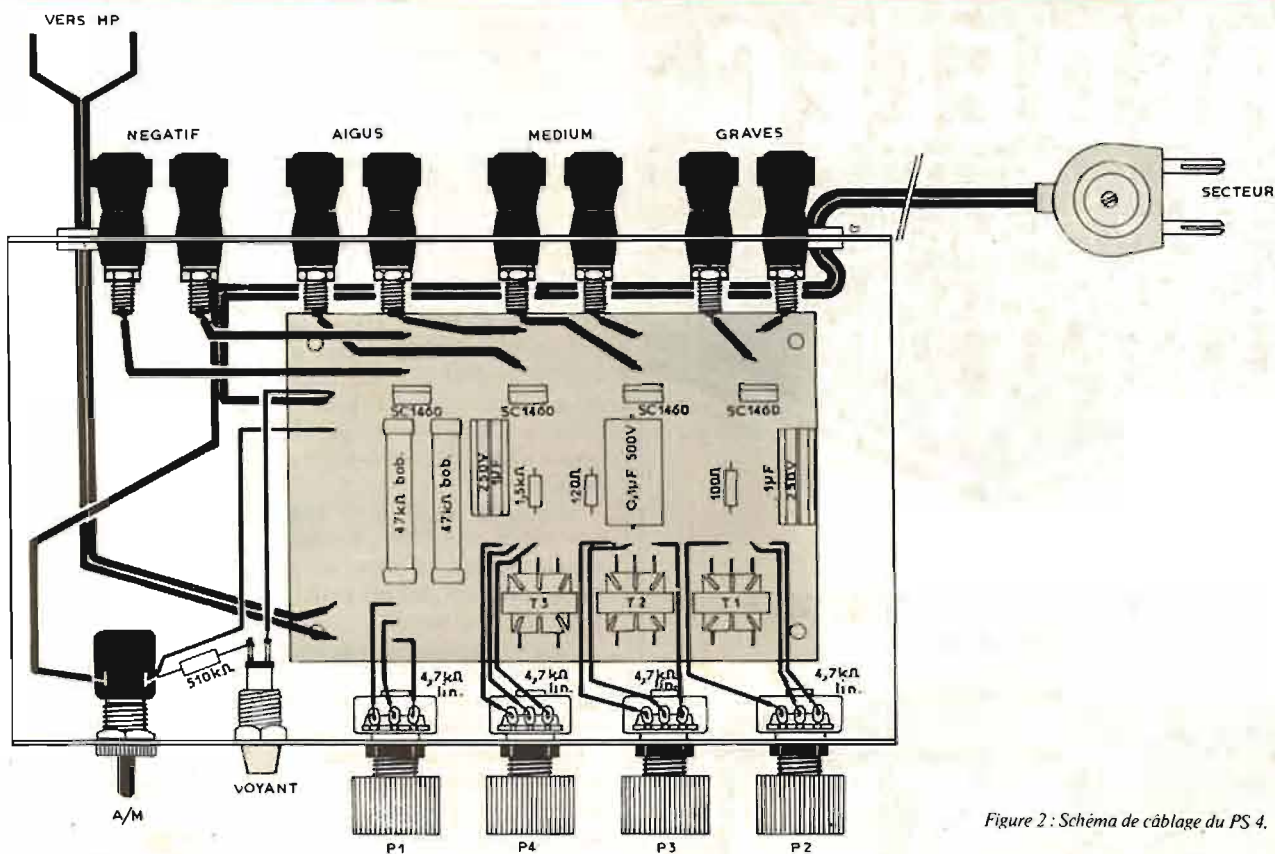


Figure 2 : Schéma de câblage du PS 4.

Chacun de ces trois transformateurs alimente en signaux basses fréquences l'un des trois canaux, graves, médiums et aigus. Le choix de trois transformateurs en parallèle s'explique par le désir de réaliser une excellente séparation des canaux. Ainsi, les trois voies obtenues constituent des circuits indépendants, électriquement isolés les uns des autres, et entre lesquels les interactions ou influences sont absolument impossibles. Il en résulte aussi une plus grande commodité de manipulation des réglages, le fait de régler une voie ne pouvant pas entraîner le dérèglement des autres.

Chaque voie, pour ce qui est des trois premières d'entre elles, est équipée d'un réglage potentiométrique (potentiomètre dont la valeur peut être choisie entre 1 et 4,7 k $\Omega$ , sans que le fonctionnement soit différent), suivi d'un filtre passif du type cellule résistance/capacité. On a donc un passe-bas, un passe-bande et un passe-haut, comme il se doit, pour une juste répartition des fréquences devant animer les lumières. La bonne séparation dont nous avons fait mention ci-dessus permet, sur un appareil de cette classe, de conserver des filtres relativement simples, qui auront pour avantage primordial de n'affaiblir que très modérément le signal.

On peut donc, directement attaquer les triacs, à partir de la sortie de ces filtres.

Le fonctionnement des trois triacs n'est plus à expliquer longuement, car il correspond exactement aux utilisations déjà aperçues dans ces colonnes.

La quatrième voie, qui fonctionne inversement par rapport aux autres, n'est pas directement commandée par un transformateur. Elle est constituée par un triac, dont la gachette est reliée à l'anode 2 du triac du canal « graves ». Le principe de fonctionnement est le suivant : lorsque le triac « SCR 1 » est déclenché par les signaux graves qui lui sont transmis, celui-ci devient conducteur, et la tension à ses électrodes (anode 1 - anode 2) est nulle. Sitôt que ce triac n'est plus déclenché, autrement dit au moment d'un silence, la tension à ses bornes s'élève à la valeur d'alimentation (autrement dit du secteur), tension qui permet le déclenchement du triac de la quatrième voie. Par conséquent, la quatrième voie s'allume, au moment où un silence éteint la voie des fréquences graves et inversement.

Il convient d'ajouter quelques précisions et quelques remarques complémentaires à ce sujet. Tout d'abord, il a été choisi de relier la voie inverse au canal des graves,

car les basses, dans les musiques rythmées le plus souvent utilisées correspondent au véritable point de repère des contrastes à créer. L'effet serait beaucoup moins attractif par rapport aux autres bandes de fréquences. Il faut aussi constater, sur le plan technique, que la liaison n'est pas directe, mais passe par l'intermédiaire de deux résistances bobinées de 5 W en parallèle, d'une valeur chacune de 47 k $\Omega$ , soit une résultante de 23,5 k $\Omega$ . Pour une alimentation en 110 V de ce quatrième canal, il suffirait de réduire de moitié cette valeur, tout en conservant la même puissance. Enfin, il apparaît que pour cette quatrième voie fonctionne, il faut obligatoirement qu'au moins une lampe soit reliée en sortie de la voie des graves.

Les triacs choisis dans ce montage sont des 10 A/400 V, qui pourraient accepter 2 400 W chacun en 240 V. On voit que la limite à 1 500 W est extrêmement raisonnable, et permet de faire l'économie du morceau de rail de chemin de fer auquel on demanderait d'assumer un rôle de refroidissement désespéré, sur un triac plus faiblement calibré. En fait, on se passe totalement de refroidisseur, dans le cas présent, puisque les 1 500 W, cas permanent. D'ail-

leurs, signalons que la version « ordre de marche » comporte, de la part du fabricant, une garantie totale sur les pièces, y compris ces triacs.

### REALISATION PRATIQUE

Nous allons maintenant étudier la construction proprement dite du « PS 4 », ce qui nous permettra aussi de considérer avec le plus de détails possible sa conception mécanique.

#### Ce que comporte chaque version :

Mais avant d'attaquer la réalisation, il faut savoir exactement ce qu'obtient l'acquéreur de l'une des trois versions.

**Ordre de marche :** Pas de problème pour cette version qui comporte tout simplement un PS 4 complètement terminé, prêt à être utilisé.

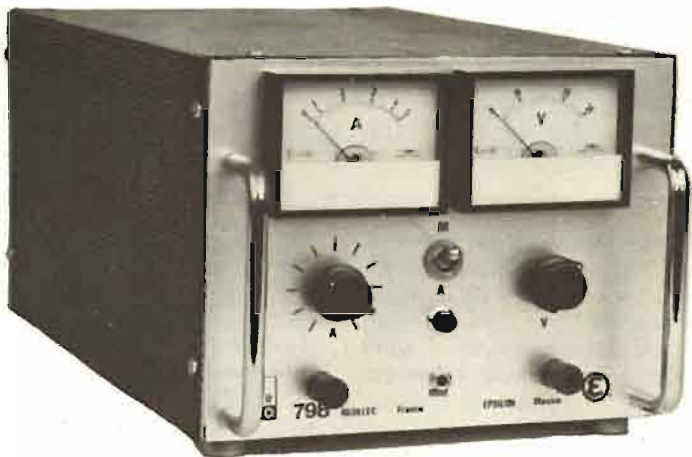
**Module 10 :** Il s'agit là de la version la plus simple, puisqu'elle ne comporte que la plaquette de circuit imprimé, complètement câblée, supportant tout le circuit électronique proprement dit. Mais avec cette plaquette, seuls sont livrés les quatre potentiomètres, et un mode d'emploi détaillé. Pas de boîtier, pas d'entrée, pas de sortie, pas de bouton, pas de voyant, bref, uniquement le mo-



# REDELEC

FIABILITE  
PERFORMANCES  
PRIX  
COMPETITIFS

## ALIMENTATION STABILISEE OR 798



- Régulation linéaire sans parasites haute fréquence.
- Tension de sortie : 3 à 30 V.
- Débit maximum : 5 A.
- Protection électronique au court-circuit.
- Marche en courant constant.
- Affichage de la tension et de l'intensité par deux galvanomètres (précision :  $\pm 2,5\%$ ).
- Température ambiante admise :  $-10^{\circ}\text{C}$  à  $+50^{\circ}\text{C}$ .
- Masse du boîtier sortie sur douille de 4.
- Mise en série possible.
- Dimensions : H 150 mm ; L 200 mm ; P 300 mm.
- Poids : 5 kg.

R  
O

# REDELEC

OSCILLOSCOPES  
FABRICATIONS ELECTRONIQUES

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

dule. Cette version s'adresse donc à ceux qui désirent implanter le circuit dans un ensemble mécanique de leur conception.

**Kit complet :** Cette dernière version, comporte absolument tous les éléments nécessaires à la réalisation d'un PS 4 complet. Ce qui revient à dire que l'acqureur du kit possède exactement le même matériel que l'acqureur de la version ordre de marche, mais non assemblé. Cependant, tout comme dans la version module, la plaquette de circuit imprimé est livrée câblée et testée.

Ce que nous venons de dire amène deux conclusions dès à présent :

— Dans tous les cas, le PS 4 est à la portée de tous, même non techniciens, puisque la partie technique proprement dite est toujours livrée câblée et testée.

Pour notre part, nous considérons bien entendu la version kit, qui permet une meilleure étude de cette réalisation.

Le premier travail consiste à placer les éléments mécaniques sur le boîtier fourni avec l'ensemble. On place donc, sur la face avant l'interrupteur arrêt-marche, le voyant, et les quatre potentiomètres. Sur la face postérieure du même boîtier, se disposent les huit bornes devant constituer les sorties pour lampes. Il s'agit de bornes 15 A, situées, pour chaque sortie, à une distance d'entr'axe de 19 mm, afin de pouvoir y introduire les prises mâles secteur ordinaires. On pourra aussi effectuer des liaisons du type « tableau d'électricité ». Deux passe-fils suffisent pour terminer le travail de l'arrière du coffret. Il suffit ensuite de disposer le circuit imprimé au fond du boîtier et de réaliser les liaisons que nous montre le schéma de câblage de la figure 2. Le travail est terminé.

Les précautions à prendre au cours de ce montage fort simple sont assez peu nombreuses. Outre le fait que, comme dans tout montage, les erreurs sont à éviter, on prendra soin de s'assurer du parfait isolement de la face inférieure du circuit imprimé. A part cela, aucun piège ne peut surprendre l'amateur.

Nous noterons, à propos de cette réalisation, que le montage utilise un circuit imprimé. C'est bien entendu une bonne solution, mais qui a nécessité la fabrication d'un circuit imprimé muni de larges bandes conductrices, compte tenu des courants relativement importants qui doivent circuler vers les triacs et les sorties.

## UTILISATION

Compte tenu de la description que nous venons de faire, il reste peu de choses à dire en ce qui concerne l'utilisation du PS 4. Simplement, il faut signaler les conséquences pratiques de l'alimentation possible en 220 V uniquement pour la voie inverse. Si cette utilisation doit être faite occasionnellement, en 110 V, on pourra parfaitement utiliser le PS 4 avec simplement ses trois voies positives. Aucune détérioration ne sera à craindre du fait de cette opération. Si de fréquents changements de tension doivent être supportés, il sera alors préférable de disposer un inverseur pour les modifications du groupe de résistances R 4, que l'on pourra situer à l'arrière du coffret (des trous sont déjà percés dans le coffret, à cet effet).

La présence de la quatrième voie entraîne une conséquence avantageuse, dans l'utilisation du PS 4 : les lampes reliées à cette voie sont allumées en l'absence de musique. Un PS 4 pourra donc parfaitement constituer l'unique élément de commande de l'éclairage pour une soirée. L'éclairage d'ambiance sera constitué par cette quatrième voie. Et comme la lumière qui est produite par cette voie est une lumière normale (pleine intensité des lampes), on pourra parfois souhaiter la réduire, afin de retrouver une ambiance plus tamisée et intime. Pour ce faire, il sera parfaitement possible de relier en sortie de la voie 4 un simple gradateur de lumière qui n'agira que sur cette voie. Sa présence n'empêchera en rien le fonctionnement du PS 4, et la voie inverse clignotera donc en lumière tamisée.

## GARANTIE

Si l'appareil en kit et le module ne peuvent être l'objet d'aucune garantie (du fait, cela est bien compréhensible, que le fabricant ne peut pas être maître des manipulations des amateurs) le PS 4 en ordre de marche bénéficie de la garantie Tec'Sound, qui est de 100 % sur les pièces et la main-d'œuvre pendant six mois, et passé ce délai, la garantie subsiste en ce qui concerne la main-d'œuvre, sans limite de temps, seules les pièces étant facturées, au cours des éventuels dépannages.

## Nouveautés Techniques et Conseils Pratiques

### LA PHOTOKINA DE COLOGNE ET LES TRANSFORMATIONS DE LA TECHNIQUE

LA plus grande exposition mondiale de photographie et de cinéma, la **Photokina** de Cologne 1974, vient d'avoir lieu du 27 septembre au 3 octobre. La participation des exposants dépasse pour la première fois le chiffre de 800 entreprises, dont 419 étrangères provenant de 26 pays, ce qui constitue un nouveau record de participation.

De nombreuses manifestations et colloques spécialisés ont eu lieu en même temps, en particulier, consacrés à l'audiovisuel et à la technique du cinéma et de la télévision. Sous le titre « Film-Photo et multivision » un secteur culturel a mis en évidence les champs d'applications de plus en plus nombreux de la photographie.

Dans ce domaine, les visiteurs ont pu remarquer, en particulier,

des installations remarquables de **multivision**, c'est-à-dire de projection de diapositives avec programmation électronique et enregistrement sonore à l'aide de plusieurs projecteurs, avec plusieurs champs d'observation.

Jusqu'à présent, deux projections de ce genre étaient habituellement étudiées pour la projection sur un seul écran ; pour la première fois, sans doute, on a mis au point un système de multivision équivalent à un appareil comportant cinq ensembles séparés. Les images apparaissaient à des rythmes sans cesse différents sur cinq écrans de tailles variées, avec des champs divers. Mais les différents programmes étaient étudiés pour assurer une unité visuelle ; l'enregistrement sonore était prévu pour assurer un en-

semble acoustique, en se superposant aux diverses mélodies correspondant à chaque écran.

La première installation mettait ainsi en évidence, en présentant un intérieur familial, les nombreuses possibilités de la photographie d'amateur ; la seconde montrait l'étendue des possibilités de création des photographes professionnels. Sur le troisième écran, on pouvait voir les prises de vues réalisées par des photographes de spectacles de la nature du monde entier, avec des prises de vues symbolisant l'existence sur la terre.

Le quatrième écran était consacré à la photographie dans les domaines scientifiques et techniques et une « Vision Photokina 1974 » constituait, en quelque sorte, l'apothéose du spectacle avec une

projection sur un écran de 3 x 9 m, résumant les différents champs d'applications de la photographie, et encourageant le photographe à continuer ses efforts. Le programme présenté au moyen de projecteurs à commande électronique durait au total 18 mn.

Cette exposition présentait, non seulement les nouveautés de l'industrie allemande, mais d'un très grand nombre de pays européens, des Etats-Unis avec 54 exposants et 15 firmes représentées du Japon avec 52 exposants et 14 firmes, et de nombreux pays de l'Est.

Il faut, d'ailleurs, noter l'importance du matériel professionnel ; plus de la moitié du chiffre d'affaires du matériel photographique provient désormais de la photo-



Fig. 1 : Projecteur Rondex 110 Hanimex.

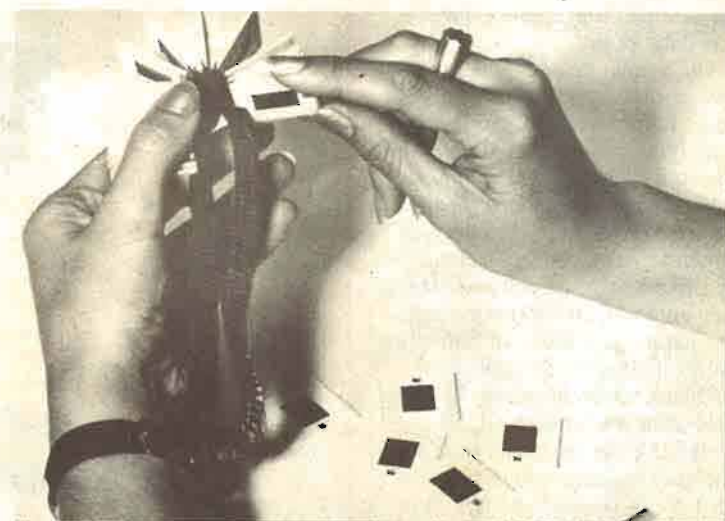


Fig. 2 : Chaîne de distribution des diapositives du projecteur Hanimex.



graphie professionnelle, et de la photographie utilisée dans le domaine des sciences et de la technique. En principe, cette grande manifestation était réservée aux professionnels, ce qui ne diminue pas le grand intérêt des nombreux matériels d'amateurs présentés.

Cette exposition de Cologne présente, sans doute, surtout de l'intérêt pour les amateurs français par les nombreuses nouveautés qu'elle a pu nous montrer, et, dans des études successives nous pourrions signaler avec plus ou moins de détail les principales nouveautés que nous avons pu remarquer. Dès à présent, il est possible de signaler quelques tendances.

Il est d'abord intéressant d'indiquer le développement du nombre des appareils photographiques très réduits de format « 110 », encore beaucoup moins encombrants que les appareils à chargeurs Instamatic 126. Ce sont, sans doute, pour la plupart, des modèles de poche très simplifiés et de prix relativement réduits, qui offrent de nombreux avantages pour tous ceux qui veulent avoir constamment à leur disposition un appareil d'emploi simple et rapide, disponible à tout instant, et en tout lieu.

Mais, en raison même de leur simplicité et de leur prix peu élevé, ils sont évidemment surtout destinés à la photographie en couleurs sur papier, au moyen d'un négatif préalable, et à des sujets en premier plan, en particulier, des portraits. Malgré les difficultés dues au format très réduit, il est, sans doute, cependant possible d'obtenir des diapositives donnant des résultats suffisants et, d'ailleurs, des projecteurs spéciaux, dont un modèle remarquable sera décrit plus loin, sont prévus dans ce but.

On a déjà réalisé auparavant des appareils minuscules, soit pour la photographie ordinaire « mono », soit pour la stéréoscopie, qui permettaient d'obtenir ainsi des diapositives très réduites assurant de bonnes projections de dimensions moyennes de l'ordre de 1 m x 1 m. Mais, encore faut-il, bien entendu, établir des modèles de haute précision mécanique munis d'objectifs de qualité.

De tels appareils, seront-ils réalisés dans ce format ? Cela est probable et nous avons déjà vu quelques modèles qui correspondent à ces desiderata ; il y aura peut-être des appareils encore plus complexes, du type reflex,

mais leur prix sera élevé. Ils seront réservés plus ou moins à une clientèle limitée.

Ces appareils réduits sont-ils destinés à remplacer les appareils à chargeurs 126 Instamatic ? Comme nous venons de l'indiquer, les caractéristiques, les résultats et même les buts à atteindre sont, en général, assez différents. En tout cas, ce sont surtout les modèles très élémentaires et bon marché à chargeurs 110 qui peuvent concurrencer les appareils correspondants à chargeurs 126 ; mais, il ne faut pas croire que les dépenses en frais de films et de tirage des appareils 110 soient inférieures à ceux des appareils 126, bien au contraire.

Cette compétition plus ou moins réelle entre les modèles 110 et 126 ne diminue évidemment nullement l'intérêt des appareils mono-objectifs de petits formats, et l'automatisme est de plus en plus poussé. Il est de deux types, basé sur le contrôle automatique de la vitesse ou sur celui de l'ouverture du diaphragme. Ce dernier procédé semble, sans doute, le plus facile à réaliser et les appareils combinés à deux systèmes d'automatismes offrent la solution idéale plus ou moins limitée.

Le problème de l'emploi de l'objectif Zoom, c'est-à-dire à focale variable, sur les appareils photographiques, attire spécialement l'attention. Nous voyons réaliser un grand nombre de petits objectifs universels à focale variable et des types destinés

plus spécialement à la macrophotographie. Leurs dimensions et leurs poids ont pu être réduits ; mais sont encore relativement élevés, et les prix sont encore également importants. Mais leurs avantages sont évidents, puisqu'ils permettent de remplacer à eux seuls tout un ensemble de télé-objectifs et d'accessoires destinés à la photographie des sujets rapprochés.

Le développement des appareils à développement instantané attire également l'attention. Nous avons décrit récemment le modèle SX 70 Polaroid, qui constitue le dispositif le plus remarquable dans cette catégorie. C'est un véritable « distributeur automatique de photographies en couleurs » ; de grandes firmes songent sans doute à réduire peut-être l'exclusivité de Polaroid dans ce domaine.

En dehors, bien entendu, de l'apparition de nouveaux types de films-couleurs que nous avons déjà signalés en partie, le développement et les progrès des flashes électroniques de plus en plus nombreux continuent sans arrêt.

Il y a, d'une part, les modèles très réduits-miniatures, faciles à employer en toute occasion, pouvant se mettre en poche, alimentés aisément par de petites piles et n'exigeant aucun entretien et, d'autre part, les appareils à batteries d'accumulateurs ou à alimentation secteur, munis de plus en plus fréquemment d'un système de contrôle automatique à computer.

L'emploi de batteries à chargement rapide a constitué un grand progrès, et la récupération de l'énergie permet d'obtenir un plus grand nombre d'éclairs avec la même charge. La possibilité du réglage de l'action de la cellule de contrôle du computer avec des ouvertures de diaphragmes différentes, augmente la facilité d'emploi et permet d'adapter l'effet du flash avec plus de précision aux différentes conditions de prises de vues.

Les projecteurs de diapositives sont, par ailleurs, constamment perfectionnés. Le plus grand nombre peut recevoir indifféremment sans transformation des magasins à classement linéaire, des magasins rotatifs et des passe-vues. Le contrôle de l'intensité lumineuse de la lampe quartz-iode permet de régler la luminosité suivant la densité de la diapositive, et de prolonger la vie de la lampe.

Des visionneuses sont incorporées à la télécommande, ce qui permet de vérifier que la diapositive est bien celle que l'on veut projeter et que son positionnement est correct. Le projectionniste peut aussi utiliser son éclairage d'appoint ; la mise au point devient entièrement automatique par dispositif autofocus. La prise pour synchronisateur de magnétophone est évidemment de règle, et les appareils sonores combinés offrent un grand intérêt.

Nous voyons présenter des dispositifs originaux de classement et d'entraînement de diapositives de petits formats, avec possibilité d'entraînement à grande vitesse des vues, pour effet accéléré ressemblant plus ou moins à des projections de cinéma. Sur des modèles très puissants, l'éclairage au xénon offre des avantages indéniables.

De nouveaux dispositifs de fondu enchaîné sont réalisés et des systèmes de commande électronique de multivision permettent, au moyen d'un seul boîtier, de commander automatiquement le fonctionnement de plusieurs projecteurs combinés de même type.

Dans le domaine du cinéma d'amateur, la tendance à la miniaturisation des formats se précise, aussi bien, d'ailleurs, que pour les usages semi-professionnels, c'est-à-dire que le film 16 mm a gagné du terrain au détriment du 35 mm, car des salles de projections de plus en plus nombreuses sont équipées en 16 mm.

Jusqu'ici, la télévision em-

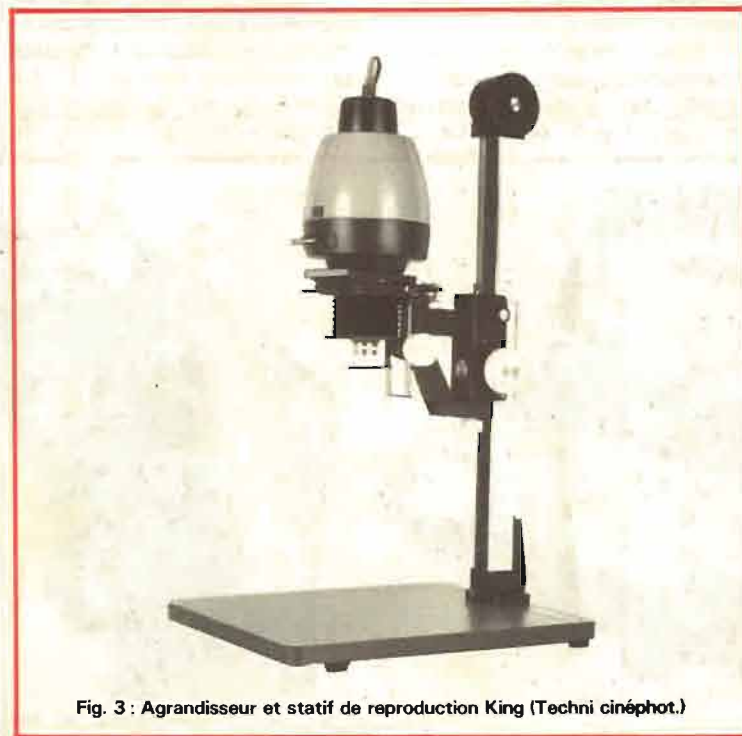


Fig. 3 : Agrandisseur et statif de reproduction King (Techni cinéphot.)



ployait uniquement le matériel 16 mm, mais on peut noter aussi l'emploi récent des films Super-8. Le Super-8 est devenu ainsi un matériel permettant l'utilisation professionnelle et nous voyons présenter des appareils professionnels Super-8, principalement dans le domaine du montage et de la réalisation des films.

De plus en plus, sur les caméras Super-8, d'ailleurs, comme même sur les autres caméras d'amateurs, l'usage de l'objectif Zoom à focale variable est devenu classique, ce qui n'est pas le cas comme nous venons de le voir pour la photographie.

Mais, les possibilités de ces objectifs commandés manuellement ou par servomoteurs différent suivant les modèles ; il y a des appareils simples, dont la variation d'amplitude est de l'ordre de 3 à 4. Ils permettent, cependant, d'effectuer sur les focales courtes des prises de vues en intérieur et, avec la focale la plus longue, de l'ordre de 30 mm, de filmer des gros plans ou des sujets à distance moyenne.

La catégorie la plus étendue permet une variation de focale de l'ordre de 5 ou 6 fois, avec la focale la plus courte de l'ordre de 8 mm, et la plus longue de l'ordre de 50 mm. On peut ainsi obtenir, à la fois, des effets de grands angulaires et utiliser des effets de télé-objectif facilement, sans avoir recours à un pied support.

Enfin, sur des modèles de qualité perfectionnés, des variations de focale très importantes peuvent être possibles, de l'ordre de 8 à 10 fois, et même au-delà. La distance focale la plus courte est de l'ordre de 6 à 7 mm et la plus longue de l'ordre de 80 mm ; il y a ainsi des possibilités encore plus importantes, mais qui ne sont pas toujours indispensables.

Il y a surtout désormais les possibilités d'utiliser des objectifs spéciaux à système Macro-Zoom pour les prises de vues rapprochées, entre 1 m et 1 mm, avec une échelle supplémentaire et sans complément optique, ce qui permet ainsi, d'une part, des prises de vues spéciales artistiques, techniques, et scientifiques, mais d'autre part, pour les amateurs avertis, des enchaînements d'images curieux.

Il est à noter qu'avec l'emploi des objectifs zooms, il n'est plus possible d'utiliser des objectifs interchangeables.

Avec certains appareils de cette catégorie on peut cependant utiliser des bagues adaptatrices per-

mettant d'employer les objectifs additionnels à vis ou à bayonette et même des modèles montés normalement sur des appareils de photographie de 24 x 36 mm qui constituent ainsi, pour ces très petits formats, des téléobjectifs de qualité.

La mise au point est effectuée, en principe, quelle que soit la distance focale, à l'aide du système habituel reflex et du dispositif optique du zoom. La précision de la mise au point obtenue n'est pas aussi grande que sur les appareils photographiques, d'où les études réalisées pour adjoindre, comme d'ailleurs sur les appareils photographiques, des systèmes de contrôle avec des télémètres à coïncidence ou des microprismes.

En particulier, dans ce domaine, nous voyons apparaître, cependant, des nouveautés originales. C'est ainsi qu'un système de sélection adopté sur les appareils Bell Howell fait apparaître lorsque la mise au point n'est pas exacte, des images de couleurs différentes des trois couleurs fondamentales. Ces images se transforment en une image unique en couleurs naturelles lorsque la mise au point est assurée.

Dans un autre dispositif, on aperçoit au centre du viseur l'image grossie de la partie centrale du sujet, qui est dédoublée lorsque la mise au point n'est pas exacte, sous l'action d'une touche de commande de contrôle. Lorsque la mise au point a été rectifiée, il suffit de ne plus appuyer sur la touche pour retrouver à nouveau le cadrage habituel de l'image complète.

Une caractéristique fort intéressante de ces caméras récentes

Super-8 consiste dans la possibilité de prises de vues en lumière très faible à l'intérieur et sans éclairage spécial.

Ce résultat a été obtenu, comme nous l'avons expliqué dans nos chroniques, par l'utilisation de nouveaux films-couleurs à haute sensibilité, tels qu'un nouvel Ektachrome Kodak dont la sensibilité atteint 160 ASA. D'un autre côté, l'objectif Zoom a une ouverture encore supérieure de l'ordre de  $F : 1,2$ , on peut supprimer la visée reflex, qui utilise une certaine proportion de la luminosité, et employer des obturateurs à très grand rendement, dont l'ouverture dépasse 200. N'oublions pas les possibilités également de réduction de la cadence de prise de vues à 9 ou 10 images/seconde, au lieu de 18 images/seconde.

Notons la possibilité de reproduction des diapositives vue par vue sur le film de cinéma, ce qui permet des projections intéressantes pour des sujets de monuments ou de paysages avec une grande économie. Mais, il y a des caméras qui permettent des prises de vues image par image, avec des temps de pose relativement élevés de l'ordre de 1/10 seconde à une minute. Ce dispositif évite les reports de diapositives puisqu'il assure directement le même résultat.

Il y a, enfin, dans le domaine de la sonorisation, l'apparition pratique des caméras Super-8 à dispositifs sonores incorporés permettant l'enregistrement sonore direct sur une piste magnétique de films couleurs, et du genre de la caméra Kodak Ektasound décrite précédemment.

Ce système simple met le cinéma sonore à la portée immédiate, même des amateurs débutants, des femmes, et des enfants, et rend la prise de vues sonores aussi simple et aussi automatique que la prise de vues directes.

Ces appareils ont l'avantage essentiel de la simplicité et permettent l'enregistrement sonore direct à tout instant, et en tout lieu. Mais les résultats obtenus, tout au moins en ce qui concerne le son, sont évidemment un peu plus limités, car le montage devient beaucoup plus difficile. L'utilisation rationnelle du microphone est également plus ou moins facile, mais les premières caméras simplifiées ont déjà été perfectionnées sous ce rapport.

Les amateurs exigeants et difficiles possédant déjà une caméra de haute qualité adaptée à une installation de sonorisation peuvent d'ailleurs avoir à leur disposition une caméra d'enregistrement direct simplifiée pour les portraits sonores, les films d'actualités et les reportages.

#### AVANTAGES ET INCONVENIENTS DES NOUVEAUTES

Nous venons d'exposer quelques-unes des nouveautés remarquables sur les appareils de photographie et de cinéma, et indiqué leurs nombreux avantages. Mais, comme il arrive souvent, ces nouveautés remarquables peuvent aussi présenter des inconvénients, du moins si les amateurs ne prennent pas les précautions nécessaires pour utiliser leurs matériels perfectionnés avec les précautions utiles.

La plupart des caméras Super-8 récentes sont ainsi très réduites et très légères, c'est là encore une raison supplémentaire pour bien les maintenir pendant la prise de vues stables et appuyées contre la poitrine. Le « balayage photographique » ne s'applique pas à la plupart des sujets cinématographiques !

Les mouvements inconsidérés de la caméra sont d'autant plus dangereux, que la distance focale utilisée pour l'objectif est élevée ; l'image obtenue avec un télé-objectif est fortement grossie, et tout déplacement est amplifié sur l'écran.

Ce déplacement latéral de l'image ne doit, non plus, se produire en profondeur sous une forme rapide et gênante. L'objectif



Fig. 4 : Torche ciné photo Osram.



Zoom à focale variable ne doit pas être manipulé comme le changement de vitesse d'une automobile, et il ne faut pas abuser des rapprochements et des éloignements inconsidérés de l'image. Bien plus, il n'est nullement recommandable de faire varier la distance focale au cours même de la prise d'une séquence ; il est bien préférable de choisir avant la prise de vues de cette séquence la distance focale à utiliser.

Nous venons, par ailleurs, d'indiquer les progrès réalisés dans le domaine de la prise de vue en faible lumière. Toutes les caméras modernes sont, sans doute, pourvues d'un système de réglage automatique de l'ouverture du diaphragme en fonction de la sensibilité du film, de l'éclairage du sujet, et de la cadence de prise de vue. Mais, il ne faut pas, en tout lieu et en toutes circonstances, et pour tous les sujets, avoir une confiance aveugle dans les indications du système de contrôle automatique.

Les indications sont valables, en général, d'une façon moyenne dans les conditions habituelles de prise de vues, c'est-à-dire avec la lumière venant par derrière l'opérateur, ou latéralement, mais, lorsque la prise de vues est effectuée plus ou moins à contre-jour, l'image obtenue devient trop sombre.

Pour remédier à ce défaut, il est indispensable de repérer la position de l'aiguille du posemètre avec la lumière venant par l'arrière et en dirigeant l'objectif vers le sujet à filmer ; il faut ensuite, si possible, débrayer le système d'automatisme, placer la caméra dans la position désirée face au soleil pour la prise de vues à contre-jour, et régler manuellement le diaphragme sur l'ouverture du diaphragme repérée antérieurement.

Si le dispositif automatique de contrôle n'est pas débrayable, il est bien difficile d'effectuer une prise de vues en dirigeant l'objectif plus ou moins vers le soleil, et se fiant sur les indications de la cellule.

Des difficultés du même ordre se produisent pour les prises de vues des sujets de couleurs très contrastées. Il risque de se produire des sur-expositions sur certaines parties et des sous-expositions sur d'autres, car la cellule détermine une trop grande ouverture du diaphragme sous l'influence des places sombres du sujet. Lorsque cela est possible, il est toujours utile de recourir au ré-

glage manuel, après avoir noté l'ouverture correspondant aux plages éclairées du sujet.

Enfin, nous avons noté précédemment la question de la netteté des images et les progrès des dispositifs de mise au point des caméras de cinéma. Sans doute, la netteté est-elle moins indispensable pour les prises de vues animées que pour les projections fixes ; elle est plus difficile à obtenir aussi en faible lumière, parce qu'à ce moment l'ouverture du diaphragme est grande et le champ de netteté est réduit.

L'emploi des téléobjectifs ou des objectifs Zooms jouant ce rôle est particulièrement gênant ; il vaut beaucoup mieux se contenter d'une prise de vue avec des distances focales courtes ou moyennes, et la mise au point préalable doit être réalisée avec l'objectif Zoom réglé pour un grossissement maximum.

Les images floues sont dues, la plupart du temps, à un défaut d'évaluation de la distance du sujet et à l'utilisation de distances focales exagérées. Sans doute, les caméras très simples et à grande luminosité du type XT de Kodak, par exemple, comporte-t-elle simplement des objectifs à distance focale très courte permettant la prise de vues sur une large échelle de profondeurs, sans réglage.

Avec une distance focale de l'ordre de 13 mm, par exemple, on peut obtenir une profondeur de champ depuis 1 m jusqu'à l'infini, avec une ouverture de l'ordre de  $F : 5,6$  on obtient ainsi une

netteté moyenne admissible, mais qui ne peut être aussi poussée qu'avec un objectif à réglage de mise au point.

### UN NOUVEAU PROJECTEUR ORIGINAL DE DIAPOSITIVES

Le nouveau format réduit pour appareil de poche du type 110 offre des avantages indéniables. Ce format est surtout, sans doute, destiné à obtenir des images sur papier couleurs de qualité avec un fort agrandissement, mais on peut également envisager dès maintenant, la réalisation de vues diapositives miniatures permettant d'obtenir des projections de qualité, malgré la faible surface des images couleurs.

On peut, sans doute, placer les diapositives obtenues dans des cadres en carton avec des caches d'adaptation permettant leur emploi sur des projecteurs ordinaires, comme s'il s'agissait des diapositives 5 x 5. Mais, bien entendu, l'agrandissement est ainsi réduit et on ne peut obtenir de cette manière des projections lumineuses de grande surface. Il faut normalement avoir recours à un projecteur étudié spécialement dans ce but ; quelques modèles sont déjà réalisés.

Dans ce domaine, un projecteur très original et même révolutionnaire **Hanimex Rondette 110**, qui vient d'être présenté, est très différent des systèmes habi-

tuels connus. Il s'applique essentiellement aux diapositives du format 110, mais ses principes de construction présentent aussi un caractère de nouveauté important, aussi bien pour la projection, en général, que pour le chargement des diapositives dans le projecteur.

L'appareil utilise en effet pour le transport des diapositives, non un magasin linéaire ou circulaire rotatif, mais un système de courroie distributrice en nylon permettant la projection des diapositives quatre fois plus vite que tous les projecteurs classiques, au rythme de 0,28 seconde par diapositive (fig. 1 et 2).

Ce système de sortie de chaîne distributrice horizontale fait penser aux chaînes de distribution utilisées pour les cadres des vues stéréoscopiques des âges héroïques, mais sous une forme de réalisation très nouvelle.

Il n'y a plus besoin de magasin, ni de boîtier de diapositives quelconque ; les diapositives en cadres carton sont simplement montées sur les courroies en nylon formant boucle sans fin garnies à l'extérieur de clips mécaniques à ressort.

Cette boucle disposée à l'intérieur du projecteur entre deux axes entraîne les diapositives à une vitesse variable à volonté, qui peut atteindre plus de trois images à la seconde, soit quatre fois plus vite que les projecteurs habituels.

A une telle vitesse analogue à l'effet ralenti des projecteurs de cinéma, mais plus accentué il est possible d'obtenir, en quelque sorte, des effets de mouvement animé d'une séquence de diapositives qui se suivent, de même que l'on pouvait obtenir aux âges héroïques du cinéma des effets de mouvements animés en feuilletant une sorte de bloc-notes dont les feuillets portaient des séquences d'images.

C'est ainsi que la projection effectuée à grande vitesse d'une série de vues d'un sauteur ou d'un plongeur en action, ou des positions d'une automobile, peut donner l'illusion du mouvement.

Cette vitesse est possible grâce à un obturateur courbé permettant d'éliminer les effets de flou et de noir entre deux diapositives. La courroie de transport en nylon d'environ 25 mm de large peut contenir 40, 80 ou 120 vues ; une courroie chargée de 120 vues ne tient pas plus de place qu'un magasin de 36 vues standard. Les diapositives sont placées dans les

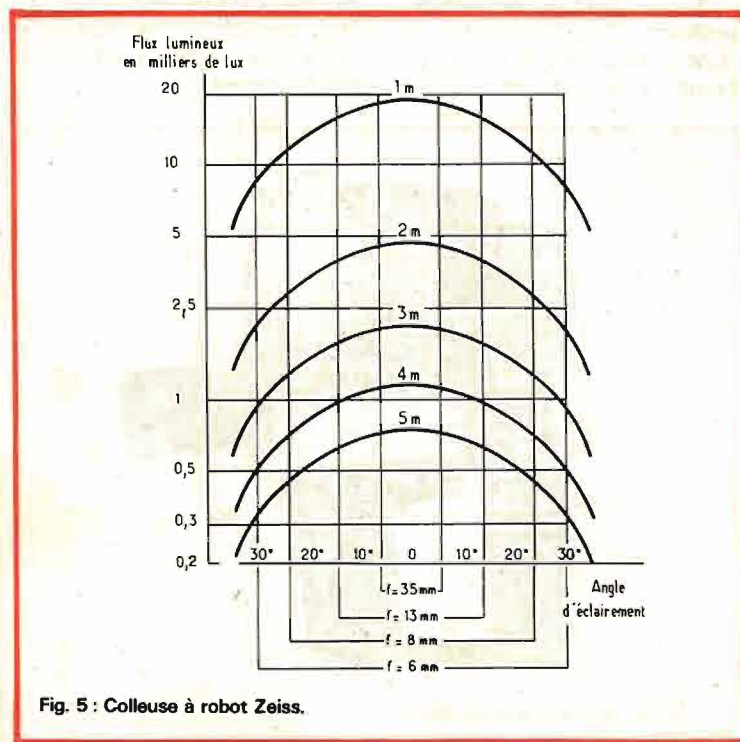


Fig. 5 : Colleuse à robot Zeiss.



clips aussi rapidement que dans un magasin ordinaire ; pendant le changement de vue, au cours de la projection, elles ne risquent pas de se chevaucher ce qui évite tout risque de blocage du mécanisme.

Il suffit de placer la courroie de transport des diapositives entre deux axes, dont l'un est monté sur ressort, pour maintenir une certaine tension pendant le fonctionnement. Lorsque la diapositive est placée derrière l'objectif en position de projection, elle est perpendiculaire à la fois au faisceau lumineux et aux diapositives précédentes et suivantes.

Un obturateur concave se déplace en même temps sur un rail également concave, avec une synchronisation précise ; cette courbure de l'obturateur a permis de réduire le compartiment de projection.

Cette très grande vitesse de projection permet d'obtenir des effets extrêmement curieux, surtout avec un appareil aussi simple et aussi réduit, et qu'on ne peut envisager normalement même avec une série de projecteurs synchronisés entre eux. On peut ainsi étudier l'animation des dessins ou des titres, obtenir des effets de Zoom et de séquences de mouvements ralentis ou accélérés, tels que l'éclosion d'une fleur ou le passage du jour à la nuit.

La marche arrière est plus ou moins facile avec des projecteurs ordinaires, surtout à grande vitesse ; elle devient facile avec ce dispositif particulier. Elle peut assurer des effets comiques bien connus, grâce à elle, on peut voir un plongeur sortir de l'eau et remonter sur son bateau, des plumes multicolores, qui volent, tombent et remontent d'elles-mêmes.

Sans doute, malgré toutes les qualités de ce projecteur dont les caractéristiques optiques sont très soignées, avec objectif de 58 mm à grande ouverture, lampe halogène de 150 W, télécommande pour la mise au point, marche avant et marche arrière, les résultats de projection obtenus ne peuvent également être réellement satisfaisants que si l'on utilise des diapositives 110 de qualité, obtenues évidemment avec des caméras de poche très perfectionnées, dont nous avons noté plus haut les caractéristiques.

Mais, ces caméras existent déjà et, avec un peu de patience, il est possible d'obtenir des effets originaux et intéressants. Bien entendu, ce projecteur peut, non seulement projeter des diapositives

110 obtenues avec appareil 110, mais aussi des diapositives de même format provenant d'images de plus grand format réduites aux dimensions utiles, et placées dans des cadres de dimensions voulues.

On peut ainsi réaliser des dessins animés et des titres au moyen d'un appareil de poche 110. Pour filmer les vues d'une séquence, il suffit de placer l'appareil sur un trépied et d'avoir un système simple de télécommande. On peut obtenir des effets d'objectif zoom, en centrant chaque prise de vue sur le même point, et en filmant en avançant ou en reculant l'appareil.

Pour obtenir des effets de mouvement ou d'animation on peut employer un appareil reflex à déclenchement rapide ou à moteur 18 x 24 ou 24 x 36, en centrant dans le viseur le sujet principal ; les diapositives sont ensuite découpées au format 110.

Il faut, encore, signaler une caractéristique très intéressante et relativement rare de ce projecteur. Le système de ventilation est très puissant ; la diapositive est complètement refroidie sans aucun risque de détérioration, ni

même de déformation. Enfin, la prise de synchronisation bien adaptée permet une sonorisation facile à l'aide d'un magnétophone à bande ou à cassette ; la projection des séquences peut, d'ailleurs, être automatique, grâce à l'emploi d'un « timer » extérieur.

### STATIF DE REPRODUCTION ET AGRANDISSEUR

La reproduction des documents de toutes sortes en noir ou en couleurs, et même des petits objets sur diapositives couleurs constitue une possibilité très intéressante pour l'amateur photographe et même le cinéaste. Les vues fixes peuvent évidemment être combinées, d'ailleurs, avec des vues animées, en offrant la possibilité d'insérer des documents fixes parmi les images animées.

Pour obtenir de bonnes reproductions, on peut utiliser un appareil photographique de bonne qualité, avec l'objectif normal muni de bonnettes d'approche

convenables, ou avec un objectif disposé spécialement pour la macro-photographie assurant la prise de vue directe. Cet appareil doit être placé sur un statif de reproduction directe. Cet appareil doit être placé sur un statif de reproduction pratique et stable, avec une colonne assez haute et permettant un réglage précis et facile de la position de l'appareil de prise de vues.

Un nouvel agrandisseur **King** distribué par **Techni Ciné Phot** possède une tête démontable, permettant la fixation sur la colonne de tout appareil muni d'un filetage au pas Kodak.

L'appareil reçoit des lampes de 75, 100 et 150 W avec tiroir à filtres. La colonne à section carrée très réduite est graduée ; des caches sans verre sont prévus, pour 18 x 24 mm, 24 x 36 mm et 6 x 6 cm. La variation des rapports s'effectue dans l'axe de projection, et la tête est à deux positions haute et basse (fig. 3).

En position basse, l'objectif de 38 mm permet d'obtenir un rapport minimum de 3,3 et maximum de 16 ; un objectif de 50 mm un rapport minimum de 1,7 et maximum de 11,6 ; un objectif de

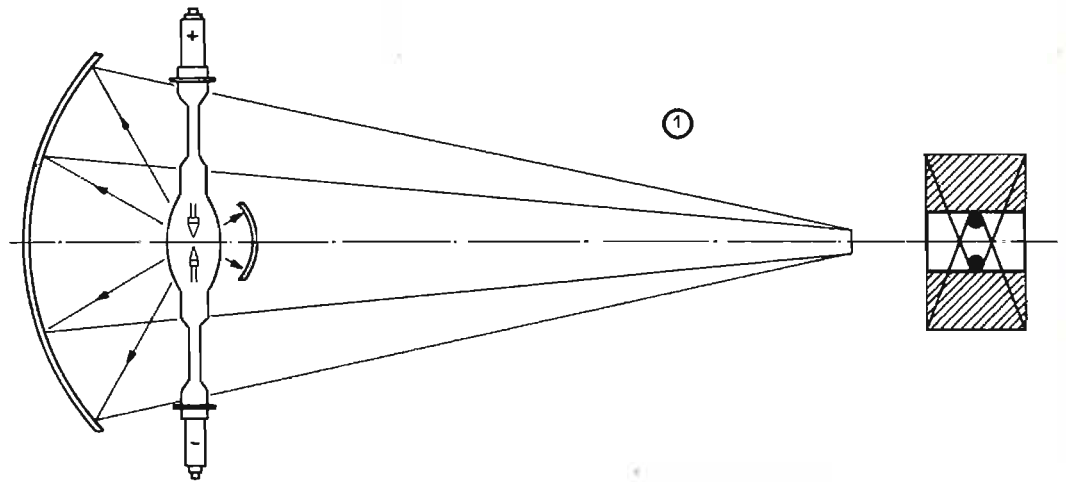


Fig. 6

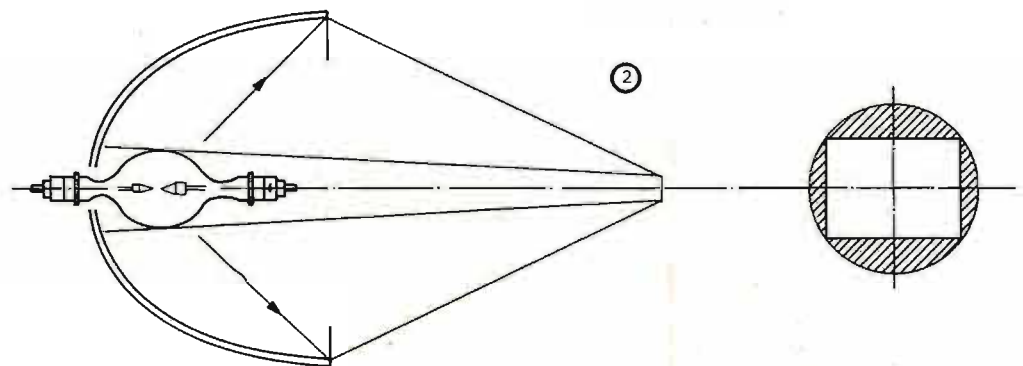


Fig. 7

75 mm un rapport minimum de 1,2 et maximum de 7.

En position haute, un objectif de 38 mm assure un rapport minimum de 7,6 et maximum de 20,2 ; un objectif de 50 mm fournit un rapport minimum de 5,3 et maximum de 14,8 ; un objectif de 75 mm fournit un rapport minimum de 2,7 et maximum de 9,1.

### UNE TORCHE DE SECURITE PUISSANTE CINE-PHOTO

L'éclairage en photographie et cinématographie a été transformé par l'apparition des lampes halogènes et les amateurs peuvent maintenant avoir à leur disposition des appareils puissants présentant des normes de qualité et de sécurité totale, même en cas d'explosion de la lampe.

Dans la nouvelle torche **Osram SL 1000**, la lampe est ainsi enfermée dans un boîtier de métal léger anti-corrosion injecté sous pression, avec des nervures de refroidissement. La face frontale de la torche est protégée intégralement par une grille de même métal, et par un verre à haute résistance incurvé vers l'intérieur à reliefs externes. La partie arrière de la torche est réalisée avec un matériau assurant une stabilisation de la température au moment de la prise de vue (fig. 4).

La puissance de la lampe est de 1000 W. Elle est montée avec un réflecteur à facettes étudié avec un ordinateur permettant d'obtenir une intensité lumineuse optimale homogène, même avec des objectifs zooms grands angulaires de caméras Super-8, et la température de couleurs est de 3400 °K, ce qui permet d'obtenir un excellent rendu des couleurs.

Le flux lumineux obtenu dans l'axe est ainsi de 20 000 lux à 1 m avec un objectif de 35 mm, de 5 000 lux à 2 m, de 2 500 lux à 3 m, de 1 000 lux à 4 m, de 8 000 lux à 5 m. Dans un angle de 30° et pour un objectif de 6 mm de focale, on obtient 8 000 lux à 1 m, 2 500 lux à 2 m, 1 000 lux à 3 m, 500 lux à 4 m, 300 lux à 5 m. (fig. 5)

Cette torche peut être utilisée de façons très diverses, sur barrette, sur pied photographique, à la main pour la prise de vue et en studio et avec pause ; elle peut fonctionner de façon continue pendant cinq minutes. Sa tête est inclinable en progression continue sur 90°, pour les effets d'éclairage indirects.

### L'EMPLOI DES LAMPES XENON POUR LA PROJECTION

L'utilisation des lampes au xénon offre des avantages remarquables lorsqu'il s'agit d'obtenir des images de grande surface, en particulier, pour la projection de cinéma avec des appareils de 16 mm sinon de 35 mm, mais, en général, jusqu'ici, ces lampes étaient utilisées dans la position verticale.

La combinaison d'une lampe xénon horizontale et d'un miroir vient d'être mise au point sur un appareil **Eiki** pour la projection cinéma en format de 16 mm, et des diapositives 24 x 36.

La position horizontale de la lampe permet l'utilisation totale de l'émission lumineuse ponctuelle des électrodes, concentrée au moyen d'un miroir dont le centrage est simple, ce qui permet de supprimer les systèmes optiques de réglage délicats et pouvant produire une absorption lumineuse élevée.

Les lampes au xénon de 300, 350, et 1000 W ne produisent pas de dégagement d'ozone, et le rendement lumineux est douze fois supérieur à celui d'une lampe à incandescence de même puissance. La dépense d'exploitation est faible, elle est de l'ordre de 1/10 de celle des lampes spéciales habituelles, et leur durée de vie est de l'ordre de 1000 heures.

Le système optique utilisé habituellement est celui de la figure 6. La source lumineuse a la forme d'un cône renversé, le contre miroir forme une image virtuelle in-

versée. Sur le cache, l'image produite par le miroir et celle issue du contre-miroir se superposent et forment un rectangle vertical. Etant donné que l'ouverture du cache est horizontale, l'uniformité ne peut être obtenue qu'au prix d'une grande perte de rendement. En outre, les rayons réfléchis par le contre-miroir passent trois fois à travers l'enveloppe de l'ampoule et parviennent au cache après deux réflexions. Le rendement final que le contre-miroir devrait doubler augmente, en réalité, de 25-30 % seulement dans les meilleures conditions. L'alignement de la lanterne nécessite le réglage de six vis de contrôle.

Le système optique employé pour les ampoules xénon horizontales est illustré par le dessin 7. Chaque rayon est réfléchi une seule fois et ne traverse jamais l'enveloppe de l'ampoule. L'image produite sur le cache est circulaire, comme celle de l'arc à charbon, et permet d'obtenir une uniformité excellente sans sacrifier le rendement lumineux. L'alignement est facile et ne nécessite que l'emploi de trois vis, le miroir profond réfléchit tout le flux lumineux émis par la source.

Les trois grands avantages qu'on obtient en utilisant des ampoules xénon horizontales sont ainsi : facilité d'alignement, uniformité d'éclairage, et excellent rendement lumineux.

Les projecteurs de cinéma portables 16 mm équipés d'une lampe xénon 350 W en position horizontale de ce genre et d'un amplificateur de 25 W efficace permettent d'obtenir une image de 6 m de base d'écran, tout en restant portables en une seule valise, et

en permettant une mise en œuvre très rapide de quelques minutes, mise en place du film comprise.

Les projecteurs de diapositives, équipés avec une lampe xénon d'une puissance de 350 W assurent une projection de 8 m de base d'écran à environ 50 m de distance, avec une puissance lumineuse de 2 500 lux, et une température de couleur de 6 000 °K.

L'appareil utilise, en fait, un projecteur Caroussel Kodak modifié seulement en ce qui concerne le condensateur et le filtre anticalories mais conservant les fonctions habituelles pour la projection en avant, et en arrière, la programmation, la commande à distance, le fondu, et l'enchaînement par iris.

### COLLEUSE PERFECTIONNÉE A RABOT

Le collage des films de cinéma réduit pour l'assemblage et le montage est une opération essentielle pour l'amateur. Il s'agit d'effectuer des collures offrant toute sécurité d'adhérence, ne produisant aucune aspérité gênante au moment de la projection. L'opération est évidemment encore plus délicate pour les films-couleurs et sonores avec une piste magnétique latérale.

Il s'agit de réaliser une collure rapide et facile, avec une manœuvre simple et deux techniques sont possibles : soit l'utilisation de bandes adhésives, soit la collure, en quelque sorte, autogène, au moyen d'une colle comportant un solvant. Dans ce cas, pour obtenir de bonnes collures, il est indispensable, tout d'abord, d'effectuer un décapage très complet des bords des morceaux de films à assembler.

L'emploi de système à rabot pour effectuer ce décapage adopté sur les appareils professionnels de 16 ou de 35 mm, constitue la solution la plus efficace, et un nouveau modèle d'amateur Zeiss basé sur ce principe vient d'être présenté. Cet appareil permet une utilisation très rapide ; la durée nécessaire pour cette collure ne dépasse pas 45 secondes, y compris le temps de séchage (fig. 8).

La propreté de la collure est absolue ; tous les déchets de films restent à l'intérieur de la colleuse, le grattage n'est plus nécessaire, grâce au rabot qui élimine la production des poussières, ce qui n'est pas le cas pour le système de grattage électrique. La sécurité de



Fig. 8



coupe est assurée par un étrier basculable venant bloquer la lame de coupe lorsque celle-ci est à l'arrêt, et un dépoli lumineux de contrôle incorporé permet une vérification précise de la qualité obtenue.

Une loupe d'un grossissement de 5 X sert pour déterminer les points de coupe en l'absence de visionneuse. Un éclairage momentané de contrôle est rendu possible, grâce à la double position de l'interrupteur. La forte pression mécanique exercée suffit pour obtenir en moins de 30 secondes un collage efficace et bien plat, et le flacon de colle est toujours à portée de la main, grâce à son emplacement réservé dans la colleuse.

### LES APPLICATIONS DE LA PHOTOGRAPHIE INDUSTRIELLE ET LES PRISES DE VUES D'AMATEURS

Nous avons signalé au début de cet article la grande importance de la photographie technique scientifique et industrielle à la photo Kina. Les recherches entreprises pour son développement sont également utiles pour assurer les progrès du matériel d'amateur et bien souvent il n'y a guère de différence de qualité et même de possibilité entre les appareils des amateurs éclairés et ceux des semi-professionnels et des professionnels.

Les applications industrielles peuvent aussi désormais et souvent être à la portée de ces amateurs éclairés et leur offrir des débouchés intéressants tout au moins complémentaires de leurs activités industrielles. Ils se rendent cependant pas toujours suffisamment compte du nombre et de la diversité de ces applications photographiques qui ont augmenté dans ces proportions surprenantes en même temps que des possibilités des techniques modernes.

La photographie permet désormais l'analyse du temps, l'étude des phénomènes les plus lents et les plus rapides et elle en garde la trace ; elle rend visibles les objets invisibles à l'œil nu éclairés par des radiations qui n'agissent pas sur l'œil.

Elle permet surtout l'analyse des matériaux, minéraux ou végétaux, en lumière visible ou non, ou au moyen des rayons X ; elle est l'auxiliaire efficace de tous les

appareils d'analyse physique ou chimique en conservant la trace des observations obtenues. Elle assure même désormais la production d'éléments de montages mécaniques, électriques, et électroniques.

Les applications d'amateurs, malgré leur intérêt, ne constituent donc qu'une partie relativement réduite de ses possibilités et son rôle dans l'industrie, en particulier, prend une importance, dont on ne mesure pas toujours l'ampleur. Il y a longtemps que les portraits et les paysages ne sont plus les thèmes exclusifs de la photographie, et qu'elle a contribué au succès du reportage de presse, documentaire ou d'actualité, qui multiplie toujours plus vite les images de tous ordres.

Bien plus, le plomb de Gutenberg n'est plus indispensable pour l'édition ; la photocomposition, application de la photographie, permet les impressions de tous genres avec une rapidité inconnue jusque-là, et une grande économie.

La nécessité de conserver les documents sous une forme réduite et sûre est devenue essentielle au fur et à mesure de leur multiplication dans les bureaux, les

centres de recherches, les entreprises industrielles. La reprographie permet la reproduction immédiate des documents graphiques et photographiques et même leur multiplication. Le microfilm peut rendre d'immenses services à de nombreuses entreprises, grâce à la réduction photographique des documents. Cinquante tonnes peuvent être remplacées par 2 500 bobines de films, disposées dans des classeurs, pour un poids total de 500 kg.

L'avènement de la photographie « à développement à la minute » a constitué un grand progrès pour des applications industrielles ; les appareils divers, automatiques ou semi-automatiques ont été mis au point et sont sans cesse perfectionnés.

Un premier exemple consiste dans la confection rapide de cartes d'identification partout où s'imposent des mesures de sécurité. Le procédé à la minute apporte aux entreprises industrielles des ressources nouvelles en permettant des recherches et des contrôles poussés et précis. Les films rapides autorisent l'observation de phénomènes dans des conditions d'éclairage très difficiles. Cette sensibilité se prête, par exemple,

avec des boîtiers-chargeurs adaptés à des oscillographes cathodiques, à l'enregistrement des trajectoires rapides, qui apparaissent sur les écrans fluorescents.

La méthode offre un grand intérêt par l'étude des mouvements vibratoires rapides et des oscillations électriques. Le technicien contrôle immédiatement la qualité des épreuves et peut reprendre, s'il y a lieu, ses expériences. Le même procédé est utilisable pour la microphotographie, les prises de vues en gros plan d'appareils industriels.

La photographie permet surtout, en général, l'étude du fonctionnement des machines et des engins de toutes sortes, des caractéristiques des matériaux.

Associée avec l'oscilloscope cathodique, elle assure l'observation et l'analyse ultérieure à loisir, de toutes sortes de phénomènes mécaniques électriques ou électroniques.

Pour l'observation directe des phénomènes rapides, plusieurs systèmes sont utilisés, parmi lesquels la stroboscopie. La photographie stroboscopique permet de contrôler les déplacements rapides des organes mobiles des machines ; elle est employée pour l'étude de la cavitation produite par les hélices et les turbines, des essais balistiques des explosions, les contrôles aérodynamiques.

La photographie associée aux rayons X et même au microscope électronique, donne des renseignements précieux en métallographie pour l'étude de la structure superficielle des métaux, des inclusions dans les alliages, des effets de la corrosion, etc.

C'est encore la photographie, qui permet de fixer et d'étudier les phénomènes nucléaires, dont la durée est bien souvent inférieure au milliardième de seconde.

C'est encore la photographie, associée à l'aérospatiale qui permet d'étudier dans de nouvelles conditions les propriétés géologiques des régions terrestres d'accès difficile, et de déceler les gisements minéraux ou pétrolifères.

Il est, sans doute, impossible de citer maintenant toutes les applications industrielles de la photographie ; les exemples que nous venons de donner en montrent, tout au moins, l'importance et la diversité.

**P. HEMARDINQUER**

# TOUJOURS JEUNE

# techniques avancées des radiorécepteurs et amplificateurs B.F.

## INTRODUCTION

**L**A complication et la simplification alternent ou coexistent dans les conceptions des appareils électroniques.

Lorsqu'un montage devient trop compliqué, on cherche à le simplifier d'une manière ou d'une autre. C'est ainsi que l'on a créé, les modules, les blocs, les platines et finalement les circuits intégrés.

De cette manière, la complication est enfermée dans une « boîte noire » à bornes et l'on peut, lors de la conception, et surtout, lors de la construction d'un appareil, ne pas se préoccuper de ce qui est disposé à l'intérieur.

On a affaire alors, à une complication théorique, prisonnière d'un boîtier, ce qui aboutit à une simplification dans la pratique de la construction.

Les appareils ainsi simplifiés, ne le restent pas longtemps. Des chercheurs de grand mérite et à l'esprit inventif développé, trouvent des améliorations utiles; des montages existants. Ces améliorations nécessitent, évidemment de nouveaux dispositifs électroniques à éléments passifs R, C, L et actifs, tels que les semiconducteurs.

Après achèvement des études des maquettes des appareils améliorés, ceux-ci redeviennent des monstres de complication, caractérisés par l'abondance des composants utilisés et de leur principe de fonctionnement. On fait appel, alors, à nouveau à la recette universelle de simplification: l'emploi des circuits intégrés.

D'autres spécialistes créent alors ces circuits en introduisant dans un seul boîtier, si possible, le plus de réseaux de composants actifs et passifs, avec le minimum de points (broches ou fils) de branchement.

Les appareils réalisés avec le maximum de circuits intégrés sont alors, selon le point de vue où l'on se place, « simples », « compliqués », ou « semi-simples » ou « semi-compliqués ».

Dans le passé, la perspective du dépannage, freinait un peu la tendance des constructeurs à compliquer leurs appareils. Actuellement, les circuits intégrés ont remplacé des parties importantes des appareils, ce qui rend possible, et pas trop onéreux, un dépannage d'appareil, car les CI sont de

plus en plus intéressants au point de vue de leur prix de vente, dont l'ordre de grandeur est le même et parfois inférieur à celui du prix de déplacement et du temps passé du dépanneur.

## NOUVEAUX CI EN BASSE FRÉQUENCE

En basse fréquence, la stéréophonie à deux ou quatre canaux pose des problèmes de commandes (ou réglages) de dispositifs homologues conjugués, par exemple ceux de volume et de tonalité.

Par exemple, pour le réglage de volume en tétrastéréophonie, il faut quatre potentiomètres montés sur un même axe, ce qui rend difficile le montage de cet acces-

soire, car il ne peut pas se trouver, en même temps, à l'emplacement convenable sur chacune des platines des canaux I, II, III et IV.

Il faut alors placer ce potentiomètre quadruple, en un endroit, parfois distant de ses points de branchement, ce qui nécessite des connexions relativement longues et généralement blindées.

On aura alors recours à des réglages électroniques, remplaçant les réglages mécaniques. Ces réglages s'effectueront, comme c'est la mode actuellement, par variation d'une tension ou d'un courant.

On pourra alors, commander à distance, avec un seul potentiomètre ou résistance, les quatre dispositifs électroniques conjugués.

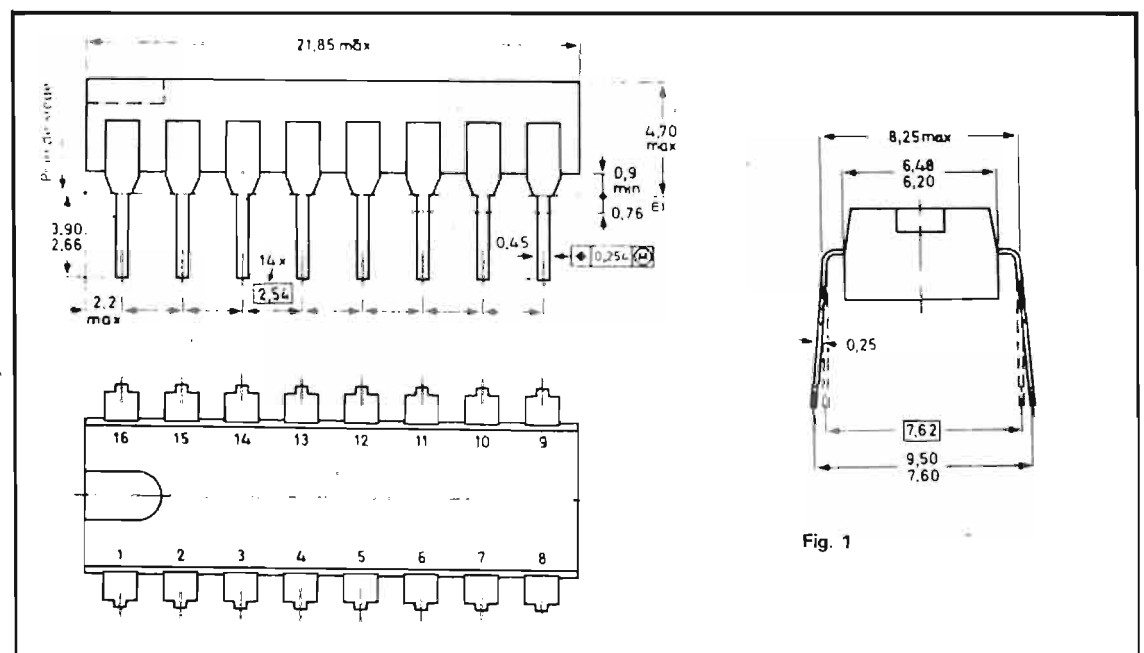


Fig. 1



Ce potentiomètre ne règle que des tensions continues et par conséquent, sera placé n'importe où, et, relié à ses points de branchement par des fils non blindés et très longs si nécessaire, par exemple quelques mètres s'il s'agit d'une commande à distance, type « grand public » ou type professionnel.

Dans le présent article on étudiera d'abord les applications du circuit intégré TCA 730, proposé par la RTC-La Radiotechnique-Compelec.

Ce circuit intégré est établi spécialement pour la commande de « volume » (gain, puissance) du son et de l'équilibrage (dit (balance) dans les amplificateurs stéréo à deux ou quatre canaux.

### TCA 730

Monté dans un boîtier rectangulaire 16 broches de forme et dimensions standardisées, le TCA 730 permet la commande au moyen d'une tension continue,

la puissance et l'équilibrage de canaux stéréo des ensembles basse fréquence. Le brochage est donné à la figure 1.

Ce même CI permet également

une commande externe de volume, physiologique.

Au tableau I, on donne les principales caractéristiques de ce circuit intégré.

TABLEAU I			
CARACTÉRISTIQUES PRINCIPALES			
Tension d'alimentation	$V_{8-15}$	nom	15 V
Température ambiante de fonctionnement	$T_{amb}$	nom	25 °C
Plage de commande de volume à $V_e = 100 \text{ mV}_{eff}$			+ 20 à - 70 dB
Distorsion à $V_{s(ef)} = V_{eff}$	$d_{tot}$	nom	0,1 %
Plage de commande de balance			± 10dB
Tension d'entrée	$V_e$	max	1 $V_{eff}$
Impédance d'entrée avec résistance extérieure de 270 kΩ	$Z_e$	nom	250 kΩ
Résistance de charge	$R_C$	min	4,7 kΩ
Tension de sortie	$V_s$	max	1 $V_{eff}$
Diaphonie		nom	60 dB
Rapport signal/bruit	S/B	nom	57 dB
Réponse en fréquence (± 1 dB)			20 Hz à 20 kHz
Balance		nom	2 dB

### SCHEMA FONCTIONNEL

Voici à la figure 2, le diagramme fonctionnel du TCA 730. Nous ne donnons pas le schéma intérieur complet, trop compliqué.

D'après la figure 2 on connaît :

1) La composition simplifiée de l'intérieur du CI ;

2) Les points de branchement du boîtier, numérotés de 1 à 16, selon le brochage de la figure 1 ;

3) Les composants extérieurs permettant de réaliser un montage de VC et EQ (volume et équilibrage) dans un ensemble stéréophonique à deux canaux.

Finalement, on constatera que les réglages manuels sont au nombre de trois, les deux cités, plus celui de **volume physiologique**. Chaque réglage se fait avec un seul potentiomètre à connexions non blindées de longueur quelconque. Remarquons sur ce schéma les deux entrées et

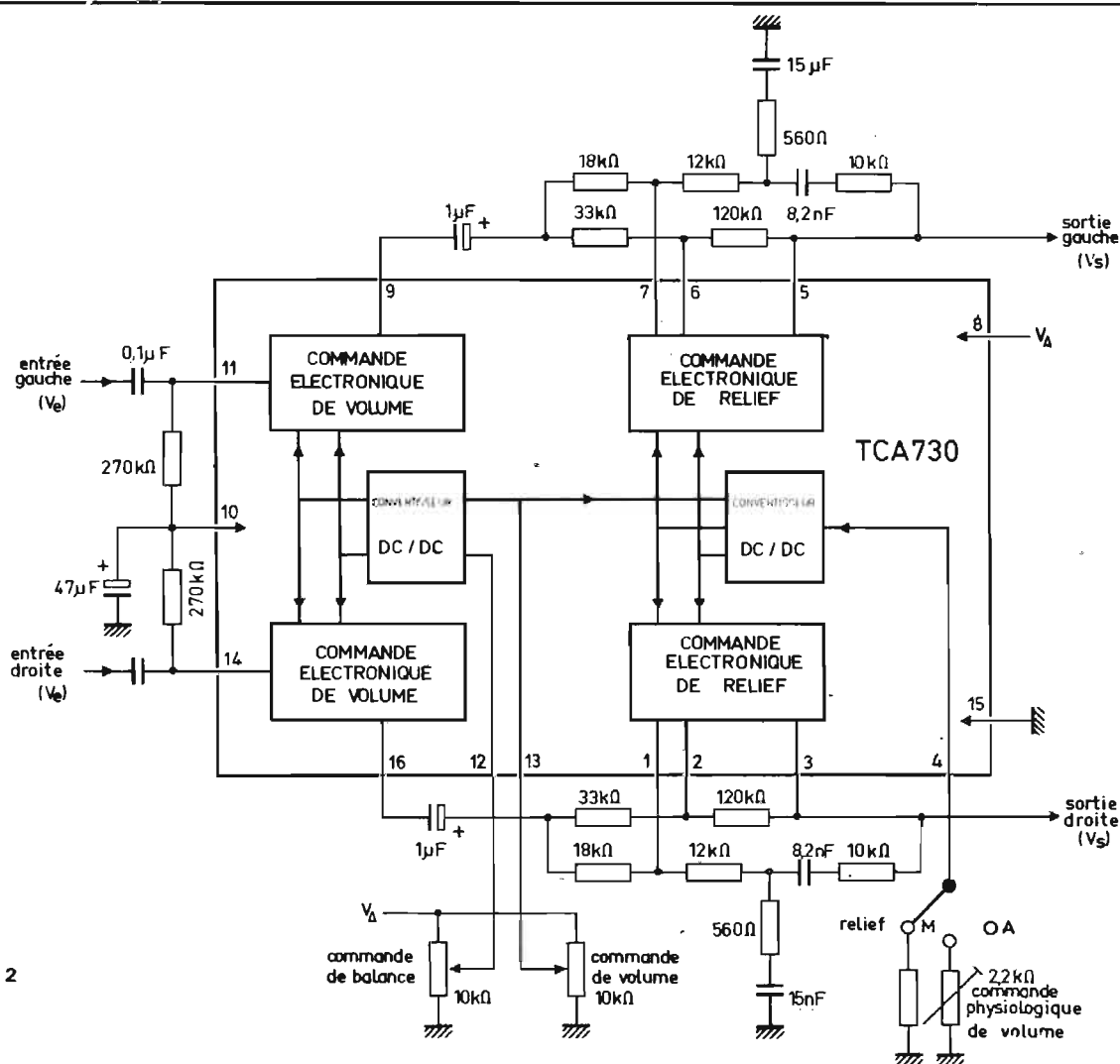


Fig. 2

**TABEAU II**

**VALEURS À NE PAS DÉPASSER**  
(limites absolues selon publication  
CEI 134)

Tensions d'alimentation			
— Borne 8	$V_{8-15}$	max	18 V
— Borne 12	$V_{12-15}$	max	12 V
— Borne 13	$V_{13-15}$	max	12 V
— Borne 4	$V_{4-15}$	max	3 V
<b>Puissance totale dissipée</b>	$P_{tot}$	max	860 mW
TEMPÉRATURES			
Température de stockage	$T_{stg}$	— 20 à +125 °C	
Température ambiante de fonctionnement	$T_{amb}$	— 20 à + 60 °C	

les deux sorties, destinées aux signaux des canaux « gauche » et « droit ».

L'effet obtenu est le suivant : aux entrées on applique les signaux tels qu'ils sont fournis par les appareils précédents, donc à des niveaux de tension constants et pouvant ne pas être égaux pour les deux canaux. On veillera toutefois à ce que cette inégalité soit aussi petite que possible.

Les courbes de réponse des signaux sont, en principe, linéaires, mais il y aura lieu, comme cela est nécessaire de procéder à des corrections jugées utiles par l'utilisateur selon son goût.

Les corrections sont :

1) Correction physiologique, réalisée à l'aide du potentiomètre de 22 k $\Omega$  ; « commande physiologique de volume ».

2) Corrections de tonalité, réalisées à l'aide d'un montage qui suivra celui de la figure 2, nommé préamplificateur de tonalité. Ce montage utilisera un circuit intégré TCA 740.

Aux sorties du montage de la figure 2, on disposera des deux signaux G et D, ayant le niveau requis, la tonalité obtenue par le réglage physiologique et équilibrés c'est-à-dire ayant à peu près le même niveau.

En effet, nous disons bien à peu près car les signaux droit et gauche, en stéréophonie, sont en principe, différents, bien que ressemblants « à l'oreille ».

Si les deux signaux étaient identiques, il n'y aurait pas de stéréophonie, bien entendu !

On aura à brancher les points suivants :

- entrées : points 11 (gauche) et 14 (droite),
- sorties : points 9, 7, 6, 5 (gauche) et leurs homologues 16, 1, 2, 3 (droite).

L'alimentation se branchera au point 8 (+) et 15 (— et masse).

Les réglages se connectent comme suit :

Commande de balance : entre  $V_A$  (point 8) masse (point 15) et curseur au point 15. Potentiomètre de 10 k $\Omega$ , linéaire.

Commande de volume : comme le précédent, mais curseur au point 13. Potentiomètre de 10 k $\Omega$  linéaire.

Commande de volume physiologique : une extrémité à la masse et l'autre au commutateur, dont le commun est relié au point 4 du CI. Potentiomètre de 22 k $\Omega$  linéaire, monté en résistance, le curseur étant relié à l'extrémité masse.

En position « relief » du commutateur, on réalisera une correction fixe, à choisir en donnant à la résistance correspondante, une valeur égale ou inférieure à 22 k $\Omega$ .

A noter les alimentations. Du côté —, un seul point, le 15 : du côté + :  $V_A = 18$  V.

**COURBES  
CARACTÉRISTIQUES**

A la figure 3, on donne la courbe représentant le gain en fonction de la tension de commande de volume.

En ordonnées, le nombre des décibels correspondent au rapport  $V_{9-15}/V_{11-15}$  pour le canal gauche et  $V_{16-15}/V_{14-15}$  pour le canal droit. Les décibels sont obtenus en prenant 20 fois le logarithme décimal du rapport. On voit que le signal de sortie peut être amplifié de 10 dB et atténué de 67 dB, par rapport à l'entrée.

La commande d'équilibrage ou « balance » donne deux courbes,

**TABEAU III**

**CARACTÉRISTIQUES**

à  $V_{8-15} = 15$  V ;  $T_{amb} = 25$  °C ;  $f = 1$  kHz (sauf indication contraire)  
Mesures relevées sur le circuit de la figure 2.

Plage de tension d'alimentation	$V_{8-15}$	13,5 à 16,5 V	
Consommation	$I_8$	nom	30 mA
		max	40 mA
Gain	$V_s/V_e$	0 à +20 dB	
Atténuation	$V_s/V_e$	— 70 à 0 dB	
Résistance d'entrée $R_{11-15} = R_{14-15}$		min	3 M $\Omega$
Impédance d'entrée avec résistance extérieure de 270 k $\Omega$ entre les bornes 11-10, 14-10	$E_e$	nom	250 k $\Omega$
Courant d'entrée en continu	$I_{11} = I_{14}$	max	2 $\mu$ A
Tension de sortie	$V_s$	nom	1 V
$V_e = 100$ mV à 1 V			
Réponse de fréquence (— 1 dB) sans commande physiologique de volume		20 Hz à 20 kHz	

**Distorsion**

$V_s/V_e = +10$ à +20 dB ; $V_{s(eff)} = 1$ V	$d_{tot}$	nom	0,1 %
		max	0,2 %
$V_s/V_e = 0$ à +10 dB ; $V_{s(eff)} = 1$ V	$d_{tot}$	nom	0,3 %
		max	0,5 %
$V_s/V_e = -50$ à 0 dB ; $V_{s(eff)} = 1$ V	$d_{tot}$	nom	0,3 %
		max	0,5 %
$V_s/V_e = -70$ à -50 dB ; $V_{s(eff)} = 1$ V	$d_{tot}$	nom	0,5 %
		max	1,0 %

**Diaphonie à  $V_{s(eff)} = 1$  V**

— $f = 250$ Hz à 12,5 kHz	$d_{min}$	min	56 dB
		nom	60 dB
— $f = 20$ Hz à 20 kHz	$d_{min}$	nom	46 dB
		nom	50 dB

**Balance (sans commande physiologique)**

que)			
$V_s/V_e = -50$ à 0 dB		nom	1 dB
		max	2 dB
$V_s/V_e = -70$ à -50 dB		nom	2 dB
		max	4 dB

**Plage de la commande de balance**

$V_s/V_e = -50$ dB à 0 dB	$\pm 10$ dB
---------------------------	-------------

**Rapport signal/bruit  $f = 20$  Hz à 20 kHz**

20 kHz			
$V_{s(eff)} = 100$ mV ; $V_{s(eff)} = 50$ mV	S/B	min	52,5 dB
		nom	57 dB

**Plage des tensions de commande**

Commande de volume	$V_{13-15}$	1 à 9 V	
Commande de balance	$V_{12-15}$	1 à 9 V	

**Courant de commande**

à $V_{13-15} = 8$ V	$I_{13}$	max	50 $\mu$ A
à $V_{12-15} = 8$ V	$I_{12}$	max	25 $\mu$ A

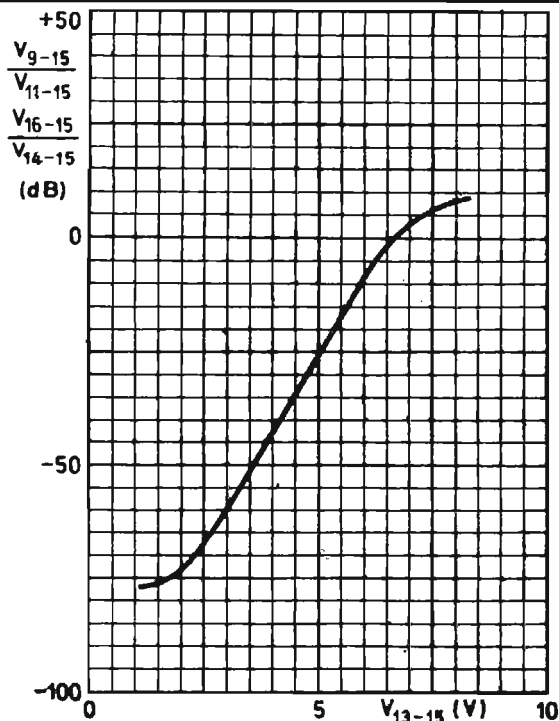


Fig. 3 - Courbe de commande de volume sans correction physiologique à  $f = 1$  kHz.

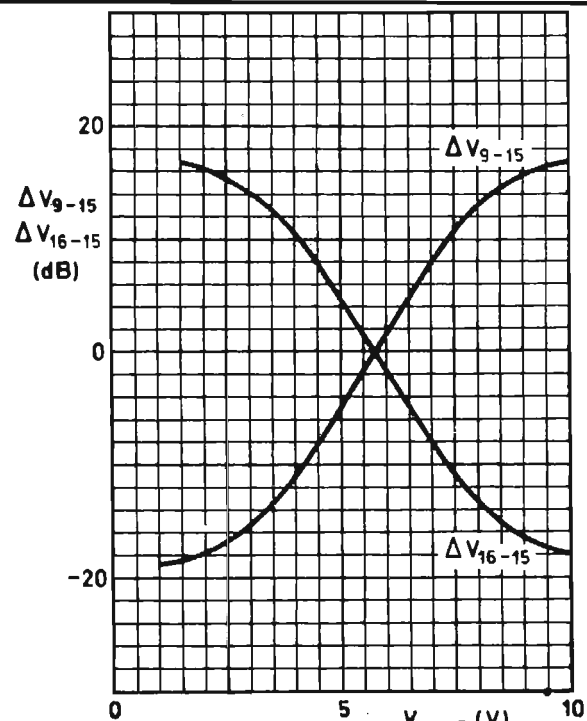


Fig. 4 - Courbe de commande de balance à  $f = 1$  kHz.

l'une pour le canal gauche et l'autre pour le canal droit, montrant les effets opposés sur les deux canaux du réglage considéré. On peut voir que la variation de gain désignée par  $\Delta$  s'effectue entre +17 dB et -19 dB, donc de 36 dB environ, ce qui permettra aisément à l'utilisateur de trouver le point d'équilibrage des puissances des deux canaux. (Voir figure 4).

A la figure 5, on donne le résultat des mesures de la réponse en fréquence du circuit de correction physiologique, d'après le schéma de la figure 2. En ordonnées, le niveau relatif en décibels et en abscisses la fréquence, entre 20 Hz et 50 000 Hz.

Les différentes courbes sont données pour plusieurs positions du curseur du potentiomètre de ce réglage.

### CIRCUITS DE COMMANDE DE TONALITÉ

Ce montage utilise le circuit intégré TCA 740 de RTC également, spécialement étudié pour être associé au TCA 730.

Le TC 740 permet d'effectuer des corrections indépendantes des graves et des aiguës, dans les amplificateurs stéréophoniques à deux ou quatre canaux.

On a prévu pour ce CI, un boîtier rectangulaire à 16 broches du type habituel (voir figure 1).

Voici au tableau IV, les principales caractéristiques de ce circuit intégré.

### LE SCHÉMA

A la figure 6, on donne le diagramme fonctionnel de l'intérieur

### CARACTÉRISTIQUES PRINCIPALES

Tension d'alimentation	$V_{8-16}$	nom	15 V
Température ambiante de fonctionnement	$T_{amb}$	nom	25 °C
Commande des graves		min	$\pm 15$ dB
Commande des aiguës		min	$\pm 15$ dB
Distorsion à $V_{s(eff)} = 1$ V	$d_{tot}$	nom	0,1 %
Rapport signal/bruit	S/B	nom	60 dB
Diaphonie		nom	60 dB

Le tableau V donne les valeurs à ne pas dépasser.

### TABLEAU V

#### VALEURS À NE PAS DÉPASSER (limites absolues selon la publication CEI 134)

<b>Tensions d'alimentation</b>			
Borne 8	$V_{8-16}$	max	18 V
Borne 4	$V_{4-16}$	max	12 V
Borne 12	$V_{12-16}$	max	12 V
<b>Puissance dissipée</b>		$P_{tot}$	max 860 mW
<b>Températures</b>			
Température de stockage		$T_{sig}$	- 20 à +125 °C
Température ambiante de fonctionnement		$T_{amb}$	- 20 à + 60 °C

du circuit intégré, ainsi que le détail des composants extérieurs et des deux commandes, une pour la tonalité « graves » et l'autre pour la tonalité « aiguës ».

Il y a à l'intérieur du boîtier, les parties suivantes : commande électronique de l'amplificateur des signaux d'aiguës, commande électronique de l'amplificateur des signaux de graves et encore deux autres amplificateurs pour l'autre canal. Également, dans le boîtier, deux convertisseurs DC/DC, c'est-à-dire continu à continu.

Les commandes communes aux deux canaux sont : commande des aiguës, commande des graves, deux potentiomètres linéaires de 10 k $\Omega$  avec une extrémité à la masse et l'autre au + alimentation de 18 V.

Ce montage comportera aussi les bornes de branchement suivantes : alimentation : le + au point 8 ( $V_A$ ); le - au point 16; l'entrée gauche, l'entrée droite, la sortie gauche et la sortie droite.

Ce montage se monte à la suite de celui de volume et d'équilibrage de la manière suivante : les entrées du circuit de tonalité sont reliées directement aux sorties du circuit de volume et d'équilibrage.

Les sorties du circuit de tonalité seront reliées aux entrées des amplificateurs, ces derniers n'ayant, en principe, aucun réglage variable. Remarquons sur la figure 6, les condensateurs de 1  $\mu$ F qui isolent, en continu, les deux parties.

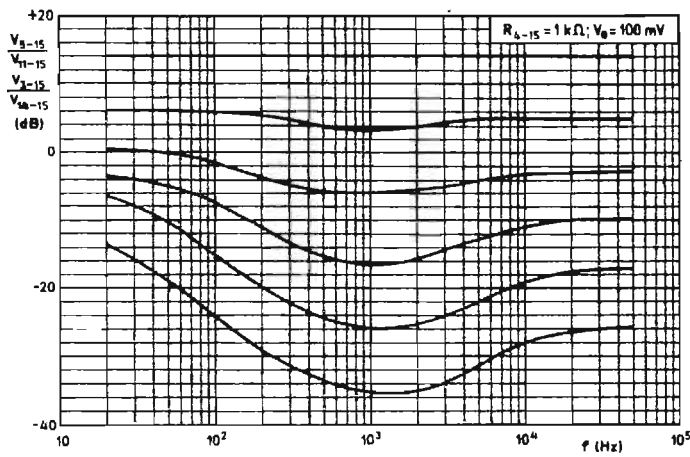


Fig. 5 - Commande de volume physiologique (mesure d'après le circuit fig. 2).

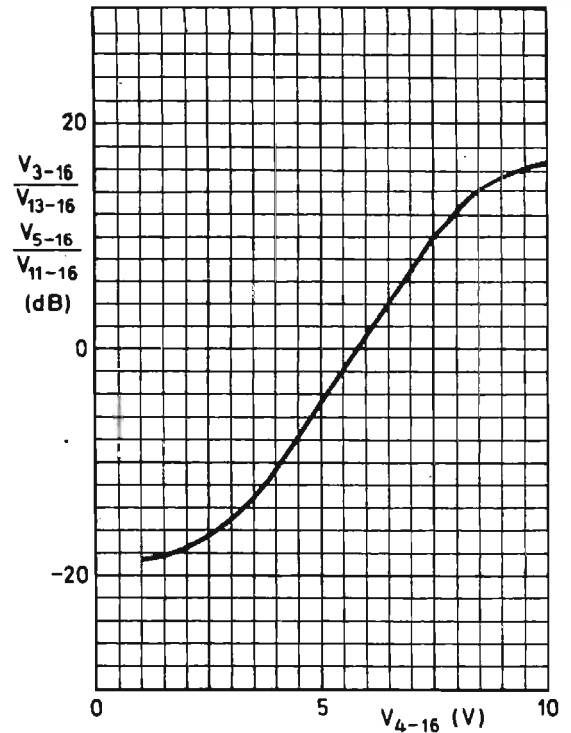


Fig. 7 - Correction des graves en fonction de la commande de balance à  $f = 1$  kHz.

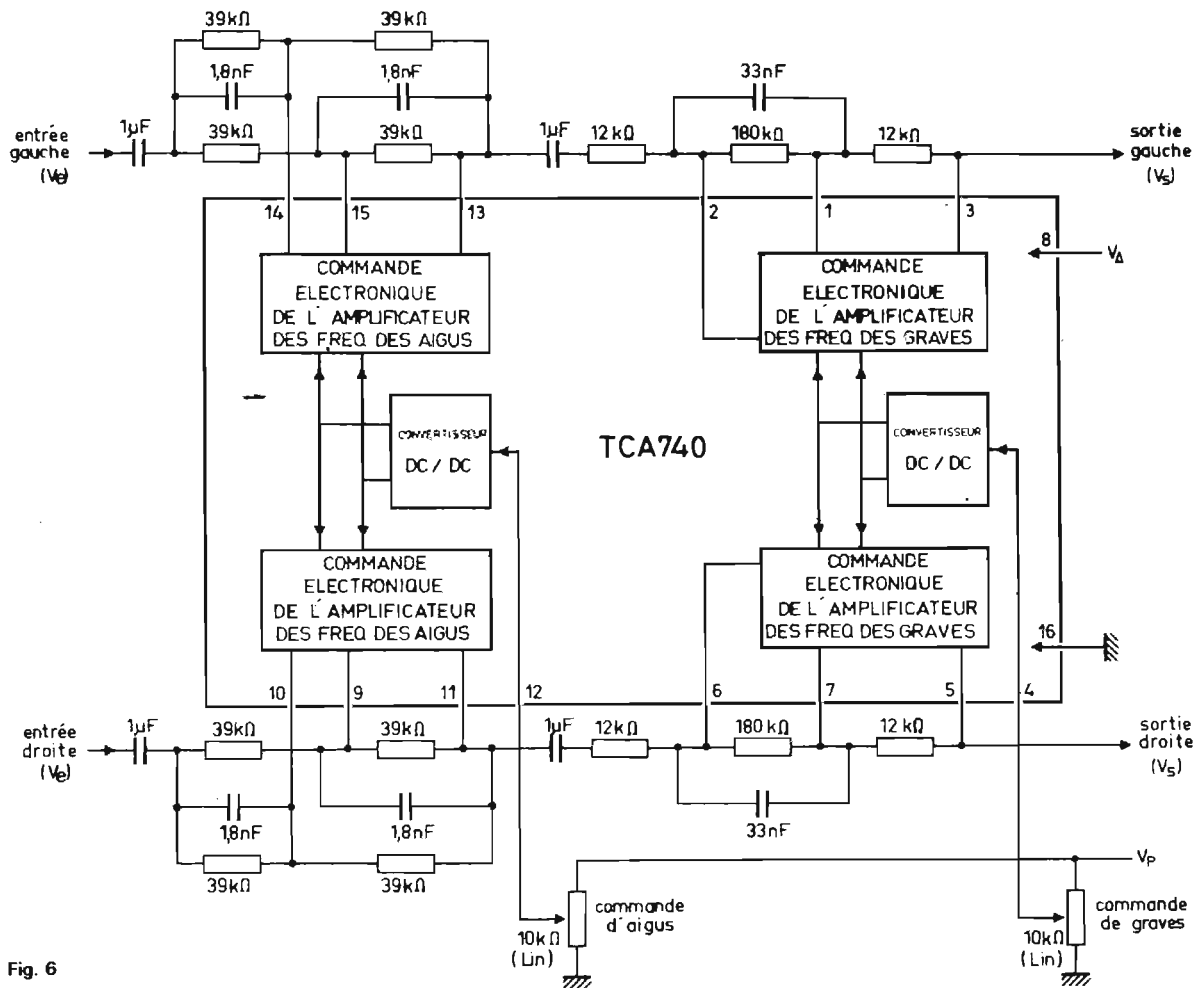


Fig. 6

TABLEAU VI

**CARACTÉRISTIQUES**

à  $V_{8-16} = 15 \text{ V}$ ;  $T_{\text{amb}} = 25 \text{ }^\circ\text{C}$  (sauf indication contraire)  
Mesures faites d'après le circuit de la figure 6.

Tension d'alimentation	$V_{8-16}$	13,5 à 16,5 V
Consommation	$I_8$	nom 30 mA max 40 mA
Gain sans correction de fréquence	$V_s/V_e$	nom 0 dB
Gain à $f = 1 \text{ kHz}$		
— avec accentuations maximales des graves et aigus	$V_s/V_e$	nom + 1,5 dB
— avec affaiblissement des graves et aigus	$V_s/V_e$	nom - 1,5 dB
Accentuation des graves à $V_{4-16} = 10 \text{ V}$ $f = 40 \text{ Hz}$ (ref. 1 kHz)		min 15 dB
Accentuation des aigus à $V_{12-16} = 10 \text{ V}$ $f = 15 \text{ kHz}$ (ref. 1 kHz)		min 15 dB
Affaiblissement des aigus à $V_{12-16} = 1 \text{ V}$ $f = 40 \text{ Hz}$ (ref. 1 kHz)		min 15 dB
Affaiblissement des aigus à $V_{12-16} = 1 \text{ V}$ $f = 15 \text{ kHz}$ (ref. 1 kHz)		min 15 dB
Rapport signal/bruit $f = 20 \text{ Hz}$ à $20 \text{ kHz}$ ; $V_{s(\text{eff})} = 50 \text{ mV}$	S/B	min 56,5 dB nom 60 dB
Distorsion sans correction de fréquence $f = 1 \text{ kHz}$ ; $V_{s(\text{eff})} = 1 \text{ V}$	$d_H$	nom 0,1 % max 0,2 %
Diaphonie à $V_{s(\text{eff})} = 1 \text{ V}$ $f = 250 \text{ Hz}$ à $12,5 \text{ kHz}$		min 56 dB nom 60 dB
$f = 20 \text{ Hz}$ à $20 \text{ kHz}$		min 46 dB nom 50 dB
Impédance d'entrée sans composants extérieurs aux bornes 1, 2, 6, 7, 9, 10, 14 et 15	$Z_c$	min 1 M $\Omega$
Courant d'entrée en continu aux bornes 1, 2, 6, 7, 9, 10, 14 et 15	$I_e$	max 2 $\mu\text{A}$
Courants de commande à $V_{12-16} = 8 \text{ V}$	$I_{12}$	max 25 $\mu\text{A}$
à $V_{4-16} = 8 \text{ V}$	$I_4$	max 25 $\mu\text{A}$

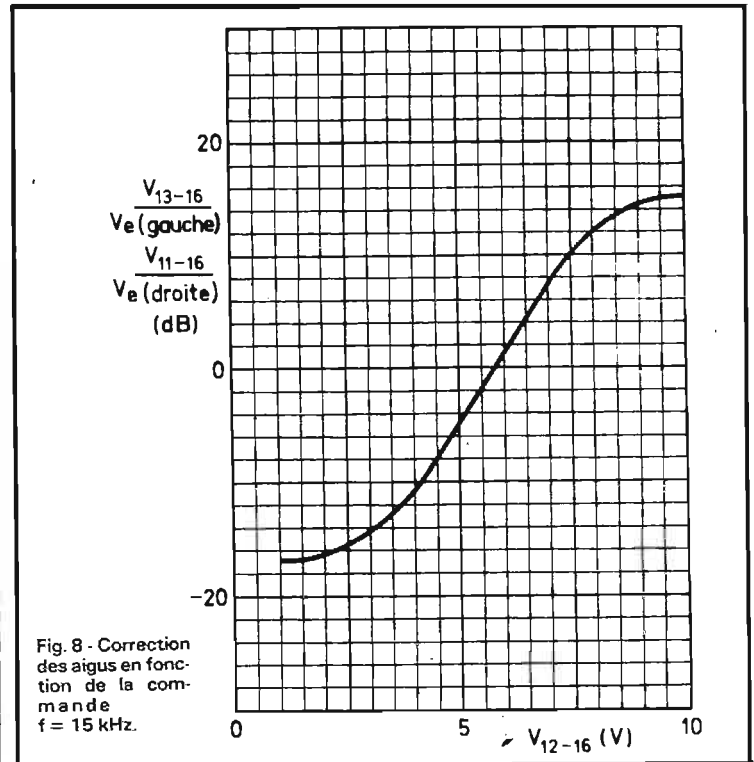


Fig. 8 - Correction des aigus en fonction de la commande  $f = 15 \text{ kHz}$ .

**COURBES CARACTÉRISTIQUES**

Voici à la figure 7, la courbe donnant la correction des graves. En ordonnées, les niveaux en décibels (pour les canaux G et D) et en abscisses, la tension  $V_{4-16}$ , autrement dit, la tension du point 4 relié au curseur du potentiomètre de graves, par rapport à la masse, c'est-à-dire zéro volt.

Lorsque le curseur est à zéro volt ou proche de cette valeur, le niveau du signal à 40 Hz, pris comme norme de comparaison est à - 18 dB environ. A la tension de 5,75 V environ, le niveau est zéro et à la tension de 10 V, le

niveau est 16,5 dB environ.

Une courbe semblable est obtenue pour le signal de notes aiguës à 15 kHz (figure 8).

Le principe du montage est bien connu : on sépare le signal reçu en deux signaux, l'un pour les graves et le médium, l'autre pour les aiguës et le médium. En amplifiant séparément chacune des voies, on favorise ou défavorise les gains. L'originalité de ce dispositif est dans la conception des filtres et dans la commande par tension des amplificateurs.

Voici au tableau VI les caractéristiques du montage de la figure 6.

par F. JUSTER

NOUVELLE ADRESSE

**tradelec**

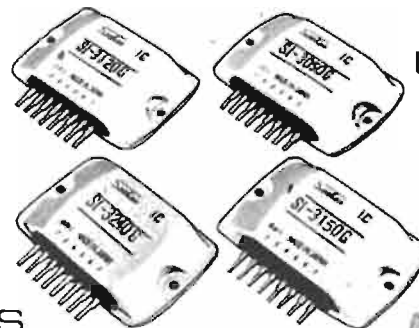
9, Av. de la porte de la Plaine  
75015 PARIS tél.: 531.51.37

Documentation sur demande...

C.I. AMPLIFICATEURS  
HYBRIDES SANKEN

4 MODELES

10W - 20W - 30W - 40W



TRANSDUKTOR  
TRANSFORMATEURS  
TOROÏDAUX

SANKEN

C.I. Régulateurs de Tension  
et de Puissance Hybrides

d<sub>tp</sub>



# L'ESSENTIEL D'UNE CHAÎNE HI-FI

## AVEC LES MODULES

# SINCLAIR PROJET 80

**L**ES ensembles commercialisés sous la forme de modules séduisent de plus en plus les amateurs en raison de leur simplicité d'emploi et de réalisation. Cette forme modulaire permet en effet de se constituer la chaîne Hi-Fi de son choix, le cas échéant étape par étape.

Les modules Sinclair répondent en fait aux exigences d'une clientèle désireuse de constituer

rapidement un ensemble complet à l'aide de modules déjà montés, câblés et réglés. La mise en place des modules se résume en conséquence à quelques interconnexions que l'amateur même débutant peut exécuter en toute simplicité.

A cette forme séduisante d'acquisition a été conféré à ces modules une présentation ou une conception « design ».

Ces modules comprennent un tuner FM, un décodeur stéréophonique, un préamplificateur correcteur stéréophonique, un filtre actif. Les sections amplificatrices se présentent seulement sous la forme modulaire, c'est-à-dire sans habillage. Deux types d'amplificateurs de puissance sont disponibles, le module Z40 qui délivre 15 W eff sous  $8 \Omega$  et le module Z60 qui permet de tirer 25 W eff sous  $8 \Omega$ .

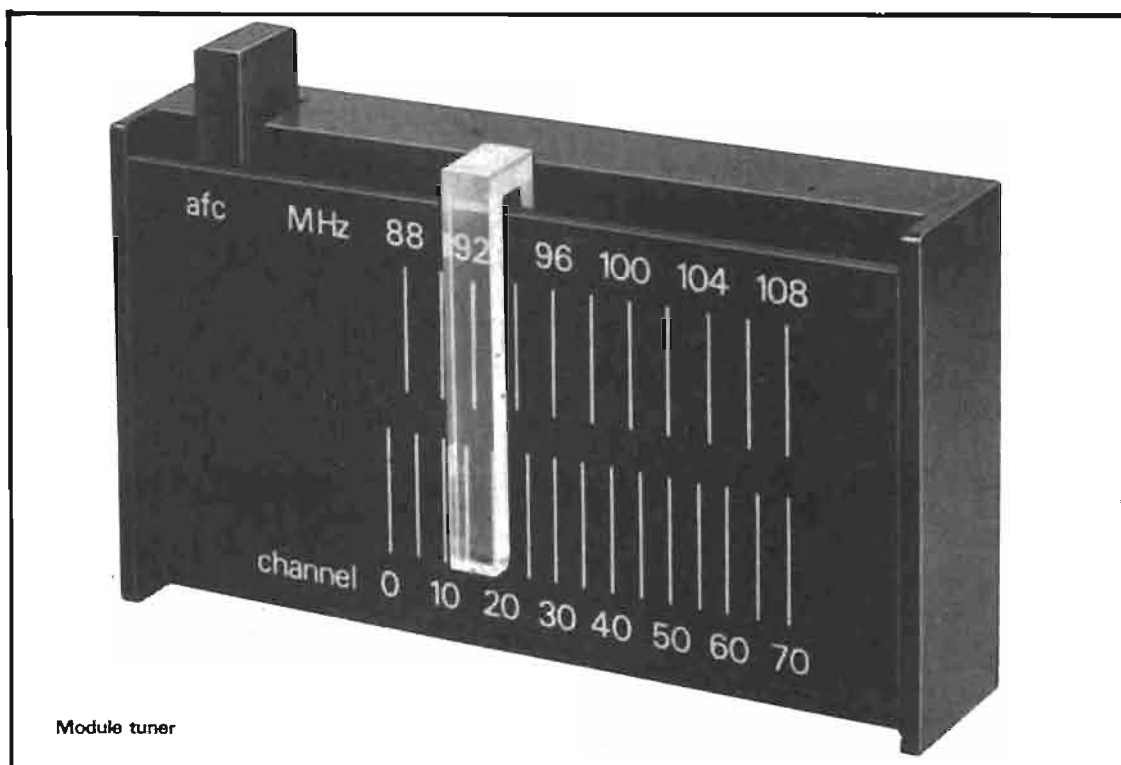
### LE TUNER FM

Le tuner FM peut constituer le premier maillon de ces ensembles de modules. La présentation de ces derniers reste identique aux dimensions près afin de constituer un ensemble compact séduisant et agréable.

Toute la technologie moderne a été mise en œuvre, circuit intégré, accord par diodes varicap, filtre céramique.

Le tuner en lui-même se présente sous la forme d'un boîtier noir de faibles dimensions dont la partie supérieure comporte un contacteur A.F.C. de contrôle automatique de fréquence destiné à améliorer la recherche des stations.

Une très large place est réservée au déplacement d'un curseur en regard de graduations déterminant le canal ou la fréquence de l'émission reçue.



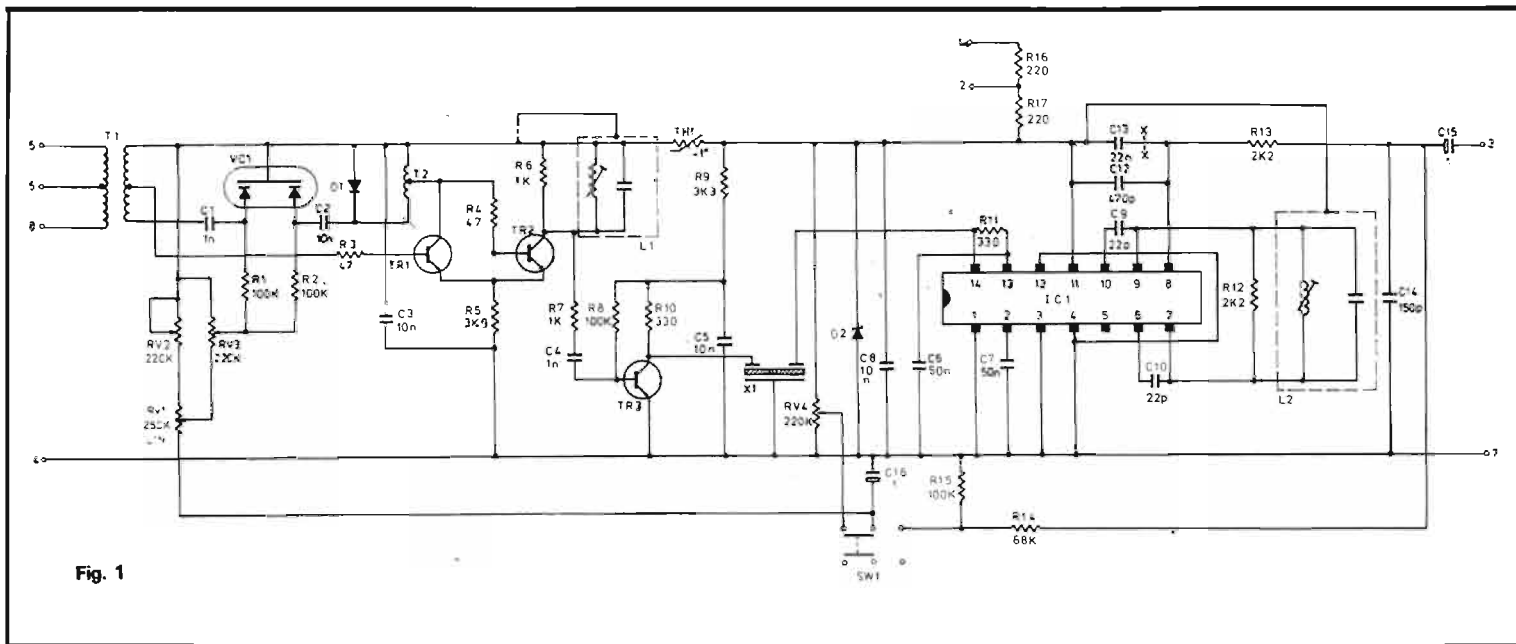


Fig. 1

### CARACTERISTIQUES TECHNIQUES

Gamme de réception : 87,5 à 108 MHz.  
 Antenne : 75 Ω ou 240 Ω.  
 Sortie : 300 mV.  
 Sensibilité : 4 μV pour 30 dB de rapport signal/bruit.  
 Distorsion : 0,2 % à 1 kHz pour 30 % de modulation.  
 Alimentation : 23 à 32 V (41 mA à 30 V).

L'examen rapide du schéma de principe nous révèle la technologie ultra-moderne de ce tuner à modulation de fréquence.

Comme nous l'avons précisé dans les caractéristiques, l'entrée des signaux HF peut se réaliser sous 75 Ω d'impédance ou bien 240 Ω suivant le raccordement aux sorties 5, 6 et 8.

L'ensemble VC1 (diodes Varicap) et le potentiomètre à déplacement linéaire RV1 constitue en fait un condensateur variable à double cage ; potentiomètre que l'on retrouve sur la face avant sous la forme de curseur.

La tête VHF reste de constitution classique. Les bobinages d'entrée et le circuit oscillateur font partie intégrante du circuit imprimé.

Un filtre céramique permet de sortir sur la fréquence intermédiaire et normalisée de 10,7 MHz.

Un seul circuit intégré assume les fonctions d'amplificateur de fréquence intermédiaire et de démodulateur.

A l'aide d'un tel montage on obtient en sortie un signal d'environ 300 mV propre à attaquer le décodeur stéréophonique.

### LE DECODEUR STEREOPHONIQUE

Le décodeur stéréophonique reprend les mêmes lignes design que le tuner et fait appel également à la technologie des circuits intégrés.

Un seul circuit intégré assume les fonctions de décodage propre à la restitution des canaux droit et gauche et cela dans les meilleures conditions. Pour 150 mV de sortie on obtient une séparation des canaux de 40 dB environ.

Les dimensions de ce décodeur sont surprenantes : 47 x 50 x 20 mm. La partie supérieure du boîtier comporte le contacteur mono/stéréo tandis que le voyant indicateur d'émission stéréophonique reste judicieusement placé.

Le circuit intégré comprend 19 transistors. L'entrée du signal multiplex s'effectue au niveau de la borne 3. L'alimentation nécessite l'emploi d'une diode zener de stabilisation.

Diverses bobines sont destinées à extraire les signaux à 19 et 38 kHz afin de restituer les canaux droit et gauche dont les sorties BF sont prévues sur les bornes 11 et 12. Ces bornes comportent également un réseau de désaccentuation.

Une diode électroluminescente permet de visualiser la présence des émissions stéréophoniques. Cette solution présente l'avantage de diminuer considérablement la consommation de l'ensemble.

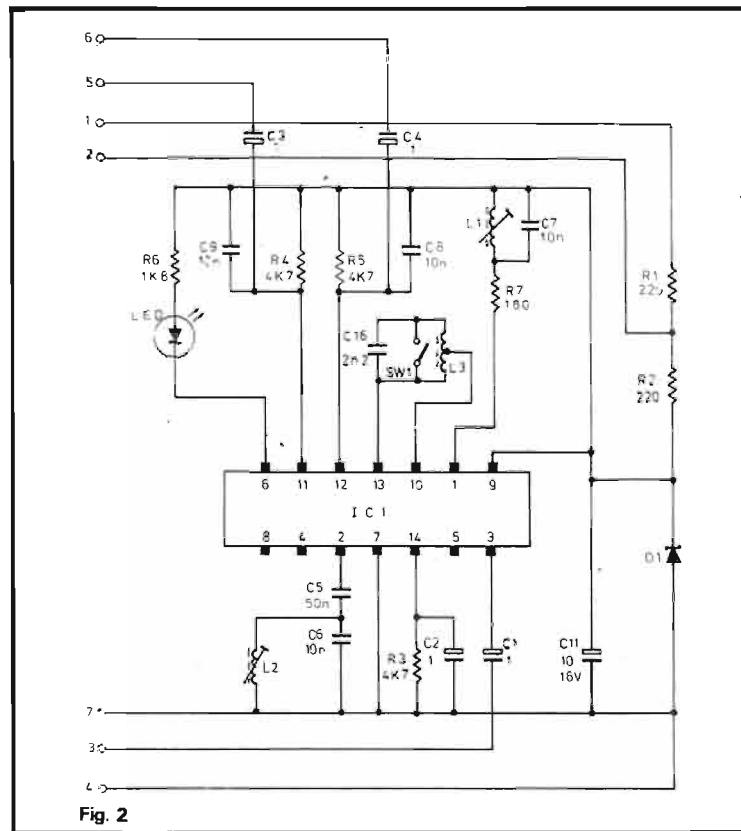


Fig. 2

### PREAMPLIFICATEUR STEREOPHONIQUE

Suivant toujours la même présentation, la firme Sinclair a étudié un préamplificateur correcteur de tonalité venant compléter le tuner et le décodeur.

Dans le même esprit, et sous une présentation analogue on retrouve un ensemble compact de 260 x 50 x 20 mm.

La partie supérieure de ce préamplificateur reprend les mê-

mes contacteurs que précédemment qui constituent le commutateur de fonction PUI, PU2, PUI et PU2 radio, sortie, et magnétophone.

Toujours à l'aide de curseurs du plus bel aspect, on trouve les réglages séparés sur chaque canal de graves et d'aigus.

En ce qui concerne le volume ou contrôle de niveau, le constructeur a retenu la solution de deux commandes de volume, plutôt qu'une commande de volume double et une balance.

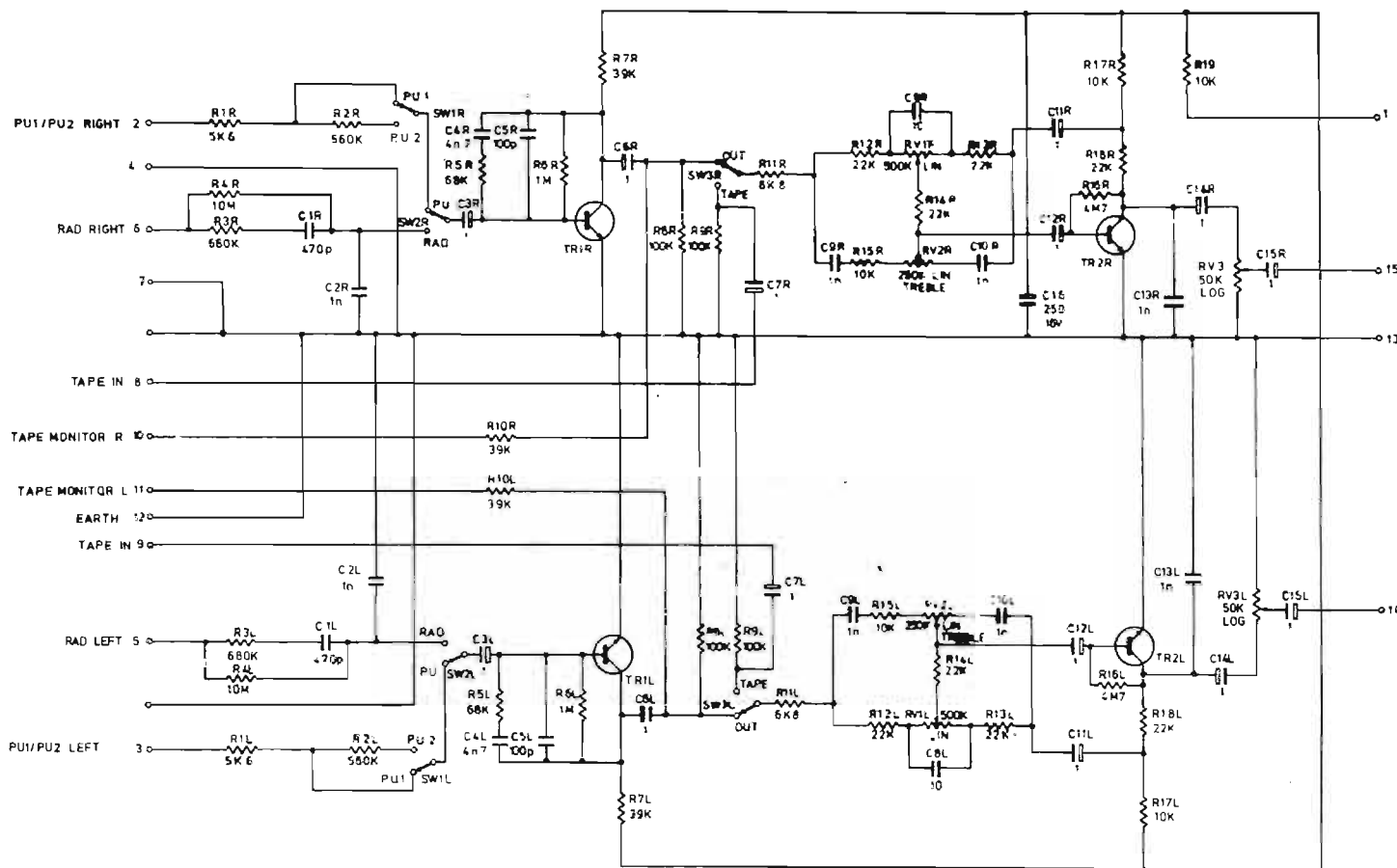


Fig. 3

### CARACTERISTIQUES TECHNIQUES

Préamplificateur-correcteur de tonalité, finition noire avec sérigraphie blanche.

Entrées : PU magnétique 3 mV correction RIAA ; PU céramique 300 mV ; radio 300 mV ; magnétophone 30 mV.

Rapport signal/bruit : 60 dB.

Réponse en fréquence : 20 Hz à 15 kHz à  $\pm 1$  dB ; 10 Hz à 25 kHz à  $\pm 3$  dB.

Alimentation : 20 à 35 V.

Sortie : 100 mV + AB monitoring pour magnétophone.

Contrôle de tonalité : graves, +12 dB - 14 dB à 100 Hz ; aigues, +11 dB - 12 dB à 10 kHz.

Dimensions : 260 x 50 x 20 mm.

Ce préamplificateur stéréophonique ne met en œuvre que deux transistors à très grand gain et faible souffle.

Les trois boutons poussoirs ap-

paraissent sur le schéma et permettent de définir chaque fonction. C'est ainsi qu'en position PU magnétique on s'aperçoit que les tensions issues de la cellule phonocaptrice sont injectées sur la base du transistor TR1 monté en émetteur commun.

Cet étage est doté d'une résistance de charge élevée destinée à procurer un gain important tandis que la polarisation est maintenue par la résistance de 1 M $\Omega$ .

La correction RIAA est obtenue par l'intermédiaire des éléments R5, C4 et C5 mis en jeu entre la base et le collecteur du transistor.

Suivant la source de modulation d'autres corrections ou atténuations sont prévues avant l'attaque du transistor.

Les signaux corrigés sont donc disponibles au niveau du collecteur du transistor TR1 et prélevés par l'intermédiaire du condensateur C6 qui les véhicule soit vers la prise monitoring soit vers le cir-

cuit correcteur de tonalité.

Ce dernier fait appel à un très classique circuit Baxandall, inséré dans le réseau de contre-réaction d'un deuxième étage émetteur commun.

En effet, l'efficacité du correcteur est beaucoup plus importante à l'aide d'une telle configuration.

Une polarisation générale de cet étage est assurée par la résistance de 4,7 M $\Omega$  disposée entre la base et le collecteur du transistor TR2R.

La résistance de charge comporte deux résistances séries destinées à provoquer une prise de contre-réaction. La sortie des signaux est prévue au niveau collecteur et le condensateur de liaison achemine ces derniers vers le potentiomètre de volume RV3.

La sortie 15 du module peut alors attaquer grâce à un niveau suffisant soit le module Z40 de 15 W eff soit le module Z60 de 25 W eff.

### LE FILTRE ACTIF

Bien que son emploi ne soit pas indispensable, le constructeur a étudié un module de présentation analogue aux précédents, destiné à éliminer le « scratch » ou bruit d'aiguille et le rumble.

### CARACTERISTIQUES TECHNIQUES

Réponse en fréquence : 36 Hz à 22 kHz.

Distorsion à 1 kHz, 0,03 % pour 30 V d'alimentation.

Réglage « scratch » : 22 kHz à 5,5 kHz 12 dB/oct. ; « rumble » : -28 dB à 20 Hz 9 dB/oct.

Ce filtre actif emploie deux transistors silicium, c'est-à-dire un pour chaque canal. Afin que le circuit n'apporte pas de gain les transistors sont montés en collecteur commun.

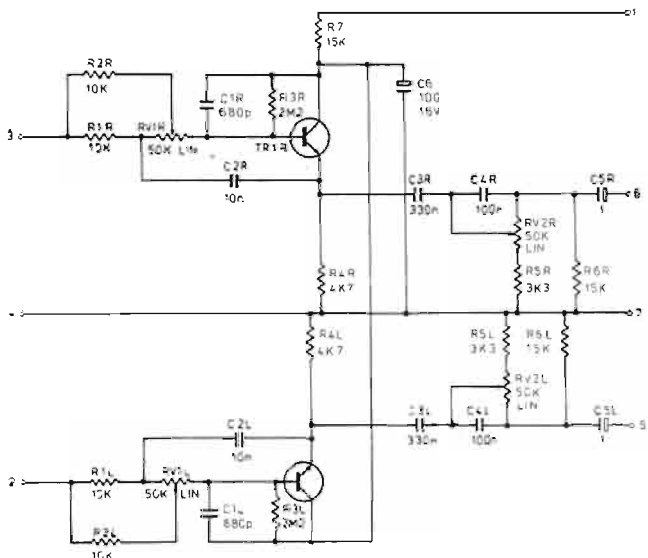


Fig. 4

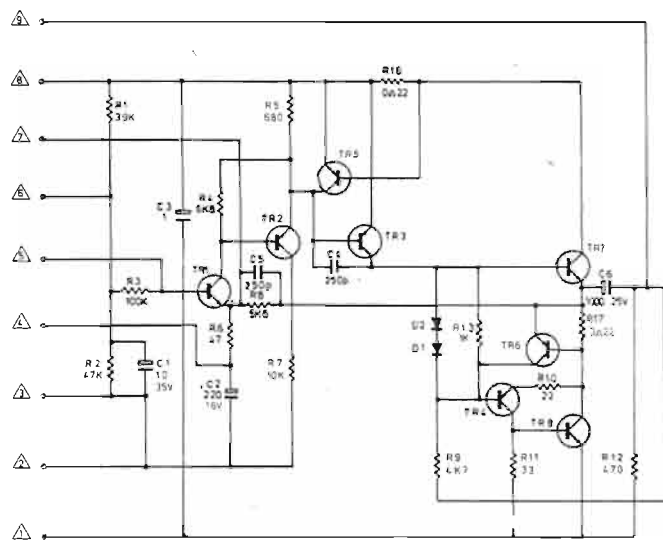


Fig. 5

Pour ce faire leur collecteur est directement porté à une tension positive d'alimentation tandis que la résistance de charge se retrouve du côté émetteur (R4).

La polarisation du transistor s'effectue par l'intermédiaire de R3 de 2,2 MΩ.

Le potentiomètre RV1R assume les fonctions de réglage « scratch » grâce à la disposition du condensateur C2R.

Les tensions recueillies au niveau émetteur sont alors appliquées par l'intermédiaire des condensateurs C3 et C4 au potentiomètre RV2R de rumble.

Les sorties sont disponibles aux bornes (6) et (5) du module intercalé entre le préamplificateur et l'amplificateur de puissance.

### L'ETAGE DE PUISSANCE

Les étages de puissance Z40 ou Z60 ne suivent plus l'habillage des précédents modules en ce sens que l'on présume leur emploi à l'intérieur d'un coffret ou d'un châssis.

Ils se présentent en conséquence sous la forme d'un module, au sens exact du terme c'est-à-dire un circuit imprimé, câblé et réglé. Dans ces conditions l'amateur dispose d'un amplificateur de puissance prêt à l'emploi, avec juste quelques liaisons à effectuer.

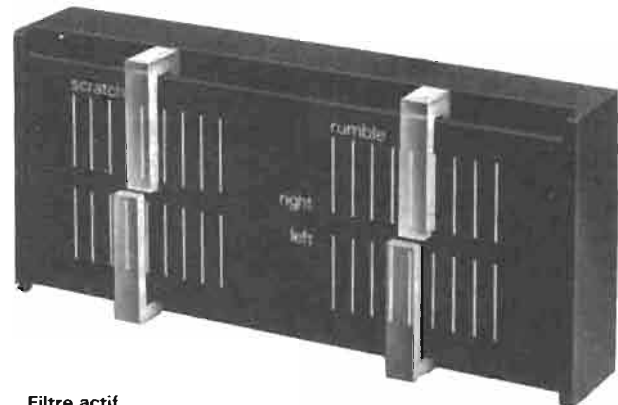
A titre d'information, nous vous livrons le schéma de princi-



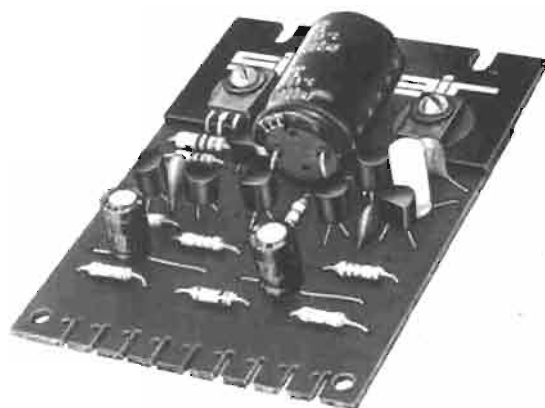
Module décodeur stéréo



Module ampli préampli



Filtre actif



Le module Z 40

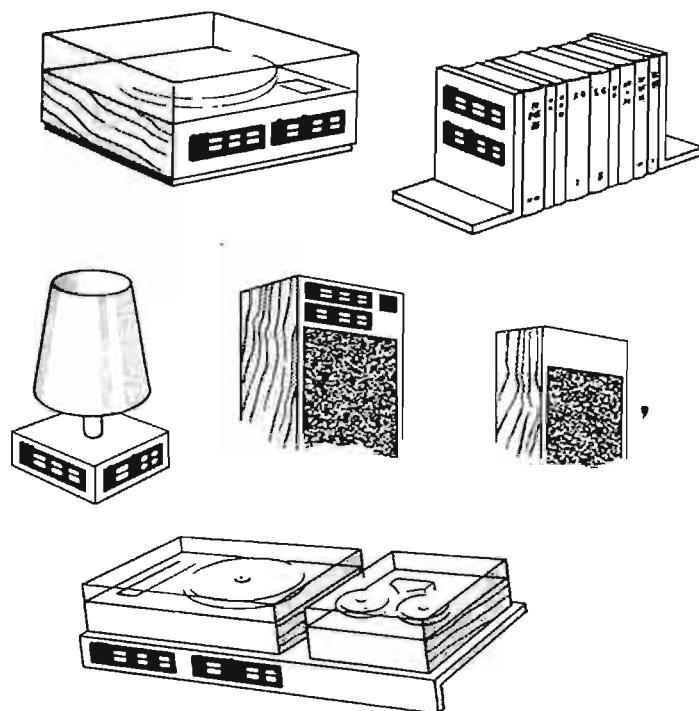


Fig. 6

pe du module amplificateur Z40 qui permet de délivrer une puissance importante de 15 W eff sous 8  $\Omega$ .

La technologie de ces modules est désormais connue mais éprouvée. Le circuit comporte huit transistors silicium dont deux de puissance en boîtiers plastiques spéciaux.

Sur le module est introduit un large radiateur qui permet l'utilisation du module à plein régime sans risque d'emballement thermique.

Les transistors sont montés en liaison continue afin de ne pas dégrader la qualité des étages précédents de modulation.

#### CARACTERISTIQUES TECHNIQUES MODULE Z40

8 transistors silicium.  
Entrée sensibilité : 100 mV.  
Sortie : 15 W eff sous 8  $\Omega$  ; 30 W musique sous 4  $\Omega$ .  
Réponse en fréquence : 10 Hz à 100 kHz à  $\pm 1$  dB.  
Rapport signal/bruit : - 64 dB.  
Distorsion à 10 W sur 8  $\Omega$  < 0,1 %.  
Alimentation : 12 à 35 V.  
Dimensions : 55 x 80 x 20 mm.

#### CONCLUSION

La présentation remarquablement soignée de ces modules dans des lignes et formes « design » qui cèdent à la tendance actuelle, et les performances obtenues sont deux facteurs très engageants.

Qui plus est, les dimensions réduites de ces modules permettent leur insertion dans toutes les conditions sur un socle de lampe, à l'intérieur d'ouvrages reliés, dans le socle d'une table de lecture, à l'intérieur d'une enceinte, etc.

Insistons sur le fait que ces modules s'adressent à tous, même aux amateurs débutants à qui ils procureront sans nul doute les plus grandes satisfactions.

## LIQUIDATION du Rayon Hi-Fi OFFRE SPÉCIALE NOËL MATÉRIEL HI-FI PHILIPS NEUF

QUANTITÉ LIMITÉE  
SANS SUITE



#### QUELQUES EXEMPLES :

- AMPLI-TUNER RH 720 ..... 2 448 F
  - PLATINE ÉLECTRONIQUE GA 212 .... 964 F
  - ENCEINTES RH 427, 40 W ..... 777 F
  - MAGNÉTOPHONE N. 4550 ..... 4 400 F
- Etc. etc.

### Ets Michel ANDREI

28, rue Georges Sorel  
92100 BOULOGNE - Tél. 660.72.56  
Métro : Marcel Sembat

Livraison possible Paris-Banlieue



# LA CHAÎNE INTÉGRÉE



## FERGUISON 3460

**L**A chaîne 3460 réunit un maximum de sources sous un même capot, et correspond à l'appellation anglo-saxonne de « Audio center ». Cette formule est très complète, elle réunit ici un tuner AM/FM, 3 gammes, un amplificateur stéréo, une platine tourne-disque 3 vitesses à changeur automatique, une platine magnétocassette et deux enceintes.

Comme dans toutes les chaînes intégrées, les divers maillons ont des performances optimisées, de façon à ce que les caractéristiques globales de l'ensemble soient équilibrées.

La chaîne 3460 est à classer dans la catégorie des chaînes stéréo, dont les qualités se situent immédiatement sous celles du label HIFI, mais très largement satisfaisantes pour la majorité des amateurs non épris de purisme. Il est bon de se souvenir, pour situer les catégories stéréo et HIFI, que

deux amplificateurs différents par la puissance, l'un de 8 W, le second de 10 W, et ayant par ailleurs des caractéristiques identiques seront classés selon la définition officielle dans l'une et l'autre des catégories.

### PRESENTATION

L'appareil est d'encombrement convenable, c'est-à-dire que l'on peut l'installer sans grande difficulté dans un intérieur. La ligne est anglaise, sobre et sans tapage. Le constructeur a disposé la platine tourne-disque à droite, le magnétocassette à gauche, et reporté les commandes principales sur la face avant.

La platine tourne-disque est une BSR C 123 R, 3 vitesses à changeur automatique 33-45 tours, équipée d'une cellule de lecture céramique.

Le magnétocassette peut indif-

féremment enregistrer ou lire des bandes normales à l'oxyde de fer ou au bioxyde de chrome ; un circuit de contrôle automatique de niveau à l'enregistrement délivre l'utilisateur du souci du réglage correct du niveau manuel. Ce circuit est commutable, un vumètre permet l'ajustage correct. La commutation automatique bandes normales-bandes au bioxyde de chrome est également automatique, elle est mise en œuvre par les encoches disposées à l'arrière des cassettes, et un voyant signale la présence d'une cassette équipée de bande au CrO<sup>2</sup>.

Le contrôle des séquences de fonctionnement du magnétocassette est mis en œuvre avec un clavier, dans lequel n'est pas installé la touche d'enregistrement. Cette dernière est reportée sur le dessus de l'appareil, ainsi que la touche pause et le compteur du défilement.

La face avant comporte les tou-

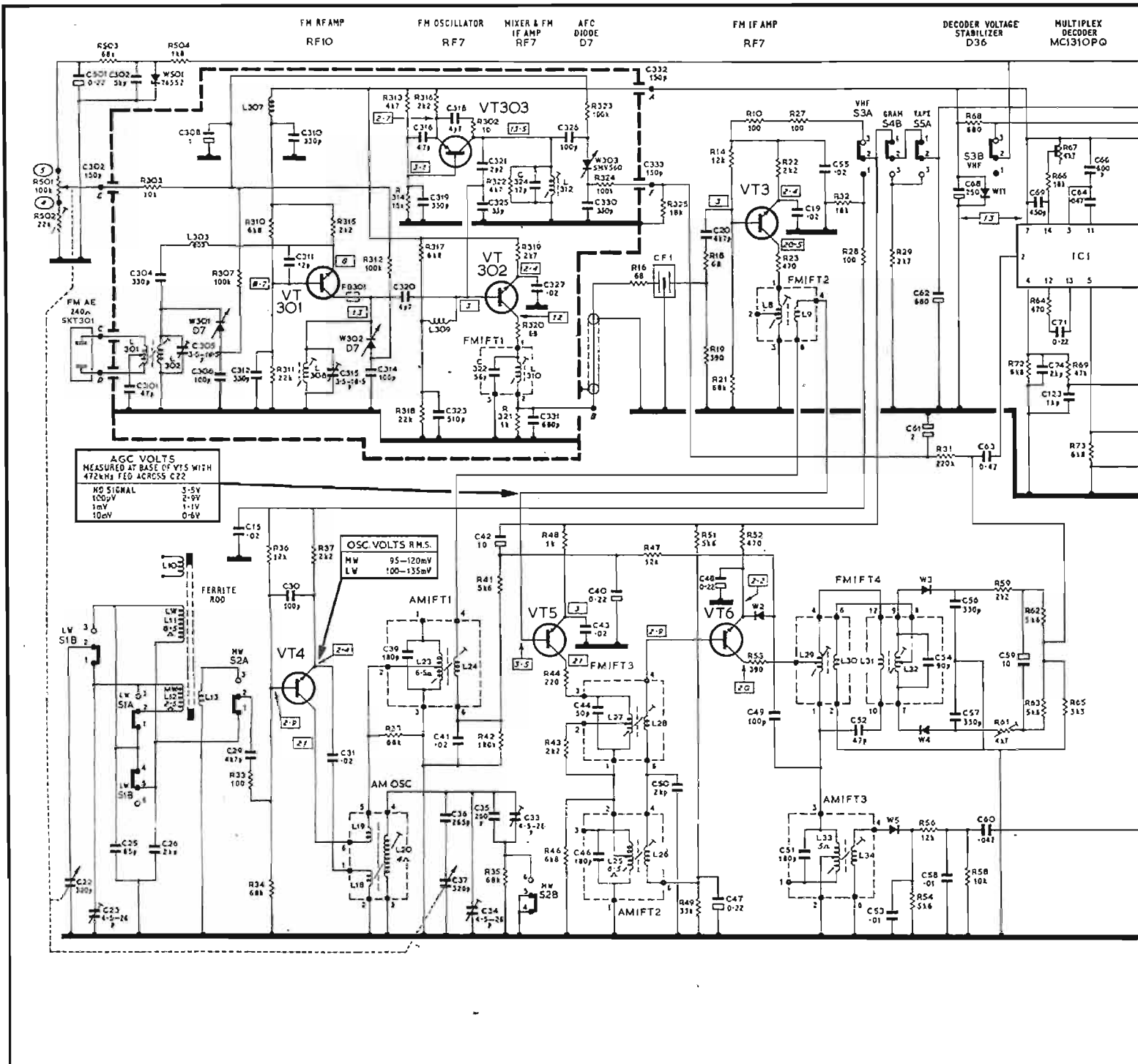
ches destinées aux commutations sur le magnétocassette, pour le contrôle de niveau automatique ou manuel, le microphone et un suppresseur de bruit de fond groupés à gauche, le cadran à droite surmontant les divers potentiomètres des correcteurs de tonalité, balance et volume. La prise casque est disposée sur la partie médiane, équipée d'un Jack, solution que nous préférons à la prise DIN.

A l'arrière, les raccordements aux enceintes, microphone et au magnétophone sont sur prises DIN, l'antenne FM également.

### CARACTERISTIQUES

#### Tuner.

AM/FM 3 gammes : FM, 87-104 MHz ; PO, 525-1630 kHz ; GO, 148-268 kHz. Sensibilité : FM, < 10  $\mu$ V ; PO, 350  $\mu$ V/m ; GO, 500  $\mu$ V/m.



Antenne : cadre ferrite AM, extérieure sur 240 Ω en FM (symétrique).

**Amplificateurs :** 2 x 7,5 W eff sur charges de 8 Ω.

Distorsion harmonique : < 2 % à la puissance maximale.

Correcteurs de tonalité : ± 8 dB à 100 Hz, + 8 - 17 dB à 10 kHz.

Raccordements : enceintes 8 Ω ; casque stéréo 100-600 Ω ; microphone stéréo ; magnétophone.

Bande passante : 50 Hz-17 kHz ± 1 dB.

**Platine tourne-disque** BSR C

123 R à changeur automatique sur 33 et 45 tours.

Vitesses : 33 - 45 - 78 t/mn.

Sélecteur de diamètre de disques. Réglage de la pression de lecture et de l'antiskating.

Cellule de lecture : type BSR ST10 H céramique à pointe diamant.

**Platine magnétocassette.** 4 pistes stéréo.

Enregistrement lecture des bandes à l'oxyde de fer ou au boixyde de chrome, avec commutation automatique des réseaux d'égalisation et du niveau de prémagnétisation.

Durée du rebobinage : 135 secondes pour une cassette C60.

Bande passante : bande normale, 40 Hz-10 kHz ± 6 dB ; bande CrO<sub>2</sub>, 40 Hz-12 kHz ± 6 dB.

Fréquence de prémagnétisation : 56,6 kHz, décalable sur 55,4 kHz pour éviter les interférences lors de l'enregistrement d'émissions sur grandes ondes.

Séparation des voies : > 35 dB. Rapport signal/bruit : CrO<sub>2</sub>, 48 dB ; oxyde de fer, 45 dB en mesures non pondérées.

Pleurage + scintillement : < 0,3 %.

Compteur : à 3 chiffres.

Alimentation générale : 120-220-230-250 V 50 Hz.

**Enceintes.** type closes, une voie.

H.P. : diamètre 165 mm.

### LE SCHEMA

Nous ne détaillerons que l'amplificateur, représenté figure 1. Le constructeur a installé une tête HF à trois étages en FM, dont l'accord s'effectue par l'intermédiaire de diodes à capacité variable.

STEREO LAMP  
DRIVE  
AF21

AF PREAMPLIFIER  
AF22

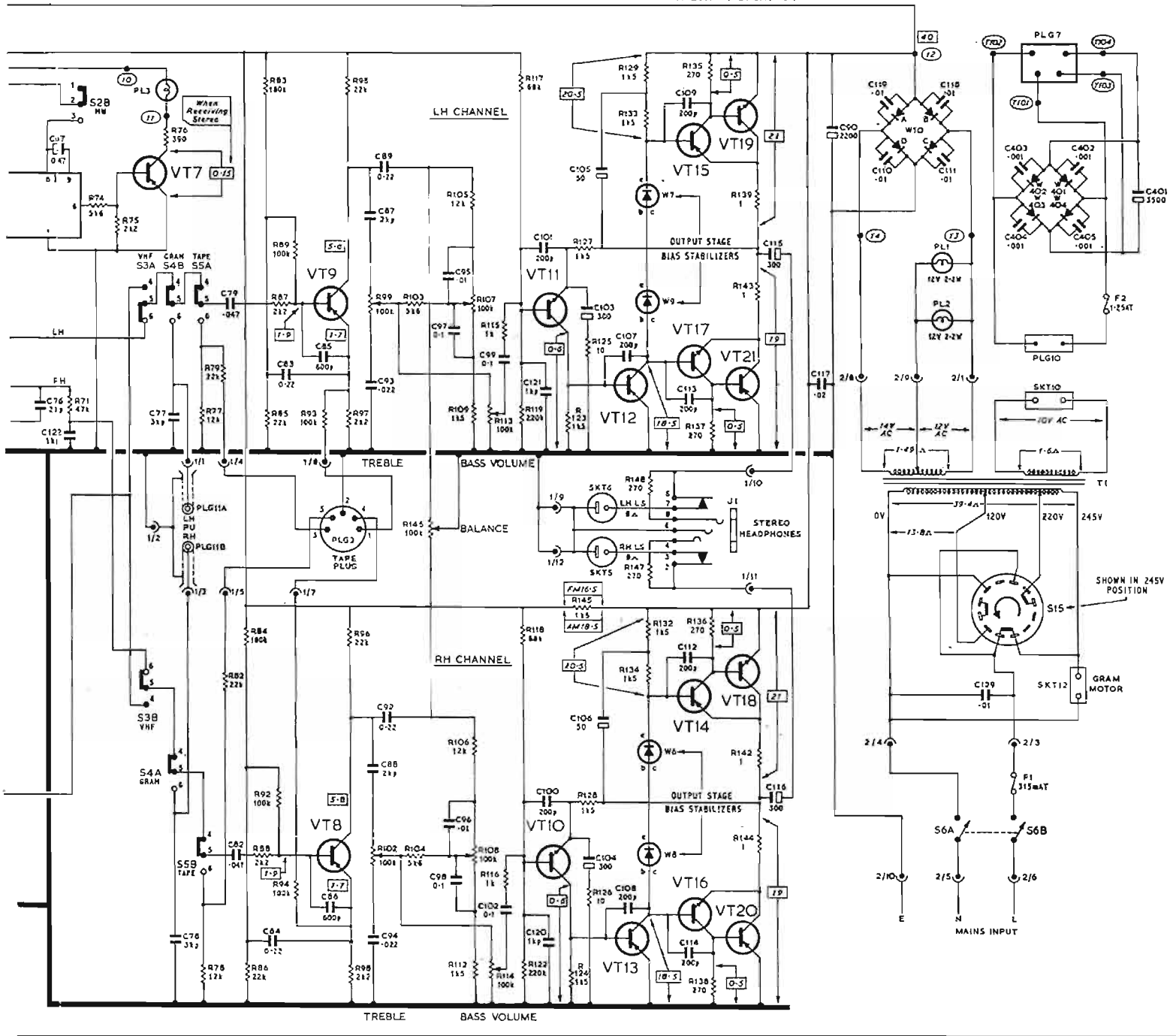
AF AMP  
AF20

PRE-DRIVER  
AF22

COMPLEMENTARY PUSH-PULL  
DRIVER AND OUTPUT STAGE  
AF21(VT15) OPBB(VT19)  
AF23(VT17) OPBA(VT21)

RADIO  
4 x D2B

RECORDER  
4 x D2B



Les transistors VT301-VT302-VT303 remplissent les fonctions d'amplificateur HF, de mélangeur et d'oscillateur local.

Le signal F1 sur 10,7 MHz est recueilli par un filtre céramique, CF1 suivi par les amplificateurs VT3-VT5-VT6. Alors que le premier étage F1 travaille sur 10,7 MHz, les deux autres sont communes à l'AM et à la FM.

Après passage dans le discriminateur, la composante utile basse fréquence du signal est détectée, puis injectée dans le circuit intégré décodeur IC1. Les deux voies droite et gauche sont alors dispo-

nibles pour attaquer les amplificateurs.

En AM, les signaux PO et GO sont appliqués directement sur le transistor VT4 changeur de fréquence, l'accord étant réalisé de façon habituelle à l'aide de condensateurs variables bicages. Le signal sur la fréquence intermédiaire est amplifié par les deux étages VT5-VT6 commutés sur la F1 AM, puis la composante basse fréquence est détectée par la diode W5.

L'amplificateur basse fréquence comporte un étage séparateur préamplificateur VT9 (canal gau-

che) avant les circuits correcteurs de tonalité. La configuration de sortie est un montage complémentaire pur, avec l'ensemble VT15-VT19 et VT17-VT21.

Les circuits du magnétophone à cassette comportent, comme nous l'avons signalé, un dispositif commutable d'ALC, conçu de la manière habituelle, et qui agit sur le gain global du préamplificateur d'enregistrement si le niveau de sortie atteint un seuil préétabli. Les commutations des réseaux d'égalisation sont automatiquement positionnés à l'insertion de la cassette, ainsi que le niveau du

signal de prémagnétisation.

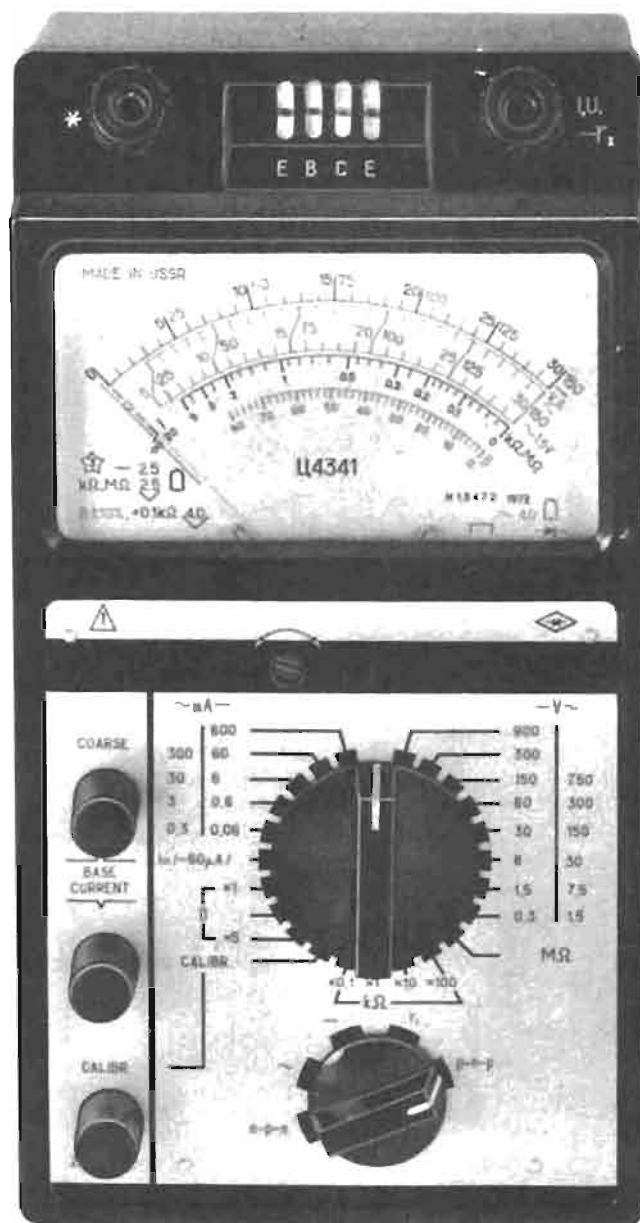
## CONCLUSION

La chaîne 3460 est très complète, ses divers maillons sont homogènes. Destinée à une clientèle ne désirant pas consacrer un budget d'achat important à la stéréo, cet ensemble possède de caractéristiques intéressantes eu égard à sa catégorie. La conception est classique, l'esthétique sobre, les possibilités d'exploitation de sources diverses complètes.

J.B.

# LE CONTRÔLEUR TRANSISTORMETRE

## U 4341



**L**E contrôleur U 4341 mérite bien le qualificatif d'universel, car outre la mesure des tensions courants et résistances, il permet le test des transistors, et en particulier l'intéressante valeur du  $\beta$ . 28 calibres de mesure sont disponibles, outre ceux destinés aux transistors NPN ou PNP, courants de fuite et  $\beta$ .

L'appareil est de fabrication russe, il est muni d'un coffret métallique antichoc pour son transport, et comporte une série de cordons, pinces crocodiles, embouts, fusible de rechange et deux diodes apariées pour remplacer

celles montées si elles étaient détériorées en cas de fausse manœuvre.

### CARACTERISTIQUES

Classe de précision : 2,5 en continu ; 4 en alternatif.  
Résistance interne : 16 700  $\Omega/V$  en continu ; 3 300  $\Omega/V$  en alternatif.  
Calibres en courant continu : 60  $\mu A$ , 600  $\mu A$ , 6 mA, 60 mA, 600 mA.  
Calibres en courant alternatif : 300  $\mu A$ , 3 mA, 30 mA, 300 mA.  
Tensions continues : 300 mV,

1,5 V, 6 V, 30 V, 60 V, 150 V, 300 V, 900 V.

Tensions alternatives : 1,5 V, 7,5 V, 30 V, 150 V, 300 V, 750 V.

Ohmmètre : 4 gammes x 0,1 x 1 x 10 x 100 k $\Omega$ , plus mégohmmètre avec pile extérieure de 33 à 43 V.

Transistomètre : mesure des courants de fuite, base émetteur et base collecteur, 0-60  $\mu A$ .

Mesure du  $\beta$  : 2 échelles, 70-350. gamme de fréquence des mesures en alternatif : 45 Hz-20 kHz.

Galvanomètre : protégé mécaniquement contre les surcharges et les chocs.

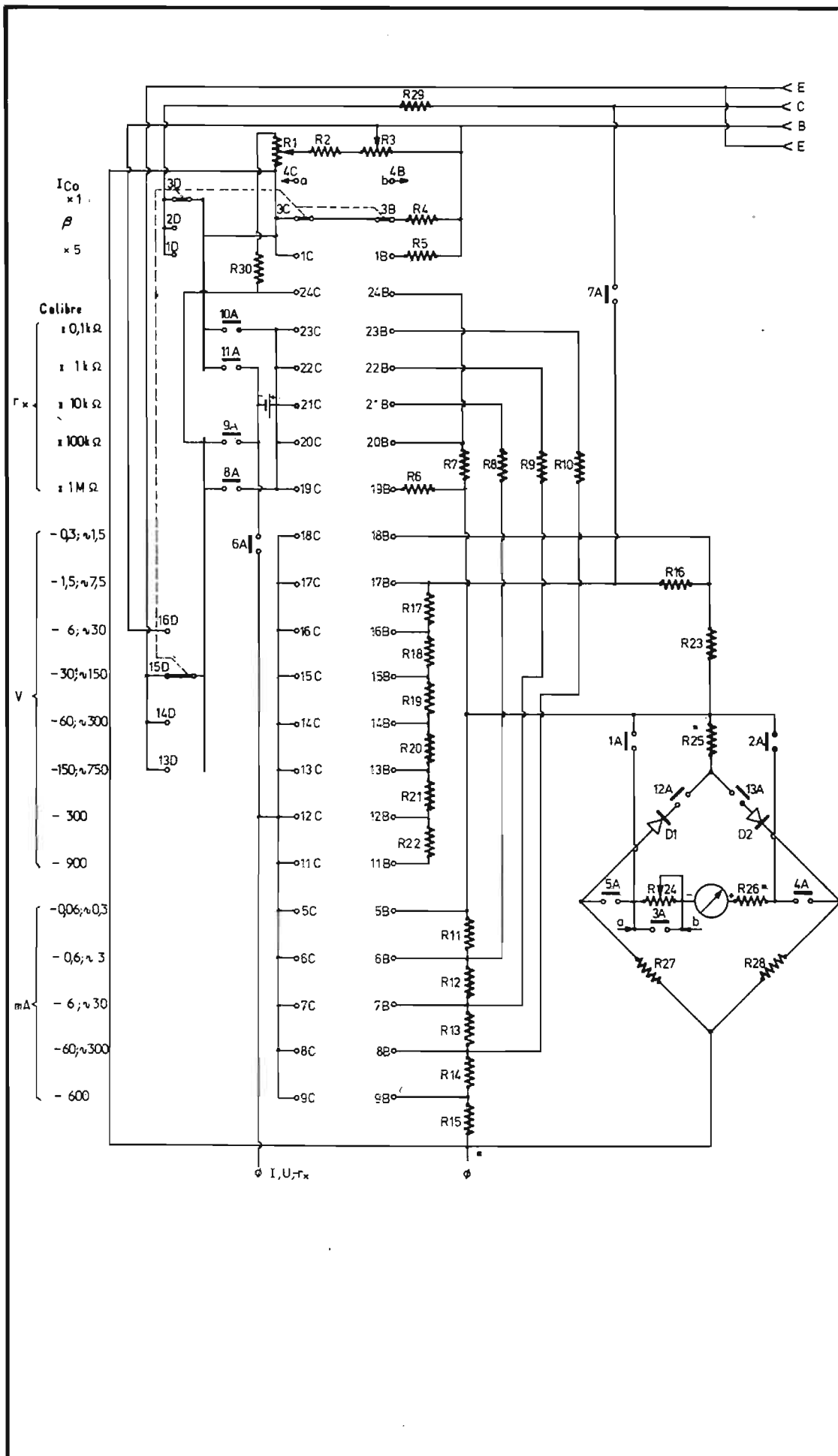
Encombrement : 115 x 215 x

90 mm, pour un poids de 1,2 kg avec pile plate de 4,5 V. Encombrement du coffret : 165 x 250 x 105 mm.

### PRESENTATION

Comme nous l'avons signalé plus haut, le contrôleur est muni d'une petite mallette pour le transport. Elle permet de recevoir outre le contrôleur bloqué par des cales en mousse, les cordons et les pinces. Sa robustesse permet d'encaisser des chocs violents sans qu'elle n'en souffre, ni l'appareil, très correctement protégé.

Le contrôleur a ses deux bor-



nées de raccordement disposées au-dessus du cadran ; ce dernier comporte cinq échelles, trois sont graduées de 0 à 30 pour les calibres des tensions et courants, les deux dernières sont destinées aux mesures des résistances et du bêta. Pour les mesures en continu les graduations sont noires, rouges pour l'alternatif comme l'a imposé l'usage.

Entre les bornes de raccordement, quatre fentes dotées de lames contact permettent d'enficher les transistors à tester, selon l'ordre : E, émetteur ; B, base ; C, collecteur ; E, émetteur, de façon à simplement enficher ceux-ci sans tordre les pattes, si leurs brochages sont différents.

Sous le cadran, à gauche, trois potentiomètres permettent les tarages en ohmmètre et en transistormètre, pour ce dernier mode de fonctionnement, on contrôle le courant base à l'aide d'une commande directe plus un vernier bien démultiplié.

Le sélecteur de calibres est disposé de façon à offrir simultanément une prise en main commode et un repérage aisé des gammes sélectionnées ; il surmonte le commutateur des modes de fonctionnement à cinq positions, transistors NPN, alternatif, continu, ohmmètre, transistors PNP.

Sous l'appareil, une plaque amovible comporte les instructions d'emploi en français, elle protège le logement de la pile de 4,5 V utilisée pour l'ohmmètre et le transistormètre.

Les mesures des courants de fuite des transistors se font de façon classique, ainsi que la mesure du  $\beta$ . Ce dernier paramètre est déterminé, nous le rappellerons, par le rapport entre le courant base et courant collecteur

$$\frac{\Delta I_c}{\Delta I_b}$$

pour une valeur connue.

## CONCLUSION

Appareil robuste et d'un prix réduit, le contrôleur U 4341 réunit deux fonctions indispensables, un contrôleur universel et un transistormètre. Cette dernière fonction est bien adaptée, elle permet la mesure du gain et des courants de fuite, et permet de déterminer quel crédit apporter au semi-conducteur testé.

L'appareil, garanti pièces et main-d'œuvre pour une durée de un an est livré avec une notice en français.

J.B.



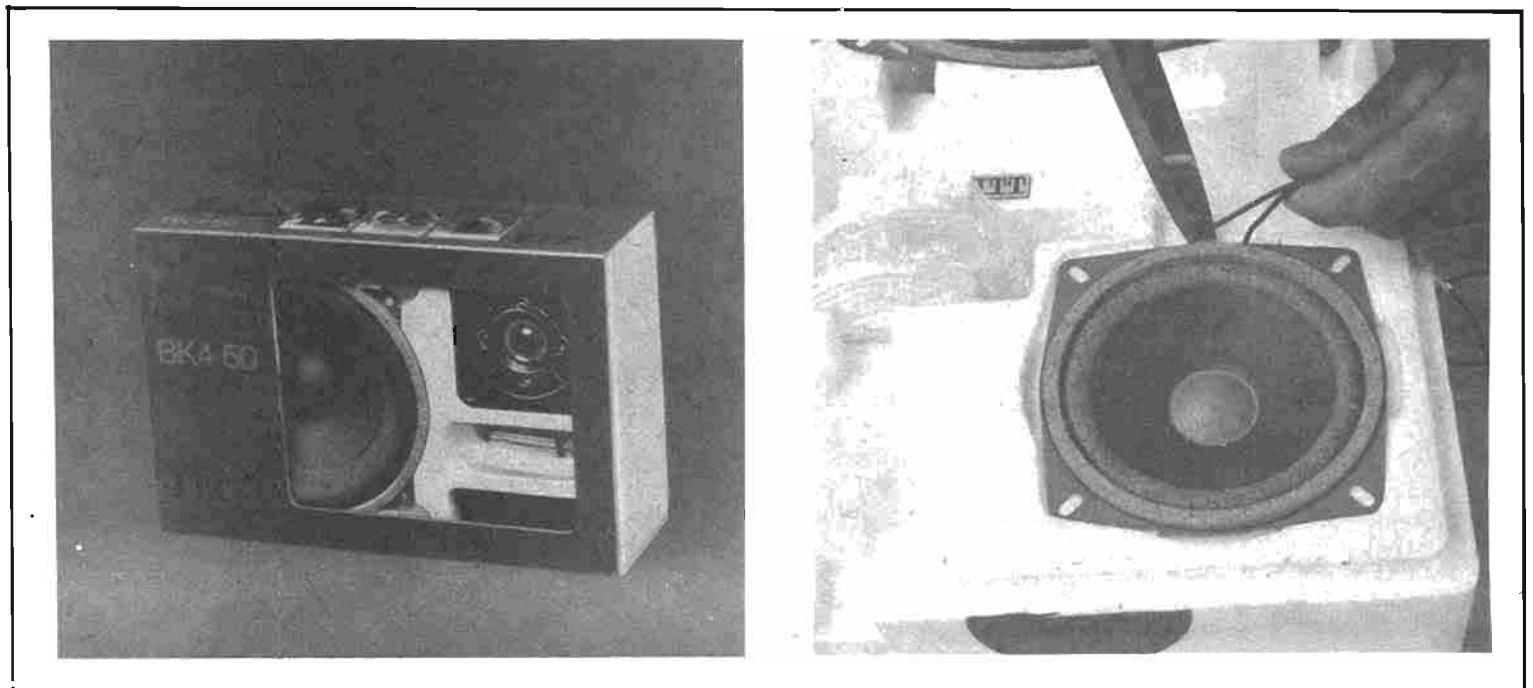
# LES ENCEINTES ACOUSTIQUES



**B**EAUCOUP de personnes mal informées s'imaginent que l'on peut réaliser une enceinte acoustique à l'aide de quelques panneaux en bois et n'importe quel haut-parleur. Loin s'en faut, beaucoup de facteurs prépondérants entrent en jeu et la détermination des dimensions et du volume, tout comme de l'emplacement du ou des haut-parleurs relèvent du domaine professionnel.

Dans ces conditions, il est absolument nécessaire de faire appel à des « spécialistes » de la question. Les ensembles et modules en kit, c'est-à-dire en pièces détachées, bénéficient à juste titre d'un intérêt attrayant auprès des amateurs. Il était donc tout à fait logique que des enceintes acoustiques puissent être commercialisées sous cette forme séduisante de vente.

## hi-fi - i-t-t - en kit



Dans cet esprit, la firme ITT a recherché la possibilité d'offrir à tous les amateurs, même débutants, tout un choix d'enceintes acoustiques dont les caractéristiques ont été spécialement étudiées pour répondre aux exigences d'une clientèle même très difficile.

Grâce à une présentation très claire et une notice de montage très détaillée, tout le monde peut entreprendre la réalisation de ces enceintes de classe Hi-Fi.

La gamme ITT comprend trois ensembles de construction de base : le BK 4-50, le BK 4-70 et le BK 4-100.

#### KIT HI-FI BK 4-50

##### Caractéristiques techniques

Puissance nominale : 30 W.  
Puissance musicale : 50 W.  
Bande passante : 45-22000 Hz.  
Impédance : 4  $\Omega$ .

##### Composition

1 Boomer : LPT 175.  
1 Tweeter : LPKH 19.  
1 filtre : FW 30/2.

##### Enceinte recommandée

L'ensemble de construction HBS 4-50 + 1 sac de matériau absorbant pour 2 enceintes HBS 4-50 ou enceinte fermée — volume net 10 l.

Dimensions : 400 x 280 x 180 mm.

#### KIT HI-FI BK 4-70

##### techniques

Puissance nominale : 40 W.  
Puissance musicale : 70 W.  
Bande passante : 28-22000 Hz.  
Impédance : 8  $\Omega$ .

##### Composition

1 Boomer : LPT 245.  
1 Medium : LPM 130.  
1 Tweeter : LPKH 19.  
1 filtre FW 50/3.

##### Enceinte recommandée

L'ensemble de construction HBS 4-70 + 2 sacs de matériau absorbant pour enceinte ou enceinte fermée — volume net 10 l.

Dimensions : 610 x 390 x 260 mm.

#### KIT MONITOR BK 4-100

##### Caractéristiques techniques

Puissance nominale : 60 W.  
Puissance musicale : 100 W.  
Bande passante : 25-22000 Hz.  
Impédance : 8  $\Omega$ .

Puissance de service pour le niveau 96 dB à : 7 W.

Facteur de distorsion jusqu'à 1 kHz : < 1 %.

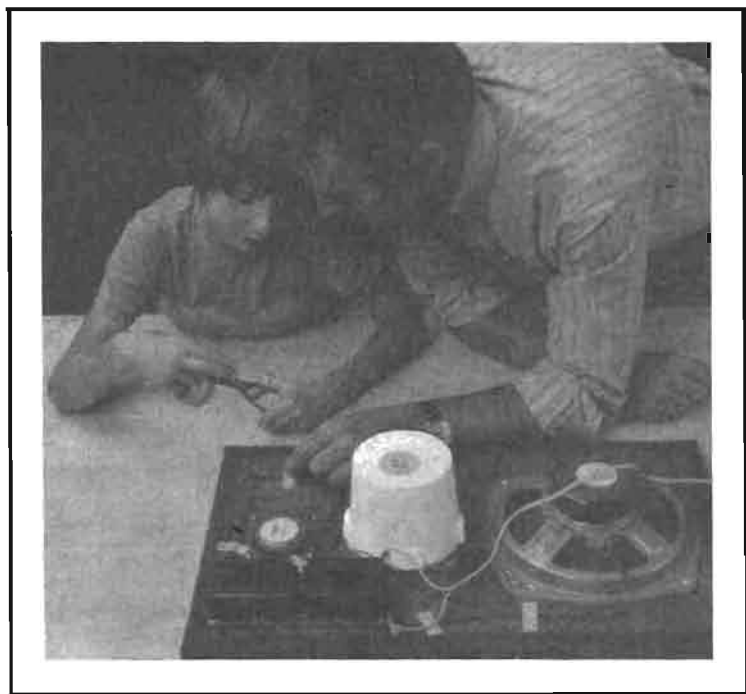
au-dessus de 1 kHz : < 0,5 %.

##### Composition

1 Boomer : LPT 300 S.  
1 Medium : LPKM 50.  
1 Medium tweeter : LPKMH 25.  
1 filtre : FW 80 S.

##### Enceinte recommandée

L'ensemble de construction HBS 4-100 + 3 sacs de matériau absorbant pour enceinte ou en-



ceinte fermée — volume net 60 l.  
Dimensions : 700 x 420 x 280 mm.

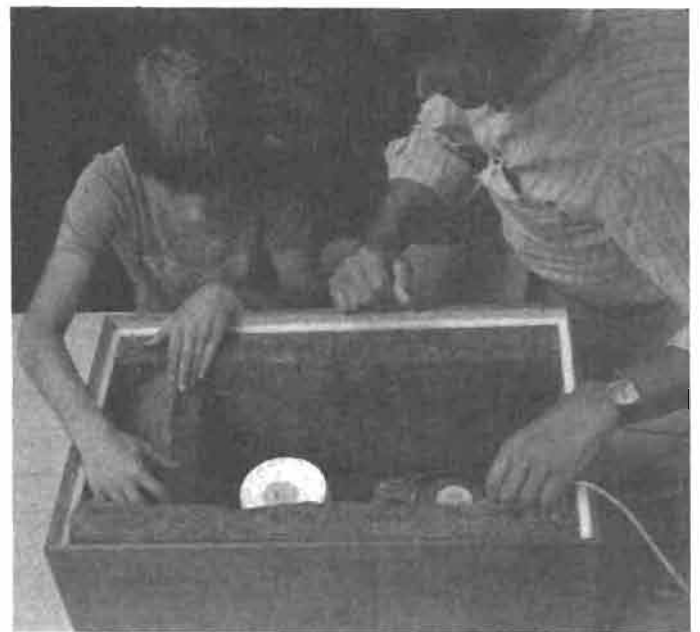
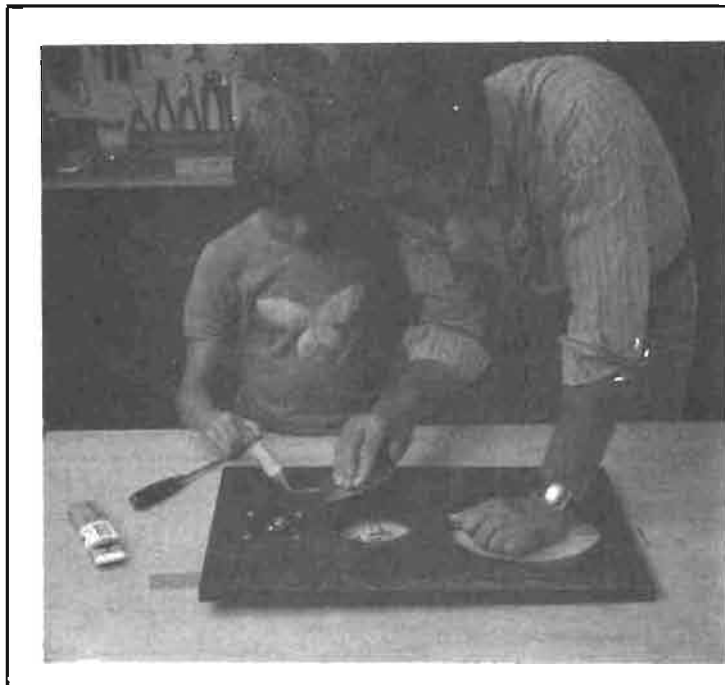
Toutes les étapes de montages de ces enceintes sont consignées dans une brochure explicative agrémentée de nombreuses photographies en quadrichromie. Tous les ensembles de construction comprennent un panneau frontal entièrement préparé et prêt à recevoir les divers haut-parleurs utilisés.

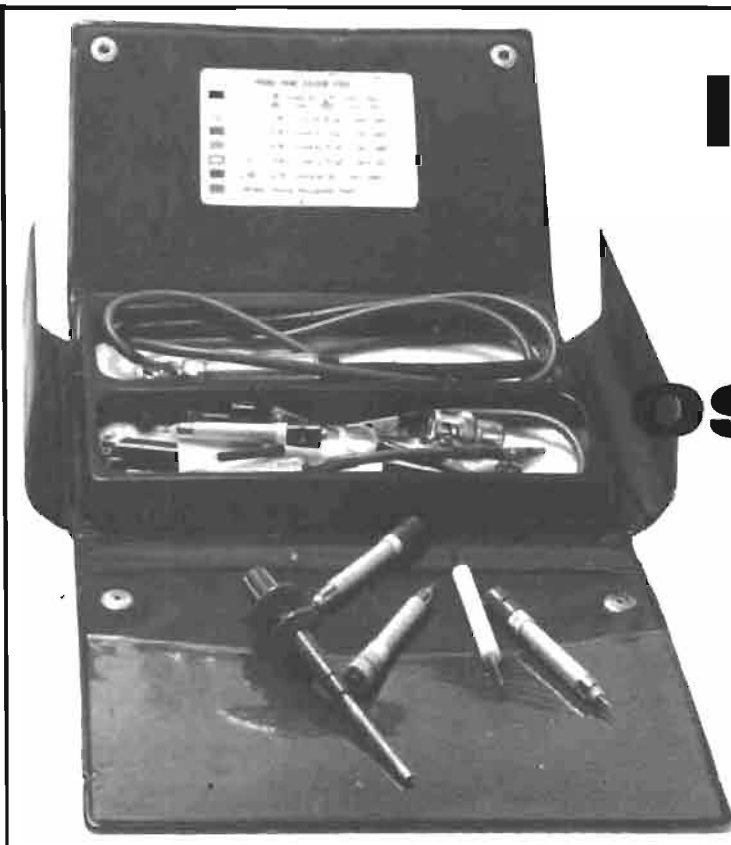
Le montage de cette paroi sonore fait l'objet de très nombreuses photographies et explications. Vient ensuite le montage détaillé et pas à pas du cadre de l'enceinte.

Rien n'est négligé en ce sens et la dernière phase d'exécution, qui consiste en l'amortissement des enceintes acoustiques est traitée.

Il s'agissait là d'ensembles d'enceintes acoustiques entièrement préparées et « préfabriquées » mais les amateurs chevronnés pourront également se livrer à la construction personnelle de leurs enceintes en ne faisant que l'acquisition des haut-parleurs.

Nous aurons prochainement l'occasion de revenir sur la réalisation et la construction, de ces enceintes acoustiques, étape par étape.





# les sondes pour oscilloscopes

## GREENPAR

L'OSCILLOSCOPE est un appareil dont l'utilisation se fait à travers une sonde, qui prélève le signal à observer.

Il n'est pas possible de se passer de cet accessoire, car sans lui, la forme des signaux risque d'être fortement déformée voire complètement différente de la réalité.

L'oscilloscope permettant de visualiser la forme exacte des signaux, la sonde est donc indispensable pour observer ceux-ci dans les meilleures conditions, afin de connaître exactement l'influence des adaptations sur le cir-

cuit étudié.

Diverses sondes spécialisées sont nécessaires, selon la nature des signaux, en basse, haute ou très haute fréquence, pour les impulsions, ou encore l'observation d'une enveloppe de modulation.

La firme anglaise Greenpar, qui fabrique par ailleurs les sondes destinées aux oscilloscopes Tektronix et Télééquipement, met sur le marché un kit de sondes couvrant les différents besoins entre 0 et 200 MHz. La commercialisation en est assurée par la Société Dubilier France, à Versailles.

### PRESENTATION

Deux kits sont proposés, GE 81500-GE 81501 couvrant du continu à 200 MHz ; GE 81600 couvrant du continu à 70 MHz.

Dans les deux versions, le câble est muni à sa sortie de la sonde enfilée directement sur l'oscilloscope à l'aide d'une prise BNC, à l'entrée d'une pointe qui peut être choisie avec une atténuation différente et présentant une impédance et une capacité différentes.

La pointe de touche peut rece-

voir divers accessoires, griffe fil, pince crocodile, broche standard de 4 mm, crochet ou double pointe.

Le premier kit comporte les embouts suivants, sur un câble de 1 m de longueur :

Embout de repère noir : 1 M $\Omega$  sur 112 pF, sonde directe.

Embout de repère jaune : 10 M $\Omega$  sur 10,5 pF, diviseur par 10.

Embout vert : 10 M $\Omega$  sur 13,5 pF, diviseur par 10.

Embout rouge : 9,1 M $\Omega$  sur 3 pF, diviseur par 100.

Avec câble de 2 m :

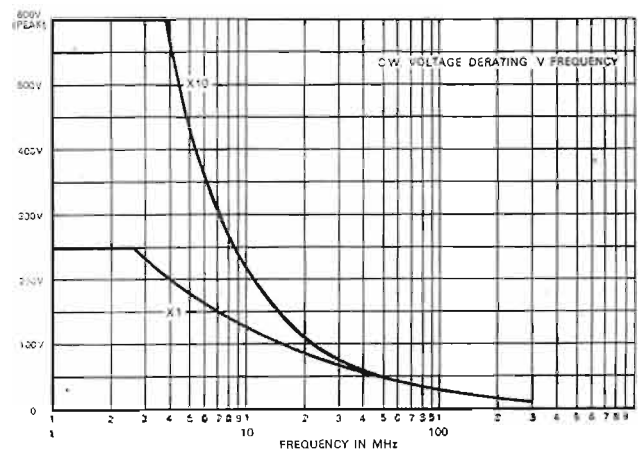
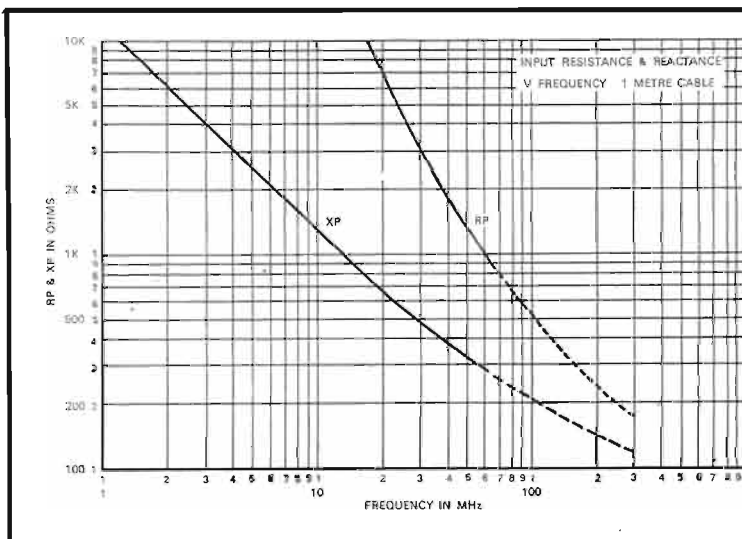


Fig. 1

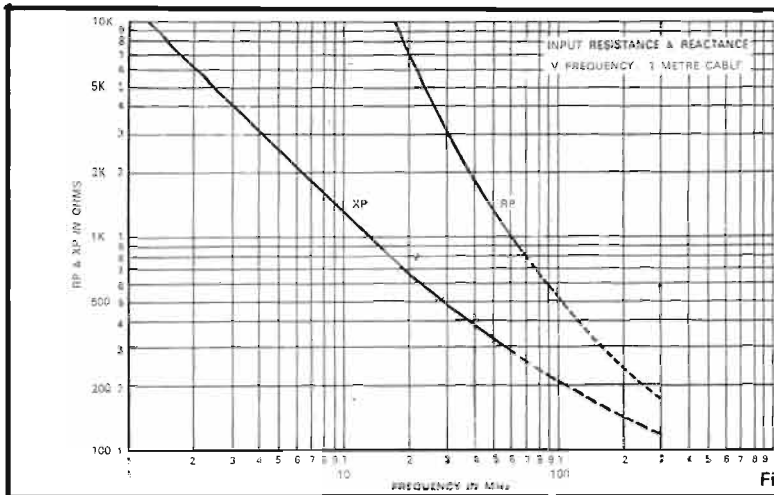
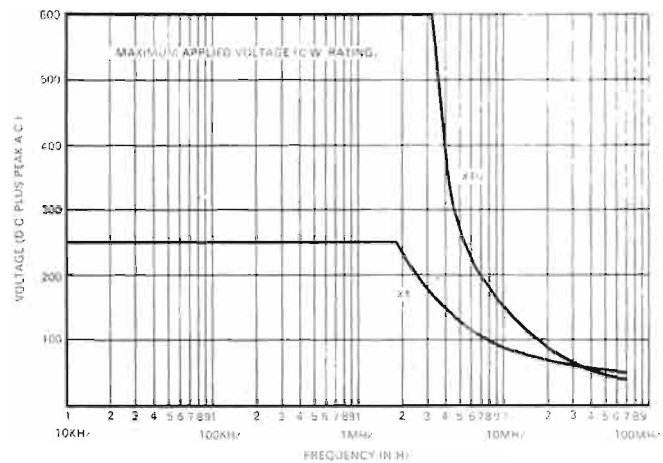


Fig. 2



Embout noir :  $1\text{ M}\Omega$  sur  $140\text{ pF}$ , sonde directe.

Embout bleu :  $10\text{ M}\Omega$  sur  $16,5\text{ pF}$ , diviseur par 10.

Embout blanc :  $10\text{ M}\Omega$  sur  $19,5\text{ pF}$ , diviseur par 10.

Ces valeurs sont valables à  $1\text{ kHz}$  pour un oscilloscope d'impédance  $1\text{ M}\Omega/20\text{ pF}$ , l'impédance en fonction de la fréquence est donnée courbe 1.

L'embout de compensation côté connecteur BNC permet l'adaptation pour les oscilloscopes présentant une capacité d'entrée comprise entre  $15$  et  $50\text{ pF}$ ; la précision obtenue en amplitude est de  $0,02\%$  en direct ;  $\pm 2\%$  en  $\times 10$  ;  $\pm 5\%$  en  $\times 100$ .

La tension maximale est de  $600\text{ V}$  continus ou  $250\text{ V}$  continus

+ crête alternative pour  $\times 1$  ;  $600\text{ V}$  en  $\times 10$  ;  $2\text{ kV}$  continu + crête alternative en  $\times 100$ .

Le temps de montée atteint  $1,15\text{ ns}$ , la bande passante  $0$  à  $200\text{ MHz}$ .

Le kit numéro 2 est constitué de façon identique, ses caractéristiques sont les mêmes à part la limitation à  $70\text{ MHz}$ , et une gamme d'adaptation à la capacité d'entrée de l'oscilloscope plus étendue,  $1\text{ M}\Omega$  sur  $20$  à  $60\text{ pF}$ .

L'impédance de cette sonde est indiquée courbes 2, munie de l'embout  $\times 1$ , la bande passante se trouve limitée à  $5\text{ MHz}$  pour conserver toute la sensibilité de l'amplificateur vertical.

Une sonde démodulatrice, embout gris, permet de prélever l'en-

veloppe BF d'un signal ; son emploi est possible jusqu'à  $200\text{ MHz}$ , la composante BF détectée est de  $4\text{ kHz}$  ; elle est utilisable avec le kit  $70\text{ MHz}$ .

### CONCLUSION

Le constructeur a séparé les deux parties de la sonde. D'une part l'embout de la sonde interchangeable proprement dite, de l'autre le circuit de compensation ajustable à l'impédance d'entrée de l'oscilloscope employé.

Les sondes sont enfichables sur un connecteur coaxial surmoulé sur le câble ; les accessoires dont on peut les doter sont commodes et permettent une utilisation facile, à part le grippe fil qui a tendan-

ce à se déconnecter si son point d'accrochage est de trop faible diamètre.

Les sondes diviseurs  $\times 10$  soit résistives soit capacitatives et résistives. Malgré leurs dimensions réduites leur solidité est convenable.

### MESURES

Nous avons pu noter la concordance avec les caractéristiques publiées. Le temps de montée atteint  $1,2\text{ ns}$  pour la version  $200\text{ MHz}$ ,  $5\text{ }\mu\text{s}$  pour la version  $70\text{ MHz}$ .

L'atténuation en  $\times 1$  atteint une précision meilleure que  $0,1\%$ ,  $\pm 2,2\%$  en  $\times 10$ .

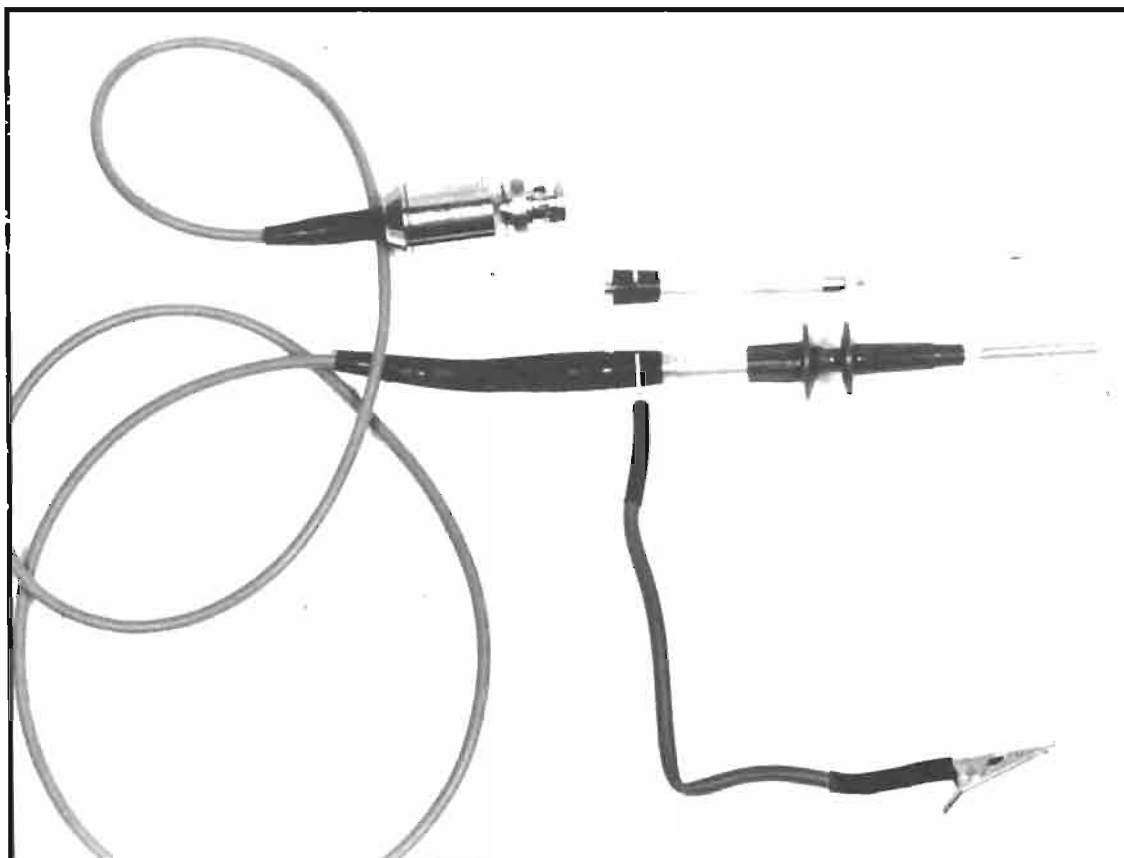
La version démodulatrice délivre une composante basse fréquence de  $3,9\text{ kHz}$  à  $-6\text{ dB}$ .

### UTILISATION

Celle-ci ne présente pas de difficulté, les divers embouts permettent le raccordement sur tous les points d'un circuit, même si l'accessibilité de ceux-ci est difficile. Le grippe fil actuel se déconnecte intempestivement si le diamètre du câble est trop faible, mais le constructeur nous a indiqué qu'une nouvelle version ne permettrait plus cette critique.

### CONCLUSION

Les kits de sondes Greenpar permettent de pleinement s'adapter aux diverses mesures effectuées avec un oscilloscope, en utilisant la sonde nécessaire au bout du câble. Cette conception est rationnelle, il n'est plus nécessaire d'avoir une série complète de sondes avec leur câble, toujours plus ou moins adaptées à l'impédance de l'appareil utilisé. Un seul câble et une série d'embouts sondes remplissent tout besoin.



# VISITE À L'AUDITORIUM WATT 1000

**S**ITUE au 87, bd de Sébastopol, l'auditorium Watt 1000 a trouvé place au sous-sol de la Société Europ-Confort. Conçu, réalisé et dirigé par un homme de spectacle, excellent musicien de surcroît, il se distingue de par sa conception de tous ceux que nous avons visités jusqu'à présent.

C'est en fait à un spectacle, qui vous permettra de choisir au

mieux les différents maillons de votre chaîne HIFI, que M. Sebaoun vous invite.

Dès que vous pénétrez dans l'escalier d'accès à l'auditorium, le ton est donné, car celui-là ressemble beaucoup à ceux que l'on rencontre dans de nombreuses « petites boîtes » qui font l'attrait des nuits parisiennes. Comme ces dernières l'auditorium est de dimensions modestes (celles, tout

de même, d'une belle salle de séjour).

Ici, pas de murailles d'appareils — ils seraient même relativement peu nombreux, mais soigneusement sélectionnés parmi la multitude de modèles proposés par les différents constructeurs — Au fond de la salle, sur trois rangs et en escalier on trouve d'abord les platines et les magnétophones puis viennent les tuners, les am-

plificateurs et tuner-amplificateurs et, de chaque côté, les enceintes acoustiques.

De l'autre côté de la pièce, contre le mur faisant face à ce qui tient lieu de scène, le pupitre de commande que, compte tenu des fonctions qui lui ont été ajoutées ici, nous n'appellerons pas, pour une fois « dispatching ».

Lorsqu'on est bien installé, le spectacle commence. On baisse







d'abord les lumières, on sélectionne une chaîne et les appareils choisis se trouvent alors ponctuellement éclairés par des spots situés au plafond ; on passe d'un amplificateur à un autre d'une paire d'enceintes à une autre et instantanément on voit ce que l'on écoute. Cela est également vrai si on se retourne car, au-dessus du pupitre de commande, un écran d'oscilloscope et quatre vu-mètres vous permettent de voir et d'apprécier la forme et l'intensité de la modulation.

Parmi les appareils présentés, nous avons relevé les marques suivantes : Akai, Braun, Hitachi, J.V.C. Nivico, Kenwood, Marantz, Scott, Superscop et Toshiba pour les tuners amplificateurs et les amplificateurs ; Braun, Lenco et Thorens pour les platines ; Cabasse, Celestion, Kef, Marantz, Martin, Scott, etc. pour les enceintes acoustiques.

Europ-Confort présente dans un auditorium situé dans le maga-

sin toutes les chaînes Amstrad et Sonic. C'est également le royaume du kit avec toute la gamme des productions Sinclair et ses amplificateurs en modules.

Au sous-sol un autre auditorium beaucoup plus classique que le Watt 1000 permet de choisir sa chaîne dans d'excellentes conditions. Nous y avons plus particulièrement remarqué les chaînes quadrosound Amstrad.

Pour terminer notre visite nous avons tenu à visiter le département service après-vente, toutes les réparations des appareils vendus par Europ-Confort étant en cas de panne remis en état directement par cette société.

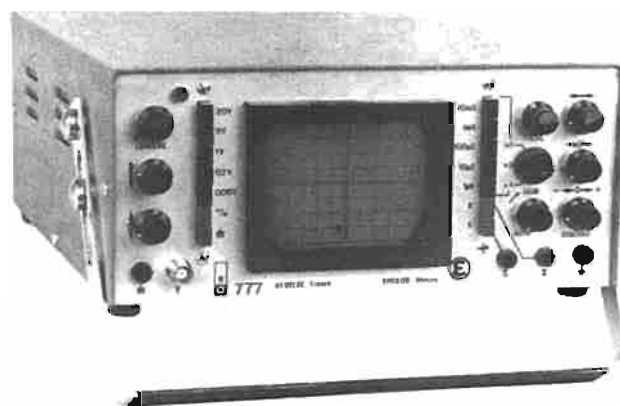
Nous avons pu constater que l'équipement était de tout premier ordre et avons même pu voir et entendre la maquette d'un futur amplificateur Sonic de forte puissance que nous avons retenu, pour en faire le banc d'essai ; sitôt sa sortie dans le commerce.



# REDELEC

FIABILITE  
PERFORMANCES  
PRIX  
COMPETITIFS

## OSCILLOSCOPE OR 777



- Bande passante : 0/15 MHz.
- Écran : 6 × 8.
- Synchro image.
- Synchro ligne.
- Retard de synchro variable de 2 à 30 millisecondes.
- Désentrelacement TV.
- Temps de montée : 24 nanosecondes.
- Sensibilité verticale : de 50 mV. à 20 V.
- Accélération : 1 500 V.
- Expansion : × 5 calibrée.
- 18 vitesses de base de temps de 50 millisecondes à 100 nanosecondes.
- Graticule éclairé gravé de 8 × 10 divisions de 7,5 mm.
- Dimensions : H 115 mm ; L 260 mm ; P 280 mm.



# REDELEC

OSCILLOSCOPES  
FABRICATIONS ELECTRONIQUES

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

# SÉLECTION DE CHAINES HIFI



## CHAINES SANSUI 551

### CHAINE A

Cette chaîne comprend : un tuner amplificateur Sansui 551, une platine Garrard SP 25, deux enceintes acoustiques Scientelec Eole 180.

— **Le tuner amplificateur Sansui 551.** — Tuner AM-FM — Amplificateur 2 x 17 W/8 Ω (les deux canaux alimentés) — Distorsion harmonique : 0,8 % — Bande passante : 25 à 30 000 Hz — Rapport signal/bruit : 80 dB — Sensibilité FM : 2,5 μV — Distorsion harmonique FM : 0,7 % — Contrôles et réglages : graves, aigus ; Loudness ; filtre passe-haut — Dimensions : 424 x 135 x 285 mm — Poids : 8,6 kg.

— **La platine Garrard SP 25.** — Tourne-disques 3 vitesses : 33, 45 et 78 tours — Diamètre du plateau : 26,7 cm — Moteur asynchrone tripolaire — Pose automatique du bras — Réglage de la force d'application — Correcteur de

poussée latérale — Dimensions : 383 x 317 mm.

— **L'enceinte acoustique Scientelec Eole 180.** — Enceinte à 2 voies — Haut-parleur graves de 21 cm de diamètre. — Fréquence de résonance : 30 Hz — Champ pour l'entrefer : 15 000 gauss — Un tweeter pour la reproduction des fréquences aiguës — Bande passante : 25 Hz à 20 kHz — Puissance recommandée : 35 W — Dimensions : 423 x 293 x 240 mm — Volume interne : 19 litres — Poids : 10 kg.

### CHAINE B

Cette chaîne comprend : un tuner-amplificateur Sansui 551, une platine Pioneer PL 12 E, deux enceintes acoustiques Siare C3X.

— **Le tuner amplificateur Sansui 551** (voir chaîne A)

— **La platine Pioneer PL 12.** — Tourne-disque 2 vitesses : 33 tours 1/3 et 45 tours, moteur synchrone à 4 pôles, diamètre du pla-

teau : 30 cm. — Rapport signal/bruit : ≥ 45 dB — Fluctuations : ≤ 0,12 % — Alimentation : 110/220 V, 50 ou 60 Hz — Consommation : 12 W — Dimensions : 431 x 153 x 341 mm — Poids : 6 kg.

— **L'enceinte acoustique Siare C3X.** — Puissance nominale : 35 W — Puissance crête : 45 W — Impédance : 4 à 8 Ω — Bande passante : 30 à 22 000 Hz — Equipement : 3 haut-parleurs — H.P. grave : diamètre 21 cm à membrane spéciale — H.P. médium : diamètre 21 cm — 15.000 gauss — Tweeter : diamètre : 8 cm — 13.000 gauss — Dimensions : 540 x 300 x 240 mm — Poids : 9 kg — Présentation : noyer d'Amérique.

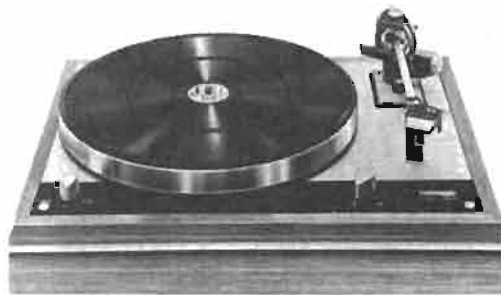
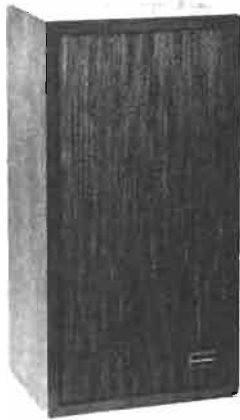
### CHAINE C

Cette chaîne comprend : un tuner-amplificateur Sansui 551, une platine Thorens TD 165, deux enceintes Martin Micromax.

— **Le tuner-amplificateur Sansui AU 551** (voir chaîne A)

— **La platine Thorens TD 165.** — Moteur 16 pôles synchrone, entraînement du plateau par courroie caoutchouc — Vitesses : 33 1/3 et 45 tours/minute — Plateau en alliage de zinc, diamètre : 30 cm — Régularité de vitesse : 0,06 % selon Din 45507, niveau de bruit (rumble) non pondéré — 43 dB - pondéré — 65 dB — Alimentation : 110/220 V — Poids : 8 kg — Dimensions : 440 x 340 x 140 mm — Cette platine est équipée d'un bras TP 11 de 230 mm.

— **L'enceinte acoustique Martin-Micromax.** — Haut-parleurs : un Boomer 21 cm à suspension acoustique ; un Tweeter à chambre de compression — Puissance maxi : 45 watts — Bande passante : 38 Hz à 18 000 Hz — Impédance : 8 ohms — Potentiomètre de réglage : pour l'aigu — Dimensions : 45 x 26 x 24 cm — Poids : 10 kg.



## CHAINES SANSUI 661

### CHAINE A

Cette chaîne comprend : un tuner-amplificateur Sansui 661, une platine Thorens TD 165, deux enceintes Martin Micromax.

— **Le tuner-amplificateur Sansui 661.** — Tuner AM/FM — Amplificateur : puissance continue sur  $8 \Omega$  : 2 x 27 W (les deux canaux alimentés) — Distorsion harmonique : 0,5 % — Bande passante : 15 à 40 000 Hz — Rapport signal/bruit : 80 dB — Sensibilité FM :  $2,2 \mu\text{V}$  — Distorsion harmonique FM : 0,7 % — Sensibilité des entrées : phono : 2,5 mV/50 k $\Omega$  — Auxiliaire : 100 mV/50 k $\Omega$  — Magnétophone 1 et 2 : 100 mV/50 k $\Omega$  — Contrôles et réglages : graves, aigus ; Loudness ; filtre passe-haut/passe-bas — Dimensions : 444 x 135 x 300 mm — Poids : 10 kg.

— **La platine Thorens TD 165.** — Moteur 16 pôles synchrone, entraînement du plateau par courroie caoutchouc — Vitesses : 33 1/3 et 45 tr/mn — Plateau en alliage de zinc, diamètre : 30 cm — Régularité de vitesse : 0,06 % selon DIN 45507, pondéré

niveau de bruit (rumble) ; non pondéré — 45 dB, pondéré — 65 dB. — Alimentation : 110/220 V — Poids : 8 kg — Dimensions : 440 x 340 x 140 mm. Cette platine est équipée d'un bras TP 11 de 230 mm.

— **L'enceinte acoustique Martin Micromax.** — Haut-parleurs : un Boomer de 21 cm de diamètre à suspension acoustique ; un Tweeter à chambre de compression — Puissance max. : 45 W — Bande passante : 38 à 18 000 Hz — Impédance :  $8 \Omega$  — Potentiomètre de réglage pour l'aigu — Dimensions : 45 x 26 x 24 cm — Poids : 10 kg.

### CHAINE B

Cette chaîne comprend : un tuner-amplificateur Sansui 661, une platine Sansui SR 212, deux enceintes acoustiques Martin Supermax.

— **Le tuner-amplificateur Sansui 661.** — (voir chaîne A)

— **La platine Sansui SR 212.** — Platine deux vitesses, 33 et 45 tours, arrêt et retour automatique du bras, entraînement par courroie — Plateau en alliage

d'aluminium de 300 mm de diamètre — Moteur synchrone à 4 pôles — Rapport signal/bruit : 45 dB — Pleurage et scintillement : 0,1 % — Bras de lecture en forme de S à équilibrage statique — Réponse en fréquence : 20 à 20 000 Hz — Force d'appui optimum : 2,5 g — Dimensions : 442 x 166 x 352 — Poids : 6,7 kg.

— **L'enceinte acoustique Martin Supermax.** — Haut-parleurs : un Boomer 25 cm à suspension pneumatique ; un Tweeter à chambre de compression — Puissance max. : 50 watts Rms — Bande passante : 36 Hz à 18 000 Hz — Impédance :  $8 \Omega$  — Potentiomètre de réglage : pour l'aigu — Dimensions : 54 x 31 x 25 cm — Poids : 12 kg.

### CHAINE C

Cette chaîne comprend : un tuner-amplificateur Sansui 661, une platine Thorens TD 160 ou B et O 1203, deux enceintes acoustiques 3A Allegretto.

— **Le tuner-amplificateur Sansui 661.** — (voir chaîne A)

— **La platine Thorens TD 160.** — Système d'entraînement :

moteur 16 pôles synchrone biphasé, entraînement du plateau par courroie caoutchouc — Vitesses : 33 tours 1/3 et 45 tours/minute — Plateau en alliage non magnétique de 30 cm de diamètre et pesant 3,2 kg — Régularité de vitesse : 0,6 % selon Din 45 507 pondéré — Niveau de bruit (rumble) : non pondéré — 43 dB ; pondéré — 65 dB selon Din 45 539.

— **La platine B et O 1203.** — Table de lecture équipée d'un plateau de 295 mm de diamètre — Poids : 1,4 kg — Moteur asynchrone — Deux vitesses : 33 et 45 tours/minute, réglage de vitesse :  $\pm 6 \%$  par stroboscope incorporé — Fluctuations totales :  $< 0,075 \%$  — Rapport signal/bruit :  $> 37 \text{ dB}$  — Dimensions : 120 x 440 x 330 mm.

— **L'enceinte acoustique 3A Allegretto.** — Bande passante : 40 Hz à 20 000 Hz — Distorsion inférieure à 1,5 % de 50 à 20 000 Hz — Réglage séparé du registre médium par commutateur étaloné — Puissance nominale permanente 40 W eff — Réponse aux impulsions extrêmement rapide.



## CHAINES MARANTZ 2220

### CHAINE A

Cette chaîne comprend : un tuner-amplificateur Marantz 2220, une platine Pioneer PL 12, deux enceintes acoustiques Scientelec Eole 180.

— **Le tuner-amplificateur Marantz 2220.** — Puissance de sortie sur  $8 \Omega$  ; 20 W — Rapport signal/bruit : — 77 dB — Niveau de bruit ramené à l'entrée phono :  $1,5 \mu V$  — Distorsion d'intermodulation : 0,9 % — Distorsion par harmonique : 0,9 % — Bande passante : 10 Hz à 50 000 Hz — Sensibilité d'entrée : PU magnétique : 1,8 mV pour 15 W sur  $8 \Omega$  ; magnéto : 180 mV ; auxiliaire : 180 mV — Impédance d'entrée : PU : 47 k $\Omega$  ; magnéto : 100 k $\Omega$  ; auxiliaire : 100 k $\Omega$  — Séparation des deux voies : > 35 dB de 20 Hz à 20 kHz — Sensibilité FM utilisable :  $3 \mu V$  — Sélectivité : 50 dB — Rapport signal/bruit en FM : — 60 dB pour 1000  $\mu V$  — Distorsion harmonique FM : à 400 Hz et 100 % de modulation : 0,4 % — Alimentation 110/220 V

50/60 Hz — Dimensions : 430 x 130 x 355 mm.

— **La platine Pioneer PL 12.** — Table de lecture deux vitesses : 33 et 45 tours, moteur synchrone à 4 pôles, diamètre du plateau 30 cm — Rapport signal/bruit > 45 dB — Fluctuation : 0,12 % — Alimentation 110/220 V, 50/60 Hz — Consommation 12 W — Dimensions : 431 x 153 x 341 mm — Poids : 6 kg.

— **L'enceinte acoustique Scientelec Eole 180.** — Système à deux voies (2 H.P.), un haut-parleur 21 cm, fréquence de résonance : 30 Hz (champ dans l'entrefer 15 000 G) — un tweeter (23 kHz + 3 dB) — Bande passante : 25 Hz à 20 kHz — Recommandée pour ampli de 15 à 35 W par canal — Impédance : 4-8  $\Omega$  — Dimensions : 423 x 293 x 240 — Volume interne : 19 litres — Poids : 10 kg.

### CHAINE B

Cette chaîne comprend : un tuner-amplificateur Marantz 2220, une platine Thorens TD 165,

deux enceintes acoustiques Martin Miromax.

— **Le tuner-amplificateur Marantz 2220.** — (voir chaîne A).

— **La platine Thorens TD 165.** — Platine tourne-disques deux vitesses : 33 et 45 tours, équipée d'un moteur synchrone à 16 pôles — Plateau en alliage de zinc, de 30 cm de diamètre à entraînement par courroie en caoutchouc — Régularité de vitesse : 0,06 % selon Din 45 507 — Niveau de bruit (rumble) non pondéré : — 43 dB, pondéré : — 65 dB — Alimentation 110/220 V — Dimensions : 440 x 340 x 140 mm — Poids : 8 kg.

— **L'enceinte acoustique Martin Micromax.** — Haut-parleurs : un Boomer 21 cm à suspension acoustique ; un Tweeter à chambre de compression — Puissance maxi : 45 watts — Bande passante : 38 Hz à 18 000 Hz — Impédance : 8  $\Omega$  — Potentiomètre de réglage : pour l'aigu — Dimensions : 45 x 26 x 24 cm — Poids : 10 kg.

### CHAINE C

Cette chaîne comprend : un tuner-amplificateur Marantz 2220, une platine B et O 1203, deux enceintes acoustiques Scott S 11.

— **Le tuner-amplificateur Marantz 2220.** — (voir chaîne A).

— **La platine B et O 1203.** — Table de lecture équipée d'un plateau de 295 mm de diamètre pour un poids de 1,4 kg, équipée d'un moteur asynchrone — Deux vitesses : 33 et 45 tours par minute, réglage de vitesse :  $\pm 6 \%$  par stroboscope incorporé — Fluctuations totales : < 0,075 % — Rapport signal/bruit : > 37 dB — Dimensions : 120 x 440 x 330 mm.

— **L'enceinte acoustique Scott S 11.** — Système trois voies 60 W — Trois haut-parleurs : Boomer : 250 mm, suspension à air ; Médium à cône souple 87 mm ; Tweeter à membrane traitée 75 mm — Filtre LC 12 dB par octave avec réglage des aigus — Coupeure à 900 et 3500 Hz — Bande passante 35 à 2000 Hz — Poids : 18 kg — Dimensions : 600 x 294 x 362 mm — Impédance : 8  $\Omega$ .

# Notre Courrier Technique



Par R.A. RAFFIN

## RR - 9.47 - M. Christian PILLON, 60-Paillart.

1° Pour que nous puissions savoir s'il est rentable ou valable d'adapter la seconde chaîne sur votre téléviseur, et dans l'affirmative, vous indiquer ce qu'il convient de faire, il faut tout d'abord nous communiquer le schéma de l'appareil.

2° Comme antenne 2° Chaîne, il faut choisir un modèle conçu pour les canaux UHF reçus dans votre région (2° et 3° Chaînes). Quant au nombre d'éléments, cela dépend du champ disponible au lieu considéré ; l'examen des antennes de votre entourage vous donnera une idée.

3° Il faut une antenne pour la 1<sup>re</sup> Chaîne (VHF) et une seconde antenne pour les autres chaînes (UHF).

4° On peut n'utiliser qu'un seul câble coaxial de descente, à condition de monter un coupleur (au départ des antennes) et un séparateur (à l'arrivée au téléviseur).

5° Si vous disposez d'un champ suffisant dans votre région, vous pouvez alimenter deux téléviseurs avec une même antenne, simplement en utilisant un répartiteur à l'arrivée.

6° Concernant le dépannage en général des téléviseurs, veuillez vous reporter à l'ouvrage : dépannage, mise au point, améliorations des téléviseurs (Librairie parisienne de la Radio, 43, rue de Dunkerque - 75010 Paris).

7° Les nombreux schémas que vous recherchez doivent être demandés auprès de vos fournisseurs, dépositaires des marques, là où vous avez acheté les différents appareils.

## RR - 9.48-F - M. Jacques GRUNAN, 77-Lagny.

Le montage simple de fondu enchaîné BF pour deux pick-up monophoniques que vous nous demandez est représenté sur la figure RR-9.48.

Il faut utiliser un potentiomètre double (Pot. 1 et Pot. 2 jumelés pour commande unique par le même axe). Vous pouvez employer des potentiomètres de 500 k $\Omega$  câblés comme l'indique le schéma où l'on voit bien que lorsque le gain augmente pour un pick-up, il diminue pour l'autre.

On peut utiliser des potentiomètres à variation linéaire, mais le mieux est d'employer un potentiomètre à variation logarithmique et l'autre à variation antilogarithmique : auditivement, les variations sont plus progressives.

Comme vous nous l'avez demandé, il s'agit d'un montage extrêmement simple. Il a cependant l'inconvénient d'affaiblir les aiguës.

Naturellement, il existe des montages plus élaborés (table de mélange, par exemple) dont diverses réalisations ont été décrites dans notre revue.

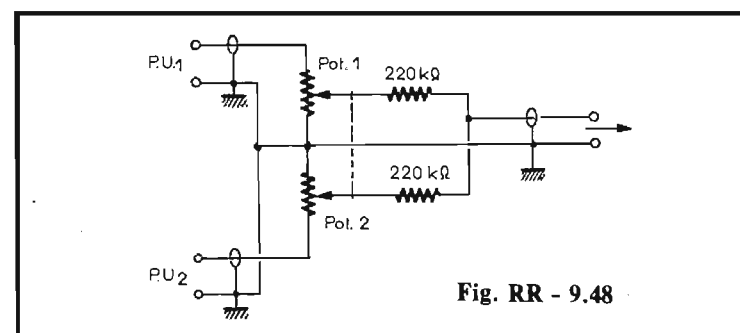


Fig. RR - 9.48

## RR - 9.49 - M. DHERUE, 72-Le Mans, nous demande les équivalences possibles des semi-conducteurs suivants :

**Diode BY 114 :** diode redresseuse ; tension inverse de crête 450 V ; intensité redressée max = 0,5 A. Peut se remplacer actuellement par une diode type BY 126.

**Transistors 2N 442 :** ADZ 11 ou ADZ 12. BC 261 B ; BC 153, BC 157, BC 177, BC 204, BC 212, BC 251, BC 257, MPS 6516.

**Circuits intégrés :** SFC 441 N ; SN 7441 N, FJL 101. SFC 490 ; SN 7490 N, FJL 161, FJJ 141..

## RR - 9.50 - M. Fdmé MENABE, 77-Lagny.

1° Nous vous prions de bien vouloir vous reporter à notre numéro 1446, page 263, où se trouve décrit un préamplificateur d'antenne à large bande 40 à 850 MHz (à deux transistors BFR 99 ; gain 13 à 15 dB selon la fréquence).

Dans le même ordre d'idée, voyez aussi le montage décrit au chapitre V de l'ouvrage : dépannage, mise au point, améliorations des téléviseurs (figure V-8-9) comportant deux transistors BFY 90 (Librairie parisienne de la radio, 43, rue de Dunkerque - 75010 Paris).

2° Les stations TV espagnoles de Barcelone et de Bilbao transmettent effectivement dans la bande I (canal E 4).

Dans l'ouvrage cité ci-dessus, vous trouverez également une liste des principales stations TV périphériques (avec leurs caractéristiques, standard, fréquences, etc.).

3° L'ouvrage « World Radio-TV Handbook » publie chaque année la liste des émetteurs de radio et de télévision du globe, avec tous renseignements utiles s'y rapportant (en anglais).

4° Ouvrage sur les antennes : les antennes de télévision VHF, UHF et FM par F. Juster (Librairie Parisienne de la Radio).

## RR - 9.51 - M. Jean-François JOLIVET, 84-Avignon.

Les différentes questions que vous nous posez au sujet des diverses antennes décamétriques, fixes et mobiles, normales et pour espaces restreints, etc. exigeraient des réponses d'un développement tel que toutes les rubriques Courrier Technique d'une année entière ne suffiraient pas !

De ce fait, nous vous conseillons la lecture de l'ouvrage « L'émission et la réception d'amateur » dans lequel tout le chapitre XIII est consacré à ces diverses questions (Librairie Parisienne de la Radio, 43, rue de Dunkerque - 75010 Paris).

## RR - 9.52 - M. Jean-Louis MORELLA, 87-Limoges.

1° C'est à la maison « Continental Edison », ou plus exactement à un radioélectricien reven-



deur, dépositaire de la marque dans votre région, qu'il convient de vous adresser pour obtenir le schéma d'adaptation et les différents matériels prévus qui vous sont nécessaires.

2° La barrette du rotacteur (que vous avez égarée) n'est pas destinée, à proprement parler, à recevoir les chaînes UHF ; il s'agit d'un circuit réjecteur-rétrécisseur de bande IF qui s'y trouve monté. La réception UHF, la sélection du canal 2 ou 3<sub>e</sub> Chaîne, ceci est le rôle du tuner UHF.

3° C'est un tuner UHF à **transistors** conçu pour la transformation envisagée qu'il convient d'acquiescer (meilleur gain et moins de souffle qu'un tuner à lampes).

**RR - 9.53 - M. Patrick FRITSCH, 67-Strasbourg.**

Nous sommes fort étonnés du refus des radiotechniciens de votre région en ce qui concerne le dépannage de votre récepteur de trafic « Hallicrafters S 120 »... Un récepteur de trafic se dépanne pourtant exactement de la même façon que tout autre récepteur radio !

Peut-être n'avez-vous frappé qu'aux portes de radioélectriciens insuffisamment compétents ? A moins que le récepteur en question ne soit dans un état lamentable, un état tel qu'il ne soit pas rentable de le réparer ? Nous ne savons quelle supposition faire...

A tout hasard, nous vous signalons qu'il y a quelques années, la maison Vareduc-Comimex (2, rue Joseph-Rivière, 92400 Courbevoie) acceptait de remettre en état les récepteurs de trafic des radio-amateurs. Toutefois, nous ne savons pas si le service de dépan-

nage de cette maison existe toujours. Veuillez le demander en écrivant à l'adresse indiquée.

**RR - 9.54-F - M. Yvon MER-RER, 29-Morlaix.**

Le BT 100 A/500 R n'est pas un triac, mais un **thyristor** présentant les caractéristiques essentielles suivantes :

Tension inverse récurrente de crête = 400 V ; tension inverse non récurrente de pointe = 500 V ; intensité continue (état conducteur) = 2 A. Pour amorçage, gâchette = 2 V ; 10 mA. Brochage : voir figure RR-9.54.

L'adresse de la R.T.C. est : 130, avenue Ledru-Rollin - 75540 Paris Cedex 11.

**RR - 9.55 - M. LE BORGNE, 29-Concarneau.**

1° Les thyristors 2N 1846 ou 2N 1846 A peuvent remplacer le type BT 101/300 R ; ils présentent la même tension inverse de crête (200 V) et peuvent même supporter une intensité continue jusqu'à 10 A (au lieu de 6,4 A).

2° Le semi-conducteur 2N 146 n'est pas une diode, mais un transistor germanium NPN de 65 mW.

3° Le semi-conducteur 2N 183 A n'est pas, non plus, une diode, mais un transistor germanium NPN de 100 mW.

4° Les autres semi-conducteurs cités dans votre lettre ne figurent pas dans nos documentations, du moins sous les références indiquées (simples références industrielles qui ne sont pas des immatriculations standardisées).

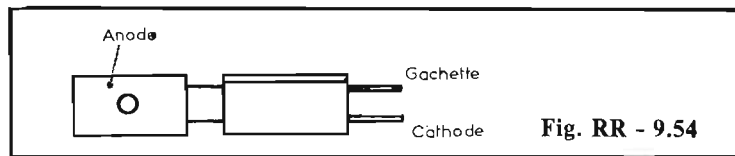


Fig. RR - 9.54

**RR - 9.56-F - M. NACHON, 38-Meylan.**

1° Transistor BSX 69 : NPN silicium ; dissipation maximale collecteur = 125 mW ; F max = 175 MHz ;  $BV_{ebo} = 5 V$  ;  $BV_{ebo} = 30 V$  ;  $BV_{ceo} = 20 V$  ;  $I_{c\ max} = 100 mA$  ;  $h_{fe} = 60$ . Brochage : voir figure RR-9.56. Fabrication : A.E.G. Telefunken S.A., 6, bd du Général-Leclerc - 92115 Clichy.

2° Diode 1N 4448 : diode de commutation. Tension inverse de crête = 100 V ; temps de réponse max = 4 ns ;  $I_{\ max} = 100 mA$ . Peut se remplacer par 1N 914 B.

3° Pas de renseignement concernant le circuit intégré de type : 169-330-971 (?).

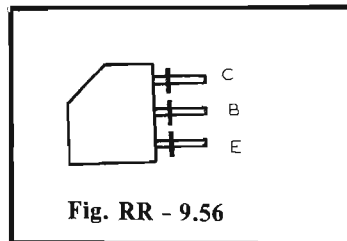


Fig. RR - 9.56

**RR - 9.58 - M. E. TOUSAIN, Bruxelles-Jette.**

Concernant l'amplificateur BF de 4 W décrit à la page 11 du numéro 1372 de Radio Pratique, vous nous dites que le réglage « tonalité » (potentiomètre de 10 kΩ linéaire entre les points 1 et 2) est absolument inopérant (figure 1).

Nous ne connaissons pas particulièrement le montage proposé, mais il semble bien, en effet, qu'il y ait une erreur... Le système de tonalité tel qu'il est représenté, c'est-à-dire monté en parallèle sur la résistance de 1 kΩ de collecteur du 2N 2219, ne peut guère être efficace. A notre avis, il devrait être monté entre collecteur et base de ce transistor. En d'autres termes, le point commun de droite de la résistance de 1 kΩ et du condensateur 2N 2219 (et non au + alimentation).

**RR - 9.59 - M. Guy PULKRA-BEK, 95-Engien.**

Nous ne pouvons absolument pas vous dire à distance (faute de pouvoir examiner votre amplificateur) la raison pour laquelle vous avez un accrochage sur la voie de gauche (uniquement).

Il y a donc sûrement une différence entre les composants utilisés sur chaque voie.

Nous vous suggérons d'améliorer les découplages d'alimentation inter-étages (notamment sur le préamplificateur) en augmentant la valeur des capacités des condensateurs.

Il est également possible que la réponse vers les aiguës de la voie gauche soit excessive et atteigne l'accrochage... Dans ce cas, essayez de monter une petite capacité en shunt ou une résistance en série dans une liaison inter-étages du préamplificateur (étages où est le sigé de l'accrochage).

**La G 101 P/MKII vient de sortir...**



... encore plus précise et plus robuste...

toujours aussi compacte et harmonieuse

- Moteur synchrone 16 pôles à grand couple de démarrage.
- Transmission par courroie.
- Lève-bras-abaisse-bras hydraulique, réglable.
- Bras à 2 contrepoids : coquille enfichable (appui de 0 à 5 g).
- Correcteur de force centripète original.
- Rumble - 60 dB.
- Wow et Flutter : mieux que 0,15 %.

G 101 P LIGNE BASSE - PERFECTION TECHNIQUE - RÉUSSITE ESTHÉTIQUE signées ...

**Goldring**

Chez votre spécialiste HI-FI ou **GOLDRING-France**  
Mathe électronique, 72, rue Rodier, PARIS-9<sup>e</sup>  
(Doc. sur demande)

**RR - 9.57-F - M. André MORIN, 22-Dinan.**

Parmi les diverses indications communiquées, c'est la partie TAA 621 (AX 1) qui correspond à l'immatriculation de votre circuit intégré.

Il s'agit d'un amplificateur BF (fabrication S.G.S.-ATES) pour 18 à 24 V max et de 3 à 4 W sur charge de  $16 \Omega$ ; impédance d'entrée =  $150 k\Omega$ ; tension d'entrée max = 160 mV.

Le brochage et un exemple d'utilisation sont représentés sur la figure RR-9.57.

**RR - 10.06 - M. Daniel DROMART, 76 Grand-Quévilly.**

Dans les conditions de fonctionnement de votre push-pull BF de tubes EL 84, l'impédance d'anode à anode est de 8 000 ohms.

Vous pouvez utiliser votre transformateur de sortie  $Z_{aa} = 10\,000 \Omega$  et  $Z_s = 3,5$  et  $5,5 \Omega$ ; mais, dans le cas présent, ces impédances secondaires deviennent 2,8 et 4,4  $\Omega$ .

Si vous voulez retrouver les impédances secondaires d'origine (3,5 et 5,5  $\Omega$ ), il faut ajouter des tours aux enroulements existants; il faut multiplier par 1,25 les nombres de tours primitifs.

**RR - 10.07 - M. J.-D. LOISEAU, Paris (5e).**

Le mauvais fonctionnement du canal « aigus » de votre modulateur de lumière peut être dû à différentes causes que nous ne pouvons pas deviner à distance... sans autre indication de votre part, sans même avoir la possibilité de consulter le schéma de votre appareil.

Il peut s'agir d'une auto-oscillation; il peut s'agir du souffle de l'amplificateur déclenchant le canal... Essayez d'intercaler une résistance en série ou un condensateur de faible valeur en shunt dans le circuit de déclenchement du canal intéressé.

Si, au moins, vous nous aviez

joint le schéma de votre appareil, nous aurions certainement pu être plus précis.

S'il s'agit d'un appareil tout fait, acheté dans le commerce, vous devriez consulter directement votre fournisseur.

**RR - 10.08 - M. G. MARCHASSEAU, 69003 Lyon.**

Voici quelques adresses où vous pourriez vraisemblablement vous procurer des microphones « de contact » :

IDM 12, rue Pascal, 75005 Paris  
LEM 127, avenue de la République, 92320 Châtillon

ELNO 18-20, rue du Val-Notre-Dame, 95100 Argenteuil.

**RR - 10.09 - M. Alain COSTE, 19 Saint-Privat.**

1) Nous ne comprenons absolument pas le sens de votre question. Pour les sorties DIN ou RCA, c'est une affaire de prises, de connecteurs; nous ne voyons pas pourquoi des résistances ou des potentiomètres ont à intervenir sur ce sujet...

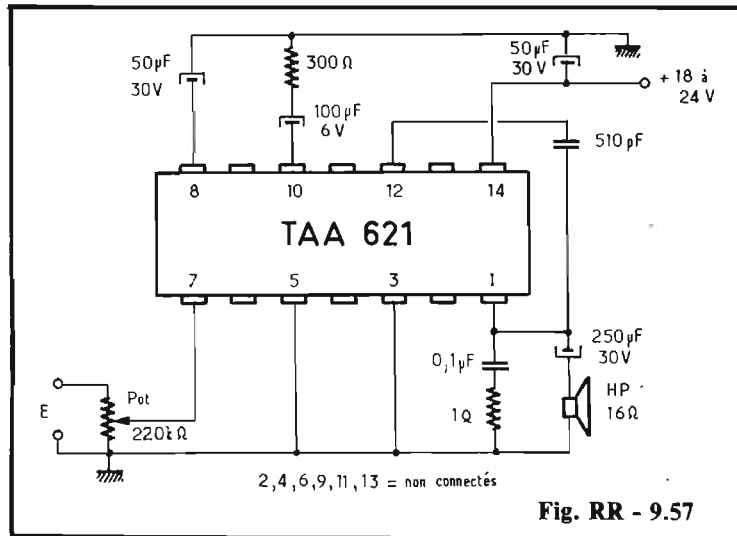


Fig. RR - 9.57

**M. BRAULT Ing. E.S.E.**  
**auteur des ouvrages**  
*a créé pour vous :*

**Basse Fréquence et Haute-Fidélité**  
**Amplificateurs HiFi à transistors**  
**Comment construire baffles et enceintes acoustiques**

**KITS**

... de qualité professionnelle  
C.I. sur époxy - Résistances à couches de carbone  
... de performances HiFi.

**MODULES**

Amplificateurs 40 W eff. ; distorsion < 0,1 % ;  
10 Hz à 100 KHz à -1 dB.  
Préamplificateurs pour cellules magnétiques et microphones.  
Préamplificateurs avec commandes de tonalité et filtre passe-bas.  
Alimentation, etc...

**ENCEINTES 40 W de très haute qualité en KITS ou montées.**  
**ENSEMBLES KITS complets pour chaîne stéréo de très haute qualité.**

*Demander le catalogue à :*

**FABRO ÉLECTRONIQUE**

**Tél. : (38) 85.53.63 - 11, rue Jodon - 45700 Villemandeur**

*Notre société peut étudier et réaliser toute commande spéciale de matériel pour HAUTE FIDÉLITÉ et SONORISATION.*

Mais, peut-être y a-t-il une question d'adaptation? Ce qui n'apparaît nullement dans votre demande. Dans ce cas, il faudrait alors nous exposer clairement ce que vous souhaitez faire ou obtenir, en nous précisant les **tensions moyennes BF** requises ou disponibles, ainsi que les **impédances** des entrées et sorties de vos appareils.

2) Pour réaliser des réglages indépendants des niveaux « PU » et « AUX » sur votre ampli-tuner, il est fort probable qu'il soit nécessaire d'intervenir directement sur le câblage de celui-ci. A moins qu'il ne soit possible de monter des potentiomètres directement à l'avant de chacune des entrées... Les renseignements précédemment demandés et l'examen du schéma de l'appareil sont nécessaires pour tirer une conclusion valable.

**RR - 10.10 — M. REITZ, 21-Dijon.**

1) Nous ne possédons pas le schéma du récepteur Schaub-Lorenz qui vous intéresse. C'est à votre fournisseur, ou à un reven-

deur régional (dépositaire de la marque) qu'il convient de le réclamer.

2) Nous ne pouvons pas vous dire s'il est possible de recevoir la télévision suisse à Dijon. Cela dépend de la valeur du champ de ces émissions dans votre ville. Tout radioélectricien local doit pouvoir vous renseigner.

**RR - 10.11 — M. Alain BOROWIK, 25 Recologne.**

1) Nous ne pouvons pas formuler une opinion sur un montage d'amplificateur BF que nous ne connaissons pas, que nous n'avons pas expérimenté, uniquement d'après un schéma.

2) Il est bien possible que les transistors de remplacement que vous avez adoptés ne présentent que des caractéristiques voisines et approximatives, et cela peut suffire pour qu'un étage soit « bloqué ». Il eût été tout aussi simple de conserver les types RCA proposés pour les transistors (mandataire RCA en France : Radio Equipements Antares 9, rue Ernest-Cognacq 92301 Levallois-Perret). S'il s'agit bien d'un

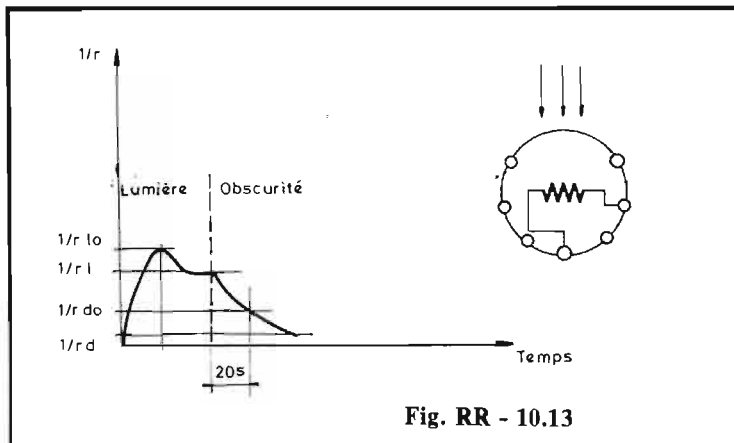


Fig. RR - 10.13

étage « bloqué », cela ne peut provenir que de la tension incorrecte émetteur-base de l'étage considéré.

**RR - 10.12 — M. Gérard SALVAN, 13006 Marseille.**

1) Il n'est pas nécessaire d'avoir recours à un « adaptateur » pour transformer un casque « stéréo » en casque « mono ». Dans la fiche de jack :

— ou bien, vous connectez les deux écouteurs en parallèle (l'impédance présentée est alors égale à la moitié de celle d'un écouteur) ;

— ou bien, vous connectez les deux écouteurs en série (l'impédance résultante est alors égale à deux fois celle d'un écouteur).

2) Vous pouvez très bien connecter un microphone dynamique type 200 Ω à l'entrée 5 000 Ω de votre réverbérateur. On peut toujours admettre une impédance de la source inférieure à l'impédance d'entrée faisant suite : alors que l'inverse n'est pas recommandé.

3) C'est cette condition inverse qui hélas se présente avec votre cellule de pick-up. En outre, comme il s'agit d'un pick-up stéréo et d'un amplificateur stéréo, il faudrait deux réverbérateurs (un sur chaque voie).

**RR - 10.13-F — M. Taha BENTCHAKAR, Constantine (Algérie).**

Cellule photoconductrice ORP 90 :

Détecteur C d S. Surface sensible = 1,8 cm<sup>2</sup>. Résistance d'obscurité (r do min.) = 42 MΩ à Va = 300 V. Résistance moyenne de la cellule à 50 lux et à 2 854 oK (r lo) = 1,5 kΩ à Va = 10 V.

Valeurs à ne pas dépasser : Va = 350 V continu ; 250 V alternatifs.

Température ambiante = 70.

Puissances dissipées = 1 W à 25 ; 0,3 W à 70.

Brochage et courbe de variation de la résistance en fonction du temps à la mise sous éclairage et à la mise à l'obscurité : voir figure RR-10.13.

**microphones**  
**Primo**  
TOKYO  
LE PREMIER SPÉCIALISTE DU JAPON

**RADIODIFFUSION HAUTE FIDÉLITÉ**

CMU 506 UNIDIRECTIONNEL  
Microphone à condensateur  
600 Ω - 20 Hz à 20 kHz  
Prise de Son  
Alimentation incorporée.

DEMANDEZ NOTRE NOTICE 70.40.02

SONORISATION  
UD 906 UNIDIRECTIONNEL  
Microphone dynamique  
500 Ω - 100 Hz à 16 kHz  
Magnétophones - Cassettes  
Sonorisations d'intérieur et d'extérieur.

HAUTE FIDÉLITÉ  
UD 876 UNIDIRECTIONNEL  
Electrodynamique  
200 Ω - 70 Hz à 15 kHz avec commutateur pour circuit extérieur  
Prise de Son  
Chanteurs Orchestras

**LEM**

REPRESENTANT POUR LA FRANCE  
127, Avenue de la République  
92320 - CHATILLON (FRANCE)  
TÉL. : 253.77.60

**POUR LES MODÉLISTES**  
PERCEUSE MINIATURE DE PRÉCISION

(nouveau 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, scier, etc., et 1 coupleur pour 2 piles de 4,5 V (franco 92,00) ... **85,00**

Autre modèle, plus puissant avec 1 jeu de 30 outils. Prix (franco 135,00) ... **128,00**

Facultatif pour ces deux modèles : Support permettant l'utilisation en perceuse sensitive (position verticale) et touret miniature (position horizontale) (franco 40,00) **35,00**  
Flexible avec mandrin (franco 40,00) **35,00**  
Notice contre enveloppe timbrée

EXCEPTIONNEL : Moteur FUJI, 0,8 cc. (Valeur 65 F) pour **34,90 F** (franco 39,00).

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 : bols, 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>o</sup>. Sentier et Réaumur-Sébastopol.  
Tél. : 236-70-37 et 231-31-03  
Ouvert du lundi au samedi de 9 à 19 h

**RR - 10.14 - M. Michel MONJOIE, Naninne (Belgique).**

Nous sommes désolés, mais vous nous entretenez d'un montage publié à la page 253 du numéro 1329...

Or, le numéro 1329 ne comporte pas 253 pages, et il n'y a aucune trace du montage en question par ailleurs... Il doit donc s'agir d'un autre numéro; mais lequel?

**RR - 10.15 - M. J.-C. HYBRE, 95 Franconville.**

1) Nous avons recherché longuement, parmi de nombreux numéros, les articles se rapportant à la photographie et traitant du sujet qui vous intéresse... Sous toutes réserves, nous avons noté l'article publié à partir de la page 172 du numéro 1396. Il y en a probablement d'autres.

2) Les transistors de fabrication thaïlandaise cités dans votre lettre ne figurent dans aucune de nos documentations; nous ne pouvons donc pas vous dire quels en sont leurs correspondances.

**RR - 10.16 - M. Michel RIQUIER, 42 Pélussin.**

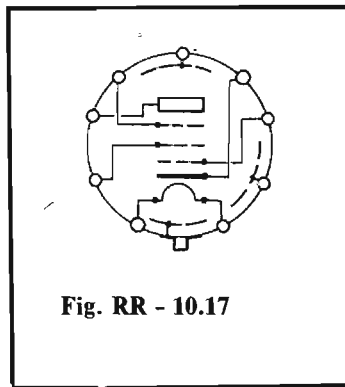
Il est évidemment possible de modifier la section « son » d'un téléviseur (c'est-à-dire rotacteur + MF son + détection son + BF) pour réaliser un petit récepteur VHF 144 MHz. Mais le problème **pratique** devient très difficile (voire insoluble) si vous ne disposez, ni d'un générateur VHF, ni d'un grid-dip-mètre VHF.

Il faut d'abord modifier la bobine oscillatrice en l'amenant sur une fréquence égale à 144 MHz **moins** la valeur MF « son ».

Ensuite seulement, il faut agir sur les bobines d'accord.

En partant d'une barrette de la bande III (TV), il faut augmenter le nombre de tours, mais cela peut jouer sur une fraction de tour (nous sommes en VHF!). Mais pour une telle transformation, il faut **au moins** disposer d'un grid-dip-mètre VHF pour les préréglages.

**RR - 10.17-F - M. Robert PONGE, 95 Eaubonne.**



**Fig. RR - 10.17**

1) La lampe VR 91 est une lampe de l'armée britannique; son immatriculation commerciale civile est EF 50. En voici les caractéristiques:

Pentode HF à pente fixe. Chauffage = 6,3 V 0,3 A;  $V_a = V_{g2} = 250$  V;  $V_{g1} = -2$  V;  $I_a = 10$  mA;  $I_{g2} = 3$  mA;  $S = 6,5$  mA/V;  $\rho = 1$  M $\Omega$ ;  $W_a = 3$  W;  $R_{\text{eq}} = 1400$   $\Omega$ .

Brochage: voir figure RR - 10.17.

2) Les condensateurs de 0,1  $\mu$ F dont vous nous entretenez doivent être du type 1 500 V (tension d'essai).

**RR - 10.18 - M. Dominique BOEUR, Nodebais (Belgique).**

1) Savez-vous que 2x30 watts, cela fait 60 watts... et à **pleine puissance**, il faut déjà que la salle de danse soit immense pour que cela soit supportable et que les clients n'en sortent pas totalement abrutis!

2) Nous ne pensons pas qu'il y ait une difficulté à ce que les établissements Magnétic-France de Paris vous livrent en Belgique.

Vous pourriez leur poser la question d'une part, et en profiter d'autre part pour leur demander toutes précisions complémentaires au sujet de l'amplificateur BF qui vous intéresse.

3) En ce qui concerne la sensibilité d'entrée (en mV), il ne faut pas oublier que cela se rapporte à la section « amplificateur » uniquement (pour les chiffres que vous nous donnez). A l'avant, il y a (ou il faut) un **préamplificateur** avec les diverses entrées habituelles pour microphone, magnétophone, pick-up, etc...

4) Le transistor BC 144 peut se remplacer par BC 140 ou 2N 2218.



**Une technique éprouvée, une présentation inédite "soft line", le meilleur rapport qualité/prix.**

**UN NOUVEAU TUNER T 715**

**AFC automatique** avec affichage indicateur de fréquence des stations FM. **Suppression des fréquences pilotes**: meilleure que 30 dB. Seuil de limitation: 4  $\mu$ V. Efficacité de la CAF:  $\pm 200$  KHz. Section AM: 3 gammes d'ondes: OC, GO, PO. Sensibilité: en FM, 1,5  $\mu$ V 26 dB (excursion 40 KHz), en AM: 50 mW - Signal/bruit 10 dB. Largeur de bande: 5,5 KHz. 130/230 V, 50 Hz, 12 W.

**UN NOUVEL AMPLI A 715**

**2 x 35 Watts**. 2 sorties supplémentaires pour ambiophonie **multisound**. Distorsion harmonique:  $< 0,5\%$  à la puissance nominale et 1000 Hz. Réglage de tonalité  $\pm 15$  dB à 40 Hz,  $\pm 5$  dB à 10 Hz. Filtre anti-rumble:  $-12$  dB à 40 Hz. Filtre anti-souffle:  $-8$  dB à 10 Hz. Présence:  $+6$  dB à 13 KHz. Filtre physiologique: commutable. Réponse

en fréquence: 15 Hz à 20 KHz  $\pm 1,5$  dB avec volume à 3 dB et touche "linear" enfoncée. Distorsion pour intermodulation:  $< 1\%$  à la puissance max.. Rapport signal/bruit, entrées à haut niveau: 80 dB; entrées phono: 60 dB. Sensibilité: phono magnétique 2,5 mV/47 K ohms; phono céramique, tuner, magnétophone: 200 mV / 470 K ohms. Sorties H.P. de 4 à 16 ohms. Système "MULTISOUND".

**SIMET** société internationale de matériel électronique et technique  
26, rue étienne marcel 75002 paris ☎ 508.40.46 et 508.41.44

## LE RECEPTEUR



# XCR 30

# BARLOW - WADLEY

UN récepteur couvrant sans trous en une seule gamme de 500 kHz à 30 MHz, voilà qui sort du commun. Lorsqu'il assure la réception en AM, CW, BLU, que l'on constate qu'il est muni d'un clarifier et que sa stabilité vaut celle d'un quartz ; qu'en outre sa sensibilité sur antenne télescopique permet de suivre le trafic OM dans son fauteuil, on examine l'appareil de très près.

Quelque peu laid, le XCR30 est fabriqué en Afrique du Sud, son constructeur l'a doté de performances tout à fait intéressantes, son accord continu est obtenu par de multiples changements de fré-

quences à partir de la « boucle Wadley », mise au point chez Racal, et d'un quartz à 1 MHz. Après de multiples changements de fréquence, la stabilité du récepteur est celle du quartz, employé dans un générateur d'harmoniques, de façon analogue à celle obtenue sur un récepteur stabilidyne

Le récepteur XCR30 ne semble pas différent d'un récepteur portable classique, seul son poids est plus important, ce qui est dû au coffret métallique assurant un blindage efficace des circuits. Il est distribué par « l'Onde Maritime » à Cannes.

### CARACTERISTIQUES

Gamme de fréquence : 500 kHz-30 MHz.

Affichage de la fréquence : sur deux cadrans, MHz et kHz, à l'aide de molettes, 0-30 MHz - 0-1000 kHz.

Sensibilité :  $1 \mu V$  exploitable pour 50 mW en sortie.

Mode de réception : AM, CW, USB, LSB.

Précision du cadran :  $< 5$  kHz.

Fidélité de l'affichage :  $< 1$  kHz.

Réjection des fréquences image : images fixes, 50 dB ; images variables  $\geq 60$  dB.

Réjection F1 : 455 kHz ;

42,5 MHz, 50 dB ; 45 MHz,  $> 60$  dB.

Sélectivité F1 : 45 MHz, 1,3 MHz ; 42,5 MHz, 300 kHz ; 455 kHz, 7,5 kHz à 10 dB.

Sélectivité globale : AM, 6 kHz ; CW-BLU, 3 kHz.

Contrôle du clarifier :  $\pm 1,5$  kHz. Bande passante BF : 150 Hz-3 kHz à  $- 3$  dB.

Puissance de sortie : 0,5 W.

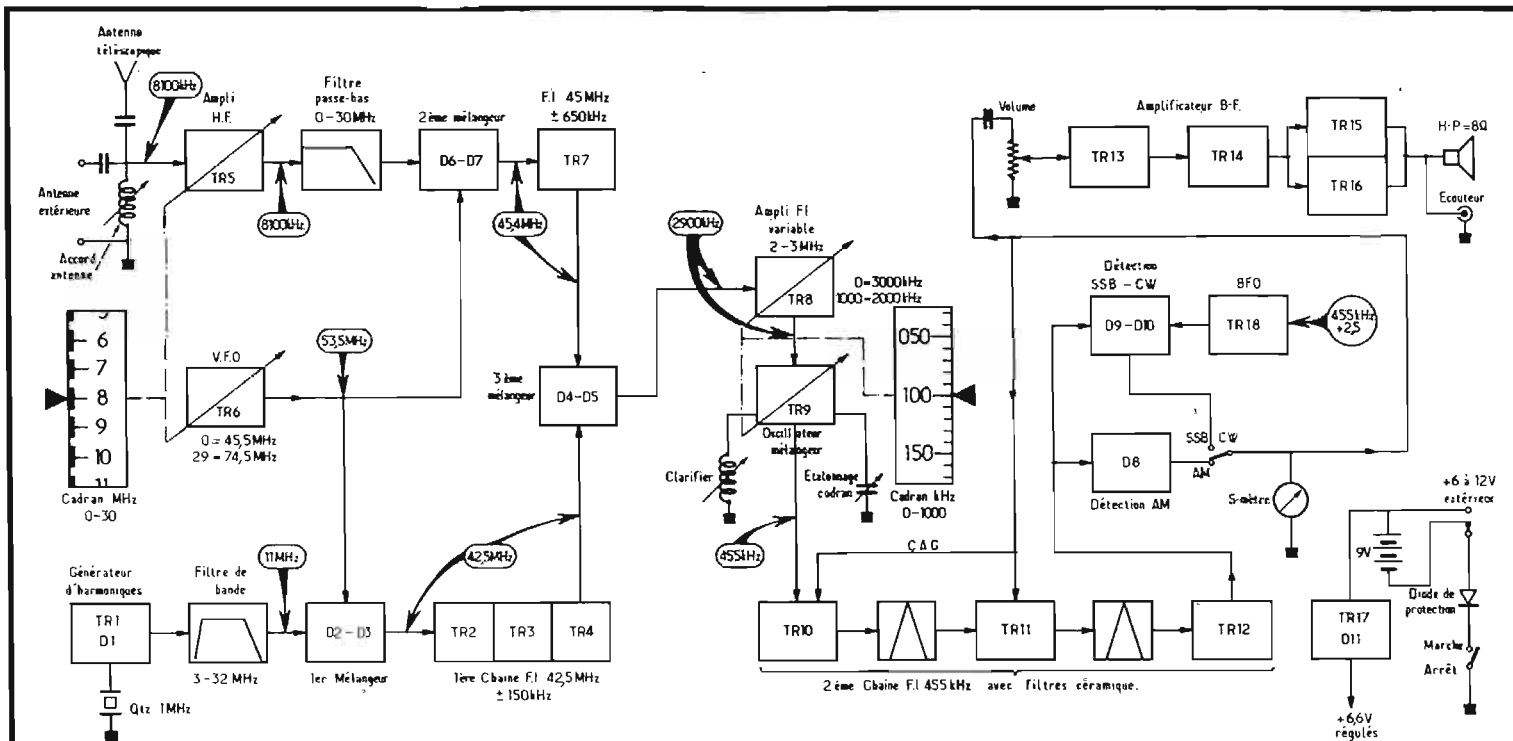
Impédance du H.-P. :  $8 \Omega$ .

Alimentation : 6 piles torche 1,5 V, ou extérieure 6 à 12 V (régulateur interne).

Consommation : 20-200 mA.

Encombrement : 292 x 190 x 98 mm, pour un poids de 2,15 kg.





### RECONSTITUTION DU SIGNAL REÇU SUR 8 100 kHz

Cadran MHz = 8, cadran kHz = 100.

En sortie de TR5 nous avons le signal, 8 100 kHz.

Le VFO, couplé au cadran MHz est calé pour que 0 = 45,5 MHz, 1 = 46,5 MHz, 29 = 74,5 MHz. Pour 8 sa fréquence est de 45,5 + 8 = 53,5 MHz. La chaîne oscillateur générateur d'harmonique délivre des signaux tous les MHz, de 3 à 22 MHz après passage dans un filtre de bande.

Dans la première chaîne FI, nous serons sur 42,5 MHz, obtenu dans le premier mélangeur entre le signal VFO et la onzième harmonique du quartz (42,5 = 53,5 - 11). Notons que le signal modulé ne traverse pas cette chaîne.

Dans le deuxième mélangeur s'élabore la FI égale à la différence entre la fréquence VFO et le signal : 53,5 - 8,1 MHz = 45,4 MHz.

Le troisième mélangeur reçoit d'une part une fréquence fixe de 42,5 MHz issue de la première chaîne FI, et le signal converti en 45,4 MHz, ce qui donne à sa sortie 45,4 - 42,5 = 2900 kHz.

Le signal sur cette fréquence entre dans l'ampli sélectif entre 3000 et 2000 kHz couplé avec l'étage convertisseurs TR9, solidaires du cadran kHz. Le calage de ce cadran est réalisé pour que 3000 kHz = 0 et 2000 kHz = 1000. Pour 2900 kHz le cadran indique 100, la fréquence affichée est reconstituée. On décale donc simplement la fréquence d'accord de l'amplificateur sélectif TR8 qui sélectionne le signal désiré, contenu dans la large bande passante de l'amplificateur FI TR7 s'étendant de ± 650 kHz autour de 45 MHz soit 1,3 MHz à 3 dB.

A la sortie de TR9, nous sommes sur 455 kHz, les circuits sont classiques jusqu'à la détection AM ou BLU.

### PRESENTATION

Extérieurement, c'est un récepteur quelconque, muni d'une poignée pour le transport, dont la face avant comporte quatre boutons, deux roues moletées encastées, un indicateur minuscule de l'intensité du champ reçu et un petit bouton métallique près du smètre. Sur le flanc gauche, deux prises, l'une pour l'écouteur, la seconde pour se raccorder sur une alimentation extérieure. Le coffret métallique est gainé d'un revêtement noir genre skai, le panneau arrière est amovible, il reçoit le bloc de piles.

Si le constructeur a tablé sur l'esthétique pour vendre l'appareil, il ne doit pas faire fortune.

Contact, ou plutôt mise sous tension; c'est une surprise, il s'agit à peu de choses près d'un véritable récepteur de trafic; à l'aide du Radio TV Handbook on

se cale sur la fréquence d'une station choisie et on la reçoit. Le constructeur a réellement mis sur le marché un récepteur très intéressant, capable de concurrencer efficacement tous ses rivaux.

L'affichage de la fréquence se fait à l'aide de deux mollettes solidaires des cadrans défilant dans une fenêtre. La première affiche les MHz, la seconde les kHz, avec une résolution de 2,5 mm pour 10 kHz.

Le cadran MHz est gradué de 0 à 30, celui des kHz de 0 à 1000.

Un trimer d'antenne commute à l'aide de microswitch trois variomètres couvrant la gamme 0,5-30 MHz. Grâce au quartz 1 MHz du générateur d'harmonique, on dispose d'un marquage tous les MHz, en début et en bout d'échelle du cadran des kHz, avec un rattrapage électrique de l'erreur. Le « clarifier » permet le calage en BLU; la stabilité du récepteur est telle qu'aucun glissement n'est perceptible.

Le sélecteur de mode est à trois positions : USB-CW, AM, LSB-CW; un volet rabattant sous la poignée permet d'installer sous rhodoïd des listes de fréquences de stations d'aide à la navigation, de balises ou d'émetteurs lointains.

Voyons maintenant l'architecture de ce curieux récepteur, dont nous ne connaissons que des versions professionnelles.

### PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT

Le schéma synoptique (fig. 1) représente l'ensemble des circuits. Le signal peut être reçu sur l'antenne télescopique ou sur un élément extérieur. Il parvient sur un circuit d'accord antenne couvrant 500 kHz-30 MHz, trois enroulements sont commutés successivement lors de la rotation du bouton, simultanément au déplacement d'un barreau de ferrite

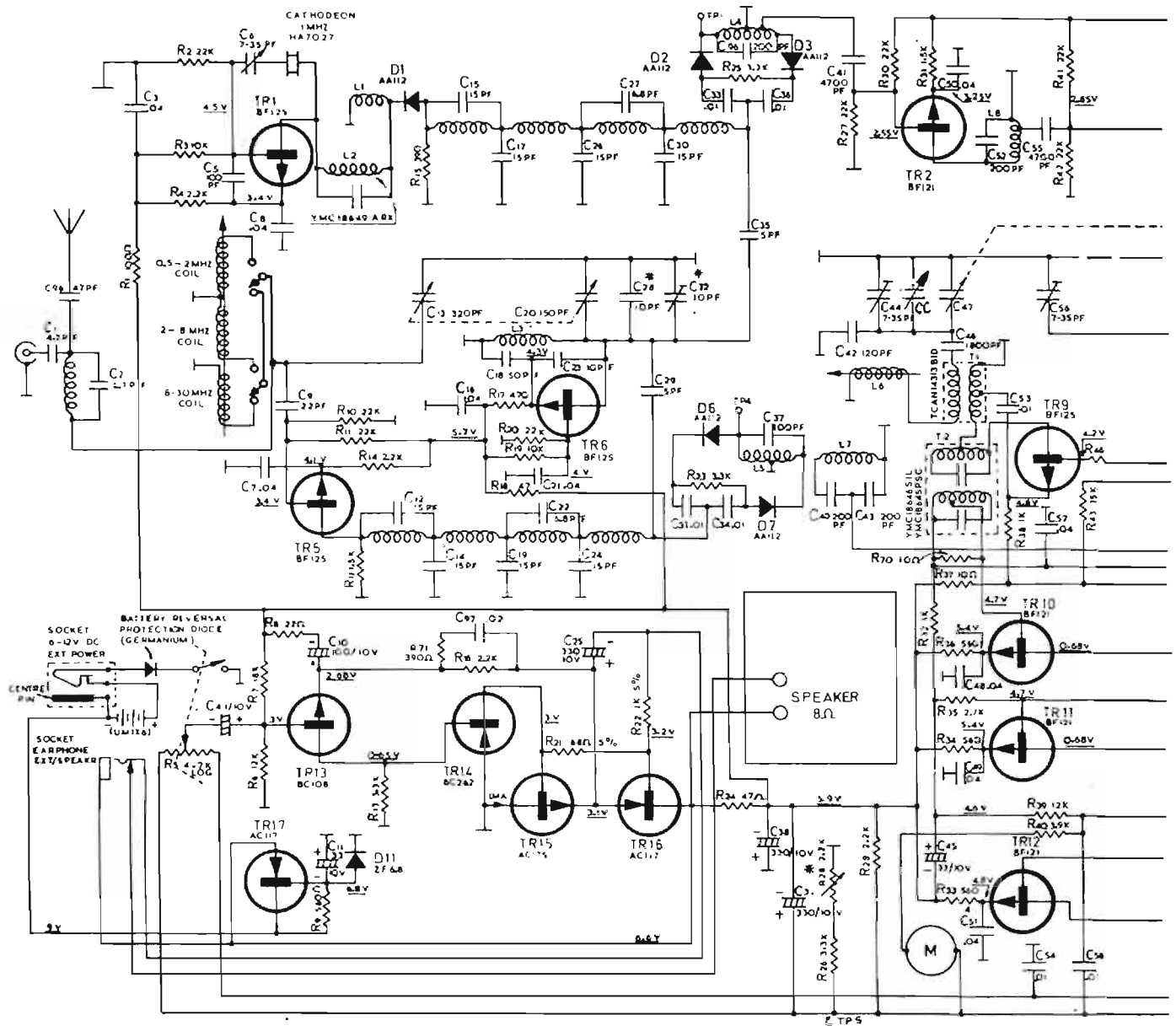
dans leur support. Un étage HF à large bande amplifie le signal, sa sortie est suivie d'un filtre passe bas éliminant les fréquences supérieures à 30 MHz. Le circuit base est accordé, le collecteur est aperiodique; le condensateur variable d'accord est solidaire du vernier MHz (TR5).

Le VFO est également couplé mécaniquement au vernier MHz, sa fréquence est calée de façon à fonctionner sur 45,5 MHz vernier à 0, jusqu'à 74,5 MHz vernier à 29 (TR6).

On mélange le signal reçu à celui du VFO dans un modulateur équilibré, le mélangeur 2, dont on extrait une fréquence intermédiaire de 45 MHz, quelle que soit la position du vernier MHz entre 0 et 29.

Un étage amplifie cette fréquence, sa bande passante atteint 1,3 MHz à -10 dB (TR7).

D'autre part, un oscillateur sur 1 MHz stabilisé par quartz est suivi d'un générateur d'harmonique



ques, de façon à produire des signaux tous les MHz. On sélectionne à l'aide d'un filtre de bande les harmoniques de 3 à 32 MHz en éliminant soigneusement tous les autres (TR1-D1).

Les harmoniques sont injectés dans un modulateur équilibré, le mélangeur 1 avec le signal issu du VFO, de façon à obtenir en sortie une fréquence de 42,5 MHz. Selon la position du vernier MHz, l'un des harmoniques de 3 à 32 MHz battra avec l'une des fréquences situées entre 45,5 et 74,5 MHz, obtenue en décalant le vernier de 0 à 29. La fréquence de 42,5 MHz est amplifiée et filtrée par une chaîne à trois étages, dont la sélectivité est de 300 kHz à -10 dB (TR2-TR3-TR4).

Nous disposons alors de deux fréquences, l'une est le signal, l'autre est issue du générateur d'harmoniques, toutes deux après battement avec le VFO. La première est centrée sur 45 MHz  $\pm$  650 kHz, la seconde sur 42,5 MHz est fixe car obtenue seulement à chaque MHz exactement. On mélange à nouveau ces fréquences dans un troisième modulateur équilibré, le mélangeur 3; sur sa sortie nous disposons d'un signal dont la fréquence peut être située entre : 45,650 MHz - 42,500 MHz = 3150 kHz et 44,350 MHz - 42,500 MHz = 1850 kHz (45 MHz  $\pm$  650 kHz).

Cette bande de fréquences sortant du mélangeur 3 va être explorée sélectivement à l'aide d'un

amplificateur dont l'accord est solidaire du vernier kHz, et pouvant travailler entre 3000 kHz et 2000 kHz lorsque le cadran varie de 0 à 1000 kHz, permettant l'interpolation (TR8).

Voyons d'un peu plus près ce qui se passe dans la réalité. Selon la position du vernier MHz on sélectionne un signal, par exemple sur 8 MHz. Il se trouve amplifié par TR5, puis converti en 45 MHz. Mais il ne s'agit pas seulement de 8 MHz, mais d'une large bande de fréquence, car la sélectivité de l'ampli HF est très faible. On la réduit à 1,3 MHz dans l'amplificateur TR7 et elle se retrouvera en sortie du troisième mélangeur, calée entre 3150 et 1850 kHz. Si l'amplificateur sélec-

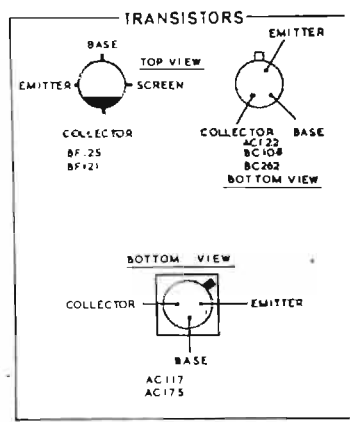
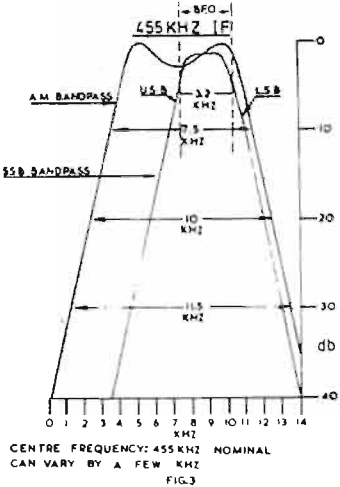
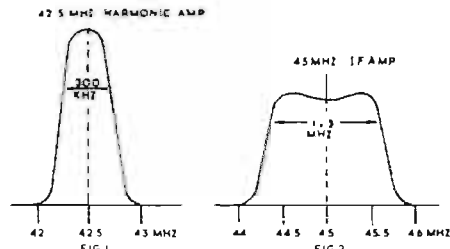
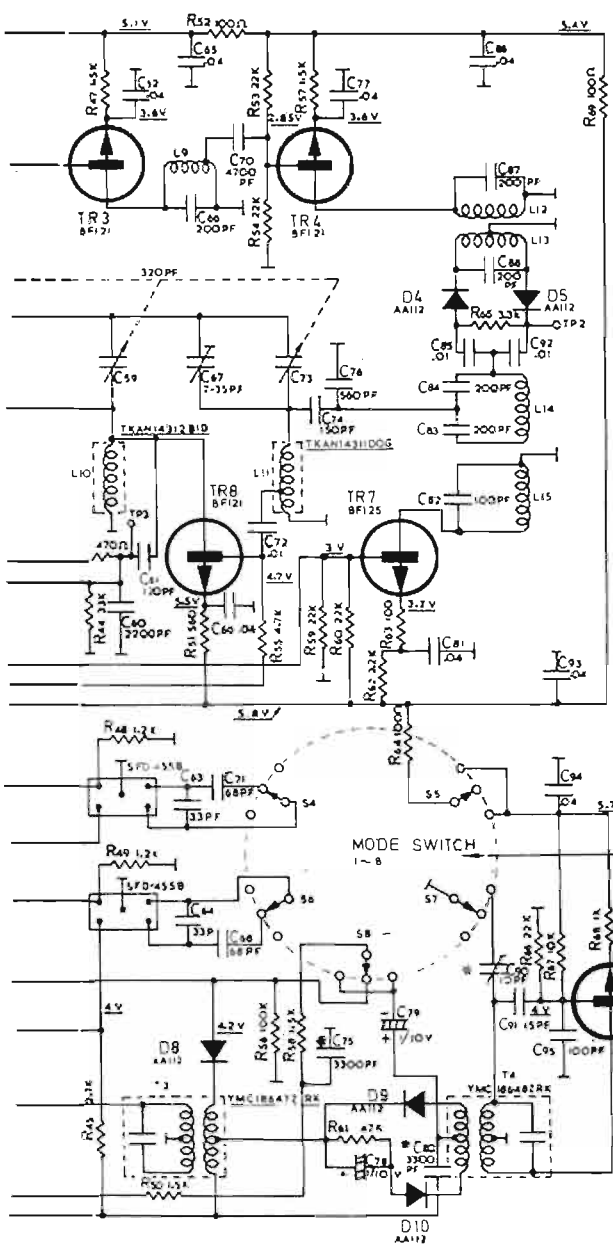
tif est accordé sur 2900 kHz, nous aurons sélectionné un signal antenne de :

- 1)  $2900 + 42500 = 45400$  kHz à l'entrée du mélangeur 3.
- 2)  $53500 - 45400$  kHz = 8100 kHz à l'entrée du mélangeur 2, et provenant de l'antenne via l'ampli HF et le filtre passe bas.

Le signal VFO de 53500 correspond à 45500 + 8 selon la position du vernier MHz déterminée par notre exemple.

Or le couplage mécanique du vernier kHz avec l'accord de l'amplificateur sélectif donne un affichage tel que 3000 kHz = 0 et 2000 kHz = 1000, de façon linéaire et sur le vernier on lit pour notre exemple 100 kHz, ce qui cor-

BANDPASS CURVES



**NOTE:**  
 IN SOME RECEIVERS  
 BF 198 REPLACES BF 121  
 AND  
 BF 199 REPLACES BF 125

**TRANSISTORS**

- TR1 HARMONIC GENERATOR
- TR2, TR3, TR4, 42.5MHZ HARMONIC AMP
- TR5 2F AMP
- TR6 FIRST OSC
- TR7 45 MHZ FIRST IF AMP
- TR8 2703 MHZ AMP
- TR9 2703 MHZ OSC MIXER
- TR10, TR11, TR12, 455KHZ IF AMP
- TR13 1st AF AMP
- TR14 2nd AF AMP
- TR15, TR16, OUTPUT TRANSISTERS
- TR17 DC SUPPLY REGULATOR
- TR18 BF OSCILLATOR

**DIODES**

- D1 AA112 HARMONIC GENERATOR
- D2, D3 AA112 MATCHED PAIR (PASSIVE MIXER NO1)
- D4, D5 AA112 MATCHED PAIR (PASSIVE MIXER NO3)
- D6, D7 AA112 MATCHED PAIR (PASSIVE MIXER NO2)
- D8 AA112 AM DETECTOR
- D9, D10 AA112 MATCHED PAIR SSB DETECTION
- D11 2F 6.8 VOLTAGE REGULATOR

respond bien au signal reçu, 8100 kHz.

Si l'amplificateur sélectif était calé sur 2200 kHz, nous aurions reçu un signal que l'on détermine comme en 1 et 2 sur :

- 1) 2200 + 42500 = 44700 kHz
- 2) 53500 - 44700 = 8800 kHz et interpolé au cadran kHz.

Nous voyons donc que le cadran kHz ne sélectionne pas le signal antenne, il en reconstitue la fréquence exacte.

Après passage dans l'amplificateur sélectif, le signal subit une dernière transformation, de 3000 à 2000 kHz il est converti par l'oscillateur mélangeur TR9 en 455 kHz, et amplifié par une chaîne FI, à trois étages, comportant

deux filtres céramique en liaison.

Cette chaîne est très sensible, son gain est important, elle procure la sélectivité nécessaire au trafic AM ou BLU pour que la réception se déroule dans de bonnes conditions. Après quoi, selon le mode choisi, s'effectue la détection AM ou BLU, cette dernière dans le quatrième modulateur équilibré où l'on injecte le signal BFO.

Les décalages de fréquence du « clarifier » et du zéro du vernier kHz sont obtenus par variomètre et condensateur ajustable agissant sur la section oscillateur de TR9.

**REALISATION**

L'ensemble des composants est installé sur un circuit imprimé double face, dont on a épargné le cuivre au maximum, de façon à ce qu'il assure une protection contre les interférences entre les divers circuits disposés sur chaque face. L'étude de l'implantation a été réalisée dans ce but, les résultats le prouvent.

Les transistors sont de type bipolaire ; tous les changements de fréquence à part celui de la fréquence intermédiaire finale sur 455 kHz sont effectués dans des modulateurs équilibrés, équipés de diodes appariées.

Afin d'assurer un minimum de

sensibilité aux rayonnements parasites, le coffret est en tôle d'acier, y compris le panneau arrière porte-piles. Il est réuni à la masse électrique des circuits par des points disposés en étoile. Notre critique porte sur le smètre, qui est un simple galvanomètre à cadran rectangulaire, avec une échelle non étalonnée, et sur la douille de raccordement à une antenne extérieure qui semble être un œillet.

**EXAMEN DES CIRCUITS**  
(fig. 2)

L'antenne extérieure ou téléscopique parvient à un filtre de

TABLEAU I

Vernier MHz	Signal reçu	VFO MHz	Harmonique utilisé	1 <sup>er</sup> mélangeur VFO harm. MHz	2 <sup>e</sup> mélangeur VFO-Signal MHz	3 <sup>e</sup> mélangeur et ampli Sélectif Mél. 2-Mél. 1 kHz	Interpolation Vernier kHz
8	8 MHz	53,5	11	42,5	45,5	3000	0
8	8,1 MHz	53,5	11	42,5	45,4	2900	100
8	8,2 MHz	53,5	11	42,5	45,3	2800	200
8	8,3 MHz	53,5	11	42,5	45,2	2700	300
8	8,4 MHz	53,5	11	42,5	45,1	2600	400
8	8,5 MHz	53,5	11	42,5	45	2500	500
8	8,6 MHz	53,5	11	42,5	44,9	2400	600
8	8,7 MHz	53,5	11	42,5	44,8	2300	700
8	8,8 MHz	53,5	11	42,5	44,7	2200	800
8	8,9 MHz	53,5	11	42,5	44,6	2100	900
8	9 MHz	53,5	11	42,5	44,5	2000	1000
9	9 MHz	54,5	12	42,5	45,5	3000	0
9	9,1 MHz	54,5	12	42,5	45,4	2900	100
9	9,2 MHz	54,5	12	42,5	45,3	2800	200
14	14,155 MHz	59,5	17	42,5	45,345	2845	155

bande accordé comportant d'une part trois variomètres commandés par le bouton trimer antenne et le condensateur variable C13, solidaire du vernier MHz. Les variomètres sont commutés à l'aide de microswitchs actionnés par une classe solidaire du trimer antenne, et mettent en service les sections 0,5-2 MHz, 2-8 MHz, 8-30 MHz pendant que le noyau se déplace.

L'étage HF, TR5 reçoit le signal sélectionné sur sa base, sa sortie collecteur est aperiodique, chargée seulement par un filtre passe-bas à quatre sections, qui limite les fréquences traversant cet étage à 30 MHz.

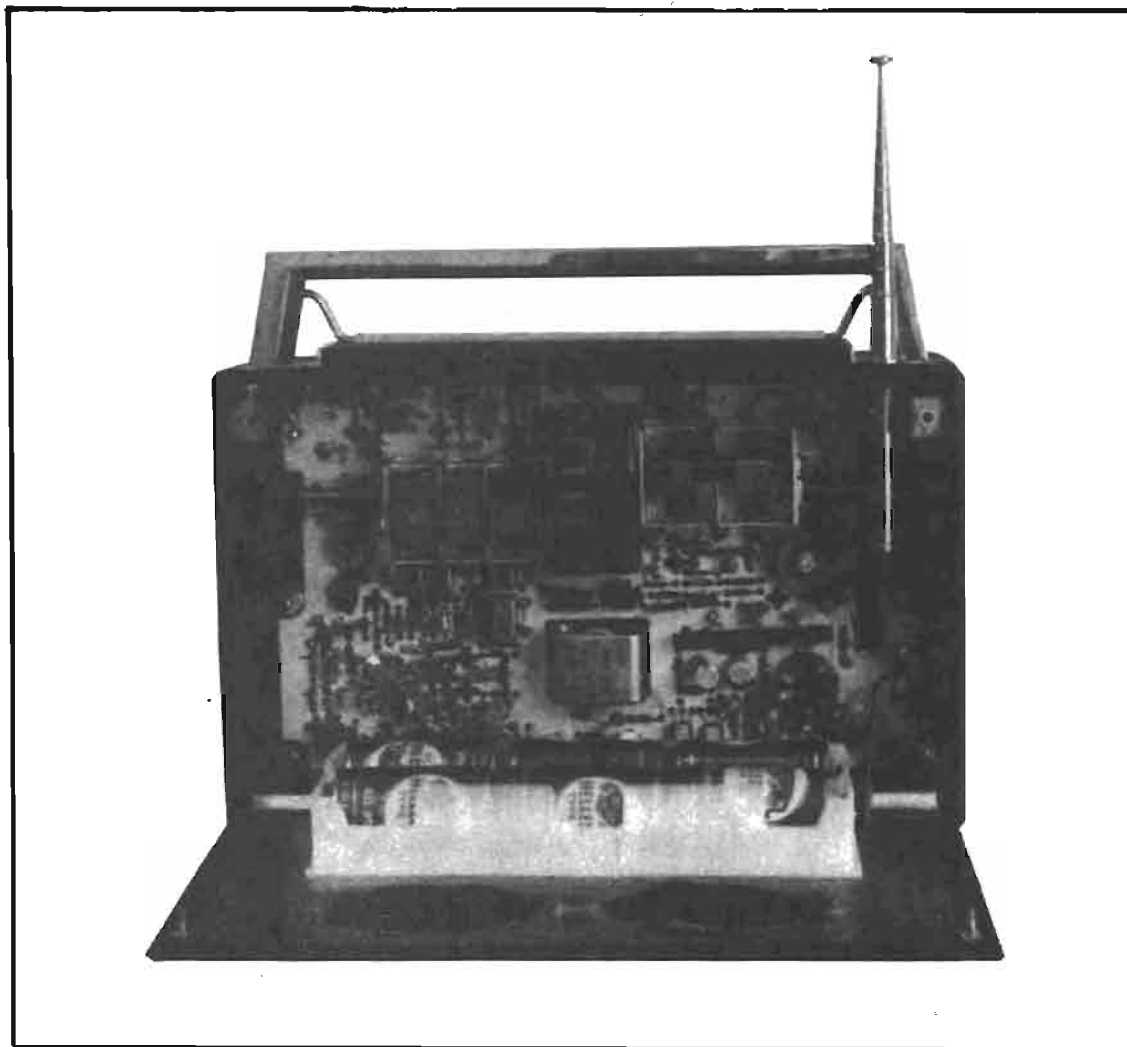
Le VFO TR6 a sa commande d'accord C20 couplée au vernier MHz, la différence de fréquence entre son signal et celui de l'antenne est obtenue dans le mélangeur 2 où ils sont injectés dans le circuit D6-D7, L-C37, et d'où ils sortent au circuit secondaire L7, C40-C43. Il est fait un emploi généralisé de changements de fréquence à l'aide de mélangeurs équilibrés, permettant une réjection accrue en ne dégradant pas le rapport signal/bruit dans l'appareil.

En sortant du mélangeur 2, le signal est converti en 45 MHz, il est amplifié par le transistor TR7, dont la bande passante atteint 1,3 MHz (fig. 2 du schéma), puis injecté dans le mélangeur 3 où il va battre avec le signal issu du générateur d'harmonique. Ce mélangeur est couplé par L15-C82 du côté amplificateur 45 MHz, par L12-C87 du côté chaîne d'harmoniques.

Un oscillateur à quartz travaillant sur 1 MHz, TR1 est suivi du multiplicateur à diode D1, puis d'un filtre de bande laissant passer les harmoniques de 3 à 32 MHz. Les harmoniques sont dirigés sur le mélangeur équilibré

n° 1, de même que le signal VFO, pour que leur différence prélevée sur L4 soit de 42,5 MHz. En effet, pour chaque graduation du vernier MHz la fréquence du VFO varie de 1 MHz par construction, et chaque harmonique battra avec

elle au fur et à mesure que l'on explore le vernier MHz, de façon à délivrer en sortie du mélangeur 1 42,5 MHz. Ce 42,5 MHz est amplifié par la première chaîne F1 à trois étages, TR2-TR3, TR4, dont la sélectivité est de 300 kHz (cour-



be fig. 1 du schéma). On mélange cette fréquence avec le signal qui se retrouve sur 45 MHz dans le mélangeur 3, la différence est située entre 3000 et 2000 kHz et le signal sera extrait sur celle correspondant au vernier kHz qui est couplé mécaniquement à l'amplificateur sélectif TR8, de façon à ce que 0 kHz vernier corresponde à 3000 kHz au mélangeur 3 et 1000 kHz à 2000 kHz comme nous l'avons détaillé auparavant. TR8 est accordé par deux circuits sur la base et sur son collecteur.

Le tableau 1 donne le produit des différents mélanges pour les signaux reçus entre 8 et 9,2 MHz, par fractions de 100 kHz, et pour un signal sur 14155 kHz.

Le vernier kHz est également solidaire mécaniquement du condensateur variable de l'oscillateur mélangeur TR9, où se produit la dernière conversion du signal en 455 kHz.

Le circuit oscillateur comporte un variomètre L6 utilisé en clarifier avec une plage de 3 kHz, et un trimer CC permettant le calage du vernier à 0 ou 1000 kHz par battement avec le générateur d'harmoniques. Le signal sort sur 455 kHz au secondaire du transformateur accordé T2. A partir de cet endroit, les signaux FI sont amplifiés dans la chaîne 455 kHz, qui comporte trois étages, TR10-TR11-TR12, avec liaison à travers des filtres céramique, de façon à obtenir une courbe de sélectivité indiquée figure 3 du schéma général.

Le dernier étage est chargé par un transformateur accordé, qui attaque la détection AM ou BLU.

Après détection par D8, la tension continue obtenue est injectée en CAG sur les bases des deux premiers étages 455 kHz TR10-TR11 sur celle de TR8 amplificateur à sélectivité variable, ainsi que sur le Smètre. La détection BLU est réalisée dans un modulateur équilibré, après injection du signal de l'oscillateur BFO. La fréquence de ce dernier est décalée comme de coutume pour la réception de la bande supérieure ou inférieure.

Le signal basse fréquence est alors injecté dans l'amplificateur de puissance disposant de trois étages, la sortie étant en disposition complémentaire.

L'alimentation interne est réalisée à partir des piles de 9 V, suivies d'un régulateur série TR17 qui délivre 6,6 V. La tension continue extérieure nécessaire est comprise entre 6 et 12 V, toutefois sur 6 V la régulation n'agit

plus, il ne reste que 5,6 V sur l'émetteur de TR17, la sensibilité et surtout la puissance de sortie sont fortement abaissées.

## MESURES

La sensibilité mesurée en AM modulée à 30 % est pratiquement constante entre 500 kHz et 30 MHz. Nous avons relevé pour un rapport signal + bruit/bruit de 6 dB des valeurs comprises entre 1,8 et 2,2  $\mu$ V sur 0,5, 1, 5, 10, 20 et 30 MHz. En CW le signal est exploitable jusqu'à  $< 1 \mu$ V.

Toutes les réjections sont supérieures à 53 dB sur les fréquences images et intermédiaires situées dans une bande de fréquence comprise entre 0,5 et 100 MHz. Alors que pour la FI finale de 455 kHz le constructeur indique 50 dB nous avons relevé 70 dB récepteur accordé sur 500 kHz.

La sélectivité globale est de 6 kHz à 6 dB, 13 kHz à 40 dB en AM, 3 kHz à 6 dB, 10 kHz à 40 dB en BLU.

Le clarifier permet un décalage de 3400 Hz.

La précision de l'affichage est meilleure que 4 kHz sur l'étendue de l'échelle du vernier kHz pour n'importe quelle valeur comprise entre 0 et 1000 ; la stabilité est très grande, on reste au battement zéro sur les WWV pendant plusieurs heures, la dérive étant inférieure à 150 Hz après avoir calé exactement sur 1 MHz la fréquence de l'oscillateur à quartz à l'aide de C6.

## EXPLOITATION

Elle est extrêmement simple, après mise en route on positionne le vernier MHz sur la fréquence globale que l'on désire recevoir, en l'ajustant de façon à ce que le souffle en sortie soit maximal. On ajuste ensuite approximativement la position du trimer antenne et à l'aide du vernier kHz on explore une section de 1 MHz pour rechercher le signal désiré, en commutant le sélecteur de mode en AM ou BLU.

La sensibilité exploitable est très élevée, nous avons pu la met-

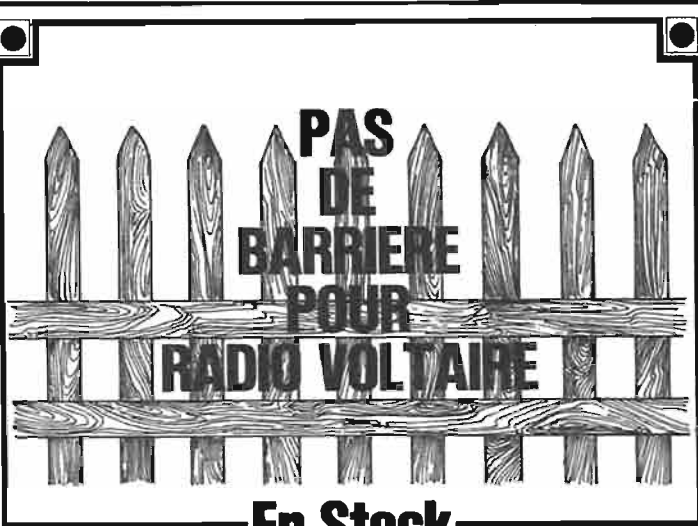
tre en évidence lors de l'écoute des stations OM; il s'avère inutile voire nuisible d'installer un aérien extérieur, l'antenne télescopique de 87 cm permettant de suivre le trafic dans son fauteuil. On n'utilisera une antenne extérieure que si la réception est difficile dans une immeuble trop « blindé », celle-ci sera longue de 2 ou 3 mètres seulement pour éviter la transmodulation, un simple fil convient parfaitement. La sélectivité ne vaut pas celle obtenue à l'aide de filtres mécaniques élaborés, elle est cependant suffisante pour que le confort du trafic soit conservé.

Si le récepteur est alimenté par une tension continue extérieure, celle-ci sera d'une valeur comprise entre 9 et 12 V, car à 6 V la sensibilité est trop atténuée, bien que la réception soit encore possible sur signaux forts.

## CONCLUSION

Le XCR30 n'est pas un récepteur de trafic, comparé aux appareils actuels répondant à cette définition. Mais il en est très proche, en tout cas l'égal de récepteurs de trafic militaires des surplus. Sa sensibilité et sa stabilité sont remarquables, les résultats sont dus à l'excellente technique employée, qui n'est jamais utilisée pour la réalisation d'appareils destinés au grand public, mais seulement dans les récepteurs professionnels pour télécommunications. Nous admirons encore plus la maîtrise technique du constructeur qui a su obtenir cette réalisation à partir de composants qui sont de catégorie grand public.

J.B.



PAS DE BARRIERE POUR RADIO VOLTAIRE

En Stock

TEXAS INSTRUMENTS  
RTC COGECO  
INTERNATIONAL RECTIFIER  
GENERAL INSTRUMENT  
EUROPE  
A. JAHNICHEN & C<sup>ie</sup>

RADIO VOLTAIRE

Division Electronique Industrielle

150, 155, av. Ledru-Rollin - 75011 Paris  
Tél. 357.50.11 +



tendue en bruit de fond lors de l'écoute d'un disque. Le remède est un filtre du type utilisé par Yamaha.

**2) Le préamplificateur d'entrée micro :** Sur le panneau avant du CR510 se trouve un jack permettant le branchement d'un micro dynamique d'impédance 50 k $\Omega$  qui attaque l'entrée de TR901 et à la sortie de ce dernier se trouve le potentiomètre de niveau micro placé sur le panneau avant. Puis à la suite de celui-ci un tandem de deux transistors TR902 - TR903 montés en liaisons directes. Une contre-réaction linéaire est assurée entre l'émetteur de TR902 et le collecteur de TR903 par R911. Le condensateur C908 de 56 pF limite la bande passante au spectre audible afin d'assurer au maximum la stabilité du montage.

**3) Le correcteur de tonalité :** A la sortie du commutateur de fonctions et placé avant les circuits de tonalité proprement dits se trouve le filtre Loudness associé au potentiomètre de volume et relevant de + 8 dB à 70 Hz et de + 40 dB à 10 kHz lors de l'écoute à bas niveau (= - 30 dB) constitué

de TR451 - TR453 et TR455 le correcteur de tonalité est de type Baxandall actif parce qu'à contre-réaction entre les émetteurs de TR451 et TR455.

Le potentiomètre de balance à prise médiane, est placé à l'entrée du circuit de correction de tonalité (VR451).

**4) L'étage de sortie :** A l'entrée du module de puissance, se trouve un étage différentiel constitué de TR<sub>503</sub> et TR<sub>505</sub> polarisé par un transistor FET et une résistance VR<sub>501</sub> de 4,7 k $\Omega$  destinée à régler le point milieu, du push-pull, à 0 V  $\pm$  10 mV. Ce réglage évite toute composante continue aux bornes du HP. L'adoption du FET/TR<sub>501</sub>, assure une stabilisation parfaite du zéro, du point milieu, quelles que puissent être les variations de tension et de température.

Le transistor TR<sub>507</sub> prédriver, attaque les bases des transistors déphaseurs TR<sub>511</sub> et TR<sub>513</sub> respectivement PNP et NPN. Comme dans tous les schémas de ce genre, la polarisation de repos est assurée par un transistor TR<sub>509</sub> monté entre les bases des déphaseurs, cela évitant toute distorsion

de commutation même à très bas niveau.

Des résistances de 0,47  $\Omega$  placées dans les émetteurs des transistors de sortie TR<sub>517</sub> et TR<sub>515</sub> limitent les dispersions inévitables de ces transistors et les protègent de l'emballement thermique.

Deux fusibles de deux ampères protègent efficacement les transistors de sortie et les enceintes en cas de court-circuit et de surcharge.

Les atténuateurs pour le casque sont constitués de deux résistances série de 270  $\Omega$ .

#### D. L'alimentation

Les modules de puissance sont alimentés sous + et - 23 V à partir d'un enroulement de 2 x 17 V alternatifs et d'un pont de quatre diodes. Deux condensateurs de 2200  $\mu$ F/50 V assurent le filtrage des + et - 23 volts.

La régulation des tensions d'alimentation des étages HF/FI et préamplificateurs est assurée par six transistors TR<sub>601</sub> à TR<sub>606</sub>. A la lecture de cette partie du schéma, on constate que le constructeur n'a pas hésité à forcer sur la régulation de ces étages, ce qui

n'est pas sans résultat positif sur la stabilité des performances.

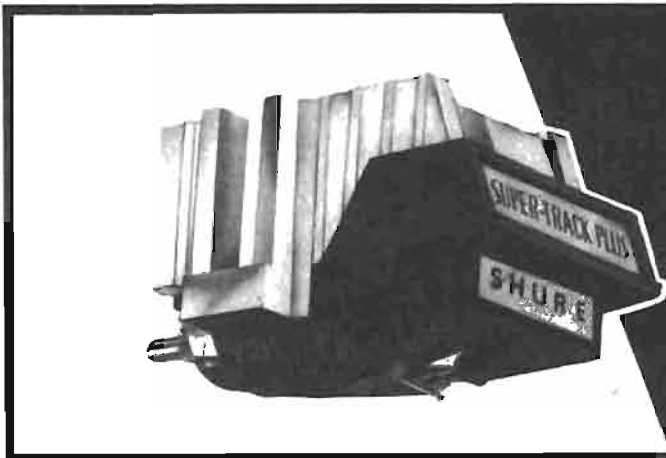
### L'ÉCOUTE DU CR510 YAMAHA

Écouté sur différentes enceintes disponibles lors de l'essai du CR510 (KEF chorale, BW/DM4, AR4KA) nous remarquons que la réserve de puissance reste toujours suffisante même dans un living de 30 m<sup>2</sup>. Il est vrai que 2 x 25 W efficaces ont été mesurés sur 8  $\Omega$  et cela dépasse les performances annoncées par Yamaha.

L'écoute d'un instrument seul - en ce moment Les Préludes de Chopin - donne une clarté, un ciselé de piano très agréable sans jamais percevoir la moindre distorsion harmonique, quelle que soit la puissance sonore, pianissimo ou fortissimo !

En FM stéréophonique, l'écoute est bonne sans souffle même avec un dipôle, intérieure de twin-lead de 300  $\Omega$ .

Henri LOUBAYERE



## Shure innove.

Si le son de votre chaîne Hi-Fi est froid, sec et étriqué, remplacez votre tête de lecture. SHURE a testé pour votre oreille la cellule phonolectrice SHURE V-15 type III.

La tête de lecture SHURE V-15 type III apportera à votre chaîne Hi-Fi la chaleur, le mordant et surtout l'espace sonore dont votre oreille a besoin.

La cellule SHURE V-15 type III possède un noyau magnétique dont l'innovation repose sur sa structure laminée et un équipement mobile dont la masse de la pointe a été réduite de 25%. Cette technicité avancée permet une trackabilité encore plus élevée aux forces d'appui ultra-légères actuelles, une réponse aux fréquences étonnamment plates, et une dynamique encore plus accrue. Le mieux est encore d'aller écouter la V-15 type III chez votre revendeur habituel qui sera à même de vous faire apprécier toutes ses qualités.

#### DEMANDE DE DOCUMENTATION

à adresser à CINECO  
72 Champs-Élysées - 75008 PARIS. FRANCE  
Je désire recevoir une documentation  
NOM \_\_\_\_\_  
ADRESSE \_\_\_\_\_



Importateur exclusif.

**CINECO**

72, Champs-Élysées - PARIS 8<sup>e</sup> - 225.11.94

# POUR VOS ÉTRENNES... DES PROMOTIONS CADEAUX PRÉSENTÉES PAR L'ÉQUIPE

# TERAL

## Sansui

### PROMOTIONS

#### CHAÎNE SANSUI 551



### NOUVEAU MODÈLE

- 551 Ampli-Tuner transistorisé AM/FM stéréo. Un modèle de puissance moyenne avec de hautes caractéristiques, tient à la puissance nominale une bande passante de 30 à 30 000 Hz, avec moins de 1 % de distorsion. Commutation de haut-parleurs. Raccordements rapides des entrées et sorties
- Platine PL12E PIONEER
- Cellule magnétique. Socle et plexi.
- 2 enceintes C3XSIARE

PRIX DE L'ENSEMBLE **3 900 F**

### 2° VERSION

- 551 Ampli-Tuner SANSUI.
- Platine GARRARD MK IV. Socle plexi cellule magnétique.
- 2 enceintes EOLE 180 S.

PRIX DE L'ENSEMBLE **3 150 F**

### 3° VERSION

- 551 Ampli-Tuner SANSUI.
- Platine THORENS TD 165 ou AKAI AP 002 cellule magnétique. Socle et Plexi.
- 2 enceintes Micro MAX MARTIN

PRIX DE L'ENSEMBLE **4 400 F**

#### CHAÎNE SANSUI 661

LE DERNIER NÉ DES AMPLI-TUNERS



- 661. FM/AM. Stéréo receiver 54 watts RMS. Bande passante 15 à 40 000 Hz. Distorsion harmonique inférieure à 0,5 %. Filtre high - loudness - Tuner sensibilité 2,2 µV - Rapport signal, bruit meilleur que 60 dB. Sélectivité meilleure que 50 dB.
- Platine THORENS TD 165 ou AKAI AP 002.
- Cellule magnétique. Socle et plexi.
- 2 enceintes Micro Max Martin.

PRIX DE L'ENSEMBLE **4 600 F**

### 2° VERSION

- 661 Ampli-Tuner SANSUI.
- Platine SANSUI SR 212, cellule magnétique, socle et plexi.
- 2 enceintes Super MAX MARTIN.

PRIX DE L'ENSEMBLE **5 000 F**

### 3° VERSION

- 661 Ampli-Tuner SANSUI.
- Platine THORENS TD 160 ou B et O 1203, cellule magnétique, socle et plexi.
- 2 enceintes 3 A Allegretto.

PRIX DE L'ENSEMBLE **5 500 F**

## AA 930 SUPER PROMOTION

# AKAI



Platine AKAI AP 002, arrêt en fin de disque, cellule magnétique Socle et plexi.

LE CÉLÈBRE AMPLI TUNER AKAI AA 930 - FM-PO - 2 x 48 W - permet de sortir sur 3 groupes de HP. séparés ou additionnés 2 par 2 - Raccordement de 2 platines, 2 micros, un auxiliaire, 2 magnétophones avec monitoring - réglages de basses et aigües séparés sur chaque canal. Le AA 930 est équipé des Filtres Passe-Haut et Passe-Bas, Loudness, Mutting, ainsi que d'une clé mono stéréo.

### 1<sup>ère</sup> VERSION

- AMPLI TUNER AKAI AA 930.
- Platine PIONEER PL12C, cellule mag. PIONEER.
- Socle et couvercle plexi.
- 2 enceintes SCOTT S 17.

PRIX DE L'ENSEMBLE **3 900 F**

### 2<sup>e</sup> VERSION

- AMPLI TUNER AKAI AA 930
- 2 enceintes LABORATORY MK II MARTIN

PRIX DE L'ENSEMBLE **4 300 F**

## PRESTIGE TERAL

# TEAC



### AG-6500 TEAC

STÉRÉO-RECEIVER AM/FM - 2 x 40 W eff. - Séparation de l'ampli de la partie préampli et utilisation séparée des 2 fonctions à 0,5 % distorsion harmonique sous 8 ohms - Swith - Graves, aigües séparés sur chaque canaux - 2 prises magnéto - sorties pour 3 paires de H.P.

### 1<sup>ère</sup> SUGGESTION :

- AMPLI TUNER AG 6500
- Table de lecture B & O 1203.
- Cellule magnétique. Socle et plexi.
- 2 enceintes SCOTT S11:

PRIX DE L'ENSEMBLE **5 900 F**

### 2<sup>e</sup> SUGGESTION

- AMPLI TUNER AG 6500.
- La célèbre table de lecture AKAI AP 002. Arrêt en fin de disque. Cellule magnétique. Socle et Plexi.
- 2 enceintes 3 A. Allegretto.

PRIX DE L'ENSEMBLE **6 250 F**

### 3<sup>e</sup> SUGGESTION

- AMPLI TUNER AG 6500.
- Table de lecture GARRARD ZERO 100 SB. Cellule magnétique. Socle et plexi.
- 2 enceintes 3 A ADDAGIO

PRIX DE L'ENSEMBLE **7 400 F**

## harman/kardon



### 75 + Multicanaux HARMAN-KARDON 75 + STÉRÉO-QUADRIPHONIE

Amplificateur Tuner - 2 x 40 W efficaces sur 8 ohms - 4 x 20 W efficaces sur 8 ohms - Bande passante 20 000 à 20 kHz - Distorsion 0,5 % - DÉCODEUR SQ et QS - Circuits prévus pour CD 4 - 4 sorties de HP - Filtres haut et bas - Loudness - Mutting - Balance rotative pour les 4 HP - Partie TUNER AM/FM.

### 1<sup>ère</sup> SUGGESTION

- AMPLI-TUNER 75+
- Table de lecture GARRARD 86SB. Cellule magnétique. Socle et plexi.
- 2 enceintes SCOTT S11.

PRIX DE L'ENSEMBLE **5 900 F**

### 2<sup>e</sup> SUGGESTION

- AMPLI TUNER 75+
- Table de lecture GARRARD 100 SB Cellule magnétique SHURE M 75. Socle et plexi.
- 2 enceintes SUPER MAX MARTIN.

PRIX DE L'ENSEMBLE **6 200 F**

### 3<sup>e</sup> SUGGESTION

- AMPLI TUNER 75+
- Table de lecture SANSUI SR 3060. Cellule magnétique. socle et plexi.
- 2 enceintes JB LANSING Decade L 26.

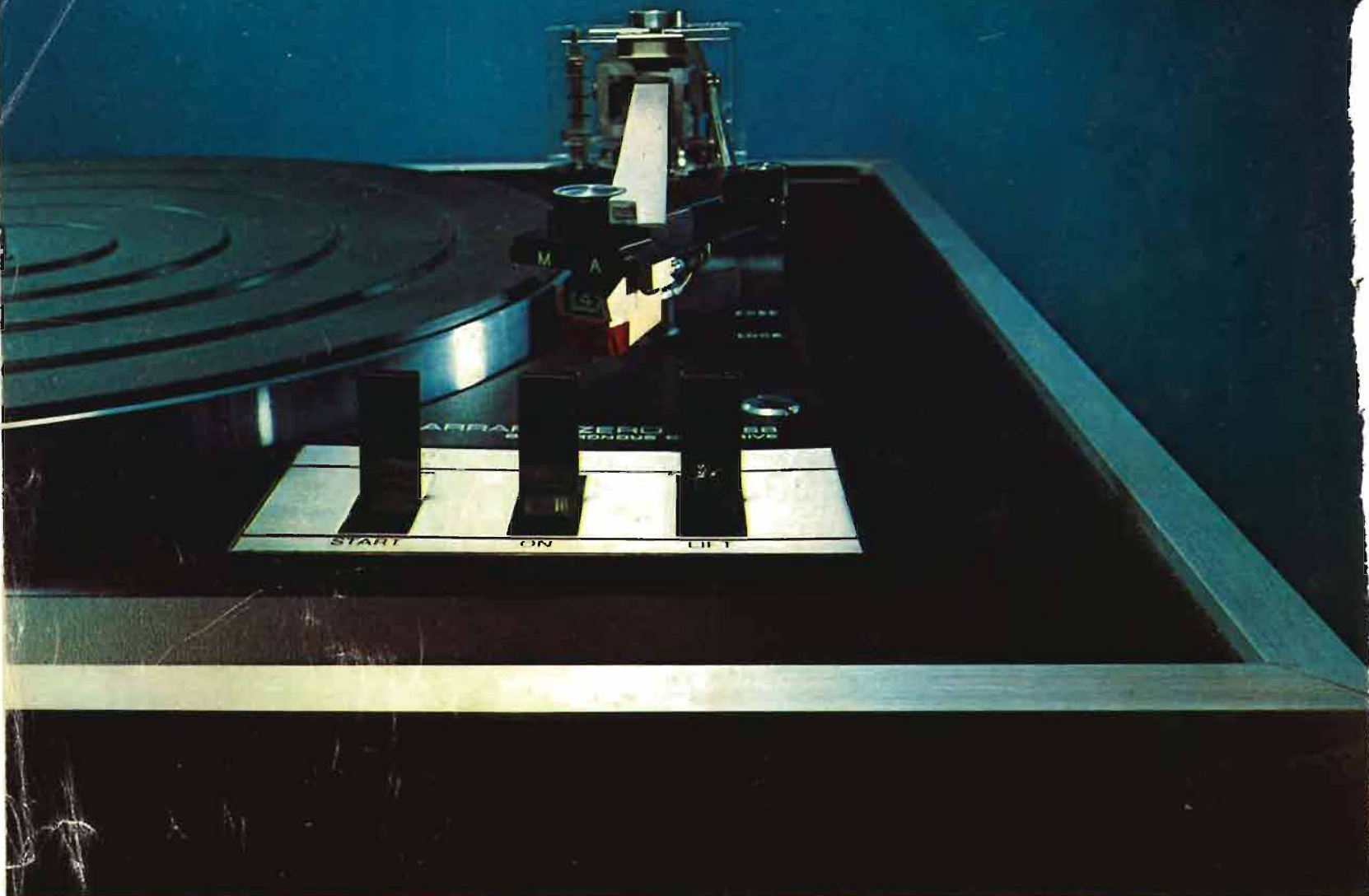
PRIX DE L'ENSEMBLE **7 500 F**

## BIFI-CLUB TERAL

— 30 et 53, rue Traversière, 75012 PARIS — Tél. 307.47.11 - 307.87.74 - 344.67.00

Ouvert sans interruption tous les jours (sauf le dimanche et le lundi matin) de 9 h à 19 h 45

Parking assuré - Crédit possible par le CREG et CETELEM



# une réussite européenne : la table de lecture **Garrard** zéro 100 S.B.

- la "zéro 100 S.B." est la seule table de lecture équipée du bras de lecture de type parallélogramme.
- l'entraînement du plateau de la "zéro 100 S.B." s'effectue par moteur synchrone et courroie.

en vente chez tous les spécialistes Hi Fi

diffusé par :



P.C. 3002

Importateur et distributeur :

**FILM & RADIO**

6, rue Denis-Polsson - 75017 Paris  
tél. : 755.82.92

Garrard-Frank-Bib-Jensen  
Excel-Sound - Lafayette